

Taschenbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie

Herausgegeben von
F. Banneitz

Band I

Taschenbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie

Bearbeitet von

Regierungsrat a. D. Dr. E. Alberti-Berlin; Dr.-Ing. G. Anders-Berlin; Dr. H. Backhaus-Berlin; Postrat Dipl.-Ing. Dr. F. Banneitz-Berlin; Dr.-Ing. H. Carsten-Charlottenburg; Prof. Dr. A. Deckert-Berlin; Postrat Dipl.-Ing. F. Eppen-Berlin; Prof. Dr. A. Esau-Jena; Prof. Dr. A. Gehrts-Charlottenburg; Ingenieur E. Gerlach-Berlin; Postrat Dipl.-Ing. W. Hahn-Berlin; Abt.-Dir. Dr.-Ing. H. Harbich-Berlin; Geh.-Rat Prof. Dr. W. Jaeger-Charlottenburg; Dr. N. v. Korshenewsky-Berlin; Dr. H. F. Mayer-Berlin; Dr. G. Meßtorff-Berlin; Dr. U. Meyer-Köln; Oberingenieur H. Muth-Berlin; Dr.-Ing. L. Pungs-Berlin; Oberingenieur J. Pusch-Berlin; Oberpostinspektor O. Sattelberg-Berlin; Dr. A. Scheibe-Charlottenburg; Oberpostrat H. Schulz-Berlin; Postrat Dr. A. Semm-Berlin; Oberpostrat H. Thurn-Berlin; Postdirektor F. Weichart-Berlin; Geh.-Rat Prof. Dr. K. Wirtz-Darmstadt; Telegraphendirektor Dr. A. Wratzke-Berlin; Regierungsrat Dr. G. Zickner-Charlottenburg

Herausgegeben von

Dr. F. Banneitz

Mit 1190 Abbildungen
und 131 Tabellen



Springer-Verlag Berlin Heidelberg GmbH

1927

**Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung
in fremde Sprachen, vorbehalten.**
© 1927 Springer-Verlag Berlin Heidelberg
Ursprünglich erschienen bei Julius Springer in Berlin 1927
Softcover reprint of the hardcover 1st edition 1927

ISBN 978-3-642-50480-8 ISBN 978-3-642-50789-2 (eBook)
DOI 10.1007/978-3-642-50789-2

Vorwort.

Die drahtlose Telegraphie und Telephonie hat sich im letzten Jahrzehnt, zunächst gefördert durch die Bedürfnisse des Weltkrieges nach Nachrichtsmitteln, sodann in ungeahntem Maße begünstigt durch den Rundfunk, weitgehende Anwendung erobert. Hand in Hand hiermit ging eine stürmische Entwicklung der wissenschaftlichen Grundlagen und des technischen Ausbaus; heute ist es kaum noch dem einzelnen möglich, das ganze Gebiet dieser Technik vollkommen zu beherrschen. Es erschien notwendig, die Ergebnisse, die auf den verschiedenen Teilgebieten erzielt wurden und die in der Fachliteratur verstreut sind, in einem Taschenbuch zusammenzufassen, um sie so für die Weiterentwicklung des Gesamtgebietes voll nutzbar zu machen.

Das vorliegende, diesem Zweck dienende Taschenbuch umfaßt die Technik des Gesamtgebietes der drahtlosen Telegraphie und Telephonie und ist mit den physikalischen und technischen Grundlagen verwandter Gebiete zu einem Nachschlagewerk vereinigt, das das enthält, was der Ingenieur, Forscher und Betriebsbeamte an Unterlagen für Arbeiten auf diesem Gebiete braucht.

Die einzelnen Abschnitte sind von anerkannten Fachmännern bearbeitet und berücksichtigen die neusten Erfahrungen der Technik. Die sprunghafte Entwicklung der Hochfrequenztechnik während der letzten Jahre gestaltete die Bearbeitung dieses Buches sehr mühevoll, vieles mußte während der Drucklegung nochmals überarbeitet werden. Infolgedessen ließ sich auch noch keine vollkommene Einheitlichkeit in der Bearbeitung und keine Vollständigkeit des verarbeiteten Stoffes erreichen; dies muß späteren Auflagen vorbehalten bleiben.

Für die Abschnitte, die sachlich zusammengehören und von mehreren Bearbeitern geliefert wurden, hatten folgende Herren die Unterredaktion übernommen:

U. Meyer: 1. Teil. I. Mathematik, IV. Telegraphen- und Fernsprechtechnik.

K. Wirtz: 2. Teil. Mathematisch-physikalische Grundlagen der Hochfrequenztechnik.

H. Harbich: 3. Teil. Die Einzelteile der Hochfrequenzgeräte.

E. Alberti: 4. Teil. Meßmethoden und Meßtechnik.

A. Semm: 5. Teil. I. Sender.

A. Esau: 5. Teil. II., III. Empfang und Empfänger.

L. Pungs: 5. Teil. VI. Die Funkpeilung.

H. Schulz: 5. Teil. IX. Hochfrequenztelegraphie und -telephonie längs Leitungen (Drahtfunk).

H. Thurn: 6. Teil. Die Funkstationen und der Funkverkehr.

Auch an dieser Stelle möchte ich allen Herren danken, die durch Mitarbeit die Schaffung dieses Buches ermöglichten.

Berlin, im März 1927.

Fritz Banneitz.

Inhaltsverzeichnis.

Erster Teil.

Allgemeine Grundlagen.

I. Mathematik.

	Seite
1. Rechentafeln	2
2. Mathematische Formeln	16
A. Ebene Trigonometrie 16. — B. Sphärische Trigonometrie 20. — C. Hyperbelfunktionen 25. — D. Infinitesimalrechnung 27. — E. Differentialgleichungen 37. — F. Fouriersche Reihen 45. — G. Vektorrechnung 45.	
3. Die Verwendung komplexer Größen (symbolische Rechnung)	48
4. Graphische Darstellung	53
5. Fehlerrechnung	59

II. Physik.

1. Allgemeines	60
A. Mechanik, Dimensionen, Maßsysteme 60. — B. Akustik 62.	
2. Elektrizität und Magnetismus	63
A. Kraftlinien, Feldstärke, Potential 63. — B. Elektrostatik 65. — C. Magneto- statik 69. — D. Elektromagnetismus 72. — E. Wechselstrom 85. — F. Die elek- trischen Maßsysteme und Einheiten 90.	

III. Elektrotechnik.

1. Allgemeines über Gleichstrom	92
A. Das Zweileitersystem 92. — B. Das Dreileitersystem 92.	
2. Galvanische Elemente und Akkumulatoren	92
A. Galvanische Elemente 92. — B. Akkumulatoren 93.	
3. Gleichstrommaschinen	94
A. Allgemeines 94. — B. Gleichstromgeneratoren 94. — C. Gleichstrommotoren 96.	
4. Allgemeines über Wechselstrom	97
A. Definitionen 97. — B. Mittelwert und Effektivwert 99. — C. Leistung der Wechsel- ströme 100. — D. Ohmsches Gesetz für Wechselstrom 101. — E. Darstellung von Wechselströmen durch Vektoren 102.	
5. Wechselstromgeneratoren	103
A. Allgemeines 103. — B. Arbeitsweise 104.	
6. Wechsel- und Drehstrommotoren	107
A. Synchronmotoren 107. — B. Asynchronmotoren 109.	
7. Umformer	110
A. Motorgeneratoren 110. — B. Einankerumformer 111.	
8. Gleichrichter	112
A. Allgemeines 112. — B. Mechanische Gleichrichter 112. — C. Elektrolytische Gleichrichter 114. — D. Gasgleichrichter 114.	
9. Transformatoren	114
A. Allgemeines 114. — B. Die elektromotorische Kraft 114. — C. Das Übersetzungs- verhältnis 115. — D. Arbeitsweise 115. — E. Drehstromtransformatoren 116. — F. Autotransformatoren 116.	
10. Normen für die Bezeichnung von Klemmen	116
11. Schaltungsskizzen und Leistungsangaben einiger Maschinen und Anlasser	118

	Seite
12. Starkstromleitungen	125
A. Bestimmung des Querschnittes 125. — B. Durchhang der Leitungsdrähte 128.	
13. Selbsttätige Spannungsregulierungen	129

IV. Telegraphen- und Fernsprechtechnik.

1. Elektrische Vorgänge auf Leitungen	129
A. Differentialgleichungen 129. — B. Andauernde Sinusschwingungen 130. — C. Gleichstrom 134. — D. Gegenseitige Beeinflussung von Leitungen 137. — E. Leitungsnachbildungen 138.	
2. Leitungen für Telegraphie und Fernsprecher	139
A. Freileitungen 139. — B. Kabel 140. — C. Amtsleitungen 141.	
3. Telegraphenalphabete und Telegraphiergeschwindigkeiten	141
A. Bildung der Zeichen 141. — B. Telegraphenalphabete 142. — C. Anwendung der Alphabete in den verschiedenen Telegraphensystemen 144. — D. Telegraphiergeschwindigkeiten 144.	
4. Telegraphensysteme	146
A. Morseapparatsysteme 146. — B. Hughes' Typendrucker 157. — C. Typendrucker nach dem Fünferalphabet 158. — D. Bildtelegraphie 164.	
5. Telegraphierschaltungen, Relais	165
A. Telegraphierschaltungen 165. — B. Telegraphenrelais 167. — C. Übertragungen, Umschalteinrichtungen 168.	
6. Fernsprechapparate	170
A. Mikrophon 170. — B. Fernhörer 170. — C. Fernsprechrelais 170. — D. Wähler 171. — E. Verstärker für Leitungen 172.	
7. Stromquellen und Hilfsapparate	172
A. Stromquellen 172. — B. Sicherungen 173. — C. Kondensatoren und Drosseln 174. — D. Meßinstrumente 175.	
8. Fernsprechsaltungen	175
A. Teilnehmerschaltungen 175. — B. Vermittlungsämter für Handbetrieb 177. — C. Selbstanschlußämter 180. — D. Leitungsschaltungen 180.	

Zweiter Teil.

Mathematisch-physikalische Grundlagen der Hochfrequenztechnik.

I. Allgemeines über Schwingungen.

1. Grundbegriffe	181
2. Schwingungsarten	182
A. Schwingungsverlauf und Dämpfung 182. — B. Quasistationäre und nichtstationäre Schwingungen 183. — C. Sinusförmige und verzerrte Schwingungen 183. — D. Modulierte Schwingungen 183. — E. Überlagerung 185. — F. Schwingungsverlauf und Erregung 186. — G. Resonanz 186. — H. Fortschreitende und stehende Wellen 186.	
3. Strahlung	190
A. Allgemeines 190. — B. Satz von Poynting 191. — C. Elektrisches und magnetisches Feld eines Leiterelementes 191. — D. Mittlere Strahlungsleistung durch Kugelfläche mit Halbmesser R um ds 192. — E. Strahlungswiderstand 192. — F. Strahlungsvorgang, Kraftlinienfeld 193. — G. Scheitelwerte der elektrischen und magnetischen Feldstärke eines geerdeten, geraden Leiters 193. — H. Mittlere Strahlungsleistung des geerdeten geraden Leiters 194. — I. Strahlungswiderstand des geerdeten geraden Leiters 194. — K. Strahlungsvorgang des geerdeten geraden Leiters 194.	

II. Die Vorgänge in Schwingungskreisen.

1. Kondensatorkreise	195
A. Der einfache, freischwingende Kondensatorkreis 195. — B. Gleichstromquelle und Kondensator 197. — C. Wechselstromquelle und Kondensator 197.	
2. Gekoppelte Kreise	201
A. Allgemeines 201. — B. Wechselwirkung zwischen gekoppelten Kreisen 202. — C. Entkopplung 208.	

	Seite
3. Strahler, Antennen	209
A. Zweck 209. — B. Bestimmungsstücke 209. — C. Anordnung des Gegengewichts 215. — D. Richtwirkung 215.	
4. Die Erregung von Schwingungskreisen	217
A. Knallfunkenerreger 217. — B. Löschfunkenerreger 218. — C. Taktfunkenerreger von Marconi 220. — D. Lichtbogenschwingungen 220. — E. Elektronenröhren 225. — F. Hochfrequenzmaschinen 244.	
5. Nachweis elektrischer Schwingungen, Wellenanzeiger	250
A. Aufgabe der Wellenanzeiger 250. — B. Auf Wärmewirkung beruhende Wellenanzeiger 250. — C. Magnetdetektor 251. — D. Nachweis der Wellen durch Gleichrichtung 251. — E. Überlagerer 258. — F. Tikker und Schleifer 260.	

III. Die Vorgänge im Äther.

1. Das elektrische Feld in der Nähe des Senders	262
A. Sender 262. — B. Das elektromagnetische Feld des Senders 266.	
2. Einflüsse des Zwischenmediums auf die Übertragungsverhältnisse der elektrischen Wellen	273
A. Energieänderungen 273. — B. Richtungsänderungen der elektrischen Wellen 284. — C. Änderung der Polarisationssebene elektrischer Wellen 294. — D. Heavisideschicht 295.	
3. Atmosphärische Störungen	296
A. Die verschiedenen Arten von atmosphärischen Störungen 296. — B. Beobachtungsmethoden 297. — C. Abhängigkeit von der Wellenlänge 299. — D. Abhängigkeit vom Ort 300. — E. Periodische Änderungen der Störungen 304. — F. Richteffekt der atmosphärischen Störungen 307. — G. Verlauf der einzelnen Luftstörungen 310.	

Dritter Teil.

Die Einzelteile der Hochfrequenzgeräte.

I. Widerstände, Isolatoren.

1. Widerstände	312
A. Berechnung von Widerständen 312. — B. Ausführung von Widerständen 317.	
2. Isolatoren	319
A. Isolations- und Oberflächenwiderstand bei Gleichstrom 319. — B. Dielektrische Nachwirkung 320. — C. Durchschlagfestigkeit 321. — D. Isolierstoffe 323.	

II. Kondensatoren.

1. Allgemeines	326
2. Kapazität spezieller Leiterformen	327
A. Kapazität eines einzelnen Leiters 327. — B. Kapazität eines Zweileitersystems 328.	
3. Einfluß des Dielektrikums	331
A. Dielektrizitätskonstante 331. — B. Verluste 332. — C. Rückstand 334.	
4. Die Schaltung von Kondensatoren	334
5. Technische Kondensatoren	336
A. Berechnung 336. — B. Sendekondensatoren 336. — C. Empfangskondensatoren 334. — D. Meß- und Normalkondensatoren 340. — E. Hilfskondensatoren 343.	

III. Spulen.

1. Allgemeines	344
2. Induktivität spezieller Leiterformen	345
A. Selbstinduktion 345. — B. Gegeninduktion 351.	
3. Energieverluste in Spulen	353
A. Übersicht 353. — B. Wirbelströme 354. — C. Spulenkapazität 360. — D. Spulenableitung 361. — E. Wirkwiderstand 361.	
4. Die Schaltung von Spulen	361
5. Technische Spulen	363
A. Gesichtspunkte für den Spulenbau 363. — B. Sendespulen 363. — C. Empfangsspulen 366. — D. Meß- und Normalspulen 369. — E. Hilfspulen 370.	

IV. Tastdrosseln und Frequenzwandler.

	Seite
1. Die Eisenverluste bei Hochfrequenz	371
2. Tastdrosseln	373
A. Allgemeine Bauart und Wirkungsweise 373. — B. Ausführungsform 374. — C. Anwendung 374.	
3. Frequenzwandler	374
A. Frequenzwandler mit Gleichstrommagnetisierung 374. — B. Frequenzwandler ohne Gleichstrommagnetisierung 376. — C. Anwendung 378.	

V. Maste, Antennen, Erdungen.

1. Allgemeines	378
2. Maste	379
A. Maste für bewegliche Stationen 379. — B. Maste für feste Stationen 380.	
3. Sendeantennen	385
A. Bestimmung der erforderlichen Antennengrößen 385. — B. Berechnung der elektrischen und mechanischen Größen 392.	
4. Erdungen	402
A. Allgemeines 402. — B. Erdnetz 403. — C. Gegengewicht 404. — D. Mehrfach abgestimmte Antennen 405. — E. Mehrfacherden 408.	
5. Ausführung von Antennen	411
A. Baustoffe 411. — B. Durchhang 415.	

VI. Funkenstrecken.

1. Allgemeines	417
A. Definitionen 417. — B. Funkenspannungen und Schlagweiten 417. — C. Der Vorgang in der Funkenstrecke 418. — D. Anwendung von Funkenstrecken 419.	
2. Ausführungsformen	420
A. Knall- oder Knarrfunkenstrecken 420. — B. Löschfunkenstrecken 420. — C. Funkenstrecken mit rotierenden Elektroden 422.	
3. Funkenwiderstand, Dämpfung durch die Funkenstrecke	423

VII. Detektoren und Thermoelemente.

1. Kristalldetektoren (Kontakt-detektoren)	424
A. Wirkungsweise und Charakteristik der Kontakt-detektoren 424. — B. Über Kristalle und ihre Verwendbarkeit für Detektoren 425. — C. Zusammensetzung des Materials und seine physikalischen Eigenschaften 427. — D. Einfluß von Widerstand und Stärke des Kontaktdruckes 429. — E. Verwendung eines Hilfspotentials und die Polarität der Kristalle 429. — F. Ausführungsformen 431. — G. Gegen-detektorschaltung 434. — H. Schwingungserzeugende Detektoren 434.	
2. Thermoelemente	432
A. Thermoelektrische Kraft, thermoelektrische Spannungsreihe 434. — B. Peltier-effekt 436. — C. Ausführungsform des Thermoelements, das Thermokreuz 437. — D. Messung mit dem Thermoelement und seine Heizung 437.	

VIII. Elektronenröhren.

1. Elektronenemission glühender Körper	438
A. Emissionsgesetz 438. — B. Elektronenemission von Wolframdrähten 442. — C. Schottky-Effekt: Einfluß äußerer Felder auf die Austrittsarbeit 448.	
2. Raumladung	449
3. Durchgriff und Kennlinien	455
A. Durchgriff 455. — B. Kennlinien 461.	
4. Messungen an Elektronenröhren	463
A. Bestimmung von Steilheit, Durchgriff und innerem Widerstand 463. — B. Messung des Richtwertes 472. — C. Vakuummessung 474.	
5. Kennlinien und Betriebsdaten	475
6. Herstellung von Elektronenröhren	501
A. Herstellung der Kathoden 501. — B. Verstärkeröhrenfabrikation 505. — C. Senderöhrenfabrikation 507. — D. Evakuierprozeß 509.	

	Seite
7. Röhren besonderer Bauart und Wirkungsweise	512
A. Besonderheiten der Steuerelektrode 512. — B. Das Negatron 513. — C. Durch ein Magnetfeld gesteuerte Röhren 514. — D. Sekundärstrahlröhren 516. — E. Mehrgitterröhren 518. — F. Indirekte Heizung der Glühkathode 519. — G. Gasgefüllte Röhren 520.	
IX. Verstärker.	
1. Niederfrequenzverstärker	522
A. Frequenzbereich 522. — B. Schaltung 523. — C. Anpassung 523. — D. Verstärkungsgrad 525. — E. Mehrfachverstärker 525. — F. Betriebsverstärkung von Mehrfachverstärkern 530. — G. Rückgekoppelte Verstärker 531. — H. Wahl der Röhren Betriebsspannungen 531. — I. Endverstärker 534. — K. Verzerrung 535.	
2. Hochfrequenzverstärker	536
A. Frequenzbereich 536. — B. Einfluß der schädlichen Kapazitäten auf die Verstärkungszahl 537. — C. Widerstandsverstärker 537. — D. Drosselverstärker 538. — E. Übertragerverstärker 538. — F. Aufbau und Leitungsverlegung 541. — G. Wahl der Röhren und Betriebsspannungen 541.	
X. Telephone.	
1. Theorie und allgemeine Eigenschaften des Telephons	542
2. Ausführungsformen für Telephone	545
3. Kondensatortelephon	545
4. Thermophon	547
XI. Lautsprecher.	
1. Physiologisches	548
A. Frequenzbereich 548. — B. Lautstärkenempfindlichkeit des Ohres 548.	
2. Die verschiedenen Ausführungsformen	549
A. Ausbildung der Schwingungserregersysteme 549. — B. Übertragung der Schwingungen an die Luft 553.	
3. Leistungsbedarf der Lautsprecher	556
A. Leistungsbedarf der Zimmerlautsprecher 557. — B. Leistungsbedarf der Großlautsprecher 558.	
4. Raumakustik und Lautsprecher	558
A. Raumakustik allgemein 558. — B. Akustische Rückkopplung 559.	
5. Prüfung von Lautsprechern	560
XII. Kopplung und Entkopplung.	
A. Die verschiedenen Arten von Kopplungen	560
B. Entkopplungen	562
XIII. Selektionsmittel.	
1. Zweck	566
2. Überlagerungsempfang	566
3. Resonanzmethode	567
A. Allgemeines 567. — B. Definitionen 567. — C. Siebe und Siebketten 567. — D. Sperrketten 573. — E. Kettenleiter 574.	
XIV. Hilfsapparate und Hilfseinrichtungen.	
1. Relais	577
A. Allgemeine Eigenschaften der Relais 577. — B. Empfangsrelais 580. C. Tastrelais 581. — D. Schaltrelais 584.	
2. Die Konstanthaltung der Umdrehungsgeschwindigkeit von Hochfrequenzmaschinen	585
A. Die erforderliche Konstanz der Umdrehungsgeschwindigkeit 585. — B. Allgemeines über Drehzahlregulierungen 588. — C. Ausführungsformen 591.	

XV. Meßinstrumente.

	Seite
1. Spannungsmesser	597
A. Elektrostatische Spannungsmesser 597. — B. Thermische Spannungsmesser 601. — C. Röhrenvoltmeter 602. — D. Funkenmikrometer 602.	
2. Strommesser	603
A. Direkt anzeigende Strommesser für Hochfrequenz 603. — B. Indirekt anzeigende Strommesser für Hochfrequenz 606. — C. Strommesser für Mittel- und Niederfrequenz 607. — D. Strommesser für Gleichstrom 608.	
3. Instrumente zur Analyse der Schwingungen	610
A. Elektrodynamische Oszillographen 610. — B. Glimmlichtoszillograph 612. — C. Helmholtzsches Pendel 612. — D. Braunsches Rohr 612.	
4. Wellenmesser	614
A. Resonanzwellenmesser 614. — B. Wellenmesser mit zwei Wechselstromwiderständen 617. — C. Wellenmesser mit Resonanzbrückenschaltung 619. — D. Wellenmesser mit harmonischen Oberschwingungen 620. — E. Frequenznormale (Quarzresonatoren) 620.	
5. Dämpfungsmesser	621
A. Dämpfungsmesser nach Ludewig, Huth und Behne 622. — B. Dämpfungsmesser nach F. A. Kolster 622. — C. Dämpfungsmesser von Wisent 622.	

Vierter Teil.

Meßmethoden und Meßtechnik.

I. Kapazitäts- und Induktivitätsmessungen.

1. Allgemeines	623
2. Messung von Kapazitäten	624
A. Absolutmethoden 624. — B. Relativmethoden 625. — C. Messung der Dielektrizitätskonstanten 630. — D. Messung des Verlustwinkels 631.	
3. Messung von Induktivitäten	631
A. Absolute Messungen der Selbstinduktion 631. — B. Selbstinduktionsvergleichen 632. — C. Messung der Gegeninduktion 635. — D. Messung des wirksamen Widerstandes 636.	
4. Vergleichung von Kapazitäten und Induktivitäten	637
A. im Schwingungskreis 637. — B. in der Brücke 640.	
5. Messung der wirksamen Kapazität und Induktivität von Antennen .	642
A. Bedeutung der wirksamen Werte 642. — B. Absolutbestimmung 643. — C. Relativbestimmungen 643.	

II. Bestimmung von Kopplungskoeffizienten.

A. Durch Ermittlung der wirksamen Größen 645. — B. Bestimmung durch Spannungsmessungen 645. — C. Aus den Kopplungsschwingungen 647

III. Spannungsmessungen, Funkenpotentiale.

1. Messung von Spannungseffekten	651
A. Mit dem elektrostatischen Voltmeter 651. — B. Mit dem Hitzdrahtvoltmeter 651. — C. Mit dem Thermovoltmeter 652. — D. Mit dem Röhrenvoltmeter 652.	
2. Messung von Scheitelspannungen	654
A. Mit dem Funkenmikrometer 654. — B. Mit der Glimmröhre 656. — C. Mit der Photozelle 657. — D. Mit dem Röhrenvoltmeter 657. — E. Durch Aufladung eines Kondensators 657.	

IV. Strommessungen.

1. Messung großer Stromstärken	657
A. Mit Hitzdrahtamperemetern 657. — B. Nach dem indirekten Verfahren 659.	
2. Messung kleiner Stromstärken	659
A. Mit direkt anzeigenden Strommessern 659. — B. Mit thermischen Detektoren 659. — C. Mit Gleichrichterdetektoren 662.	

V. Leistungs- und Verlustmessungen.

	Seite
1. Aus Strom und Wirkwiderstand	664
2. Mit dem Elektrometer	665
3. Durch drei Spannungsmessungen	665
4. Mit der Thermokreuzbrücke	666
5. Mit dem Differentialtransformator	666
6. Mit der Braunschen Röhre	667
7. Kalorimetrische Verlustmessung	667

VI. Bestimmung von Wellenlängen und Wellengruppenfrequenzen.

1. Wellenlängenmessungen bei Sendern	669
A. Durch Auswertung von Schwingungskurven 669. — B. Mittels des Parallel- drahtsystems von Lecher 669. — C. Bei Hochfrequenzmaschinen aus ihrer Um- drehungszahl 670. — D. Durch Strom- und Spannungsmessung 670. — E. Mit einem geeichten Wellenmesser (in Resonatorschaltung) 670. — F. Mit Schwebungs- methoden 671.	
2. Wellenlängenbestimmung bei Empfängern	672
A. Durch Rechnung aus der Thomsonschen Formel 672. — B. Mit einem geeichten Wellenmesser in Oszillatorschaltung 672. — C. Mit einem geeichten Wellenmesser in Resonatorschaltung 673. — D. Eichung von Wellenmessern 674.	
3. Messung von Wellengruppenfrequenzen	674

VII. Messung des Dämpfungskoeffizienten und des Wirkwiderstandes von Schwingungskreisen.

1. Bestimmung des Dämpfungskoeffizienten aus der Resonanzkurve des Stromeffektes über der Verstimmung	676
A. Erregung mit gedämpften Schwingungen 676. — B. Erregung mit ungedämpften Schwingungen 678.	
2. Bestimmung des Dämpfungskoeffizienten aus der Resonanzkurve des Stromeffektes über dem Frequenzverhältnis	680
3. Bestimmung des Dämpfungskoeffizienten aus Frequenzverhältnis und Verstimmung	681
4. Bestimmung des Dämpfungswiderstandes durch Vergleich mit einem bekannten Widerstande	681
A. Aus der Änderung des Resonanzstromes mit der Größe eines Zusatzwiderstandes im Meßkreise 681. — B. Nach der Substitutionsmethode 684.	
5. Bestimmung des Dämpfungswiderstandes durch Entladung eines Kon- densators	685
6. Aus Strom- und Spannungsmessung	686
7. Aus Leistungsmessung und Strom- und Spannungsmessung	687

VIII. Messung der Empfangsintensität.

1. Relative Bestimmung der Empfangslautstärke	687
2. Quantitative Messung der Stärke des von einer Sendeanlage ausgestrahl- ten elektromagnetischen Feldes	688
A. Messung der Strahlungsleistung einer Sendeanlage, Bestimmung von effektiven Höhen von Sende- und Empfangsantennen (Nahmessungen) 688. — B. Messung der Feldstärke bei Fernempfang 692.	

IX. Messungen an Telephonen.

1. Messung der Eigenfrequenz	702
2. Messung der Empfindlichkeit	702
A. Ermittlung der Empfindlichkeit durch Messung der elektrischen Leistung 702. — B. Ermittlung der Empfindlichkeit durch Messung der Lautstärke 703.	
3. Messung des Wirkungsgrades	707
A. Mit Hilfe zweier gekoppelter Telephone 707. — B. Durch Aufnahme von Re- sonanzkurven 708.	
4. Aufnahme der Charakteristik	708

X. Aufnahme und Analyse von Schwingungen.

	Seite
1. Mit dem rotierenden Spiegel	708
2. Mit Oszillographen	709
A. Elektrodynamische Oszillographen 709. — B. Glimmlichtoszillographen 709. —	
3. Mit dem Helmholtz'schen Pendel	709
4. Mit der Braunschen Röhre	709
A. Der Zeit proportionale Hilfsgröße 710. — B. Hilfsgröße bekannter, aber der Zeit nicht proportionaler Kurvenform 710. — C. Hilfsgröße proportional dem Differentialquotient der gesuchten Wechselgröße 711.	
5. Mit Hilfe eines Wellenmessers	711
A. Bei Nieder- und Mittelfrequenz 711. — B. Bei Hochfrequenz 712.	

Fünfter Teil.

Die Einrichtungen zum Senden und zum Empfang.**I. Sender.**

1. Allgemeines	713
A. Definitionen 713. — B. Die an einen Sender zu stellenden Forderungen 715. — C. Die Oberwellen der Sender und ihre Unterdrückung 721. — D. Besondere Eigenschaften 728. — E. Die verschiedenen Formen der Senderkonstruktionen 728.	
2. Funkensender	729
A. Allgemeines 729. — B. Älteste Systeme mit direkter Antennenerregung 730. — C. Funkensender alter Art mit geschlossenem Schwingungskreis 730. — D. Tonfunkensender 731. — E. Ausführungsformen 732. — F. Bedienung eines Löschfunkensenders 735.	
3. Lichtbogensender	736
A. Beziehungen zwischen den Gleichstrom- und Hochfrequenzgrößen 736. — B. Die praktische Anwendung und Ausführungsform der Entionisierungsmittel 737. — C. Die wichtigsten Schaltungen von Lichtbogensendern 745. — D. Technische Ausführungsformen 752.	
4. Röhrensender	736
A. Allgemeines 767. — B. Einzelheiten über Röhrensender 778. — C. Ausführungsbeispiele 802.	
5. Maschinensender	806
A. Allgemeines 806. — B. Maschinensender ohne ruhende Frequenzwandler 866. — C. Maschinensender mit ruhenden Frequenzwandlern 817.	

II. Der Empfang.

A. Empfangsantenne 832. — B. Richtcharakteristiken von Antennenkombinationen 835. — C. Praktische Herstellung von Richtcharakteristiken 845. — D. Die Abstimmittel 850. — E. Die Verstärkung 854. — F. Schnelltelegraphie 857. — G. Mittel zur Beseitigung von Empfangsstörungen 858.

III. Die Empfänger.

1. Detektorempfänger	866
2. Röhrenempfänger	868
A. Empfänger mit einer Röhre 869. — B. Empfänger mit mehreren Röhren 876.	

IV. Drahtlose Schnelltelegraphie und Schreibempfang.

1. Allgemeines	884
A. Definitionen 884. — B. Vorzüge der Schnelltelegraphie 885. — C. Bedingungen für die Anwendbarkeit der Schnelltelegraphie 885.	
2. Die zusätzlichen Einrichtungen für drahtlose Schnelltelegraphie . . .	889
A. Sendeseite 889. — B. Empfangsseite 891. — C. Die Gesamtanordnung für Schnelltelegraphie 895.	
3. Die Verwendbarkeit der gebräuchlichsten Schnelltelegraphenapparate für die drahtlose Telegraphie	897
A. Mit Morseschrift arbeitende Systeme 897. — B. Typendrucker 899.	
4. Geheimhaltung	900
5. Anrufeinrichtungen	901

V. Drahtlose Telephonie.		Seite
1. Allgemeines		903
A. Definition 903. — B. Betriebsarten 903. — C. Betriebsmittel 903.		
2. Modulation der Trägerwelle		903
A. Frequenzbereich von Sprache und Musik 903. — B. Modulation 904.		
3. Die Telephonieeinrichtungen der Sender		910
A. Allgemeines 910. — B. Modulationsmittel 910. — C. Die Aufnahmegeräte (Mikrophone) 917.		
4. Fernbesprechung		925
A. Allgemeines 925. — B. Fernbesprechung über Drahtleitungen 925. — C. Fernbesprechung auf drahtlosem Wege 925.		
5. Wechsel- und Gegensprechen		926
A. Allgemeines 926. — B. Wechselsprechen 926. — C. Gegensprechen 927.		
6. Rundfunk		934
A. Allgemeines 934. — B. Einteilung der Rundfunkdienste 935. — C. Wirtschafts- und Presserundfunk 935. — D. Unterhaltungsrundfunk 935.		

VI. Die Funkpeilung.

1. Allgemeines		942
A. Grundlagen der Funkpeilung 942. — B. Bestandteile der Anlagen für Funkpeilung 942.		
2. Empfangsanlagen für Funkpeilung		943
A. Antennenformen 943. — B. Das Vielfachantennensystem 945. — C. Das Radiogoniometer 947. — D. Der Peilrahmen 951. — E. Trommelspule 957.		
3. Sendeanlagen für Funkpeilung		958
A. Antennenformen 958. — B. Anlagen mit sprungweiser Richtungsänderung 959. — C. Anlagen mit stetiger Richtungsänderung 960. — D. Die Richtungssendeanlagen Cleve und Tondern 961. — E. Kursweiser 964. — F. Richtungssender mit kurzen Wellen 964.		
4. Peilverfahren		965
A. Allgemeines 965. — B. Fremdpeilung bei kürzeren Entfernungen 965. — C. Eigenpeilung bei kürzeren Entfernungen 966. — D. Peilung bei großen Entfernungen 967.		
5. Fehlweisungen		969
A. Allgemeines 969. — B. Einfluß des Bodens und des Zwischengeländes 969. — C. Einfluß des Zustandes der Atmosphäre 970. — D. Flugzeugpeilungen 971.		

VII. Kurze elektrische Wellen.

1. Historische Entwicklung		972
2. Der Sender für kurze Wellen		974
A. Antennen 974. — B. Erzeugung der Wellen 976.		
3. Der Empfang kurzer Wellen		977
A. Empfangsantennen 978. — B. Empfänger 979.		
4. Vorgänge im Zwischenmedium		981
A. Feldstärken kurzer Wellen 981. — B. Beschaffenheit des Wellenweges 981. — C. Atmosphärische Störungen 984. — D. Richtungsänderungen 984. — E. Drehung der Polarisationssebene 985.		
5. Betriebserfahrungen		985
6. Anwendungsmöglichkeiten		986

VIII. Kurzwellensender.

1. Kurzwellensender für ungedämpfte Wellen		989
A. Allgemeines 989. — B. Sonderschaltungen 990. — C. Fremdsteuerung und Frequenzvervielfachung 997.		
2. Kurzwellensender für gedämpfte Wellen		999
A. Allgemeines 999. — B. Sonderschaltungen 1000.		

IX. Hochfrequenz-Telegraphie und -Telephonie längs Leitungen (Drahtfunk).	
1. Allgemeines	Seite 1001
2. Umformung der Nachrichtenenergie	1003
A. Modulation 1003. — B. Wechselstromdemodulation 1007.	
3. Siebmittel	1007
A. Bedürfnisse der Frequenztrennung beim Mehrfachbetrieb einer Leitung 1007. — B. Siebketten 1008. — C. Allgemeine Siebkettenformeln 1009. — D. Besondere Formen der Siebketten 1009. — E. Besondere Formeln für die drei Hauptarten der Siebkette 1010. — F. Siebketten für die Bedürfnisse unter A. 1012.	
4. Ausbreitung der Wechselströme auf Drahtleitungen	1013
5. Anwendung des Drahtfunks für den allgemeinen Verkehr (Rentabilität)	1016
6. Die technische Ausführung der Mehrfachtelephoniesysteme	1018
A. Telefunkenystem 1018. — B. Das Drahtfunksystem von C. Lorenz A.-G. 1023.	
7. Hochfrequenztelephonie längs Hochspannungsleitungen. Elektrizitäts- werkstelephonie	1024

X. Betriebstechnische Organisation des Funkverkehrs.

1. Die verschiedenen Formen des Funkverkehrs	1029
A. Rundfunk 1029. — B. Einfachverkehr (Simplexverkehr) 1030. — C. Doppel- verkehr (Duplexverkehr) 1031. — D. Gabelverkehr 1031. — E. Vielfachverkehr 1032.	
2. Betriebszentrale	1033
A. Allgemeine Gesichtspunkte 1033. — B. Anordnung und Ausrüstung der Arbeits- plätze, Spitzenplatz 1034. — C. Aufnahme der Telegramme 1036. — D. Sender- kontrolle 1037.	
3. Fernastung und Fernbesprechung	1040
A. Fernastung der Sender 1040. — B. Fernbesprechung der Sender 1041. — C. Re- laisseur 1041.	
4. Empfangsübertragung mit Endempfang	1042

Sechster Teil.

Die Funkstationen und der Funkverkehr.

I. Die Funkanlagen Deutschlands.

1. Übersicht über den Funkverkehr Deutschlands	1044
A. Einrichtungen für den gegenseitigen Verkehr fester Stationen 1044. — B. Ein- richtungen für den Verkehr fester Stationen mit beweglichen Stationen 1046. — C. Einrichtungen für den Rundfunkverkehr 1047.	
2. Technische Einrichtungen der Funkanlagen der Deutschen Reichspost	1048
A. Technische Einrichtung der Hauptfunkstelle Berlin 1048. — B. Technische Ein- richtung der Großfunkstellen Nauen und Eilvese sowie der Empfangsstelle Geltow 1052. — C. Küstenfunkstellen 1055. — D. Technische Einrichtung der Rundfunk- sendeanlagen 1057.	

II. Organisation und Rechtsverhältnisse des Funkverkehrs.

1. Organisation des Funkverkehrs in Deutschland	1058
A. Oberleitung 1058. — B. Der Auslandsfunkverkehr 1058. — C. Bordfunkver- kehr 1060. — D. Rundfunkdienste 1061.	
2. Die Rechtsverhältnisse im Funkverkehr	1070
A. In Deutschland 1070. — B. Die gesetzliche Regelung des Funkwesens in den europäischen Vertragsländern 1078.	
3. Internationale Abmachungen	1089
A. Die Telegraphenkonferenzen nach dem Weltkriege 1089. — B. Internationale Funkverträge 1090.	

III. Die Abwicklung des Funkverkehrs unter besonderer Berücksichtigung der Verhältnisse in Deutschland.

	Seite
1. Betriebsvorschriften	1092
2. Übermittlung der Funktelegramme	1093
A. Morsezeichen 1093. — B. Abkürzungen 1095.	
3. Verkehr mit Schiffen	1101
4. Funkpeildienst	1105
5. Flugfunkdienst	1108
6. Zugfunkdienst	1109
7. Verkehrsübersichten	1111
8. Personalausbildung	1112
9. Der funktelegraphische Wetter- und Zeitzeichendienst	1114
A. Wetterdienst 1114. — B. Zeitzeichendienst 1116.	
10. Das Telegraphengeheimnis in der Funktelegraphie	1118

IV. Funkverkehrsübersichten.

1. Die deutschen Funkstellen	1119
A. Großfunkstellen 1119. — B. Hauptfunkstellen 1120. — C. Küstenfunkstellen 1120. — D. Flugfunkstellen 1122.	
2. Die neuen europäischen Wellenlängen für den Rundfunk	1123
3. Übersicht über die europäischen Sendestellen für den funktelegraphischen Wetterdienst	1127
4. Funkstellen für den Zeitzeichendienst	1133
5. Funkstellen, die Presseberichte „an alle“ senden	1138
6. Die hauptsächlichsten Funkstellen für den Telegrammverkehr von Land zu Land und ihre Verkehrsbeziehungen	1141
A. Europäische Staaten 1141. — B. Außereuropäische Staaten 1147.	
7. Rufzeichenlisten	1150
A. Verteilung der Rufzeichen für Küsten- und Bordfunkstellen 1150. — B. Rufzeichenliste der bekanntesten Funkstellen 1151.	

Siebenter Teil.

Anhang.

1. Zahlenwerte von Schwingungskreisen	1160
2. Die Konstanten der gebräuchlichsten Stoffe	1169
3. Fachausdrücke	1176
A. Englisch-Deutsch 1176. — B. Französisch-Deutsch 1185.	
4. Zusammenstellung der wichtigsten Fachbücher und Fachzeitschriften 1191	
A. Fachbücher 1191. — B. Fachzeitschriften 1193.	
5. Maße, Einheiten, Konstanten	1194
A. Gebräuchliche praktische Maße und Einheiten 1194. — B. Verschiedene Zahlen und Konstanten 1197.	
6. Verschiedenes	1198
Wellenlängen der Schallwellen 1198. — Schallgeschwindigkeiten in verschiedenen Stoffen 1198. — Uhrzeiten der Länder 1198. — Die gebräuchlichsten Formelzeichen 1200. — Gebräuchliche Abkürzungen 1201.	

Nachtrag.

I. Kondensatoren und Spulen	1202
II. Elektronenröhren	1205
III. Drahtlose Bildübertragung (Bildfunk)	1212
Namen- und Sachverzeichnis	1220

Abbildungen aus anderen Werken.

Aus anderen Werken sind, soweit die Quelle im zugehörigen Text nicht angegeben ist, folgende Abbildungen entnommen:

Abb. 212, 214, 215, 227, 369, 609, 610, 611, 612, 621, 622, 623, 625, 708, 769, 961 aus H. Rein u. K. Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum.

Abb. 176, 177, 178, 198, 205, 206, 207, 208, 209, 213, 217, 264, 265, 269, 288, 365, 366, 371, 435, 436, 437, 626, 736, 768 aus H. Rein u. K. Wirtz: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie.

Abb. 377 aus ETZ **44**, S. 913. 1923.

Abb. 1007 aus ETZ **45**, S. 218. 1924.

Abb. 343 aus F. F. Martens: Elektrotechnik II.

Abb. 375, 616 aus W. Jaeger: Elektrische Meßtechnik.

Abb. 155 aus Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern II, S. 411.

Abb. 116, 121, 147, 148, 151 aus K. Strecker: Hilfsbuch für die Elektrotechnik.

Abb. 71, 102, 108, 117, 132, 133, 143, 153, 154 aus K. Strecker: Die Telegraphentechnik.

Abb. 336 aus A. Schwaiger: Lehrbuch der elektrischen Festigkeit von Isoliermaterialien.

Abb. 506, 507, 508, 509 aus A. Berliner u. K. Scheel: Physikalisches Wörterbuch.

Abb. 341, 342, 344, 679, 680 aus J. Zenneck u. H. Rukop: Drahtlose Telegraphie.

Abb. 216, 219, 335, 339, 340, 364, 367, 368, 370, 433, 438, 619, 624, 631, 764 aus E. Nesper: Handbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie.

Abb. 444 aus E. Nesper: Radioamateur.

Abb. 545 aus E. Nesper: Lautsprecher.

Berichtigungen während der Drucklegung.

S. 1001, 7. Zeile von unten muß lauten:

Bearbeitet von H. Schulz (1 bis 4 und 6 B) und H. Muth (5, 6 A und 7).

S. 1059 unter Europaverkehr hinzufügen: Lissabon (Portugal).

S. 1066 Fußnote letzte Zeile: Der Rundfunksender in Langenberg (Rhld.) ist am 15. Januar 1927 in Betrieb genommen worden. Sendewelle 468,8 m.

S. 1070, Zeile 36: Der Deutschlandsender benutzt neuerdings die Welle 1250 m.

S. 1092, Zeile 19: Funkkonferenz (Anfang Oktober 1927 in Washington).

S. 1107, Zeile 34: Zur Zeit wird Stubbenkammer mit einer Funknebelsignalestelle ausgerüstet.

S. 1111 zu Tabelle 108: Deutschland besaß Ende 1926: 32 Küsten- und 666 Bordfunkstellen.

S. 1115, Tabelle 111, Spalte 3 unter Norddeich und Swinemünde streichen; im Anschluß daran auf Welle 1100 m ungedämpft.

S. 1123 in dem Rundfunkwellenplan sind inzwischen folgende Änderungen eingetreten:

Neue Welle	Sendestelle	Neue Welle	Sendestelle
252,1	Bradford	326,1	Birmingham
272,7	Sheffield	329,7	Königsberg (Pr.)
275,2	Nottingham	357,1	Graz
277,8	Leeds	365,8	Leipzig
	{	370,4	Bergen
294,1		400	Plymouth
	{	449	Rom
297		468,8	Langenberg (Rhld.)
303	Nürnberg	494	Zürich
306,1	Belfast	500	Aberdeen

S. 1141, Tabelle 118 unter Berlin (Königs Wusterhausen) in Spalten 4 und 5 zu setzen: Lissabon-Portugal.

Erster Teil.

Allgemeine Grundlagen.

I. Mathematik.

Bearbeitet von U. Meyer (1, 2C, 2E1, 2F, 3 bis 5) und A. Deckert (2A, 2B, 2D bis 2Ek, 2G).

I. Rechentafeln.

a) Briggsche Logarithmen, $\lg n$.

100—499

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
100	00000	00043	00087	00130	00173	00217	00260	00303	00346	00389
101	00432	00475	00518	00561	00604	00647	00689	00732	00775	00817
102	00860	00903	00945	00988	01030	01072	01115	01157	01199	01242
103	01284	01326	01368	01410	01452	01494	01536	01578	01620	01662
104	01703	01745	01787	01828	01870	01912	01953	01995	02036	02078
105	02119	02160	02202	02243	02284	02325	02366	02407	02449	02490
106	02531	02572	02612	02653	02694	02735	02776	02816	02857	02898
107	02938	02979	03019	03060	03100	03141	03181	03222	03262	03302
108	03342	03383	03423	03463	03503	03543	03583	03623	03663	03703
109	03743	03782	03822	03862	03902	03941	03981	04021	04060	04100
11	04139	04532	04922	05308	05690	06070	06446	06819	07188	07555
12	07918	08279	08636	08991	09342	09691	10037	10380	10721	11059
13	11394	11727	12057	12385	12710	13033	13354	13672	13988	14301
14	14613	14922	15229	15534	15836	16137	16435	16732	17026	17319
15	17609	17898	18184	18469	18752	19033	19312	19590	19866	20140
16	20412	20683	20952	21219	21484	21748	22011	22272	22531	22789
17	23045	23300	23553	23805	24055	24304	24551	24797	25042	25285
18	25527	25768	26007	26245	26482	26717	26951	27184	27416	27646
19	27875	28103	28330	28556	28780	29003	29226	29447	29667	29885
20	30103	30320	30535	30750	30963	31175	31387	31597	31806	32015
21	32222	32428	32634	32838	33041	33244	33445	33646	33846	34044
22	34242	34439	34635	34830	35025	35218	35411	35603	35793	35984
23	36173	36361	36549	36736	36922	37107	37291	37475	37658	37840
24	38021	38202	38382	38561	38739	38917	39094	39270	39445	39620
25	39794	39967	40140	40312	40483	40654	40824	40993	41162	41330
26	41497	41664	41830	41996	42160	42325	42488	42651	42813	42975
27	43136	43297	43457	43616	43775	43933	44091	44248	44404	44560
28	44716	44871	45025	45179	45332	45484	45637	45788	45939	46090
29	46240	46389	46538	46687	46835	46982	47129	47276	47422	47567
30	47712	47857	48001	48144	48287	48430	48572	48714	48855	48996
31	49136	49276	49415	49554	49693	49831	49969	50106	50243	50379
32	50515	50651	50786	50920	51055	51188	51322	51455	51587	51720
33	51851	51983	52114	52244	52375	52504	52634	52763	52892	53020
34	53148	53275	53403	53529	53656	53782	53908	54033	54158	54283
35	54407	54531	54654	54777	54900	55023	55145	55267	55388	55509
36	55630	55751	55871	55991	56110	56229	56348	56467	56585	56703
37	56820	56937	57054	57171	57287	57403	57519	57634	57749	57864
38	57978	58092	58206	58320	58433	58546	58659	58771	58883	58995
39	59106	59218	59329	59439	59550	59660	59770	59879	59988	60097
40	60206	60314	60423	60531	60638	60746	60853	60959	61066	61172
41	61278	61384	61490	61595	61700	61805	61909	62014	62118	62221
42	62325	62428	62531	62634	62737	62839	62941	63043	63144	63246
43	63347	63448	63548	63649	63749	63849	63949	64048	64147	64246
44	64345	64444	64542	64640	64738	64836	64933	65031	65128	65225
45	65321	65418	65514	65610	65706	65801	65896	65992	66087	66181
46	66276	66370	66464	66558	66652	66745	66839	66932	67025	67117
47	67210	67302	67394	67486	67578	67669	67761	67852	67943	68034
48	68124	68215	68305	68395	68485	68574	68664	68753	68842	68931
49	69020	69108	69197	69285	69373	69461	69548	69636	69723	69810
n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

a) Briggsche Logarithmen, $\lg n$ (Fortsetzung).

500—999

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
50	69897	69984	70070	70157	70243	70329	70415	70501	70586	70672
51	70757	70842	70927	71012	71096	71181	71265	71349	71433	71517
52	71600	71684	71767	71850	71933	72016	72099	72181	72263	72346
53	72428	72509	72591	72673	72754	72835	72916	72997	73078	73159
54	73239	73320	73400	73480	73560	73640	73719	73799	73878	73957
55	74036	74115	74194	74273	74351	74429	74507	74586	74663	74741
56	74819	74896	74974	75051	75128	75205	75282	75358	75435	75511
57	75587	75664	75740	75815	75891	75967	76042	76118	76193	76268
58	76343	76418	76492	76567	76641	76716	76790	76864	76938	77012
59	77085	77159	77232	77305	77379	77452	77525	77597	77670	77743
60	77815	77887	77960	78032	78104	78176	78247	78319	78390	78462
61	78533	78604	78675	78746	78817	78888	78958	79029	79099	79169
62	79239	79309	79379	79449	79518	79588	79657	79727	79796	79865
63	79934	80003	80072	80140	80209	80277	80346	80414	80482	80550
64	80618	80686	80754	80821	80889	80956	81023	81090	81158	81224
65	81291	81358	81425	81491	81558	81624	81690	81757	81823	81889
66	81954	82020	82086	82151	82217	82282	82347	82413	82478	82543
67	82607	82672	82737	82802	82866	82930	82995	83059	83123	83187
68	83251	83315	83378	83442	83506	83569	83632	83696	83759	83822
69	83885	83948	84011	84073	84136	84198	84261	84323	84386	84448
70	84510	84572	84634	84696	84757	84819	84880	84942	85003	85065
71	85126	85187	85248	85309	85370	85431	85491	85552	85612	85673
72	85733	85794	85854	85914	85974	86034	86094	86153	86213	86273
73	86332	86392	86451	86510	86570	86629	86688	86747	86806	86864
74	86923	86982	87040	87099	87157	87216	87274	87332	87390	87448
75	87506	87564	87622	87679	87737	87795	87852	87910	87967	88024
76	88081	88138	88195	88252	88309	88366	88423	88480	88536	88593
77	88649	88705	88762	88818	88874	88930	88986	89042	89098	89154
78	89209	89265	89321	89376	89432	89487	89542	89597	89653	89708
79	89763	89818	89873	89927	89982	90037	90091	90146	90200	90255
80	90309	90363	90417	90472	90526	90580	90634	90687	90741	90795
81	90849	90902	90956	91009	91062	91116	91169	91222	91275	91328
82	91381	91434	91487	91540	91593	91645	91698	91751	91803	91855
83	91908	91960	92012	92065	92117	92169	92221	92273	92324	92376
84	92428	92480	92531	92583	92634	92686	92737	92788	92840	92891
85	92942	92993	93044	93095	93146	93197	93247	93298	93349	93399
86	93450	93500	93551	93601	93651	93702	93752	93802	93852	93902
87	93952	94002	94052	94101	94151	94201	94250	94300	94349	94399
88	94448	94498	94547	94596	94645	94694	94743	94792	94841	94890
89	94939	94988	95036	95085	95134	95182	95231	95279	95328	95376
90	95424	95472	95521	95569	95617	95665	95713	95761	95809	95856
91	95904	95952	95999	96047	96095	96142	96190	96237	96284	96332
92	96379	96426	96473	96520	96567	96614	96661	96708	96755	96802
93	96848	96895	96942	96988	97035	97081	97128	97174	97220	97267
94	97313	97359	97405	97451	97497	97543	97589	97635	97681	97727
95	97772	97818	97864	97909	97955	98000	98046	98091	98137	98182
96	98227	98272	98318	98363	98408	98453	98498	98543	98588	98632
97	98677	98722	98767	98811	98856	98900	98945	98989	99034	99078
98	99123	99167	99211	99255	99300	99344	99388	99432	99476	99520
99	99564	99607	99651	99695	99739	99782	99826	99870	99913	99957
n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

b) Natürliche Logarithmen, $\ln n$.

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	$-\infty$	0,0000	0,6931	1,0986	1,3863	1,6094	1,7918	1,9459	2,0794	2,1972
10	2,3026	2,3979	2,4849	2,5649	2,6391	2,7081	2,7726	2,8332	2,8904	2,9444
20	2,9957	3,0445	3,0910	3,1355	3,1781	3,2189	3,2581	3,2958	3,3322	3,3673
30	3,4012	3,4340	3,4657	3,4965	3,5264	3,5553	3,5835	3,6109	3,6376	3,6636
40	3,6889	3,7139	3,7377	3,7612	3,7842	3,8067	3,8286	3,8501	3,8712	3,8918
50	3,9120	3,9318	3,9512	3,9703	3,9890	4,0073	4,0254	4,0431	4,0604	4,0775
60	4,0943	4,1109	4,1271	4,1431	4,1589	4,1744	4,1897	4,2047	4,2195	4,2341
70	4,2485	4,2627	4,2767	4,2905	4,3041	4,3175	4,3307	4,3438	4,3567	4,3694
80	4,2820	4,3944	4,4067	4,4188	4,4308	4,4427	4,4543	4,4659	4,4773	4,4886
90	4,4998	4,5109	4,5218	4,5326	4,5433	4,5539	4,5643	4,5747	4,5850	4,5951
100	4,6052	4,6151	4,6250	4,6347	4,6444	4,6540	4,6634	4,6728	4,6821	4,6913
110	4,7005	4,7095	4,7185	4,7274	4,7362	4,7449	4,7536	4,7622	4,7707	4,7791
120	4,7875	4,7958	4,8040	4,8122	4,8203	4,8283	4,8363	4,8442	4,8520	4,8598
130	4,8675	4,8752	4,8828	4,8903	4,8978	4,9053	4,9127	4,9200	4,9273	4,9345
140	4,9416	4,9488	4,9558	4,9628	4,9698	4,9767	4,9836	4,9904	4,9972	5,0039
150	5,0106	5,0173	5,0239	5,0304	5,0370	5,0434	5,0499	5,0562	5,0626	5,0689
160	5,0752	5,0814	5,0876	5,0938	5,0999	5,1059	5,1120	5,1180	5,1240	5,1299
170	5,1358	5,1417	5,1475	5,1533	5,1591	5,1648	5,1705	5,1761	5,1818	5,1874
180	5,1930	5,1985	5,2040	5,2095	5,2149	5,2204	5,2257	5,2311	5,2364	5,2417
190	5,2470	5,2523	5,2575	5,2627	5,2679	5,2730	5,2781	5,2832	5,2883	5,2933
200	5,2983	5,3033	5,3083	5,3132	5,3181	5,3230	5,3279	5,3327	5,3375	5,3423
210	5,3471	5,3519	5,3566	5,3613	5,3660	5,3706	5,3753	5,3799	5,3845	5,3891
220	5,3936	5,3982	5,4027	5,4072	5,4116	5,4161	5,4205	5,4250	5,4293	5,4337
230	5,4381	5,4424	5,4467	5,4510	5,4553	5,4596	5,4638	5,4681	5,4723	5,4765
240	5,4806	5,4848	5,4889	5,4931	5,4972	5,5013	5,5053	5,5094	5,5134	5,5175
250	5,5215	5,5255	5,5294	5,5334	5,5373	5,5413	5,5452	5,5491	5,5530	5,5568
260	5,5607	5,5645	5,5683	5,5722	5,5759	5,5797	5,5835	5,5872	5,5910	5,5947
270	5,5984	5,6021	5,6058	5,6095	5,6131	5,6168	5,6204	5,6240	5,6276	5,6312
280	5,6348	5,6384	5,6419	5,6454	5,6490	5,6525	5,6560	5,6595	5,6630	5,6664
290	5,6699	5,6733	5,6768	5,6802	5,6836	5,6870	5,6904	5,6937	5,6971	5,7004
300	5,7038	5,7071	5,7104	5,7137	5,7170	5,7203	5,7236	5,7268	5,7301	5,7333
310	5,7366	5,7398	5,7430	5,7462	5,7494	5,7526	5,7557	5,7589	5,7621	5,7652
320	5,7683	5,7714	5,7746	5,7777	5,7807	5,7838	5,7869	5,7900	5,7930	5,7961
330	5,7991	5,8021	5,8051	5,8081	5,8111	5,8141	5,8171	5,8201	5,8230	5,8260
340	5,8289	5,8319	5,8348	5,8377	5,8406	5,8435	5,8464	5,8493	5,8522	5,8551
350	5,8579	5,8608	5,8636	5,8665	5,8693	5,8721	5,8749	5,8777	5,8805	5,8833
360	5,8861	5,8889	5,8916	5,8944	5,8972	5,8999	5,9026	5,9054	5,9081	5,9108
370	5,9135	5,9162	5,9189	5,9216	5,9243	5,9269	5,9296	5,9322	5,9349	5,9375
380	5,9402	5,9428	5,9454	5,9480	5,9506	5,9532	5,9558	5,9584	5,9610	5,9636
390	5,9661	5,9687	5,9713	5,9738	5,9764	5,9789	5,9814	5,9839	5,9865	5,9890
400	5,9915	5,9940	5,9965	5,9989	6,0014	6,0039	6,0064	6,0088	6,0113	6,0137
410	6,0162	6,0186	6,0210	6,0234	6,0259	6,0283	6,0307	6,0331	6,0355	6,0379
420	6,0403	6,0426	6,0450	6,0474	6,0497	6,0521	6,0544	6,0568	6,0591	6,0615
430	6,0638	6,0661	6,0684	6,0707	6,0730	6,0753	6,0776	6,0799	6,0822	6,0845
440	6,0868	6,0890	6,0913	6,0936	6,0958	6,0981	6,1003	6,1026	6,1048	6,1070
450	6,1092	6,1115	6,1137	6,1159	6,1181	6,1203	6,1225	6,1247	6,1269	6,1291
460	6,1312	6,1334	6,1356	6,1377	6,1399	6,1420	6,1442	6,1463	6,1485	6,1506
470	6,1527	6,1549	6,1570	6,1591	6,1612	6,1633	6,1654	6,1675	6,1696	6,1717
480	6,1738	6,1759	6,1779	6,1800	6,1821	6,1841	6,1862	6,1883	6,1903	6,1924
490	6,1944	6,1964	6,1985	6,2005	6,2025	6,2046	6,2066	6,2086	6,2106	6,2126

b) Natürliche Logarithmen, In n (Fortsetzung).

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
500	6,2146	6,2166	6,2186	6,2206	6,2226	6,2246	6,2265	6,2285	6,2305	6,2324
510	6,2344	6,2364	6,2383	6,2403	6,2422	6,2442	6,2461	6,2480	6,2500	6,2519
520	6,2538	6,2558	6,2577	6,2596	6,2615	6,2634	6,2653	6,2672	6,2691	6,2710
530	6,2729	6,2748	6,2766	6,2785	6,2804	6,2823	6,2841	6,2860	6,2879	6,2897
540	6,2916	6,2934	6,2953	6,2971	6,2989	6,3008	6,3026	6,3044	6,3063	6,3081
550	6,3099	6,3117	6,3135	6,3154	6,3172	6,3190	6,3208	6,3226	6,3244	6,3261
560	6,3279	6,3297	6,3315	6,3333	6,3351	6,3368	6,3386	6,3404	6,3421	6,3439
570	6,3456	6,3474	6,3491	6,3509	6,3526	6,3544	6,3561	6,3578	6,3596	6,3613
580	6,3630	6,3648	6,3665	6,3682	6,3699	6,3716	6,3733	6,3750	6,3767	6,3784
590	6,3801	6,3818	6,3835	6,3852	6,3869	6,3886	6,3902	6,3919	6,3936	6,3953
600	6,3969	6,3986	6,4003	6,4019	6,4036	6,4052	6,4069	6,4085	6,4102	6,4118
610	6,4135	6,4151	6,4167	6,4184	6,4200	6,4216	6,4232	6,4249	6,4265	6,4281
620	6,4297	6,4313	6,4329	6,4345	6,4362	6,4378	6,4394	6,4409	6,4425	6,4441
630	6,4457	6,4473	6,4489	6,4505	6,4520	6,4536	6,4552	6,4568	6,4583	6,4599
640	6,4615	6,4630	6,4646	6,4661	6,4677	6,4693	6,4708	6,4723	6,4739	6,4754
650	6,4770	6,4785	6,4800	6,4816	6,4831	6,4846	6,4862	6,4877	6,4892	6,4907
660	6,4922	6,4938	6,4953	6,4968	6,4983	6,4998	6,5013	6,5028	6,5043	6,5058
670	6,5073	6,5088	6,5103	6,5117	6,5132	6,5147	6,5162	6,5177	6,5191	6,5206
680	6,5221	6,5236	6,5250	6,5265	6,5280	6,5294	6,5309	6,5323	6,5338	6,5352
690	6,5367	6,5381	6,5396	6,5410	6,5425	6,5439	6,5453	6,5468	6,5482	6,5497
700	6,5511	6,5525	6,5539	6,5554	6,5568	6,5582	6,5596	6,5610	6,5624	6,5639
710	6,5653	6,5667	6,5681	6,5695	6,5709	6,5723	6,5737	6,5751	6,5765	6,5779
720	6,5793	6,5806	6,5820	6,5834	6,5848	6,5862	6,5876	6,5889	6,5903	6,5917
730	6,5930	6,5944	6,5958	6,5971	6,5985	6,5999	6,6012	6,6026	6,6039	6,6053
740	6,6067	6,6080	6,6093	6,6107	6,6120	6,6134	6,6147	6,6161	6,6174	6,6187
750	6,6201	6,6214	6,6227	6,6241	6,6254	6,6267	6,6280	6,6294	6,6307	6,6320
760	6,6333	6,6346	6,6359	6,6373	6,6386	6,6399	6,6412	6,6425	6,6438	6,6451
770	6,6464	6,6477	6,6490	6,6503	6,6516	6,6529	6,6542	6,6554	6,6567	6,6580
780	6,6593	6,6606	6,6619	6,6631	6,6644	6,6657	6,6670	6,6682	6,6695	6,6708
790	6,6720	6,6733	6,6746	6,6758	6,6771	6,6783	6,6796	6,6809	6,6821	6,6834
800	6,6846	6,6859	6,6871	6,6884	6,6896	6,6908	6,6921	6,6933	6,6946	6,6958
810	6,6970	6,6983	6,6995	6,7007	6,7020	6,7032	6,7044	6,7056	6,7069	6,7081
820	6,7093	6,7105	6,7117	6,7130	6,7142	6,7154	6,7166	6,7178	6,7190	6,7202
830	6,7214	6,7226	6,7238	6,7250	6,7262	6,7274	6,7286	6,7298	6,7310	6,7322
840	6,7334	6,7346	6,7358	6,7370	6,7382	6,7393	6,7405	6,7417	6,7429	6,7441
850	6,7452	6,7464	6,7476	6,7488	6,7499	6,7511	6,7523	6,7534	6,7546	6,7558
860	6,7569	6,7581	6,7593	6,7604	6,7616	6,7627	6,7639	6,7650	6,7662	6,7673
870	6,7685	6,7696	6,7708	6,7719	6,7731	6,7742	6,7754	6,7765	6,7776	6,7788
880	6,7799	6,7811	6,7822	6,7833	6,7845	6,7856	6,7867	6,7878	6,7890	6,7901
890	6,7912	6,7923	6,7935	6,7946	6,7957	6,7968	6,7979	6,7991	6,8002	6,8013
900	6,8024	6,8035	6,8046	6,8057	6,8068	6,8079	6,8090	6,8101	6,8112	6,8123
910	6,8134	6,8145	6,8156	6,8167	6,8178	6,8189	6,8200	6,8211	6,8222	6,8233
920	6,8244	6,8255	6,8265	6,8276	6,8287	6,8298	6,8309	6,8320	6,8330	6,8341
930	6,8352	6,8363	6,8373	6,8384	6,8395	6,8405	6,8416	6,8427	6,8437	6,8448
940	6,8459	6,8469	6,8480	6,8491	6,8501	6,8512	6,8522	6,8533	6,8544	6,8554
950	6,8565	6,8575	6,8586	6,8596	6,8607	6,8617	6,8628	6,8638	6,8648	6,8659
960	6,8669	6,8680	6,8690	6,8701	6,8711	6,8721	6,8732	6,8742	6,8752	6,8763
970	6,8773	6,8783	6,8794	6,8804	6,8814	6,8824	6,8835	6,8845	6,8855	6,8865
980	6,8876	6,8886	6,8896	6,8906	6,8916	6,8926	6,8937	6,8947	6,8957	6,8967
990	6,8977	6,8987	6,8997	6,9007	6,9017	6,9027	6,9037	6,9047	6,9057	6,9068

c) Kreisfunktionen.

Grad	sinus							Grad
	0'	10'	20'	30'	40'	50'	60'	
0	0,00000	0,00291	0,00582	0,00873	0,01164	0,01454	0,01745	89
1	0,01745	0,02036	0,02327	0,02618	0,02908	0,03199	0,03490	88
2	0,03490	0,03781	0,04071	0,04362	0,04653	0,04943	0,05234	87
3	0,05234	0,05524	0,05814	0,06105	0,06395	0,06685	0,06976	86
4	0,06976	0,07266	0,07556	0,07846	0,08136	0,08426	0,08716	85
5	0,08716	0,09005	0,09295	0,09585	0,09874	0,10164	0,10453	84
6	0,10453	0,10742	0,11031	0,11320	0,11609	0,11898	0,12187	83
7	0,12187	0,12476	0,12764	0,13053	0,13341	0,13629	0,13917	82
8	0,13917	0,14205	0,14493	0,14781	0,15069	0,15356	0,15643	81
9	0,15643	0,15931	0,16218	0,16505	0,16792	0,17078	0,17365	80
10	0,17365	0,17651	0,17937	0,18224	0,18509	0,18795	0,19081	79
11	0,19081	0,19366	0,19652	0,19937	0,20222	0,20507	0,20791	78
12	0,20791	0,21076	0,21360	0,21644	0,21928	0,22212	0,22495	77
13	0,22495	0,22778	0,23062	0,23345	0,23627	0,23910	0,24192	76
14	0,24192	0,24474	0,24756	0,25038	0,25320	0,25601	0,25882	75
15	0,25882	0,26163	0,26443	0,26724	0,27004	0,27284	0,27564	74
16	0,27564	0,27843	0,28123	0,28402	0,28680	0,28959	0,29237	73
17	0,29237	0,29515	0,29793	0,30071	0,30348	0,30625	0,30902	72
18	0,30902	0,31178	0,31454	0,31730	0,32006	0,32282	0,32557	71
19	0,32557	0,32832	0,33106	0,33381	0,33655	0,33929	0,34202	70
20	0,34202	0,34475	0,34748	0,35021	0,35293	0,35565	0,35837	69
21	0,35837	0,36108	0,36379	0,36650	0,36921	0,37191	0,37461	68
22	0,37461	0,37730	0,37999	0,38268	0,38537	0,38805	0,39073	67
23	0,39073	0,39341	0,39608	0,39875	0,40142	0,40408	0,40674	66
24	0,40674	0,40939	0,41204	0,41469	0,41734	0,41998	0,42262	65
25	0,42262	0,42525	0,42788	0,43051	0,43313	0,43575	0,43837	64
26	0,43837	0,44098	0,44359	0,44620	0,44880	0,45140	0,45399	63
27	0,45399	0,45658	0,45917	0,46175	0,46433	0,46690	0,46947	62
28	0,46947	0,47204	0,47460	0,47716	0,47971	0,48226	0,48481	61
29	0,48481	0,48735	0,48989	0,49242	0,49495	0,49748	0,50000	60
30	0,50000	0,50252	0,50503	0,50754	0,51004	0,51254	0,51504	59
31	0,51504	0,51753	0,52002	0,52250	0,52498	0,52745	0,52992	58
32	0,52992	0,53238	0,53484	0,53730	0,53975	0,54220	0,54464	57
33	0,54464	0,54708	0,54951	0,55194	0,55436	0,55678	0,55919	56
34	0,55919	0,56160	0,56401	0,56641	0,56880	0,57119	0,57358	55
35	0,57358	0,57596	0,57833	0,58070	0,58307	0,58543	0,58779	54
36	0,58779	0,59014	0,59248	0,59482	0,59716	0,59949	0,60182	53
37	0,60182	0,60414	0,60645	0,60876	0,61107	0,61337	0,61566	52
38	0,61566	0,61795	0,62024	0,62251	0,62479	0,62706	0,62932	51
39	0,62932	0,63158	0,63383	0,63608	0,63832	0,64056	0,64279	50
40	0,64279	0,64501	0,64723	0,64945	0,65166	0,65386	0,65606	49
41	0,65606	0,65825	0,66044	0,66262	0,66480	0,66697	0,66913	48
42	0,66913	0,67129	0,67344	0,67559	0,67773	0,67987	0,68200	47
43	0,68200	0,68412	0,68624	0,68835	0,69046	0,69256	0,69466	46
44	0,69466	0,69675	0,69883	0,70091	0,70298	0,70505	0,70711	45
	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	
	cosinus							

c) Kreisfunktionen (Fortsetzung).

Grad	cosinus							
	0'	10'	20'	30'	40'	50'	60'	
0	1,00000	1,00000	0,99998	0,99996	0,99993	0,99989	0,99985	89
1	0,99985	0,99979	0,99973	0,99966	0,99958	0,99949	0,99939	88
2	0,99939	0,99929	0,99917	0,99905	0,99892	0,99878	0,99863	87
3	0,99863	0,99847	0,99831	0,99813	0,99795	0,99776	0,99756	86
4	0,99756	0,99736	0,99714	0,99692	0,99668	0,99644	0,99619	85
5	0,99619	0,99594	0,99567	0,99540	0,99511	0,99482	0,99452	84
6	0,99452	0,99421	0,99390	0,99357	0,99324	0,99290	0,99255	83
7	0,99255	0,99219	0,99182	0,99144	0,99106	0,99067	0,99027	82
8	0,99027	0,98986	0,98944	0,98902	0,98858	0,98814	0,98769	81
9	0,98769	0,98723	0,98676	0,98629	0,98580	0,98531	0,98481	80
10	0,98481	0,98430	0,98378	0,98325	0,98272	0,98218	0,98162	79
11	0,98163	0,98107	0,98050	0,97992	0,97934	0,97875	0,97815	78
12	0,97815	0,97754	0,97692	0,97630	0,97566	0,97502	0,97437	77
13	0,97437	0,97371	0,97304	0,97237	0,97169	0,97100	0,97030	76
14	0,97030	0,96959	0,96887	0,96815	0,96742	0,96667	0,96593	75
15	0,96593	0,96517	0,96440	0,96363	0,96285	0,96206	0,96126	74
16	0,96126	0,96045	0,95964	0,95882	0,95799	0,95715	0,95630	73
17	0,95630	0,95545	0,95459	0,95372	0,95284	0,95195	0,95106	72
18	0,95106	0,95015	0,94924	0,94832	0,94740	0,94646	0,94552	71
19	0,94552	0,94457	0,94361	0,94264	0,94167	0,94068	0,93969	70
20	0,93969	0,93869	0,93769	0,93667	0,93565	0,93462	0,93358	69
21	0,93358	0,93253	0,93148	0,93042	0,92935	0,92827	0,92718	68
22	0,92718	0,92609	0,92499	0,92388	0,92276	0,92164	0,92050	67
23	0,92050	0,91936	0,91822	0,91706	0,91590	0,91472	0,91355	66
24	0,91355	0,91236	0,91116	0,90996	0,90875	0,90753	0,90631	65
25	0,90631	0,90507	0,90383	0,90259	0,90133	0,90007	0,89879	64
26	0,89879	0,89752	0,89623	0,89493	0,89363	0,89232	0,89101	63
27	0,89101	0,88968	0,88835	0,88701	0,88566	0,88431	0,88295	62
28	0,88295	0,88158	0,88020	0,87882	0,87743	0,87603	0,87462	61
29	0,87462	0,87321	0,87178	0,87036	0,86892	0,86748	0,86603	60
30	0,86603	0,86457	0,86310	0,86163	0,86015	0,85866	0,85717	59
31	0,85717	0,85567	0,85416	0,85264	0,85112	0,84959	0,84805	58
32	0,84805	0,84650	0,84495	0,84339	0,84182	0,84025	0,83867	57
33	0,83867	0,83708	0,83549	0,83389	0,83228	0,83066	0,82904	56
34	0,82904	0,82741	0,82577	0,82413	0,82248	0,82082	0,81915	55
35	0,81915	0,81748	0,81580	0,81412	0,81242	0,81072	0,80902	54
36	0,80902	0,80730	0,80558	0,80386	0,80212	0,80038	0,79864	53
37	0,79864	0,79688	0,79512	0,79335	0,79158	0,78980	0,78801	52
38	0,78801	0,78622	0,78442	0,78261	0,78079	0,77897	0,77715	51
39	0,77715	0,77531	0,77347	0,77162	0,76977	0,76791	0,76604	50
40	0,76604	0,76417	0,76229	0,76041	0,75851	0,75661	0,75471	49
41	0,75471	0,75280	0,75088	0,74896	0,74703	0,74509	0,74314	48
42	0,74314	0,74120	0,73924	0,73728	0,73531	0,73333	0,73135	47
43	0,73135	0,72937	0,72737	0,72537	0,72337	0,72136	0,71934	46
44	0,71934	0,71732	0,71529	0,71325	0,71121	0,70916	0,70711	45
	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	Grad
sinus								

c) Kreisfunktionen (Fortsetzung).

Grad	tangens							
	0'	10'	20'	30'	40'	50'	60'	
0	0,00000	0,00291	0,00582	0,00873	0,01164	0,01455	0,01746	89
1	0,01746	0,02036	0,02328	0,02619	0,02910	0,03201	0,03492	88
2	0,03492	0,03783	0,04075	0,04366	0,04658	0,04949	0,05241	87
3	0,05241	0,05533	0,05824	0,06116	0,06408	0,06700	0,06993	86
4	0,06993	0,07285	0,07578	0,07870	0,08163	0,08456	0,08749	85
5	0,08749	0,09042	0,09335	0,09629	0,09923	0,10216	0,10510	84
6	0,10510	0,10805	0,11099	0,11394	0,11688	0,11983	0,12278	83
7	0,12278	0,12574	0,12869	0,13165	0,13461	0,13758	0,14054	82
8	0,14054	0,14351	0,14648	0,14945	0,15243	0,15540	0,15838	81
9	0,15838	0,16137	0,16435	0,16734	0,17033	0,17333	0,17633	80
10	0,17633	0,17933	0,18233	0,18534	0,18835	0,19136	0,19438	79
11	0,19438	0,19740	0,20042	0,20345	0,20648	0,20952	0,21256	78
12	0,21256	0,21560	0,21864	0,22169	0,22475	0,22781	0,23087	77
13	0,23087	0,23393	0,23700	0,24008	0,24316	0,24624	0,24933	76
14	0,24933	0,25242	0,25552	0,25862	0,26172	0,26483	0,26795	75
15	0,26795	0,27107	0,27419	0,27732	0,28046	0,28360	0,28675	74
16	0,28675	0,28990	0,29305	0,29621	0,29938	0,30255	0,30573	73
17	0,30573	0,30891	0,31210	0,31530	0,31850	0,32171	0,32492	72
18	0,32492	0,32814	0,33136	0,33460	0,33783	0,34108	0,34433	71
19	0,34433	0,34758	0,35085	0,35412	0,35740	0,36068	0,36397	70
20	0,36397	0,36727	0,37057	0,37388	0,37720	0,38053	0,38386	69
21	0,38386	0,38721	0,39055	0,39391	0,39727	0,40065	0,40403	68
22	0,40403	0,40741	0,41081	0,41421	0,41763	0,42105	0,42447	67
23	0,42447	0,42791	0,43136	0,43481	0,43828	0,44175	0,44523	66
24	0,44523	0,44872	0,45222	0,45573	0,45924	0,46277	0,46631	65
25	0,46631	0,46985	0,47341	0,47698	0,48055	0,48414	0,48773	64
26	0,48773	0,49134	0,49495	0,49858	0,50222	0,50587	0,50953	63
27	0,50953	0,51320	0,51688	0,52057	0,52427	0,52798	0,53171	62
28	0,53171	0,53545	0,53920	0,54296	0,54673	0,55051	0,55431	61
29	0,55431	0,55812	0,56194	0,56577	0,56962	0,57348	0,57735	60
30	0,57735	0,58124	0,58513	0,58905	0,59297	0,59691	0,60086	59
31	0,60086	0,60483	0,60881	0,61280	0,61681	0,62083	0,62487	58
32	0,62487	0,62892	0,63299	0,63707	0,64117	0,64528	0,64941	57
33	0,64941	0,65355	0,65771	0,66189	0,66608	0,67028	0,67451	56
34	0,67451	0,67875	0,68301	0,68728	0,69157	0,69588	0,70021	55
35	0,70021	0,70455	0,70891	0,71329	0,71769	0,72211	0,72654	54
36	0,72654	0,73100	0,73547	0,73996	0,74447	0,74900	0,75355	53
37	0,75355	0,75812	0,76272	0,76733	0,77196	0,77661	0,78129	52
38	0,78129	0,78598	0,79070	0,79544	0,80020	0,80498	0,80978	51
39	0,80978	0,81461	0,81946	0,82434	0,82923	0,83415	0,83910	50
40	0,83910	0,84407	0,84906	0,85408	0,85912	0,86419	0,86929	49
41	0,86929	0,87441	0,87955	0,88473	0,88992	0,89515	0,90040	48
42	0,90040	0,90569	0,91099	0,91633	0,92170	0,92709	0,93252	47
43	0,93252	0,93797	0,94345	0,94896	0,95451	0,96008	0,96569	46
44	0,96569	0,97133	0,97700	0,98270	0,98843	0,99420	1,00000	45
	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	Grad
cotangens								

c) Kreisfunktionen (Fortsetzung).

Grad	cotangens							Grad
	0'	10'	20'	30'	40'	50'	60'	
0	∞	343,77371	171,88540	114,58865	85,93979	68,75009	57,28996	89
1	57,28996	49,10388	42,96408	38,18846	34,36777	31,24158	28,63625	88
2	28,63625	26,43160	24,54176	22,90377	21,47040	20,20555	19,08114	87
3	19,08114	18,07498	17,16934	16,34986	15,60478	14,92442	14,30067	86
4	14,30067	13,72674	13,19688	12,70621	12,25051	11,82617	11,43005	85
5	11,43005	11,05943	10,71191	10,38540	10,07803	9,78817	9,51436	84
6	9,51436	9,25530	9,00983	8,77689	8,55555	8,34496	8,14435	83
7	8,14435	7,95302	7,77035	7,59575	7,42871	7,26873	7,11537	82
8	7,11537	6,96823	6,82694	6,69116	6,56055	6,43484	6,31375	81
9	6,31375	6,19703	6,08444	5,97576	5,87080	5,76937	5,67128	80
10	5,67128	5,57638	5,48451	5,39552	5,30928	5,22566	5,14455	79
11	5,14455	5,06584	4,98940	4,91516	4,84300	4,77286	4,70463	78
12	4,70463	4,63825	4,57363	4,51071	4,44942	4,38969	4,33148	77
13	4,33148	4,27471	4,21933	4,16530	4,11256	4,06107	4,01078	76
14	4,01078	3,96165	3,91364	3,86671	3,82083	3,77595	3,73205	75
15	3,73205	3,68909	3,64705	3,60588	3,56557	3,52609	3,48741	74
16	3,48741	3,44951	3,41236	3,37594	3,34023	3,30521	3,27085	73
17	3,27085	3,23714	3,20406	3,17159	3,13972	3,10842	3,07768	72
18	3,07768	3,04749	3,01782	2,98869	2,96004	2,93189	2,90421	71
19	2,90421	2,87700	2,85023	2,82391	2,79802	2,77254	2,74748	70
20	2,74748	2,72281	2,69853	2,67462	2,65109	2,62791	2,60509	69
21	2,60509	2,58261	2,56046	2,53865	2,51715	2,49597	2,47509	68
22	2,47509	2,45451	2,43422	2,41421	2,39449	2,37504	2,35585	67
23	2,35585	2,33693	2,31826	2,29984	2,28167	2,26374	2,24604	66
24	2,24604	2,22857	2,21132	2,19430	2,17749	2,16090	2,14451	65
25	2,14451	2,12832	2,11233	2,09654	2,08094	2,06553	2,05030	64
26	2,05030	2,03526	2,02039	2,00569	1,99116	1,97680	1,96261	63
27	1,96261	1,94858	1,93470	1,92098	1,90741	1,89400	1,88073	62
28	1,88073	1,86760	1,85462	1,84177	1,82906	1,81649	1,80405	61
29	1,80405	1,79174	1,77955	1,76749	1,75556	1,74375	1,73205	60
30	1,73205	1,72047	1,70901	1,69766	1,68643	1,67530	1,66428	59
31	1,66428	1,65337	1,64256	1,63185	1,62125	1,61074	1,60033	58
32	1,60033	1,59002	1,57981	1,56969	1,55966	1,54972	1,53987	57
33	1,53987	1,53010	1,52043	1,51084	1,50133	1,49190	1,48256	56
34	1,48256	1,47330	1,46411	1,45501	1,44598	1,43703	1,42815	55
35	1,42815	1,41934	1,41061	1,40195	1,39336	1,38484	1,37638	54
36	1,37638	1,36800	1,35968	1,35142	1,34323	1,33511	1,32704	53
37	1,32704	1,31904	1,31110	1,30323	1,29541	1,28764	1,27994	52
38	1,27994	1,27230	1,26471	1,25717	1,24969	1,24227	1,23490	51
39	1,23490	1,22758	1,22031	1,21310	1,20593	1,19882	1,19175	50
40	1,19175	1,18474	1,17777	1,17085	1,16398	1,15715	1,15037	49
41	1,15037	1,14363	1,13694	1,13029	1,12369	1,11713	1,11061	48
42	1,11061	1,10414	1,09770	1,09131	1,08496	1,07864	1,07237	47
43	1,07237	1,06613	1,05994	1,05378	1,04766	1,04158	1,03553	46
44	1,03553	1,02952	1,02355	1,01761	1,01170	1,00583	1,00000	45
	60'	50'	40'	30'	20'	10'	0'	
tangens								

d) Die Reziprozahlen $\frac{100}{n}$.

1,00—4,99

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1,00	100,000	99,900	99,800	99,701	99,602	99,502	99,404	99,305	99,206	99,108
1,01	99,010	98,912	98,814	98,717	98,619	98,522	98,425	98,328	98,232	98,135
1,02	98,039	97,943	97,847	97,752	97,656	97,561	97,466	97,371	97,276	97,182
1,03	97,087	96,993	96,899	96,805	96,712	96,618	96,525	96,432	96,339	96,246
1,04	96,154	96,061	95,969	95,877	95,785	95,694	95,602	95,511	95,420	95,329
1,05	95,238	95,147	95,057	94,967	94,877	94,787	94,697	94,607	94,518	94,429
1,06	94,340	94,251	94,162	94,073	93,985	93,897	93,809	93,721	93,633	93,545
1,07	93,458	93,371	93,284	93,197	93,110	93,023	92,937	92,851	92,764	92,678
1,08	92,593	92,507	92,421	92,336	92,251	92,166	92,081	91,996	91,912	91,827
1,09	91,743	91,659	91,575	91,491	91,408	91,324	91,241	91,158	91,075	90,992
1,1	90,909	90,090	89,286	88,496	87,719	86,957	86,207	85,470	84,746	84,034
1,2	83,333	82,645	81,967	81,301	80,645	80,000	79,365	78,740	78,125	77,519
1,3	76,923	76,336	75,758	75,188	74,627	74,074	73,529	72,993	72,464	71,942
1,4	71,429	70,922	70,423	69,930	69,444	68,966	68,493	68,027	67,568	67,114
1,5	66,667	66,225	65,789	65,359	64,935	64,516	64,103	63,694	63,291	62,893
1,6	62,500	62,112	61,728	61,350	60,976	60,606	60,241	59,880	59,524	59,172
1,7	58,824	58,480	58,140	57,803	57,471	57,143	56,818	56,497	56,180	55,866
1,8	55,556	55,249	54,945	54,645	54,348	54,054	53,763	53,476	53,191	52,910
1,9	52,632	52,356	52,083	51,813	51,546	51,282	51,020	50,761	50,505	50,251
2,0	50,000	49,751	49,505	49,261	49,020	48,780	48,544	48,309	48,077	47,847
2,1	47,619	47,393	47,170	46,948	46,729	46,512	46,296	46,083	45,872	45,662
2,2	45,455	45,249	45,045	44,843	44,643	44,444	44,248	44,053	43,860	43,668
2,3	43,478	43,290	43,103	42,918	42,735	42,553	42,373	42,194	42,017	41,841
2,4	41,667	41,494	41,322	41,152	40,984	40,816	40,650	40,486	40,323	40,161
2,5	40,000	39,841	39,683	39,526	39,370	39,216	39,063	38,911	38,760	38,610
2,6	38,462	38,314	38,168	38,023	37,879	37,736	37,594	37,453	37,313	37,175
2,7	37,037	36,900	36,765	36,630	36,496	36,364	36,232	36,101	35,971	35,842
2,8	35,714	35,587	35,461	35,336	35,211	35,088	34,965	34,843	34,722	34,602
2,9	34,483	34,364	34,247	34,130	34,014	33,898	33,784	33,670	33,557	33,445
3,0	33,333	33,223	33,113	33,003	32,895	32,787	32,680	32,573	32,468	32,362
3,1	32,258	32,154	32,051	31,949	31,847	31,746	31,646	31,546	31,447	31,348
3,2	31,250	31,153	31,056	30,960	30,864	30,769	30,675	30,581	30,488	30,395
3,3	30,303	30,211	30,120	30,030	29,940	29,851	29,762	29,674	29,586	29,499
3,4	29,412	29,326	29,240	29,155	29,070	28,986	28,902	28,818	28,736	28,653
3,5	28,571	28,490	28,409	28,329	28,249	28,169	28,090	28,011	27,933	27,855
3,6	27,778	27,701	27,624	27,548	27,473	27,397	27,322	27,248	27,174	27,100
3,7	27,027	26,954	26,882	26,810	26,738	26,667	26,596	26,525	26,455	26,385
3,8	26,316	26,247	26,178	26,110	26,042	25,974	25,907	25,840	25,773	25,707
3,9	25,641	25,575	25,510	25,445	25,381	25,316	25,253	25,189	25,126	25,063
4,0	25,000	24,938	24,876	24,814	24,752	24,691	24,631	24,570	24,510	24,450
4,1	24,390	24,331	24,272	24,213	24,155	24,096	24,038	23,981	23,923	23,866
4,2	23,810	23,753	23,697	23,641	23,585	23,529	23,474	23,419	23,364	23,310
4,3	23,256	23,202	23,148	23,095	23,041	22,989	22,936	22,883	22,831	22,779
4,4	22,727	22,676	22,624	22,573	22,523	22,472	22,422	22,371	22,321	22,272
4,5	22,222	22,173	22,124	22,075	22,026	21,978	21,930	21,882	21,834	21,786
4,6	21,739	21,692	21,645	21,598	21,552	21,505	21,459	21,413	21,368	21,322
4,7	21,277	21,231	21,186	21,142	21,097	21,053	21,008	20,964	20,921	20,877
4,8	20,833	20,790	20,747	20,704	20,661	20,619	20,576	20,534	20,492	20,450
4,9	20,408	20,367	20,325	20,284	20,243	20,202	20,161	20,121	20,080	20,040
n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

d) Die Reziprozahlen $\frac{100}{n}$ (Fortsetzung).

5,00—9,99

<i>n</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
5,0	20,000	19,960	19,920	19,881	19,841	19,802	19,763	19,724	19,685	19,646
5,1	19,608	19,569	19,531	19,493	19,455	19,417	19,380	19,342	19,305	19,268
5,2	19,231	19,194	19,157	19,120	19,084	19,048	19,011	18,975	18,939	18,904
5,3	18,868	18,832	18,797	18,762	18,727	18,692	18,657	18,622	18,587	18,553
5,4	18,519	18,484	18,450	18,416	18,382	18,349	18,315	18,282	18,248	18,215
5,5	18,182	18,149	18,116	18,083	18,051	18,018	17,986	17,953	17,921	17,889
5,6	17,857	17,825	17,794	17,762	17,730	17,699	17,668	17,637	17,606	17,575
5,7	17,544	17,513	17,483	17,452	17,422	17,391	17,361	17,331	17,301	17,271
5,8	17,241	17,212	17,182	17,153	17,123	17,094	17,065	17,036	17,007	16,978
5,9	16,949	16,920	16,892	16,863	16,835	16,807	16,779	16,750	16,722	16,694
6,0	16,667	16,639	16,611	16,584	16,556	16,529	16,502	16,474	16,447	16,420
6,1	16,393	16,367	16,340	16,313	16,287	16,260	16,234	16,207	16,181	16,155
6,2	16,129	16,103	16,077	16,051	16,026	16,000	15,974	15,949	15,924	15,898
6,3	15,873	15,848	15,823	15,798	15,773	15,748	15,723	15,699	15,674	15,649
6,4	15,625	15,601	15,576	15,552	15,528	15,504	15,480	15,456	15,432	15,408
6,5	15,385	15,361	15,337	15,314	15,291	15,267	15,244	15,221	15,198	15,175
6,6	15,152	15,129	15,106	15,083	15,060	15,038	15,015	14,993	14,970	14,948
6,7	14,925	14,903	14,881	14,859	14,837	14,815	14,793	14,771	14,749	14,728
6,8	14,706	14,684	14,663	14,641	14,620	14,599	14,577	14,556	14,535	14,514
6,9	14,493	14,472	14,451	14,430	14,409	14,388	14,368	14,347	14,327	14,306
7,0	14,286	14,265	14,245	14,225	14,205	14,184	14,164	14,144	14,124	14,104
7,1	14,085	14,065	14,045	14,025	14,006	13,986	13,966	13,947	13,928	13,908
7,2	13,889	13,870	13,850	13,831	13,812	13,793	13,774	13,755	13,736	13,717
7,3	13,699	13,680	13,661	13,643	13,624	13,605	13,587	13,569	13,550	13,532
7,4	13,514	13,495	13,477	13,459	13,441	13,423	13,405	13,387	13,369	13,351
7,5	13,333	13,316	13,298	13,280	13,263	13,245	13,228	13,210	13,193	13,175
7,6	13,158	13,141	13,123	13,106	13,089	13,072	13,055	13,038	13,021	13,004
7,7	12,987	12,970	12,953	12,937	12,920	12,903	12,887	12,870	12,853	12,837
7,8	12,821	12,804	12,788	12,771	12,755	12,739	12,723	12,706	12,690	12,674
7,9	12,658	12,642	12,626	12,610	12,594	12,579	12,563	12,547	12,531	12,516
8,0	12,500	12,484	12,469	12,453	12,438	12,422	12,407	12,392	12,376	12,361
8,1	12,346	12,330	12,315	12,300	12,285	12,270	12,255	12,240	12,225	12,210
8,2	12,195	12,180	12,165	12,151	12,136	12,121	12,107	12,092	12,077	12,063
8,3	12,048	12,034	12,019	12,005	11,990	11,976	11,962	11,947	11,933	11,919
8,4	11,905	11,891	11,876	11,862	11,848	11,834	11,820	11,806	11,792	11,779
8,5	11,765	11,751	11,737	11,723	11,710	11,696	11,682	11,669	11,655	11,641
8,6	11,628	11,614	11,601	11,587	11,574	11,561	11,547	11,534	11,521	11,507
8,7	11,494	11,481	11,468	11,455	11,442	11,429	11,416	11,403	11,390	11,377
8,8	11,364	11,351	11,338	11,325	11,312	11,299	11,287	11,274	11,261	11,249
8,9	11,236	11,223	11,211	11,198	11,186	11,173	11,161	11,148	11,136	11,123
9,0	11,111	11,099	11,086	1,0741	11,062	11,050	11,038	11,025	11,013	11,001
9,1	10,989	10,977	10,965	10,953	10,941	10,929	10,917	10,905	10,893	10,881
9,2	10,870	10,858	10,846	10,834	10,823	10,811	10,799	10,787	10,776	10,764
9,3	10,753	10,741	10,730	10,718	10,707	10,695	10,684	10,672	10,661	10,650
9,4	10,638	10,627	10,616	10,604	10,593	10,582	10,571	10,560	10,549	10,537
9,5	10,526	10,515	10,504	10,493	10,482	10,471	10,460	10,449	10,438	10,428
9,6	10,417	10,406	10,395	10,384	10,373	10,363	10,352	10,341	10,331	10,320
9,7	10,309	10,299	10,288	10,277	10,267	10,256	10,246	10,235	10,225	10,215
9,8	10,204	10,194	10,183	10,173	10,163	10,152	10,142	10,132	10,121	10,111
9,9	10,101	10,091	10,081	10,070	10,060	10,050	10,040	10,030	10,020	10,010
<i>n</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

e) Die Quadratzahlen n^2 .

1,00—4,99

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1,00	1,0000	1,0020	1,0040	1,0060	1,0080	1,0100	1,0120	1,0140	1,0161	1,0181
1,01	1,0201	1,0221	1,0241	1,0262	1,0282	1,0302	1,0323	1,0343	1,0363	1,0384
1,02	1,0404	1,0424	1,0445	1,0465	1,0486	1,0506	1,0527	1,0547	1,0568	1,0588
1,03	1,0609	1,0630	1,0650	1,0671	1,0692	1,0712	1,0733	1,0754	1,0774	1,0795
1,04	1,0816	1,0837	1,0858	1,0878	1,0899	1,0920	1,0941	1,0962	1,0983	1,1004
1,05	1,1025	1,1046	1,1067	1,1088	1,1109	1,1130	1,1151	1,1172	1,1194	1,1215
1,06	1,1236	1,1257	1,1278	1,1300	1,1321	1,1342	1,1364	1,1385	1,1406	1,1428
1,07	1,1449	1,1470	1,1492	1,1513	1,1535	1,1556	1,1578	1,1599	1,1621	1,1642
1,08	1,1664	1,1686	1,1707	1,1729	1,1751	1,1772	1,1794	1,1816	1,1837	1,1859
1,09	1,1881	1,1903	1,1925	1,1946	1,1968	1,1990	1,2012	1,2034	1,2056	1,2078
1,1	1,2100	1,2321	1,2544	1,2769	1,2996	1,3225	1,3456	1,3689	1,3924	1,4161
1,2	1,4400	1,4641	1,4884	1,5129	1,5376	1,5625	1,5876	1,6129	1,6384	1,6641
1,3	1,6900	1,7161	1,7424	1,7689	1,7956	1,8225	1,8496	1,8769	1,9044	1,9321
1,4	1,9600	1,9881	2,0164	2,0449	2,0736	2,1025	2,1316	2,1609	2,1904	2,2201
1,5	2,2500	2,2801	2,3104	2,3409	2,3716	2,4025	2,4336	2,4649	2,4964	2,5281
1,6	2,5600	2,5921	2,6244	2,6569	2,6896	2,7225	2,7556	2,7889	2,8224	2,8561
1,7	2,8900	2,9241	2,9584	2,9929	3,0276	3,0625	3,0976	3,1329	3,1684	3,2041
1,8	3,2400	3,2761	3,3124	3,3489	3,3856	3,4225	3,4596	3,4969	3,5344	3,5721
1,9	3,6100	3,6481	3,6864	3,7249	3,7636	3,8025	3,8416	3,8809	3,9204	3,9601
2,0	4,0000	4,0401	4,0804	4,1209	4,1616	4,2025	4,2436	4,2849	4,3264	4,3681
2,1	4,4100	4,4521	4,4944	4,5369	4,5796	4,6225	4,6656	4,7089	4,7524	4,7961
2,2	4,8400	4,8841	4,9284	4,9729	5,0176	5,0625	5,1076	5,1529	5,1984	5,2441
2,3	5,2900	5,3361	5,3824	5,4289	5,4756	5,5225	5,5696	5,6169	5,6644	5,7121
2,4	5,7600	5,8081	5,8564	5,9049	5,9536	6,0025	6,0516	6,1009	6,1504	6,2001
2,5	6,2500	6,3001	6,3504	6,4009	6,4516	6,5025	6,5536	6,6049	6,6564	6,7081
2,6	6,7600	6,8121	6,8644	6,9169	6,9696	7,0225	7,0756	7,1289	7,1824	7,2361
2,7	7,2900	7,3441	7,3984	7,4529	7,5076	7,5625	7,6176	7,6729	7,7284	7,7841
2,8	7,8400	7,8961	7,9524	8,0089	8,0656	8,1225	8,1796	8,2369	8,2944	8,3521
2,9	8,4100	8,4681	8,5264	8,5849	8,6436	8,7025	8,7616	8,8209	8,8804	8,9401
3,0	9,0000	9,0601	9,1204	9,1809	9,2416	9,3025	9,3636	9,4249	9,4864	9,5481
3,1	9,6100	9,6721	9,7344	9,7969	9,8596	9,9225	9,9856	10,0489	10,1124	10,1761
3,2	10,2400	10,3041	10,3684	10,4329	10,4976	10,5625	10,6276	10,6929	10,7584	10,8241
3,3	10,8900	10,9561	11,0224	11,0889	11,1556	11,2225	11,2896	11,3569	11,4244	11,4921
3,4	11,5600	11,6281	11,6964	11,7649	11,8336	11,9025	11,9716	12,0409	12,1104	12,1801
3,5	12,2500	12,3201	12,3904	12,4609	12,5316	12,6025	12,6736	12,7449	12,8164	12,8881
3,6	12,9600	13,0321	13,1044	13,1769	13,2496	13,3225	13,3956	13,4689	13,5424	13,6161
3,7	13,6900	13,7641	13,8384	13,9129	13,9876	14,0625	14,1376	14,2129	14,2884	14,3641
3,8	14,4400	14,5161	14,5924	14,6689	14,7456	14,8225	14,8996	14,9769	15,0544	15,1321
3,9	15,2100	15,2881	15,3664	15,4449	15,5236	15,6025	15,6816	15,7609	15,8404	15,9201
4,0	16,0000	16,0801	16,1604	16,2409	16,3216	16,4025	16,4836	16,5649	16,6464	16,7281
4,1	16,8100	16,8921	16,9744	17,0569	17,1396	17,2225	17,3056	17,3889	17,4724	17,5561
4,2	17,6400	17,7241	17,8084	17,8929	17,9776	18,0625	18,1476	18,2329	18,3184	18,4041
4,3	18,4900	18,5761	18,6624	18,7489	18,8356	18,9225	19,0096	19,0969	19,1844	19,2721
4,4	19,3600	19,4481	19,5364	19,6249	19,7136	19,8025	19,8916	19,9809	20,0704	20,1601
4,5	20,2500	20,3401	20,4304	20,5209	20,6116	20,7025	20,7936	20,8849	20,9764	21,0681
4,6	21,1600	21,2521	21,3444	21,4369	21,5296	21,6225	21,7156	21,8089	21,9024	21,9961
4,7	22,0900	22,1841	22,2784	22,3729	22,4676	22,5625	22,6576	22,7529	22,8484	22,9441
4,8	23,0400	23,1361	23,2324	23,3289	23,4256	23,5225	23,6196	23,7169	23,8144	23,9121
4,9	24,0100	24,1081	24,2064	24,3049	24,4036	24,5025	24,6016	24,7009	24,8004	24,9001
n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

e) Die Quadratzahlen n^2 (Fortsetzung).

5,00—9,99

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
5,0	52,0000	25,1001	25,2004	25,3009	25,4016	25,5025	25,6036	25,7049	25,8064	25,9081
5,1	26,0100	26,1121	26,2144	26,3169	26,4196	26,5225	26,6256	26,7289	26,8324	26,9361
5,2	27,0400	27,1441	27,2484	27,3529	27,4576	27,5625	27,6676	27,7729	27,8784	27,9841
5,3	28,0900	28,1961	28,3024	28,4089	28,5156	28,6225	28,7296	28,8369	28,9444	29,0521
5,4	29,1600	29,2681	29,3764	29,4849	29,5936	29,7025	29,8116	29,9209	30,0304	30,1401
5,5	30,2500	30,3601	30,4704	30,5809	30,6916	30,8025	30,9136	31,0249	31,1364	31,2481
5,6	31,3600	31,4721	31,5844	31,6969	31,8096	31,9225	32,0356	32,1489	32,2624	32,3761
5,7	32,4900	32,6041	32,7184	32,8329	32,9476	33,0625	33,1776	33,2929	33,4084	33,5241
5,8	33,6400	33,7561	33,8724	33,9889	34,1056	34,2225	34,3396	34,4569	34,5744	34,6921
5,9	34,8100	34,9281	35,0464	35,1649	35,2836	35,4025	35,5216	35,6409	35,7604	35,8801
6,0	36,0000	36,1201	36,2404	36,3609	36,4816	36,6025	36,7236	36,8449	36,9664	37,0881
6,1	37,2100	37,3321	37,4544	37,5769	37,6996	37,8225	37,9456	38,0689	38,1924	38,3161
6,2	38,4400	38,5641	38,6884	38,8129	38,9376	39,0625	39,1876	39,3129	39,4384	39,5641
6,3	39,6900	39,8161	39,9424	40,0689	40,1956	40,3225	40,4496	40,5769	40,7044	40,8321
6,4	40,9600	41,0881	41,2164	41,3449	41,4736	41,6025	41,7316	41,8609	41,9904	42,1201
6,5	42,2500	42,3801	42,5104	42,6409	42,7716	42,9025	43,0336	43,1649	43,2964	43,4281
6,6	43,5600	43,6921	43,8244	43,9569	44,0896	44,2225	44,3556	44,4889	44,6224	44,7561
6,7	44,8900	45,0241	45,1584	45,2929	45,4276	45,5625	45,6976	45,8329	45,9684	46,1041
6,8	46,2400	46,3761	46,5124	46,6489	46,7856	46,9225	47,0596	47,1969	47,3344	47,4721
6,9	47,6100	47,7481	47,8864	48,0249	48,1636	48,3025	48,4416	48,5809	48,7204	48,8601
7,0	49,0000	49,1401	49,2804	49,4209	49,5616	49,7025	49,8436	49,9849	50,1264	50,2681
7,1	50,4100	50,5521	50,6944	50,8369	50,9796	51,1225	51,2656	51,4089	51,5524	51,6961
7,2	51,8400	51,9848	52,1284	52,2729	52,4176	52,5625	52,7076	52,8529	52,9984	53,1441
7,3	53,2900	53,4361	53,5824	53,7289	53,8756	54,0225	54,1696	54,3169	54,4644	54,6121
7,4	54,7600	54,9081	55,0564	55,2049	55,3536	55,5025	55,6516	55,8009	55,9504	56,1001
7,5	56,2500	56,4001	56,5504	56,7009	56,8516	57,0025	57,1536	57,3049	57,4564	57,6081
7,6	57,7600	57,9121	58,0644	58,2169	58,3696	58,5225	58,6756	58,8289	58,9824	59,1361
7,7	59,2900	59,4441	59,5984	59,7529	59,9076	60,0625	60,2176	60,3729	60,5284	60,6841
7,8	60,8400	60,9961	61,1524	61,3089	61,4656	61,6225	61,7796	61,9369	62,0944	62,2521
7,9	62,4100	62,5681	62,7264	62,8849	63,0436	63,2025	63,3616	63,5209	63,6804	63,8401
8,0	64,0000	64,1601	64,3204	64,4809	64,6416	64,8025	64,9636	65,1249	65,2864	65,4481
8,1	65,6100	65,7721	65,9344	66,0969	66,2596	66,4225	66,5856	66,7489	66,9124	67,0761
8,2	67,2400	67,4041	67,5684	67,7329	67,8976	68,0625	68,2276	68,3929	68,5584	68,7241
8,3	68,8900	69,0561	69,2224	69,3889	69,5556	69,7225	69,8896	70,0569	70,2244	70,3921
8,4	70,5600	70,7281	70,8964	71,0649	71,2336	71,4025	71,5716	71,7409	71,9104	72,0801
8,5	72,2500	72,4201	72,5904	72,7609	72,9316	73,1025	73,2736	73,4449	73,6164	73,7881
8,6	73,9600	74,1321	74,3044	74,4769	74,6496	74,8225	74,9956	75,1689	75,3424	75,5161
8,7	75,6900	75,8641	76,0384	76,2129	76,3876	76,5625	76,7376	76,9129	77,0884	77,2641
8,8	77,4400	77,6161	77,7924	77,9689	78,1456	78,3225	78,4996	78,6769	78,8544	79,0321
8,9	79,2100	79,3881	79,5664	79,7449	79,9236	80,1025	80,2816	80,4609	80,6404	80,8201
9,0	81,0000	81,1801	81,3604	81,5409	81,7216	81,9025	82,0836	82,2649	82,4464	82,6281
9,1	82,8100	82,9921	83,1744	83,3569	83,5396	83,7225	83,9056	84,0889	84,2724	84,4561
9,2	84,6400	84,8241	85,0084	85,1929	85,3776	85,5625	85,7476	85,9329	86,1184	86,3041
9,3	86,4900	86,6761	86,8624	87,0489	87,2356	87,4225	87,6096	87,7969	87,9844	88,1721
9,4	88,3600	88,5481	88,7364	88,9249	89,1136	89,3025	89,4916	89,6809	89,8704	90,0601
9,5	90,2500	90,4401	90,6304	90,8209	91,0116	91,2025	91,3936	91,5849	91,7764	91,9681
9,6	92,1600	92,3521	92,5444	92,7369	92,9296	93,1225	93,3156	93,5089	93,7024	93,8961
9,7	94,0900	94,2841	94,4784	94,6729	94,8676	95,0625	95,2576	95,4529	95,6484	95,8441
9,8	96,0400	96,2361	96,4324	96,6289	96,8256	97,0225	97,2196	97,4169	97,6144	97,8121
9,9	98,0100	98,2081	98,4064	98,6049	98,8036	99,0025	99,2016	99,4009	99,6004	99,8001
n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

f) Die Kubikzahlen n^3 .

1,0—9,9

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	1,000	1,331	1,728	2,197	2,744	3,375	4,096	4,913	5,832	6,859
2	8,000	9,261	10,648	12,167	13,824	15,625	17,576	19,683	21,952	24,389
3	27,000	29,791	32,768	35,937	39,304	42,875	46,656	50,653	54,872	59,319
4	64,000	68,921	74,088	79,507	85,184	91,125	97,336	103,823	110,592	117,649
5	125,000	132,651	140,608	148,877	157,464	166,375	175,616	185,193	195,112	205,379
6	216,000	226,981	238,328	250,047	262,144	274,625	287,496	300,763	314,432	328,509
7	343,000	357,911	373,248	389,017	405,224	421,875	438,976	456,533	474,552	493,039
8	512,000	531,441	551,368	571,787	592,704	614,125	636,056	658,503	681,472	704,969
9	729,000	753,571	778,688	804,357	830,584	857,375	884,736	912,673	941,192	970,299

g) e^n .

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	1,00000	1,10517	1,28402	1,34986	1,49182	1,64872	1,82212	2,01375	2,22554	2,45960
1	2,71828	3,00417	3,32012	3,66930	4,05520	4,48169	4,95303	5,47830	6,04965	6,68589
2	7,3891	8,1662	9,0250	9,9742	11,0232	12,1825	13,4637	14,8797	16,4446	18,1741
3	20,0855	22,1980	24,5325	27,1126	29,9641	33,1154	36,5982	40,4473	44,7012	49,4024
4	54,598	60,340	66,686	73,700	81,451	90,017	99,484	109,947	121,510	134,290
5	148,413	164,022	181,272	200,337	221,406	244,692	270,426	298,867	330,300	365,037
6	103,43	445,86	492,75	544,57	601,84	665,14	735,10	812,40	897,84	992,28
7	1096,6	1212,0	1339,4	1480,3	1636,0	1808,0	1998,2	2208,3	2440,6	2697,3
8	2980,9	3294,5	3641,0	4023,9	4447,1	4914,8	5431,6	6003,0	6634,2	7332,0
9	8103,0	8955,2	9897,2	10938,0	12088,4	13359,8	14764,8	16317,6	18033,8	19930,4

 e^{-n} .

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	1,00000	0,90484	0,81873	0,74082	0,67032	0,60653	0,54881	0,49659	0,44933	0,40657
1	0,36788	0,33287	0,30119	0,27253	0,24660	0,22313	0,20190	0,18268	0,16530	0,14957
2	0,13534	0,12246	0,11080	0,10026	0,09072	0,08209	0,07427	0,06721	0,06081	0,05502
3	0,049787	0,045049	0,040762	0,036883	0,033373	0,030197	0,027324	0,024724	0,022371	0,020242
4	0,018316	0,016573	0,014996	0,013569	0,012277	0,011109	0,010052	0,009095	0,008230	0,007447
5	0,006738	0,006097	0,005517	0,004992	0,004517	0,004087	0,003698	0,003346	0,003028	0,002739
6	0,002479	0,002243	0,002029	0,001836	0,001662	0,001503	0,001360	0,001231	0,001114	0,001008
7	0,000912	0,000825	0,000747	0,000676	0,000611	0,000553	0,000500	0,000453	0,000410	0,000371

h) Kreisinhalt $\frac{d^2\pi}{4}$ für $d = 10$ bis 99.

d	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	78,540	95,033	113,097	132,732	153,938	176,715	201,062	226,980	254,469	283,529
2	314,16	346,36	380,13	415,48	452,39	490,87	530,93	572,56	615,75	660,52
3	706,86	754,77	804,25	855,30	907,92	962,11	1017,88	1075,21	1134,11	1194,59
4	1256,6	1320,3	1385,4	1452,2	1520,5	1590,4	1661,9	1734,9	1809,6	1885,7
5	1963,5	2042,8	2123,7	2206,2	2290,2	2375,8	2463,0	2551,8	2642,1	2734,0
6	2827,4	2922,5	3019,1	3117,2	3217,0	3318,3	3421,2	3525,7	3631,7	3739,3
7	3848,5	3959,2	4071,5	4185,4	4300,8	4417,9	4536,5	4656,6	4778,4	4901,7
8	5026,6	5153,0	5281,0	5410,6	5541,8	5674,5	5808,8	5944,7	6082,1	6221,1
9	6361,7	6503,9	6647,6	6792,9	6939,8	7088,2	7238,2	7389,8	7543,0	7697,7

i) Umwandlung von Bogenmaß in Winkelmaß und umgekehrt.

1°	0,0174533	1'	0,00029089	1''	0,0000048481
2°	349066	2'	58178	2''	96963
3°	523599	3'	87266	3''	0,0000145444
4°	698132	4'	0,00116355	4''	193926
5°	872665	5'	145444	5''	242407
6°	0,1047198	6'	174533	6''	290888
7°	1221730	7'	203622	7''	339370
8°	1396263	8'	232711	8''	387851
9°	1570796	9'	261799	9''	436332

0,00001	2,063''	0,001	3'	26,26''	0,1	5°	43'	46,48''
0,00002	4,125''	0,002	6'	52,53''	0,2	11°	27'	32,96''
0,00003	6,188''	0,003	10'	18,79''	0,3	17°	11'	19,44''
0,00004	8,251''	0,004	13'	45,06''	0,4	22°	55'	5,92''
0,00005	10,31''	0,005	17'	11,32''	0,5	28°	38'	52,40''
0,00006	12,38''	0,006	20'	37,59''	0,6	34°	22'	38,88''
0,00007	14,44''	0,007	24'	3,85''	0,7	40°	6'	25,36''
0,00008	16,50''	0,008	27'	30,12''	0,8	45°	50'	11,84''
0,00009	18,56''	0,009	30'	56,38''	0,9	51°	33'	58,33''
0,0001	20,63''	0,01	34'	22,65''	1,0	57°	17'	44,81''
0,0002	41,25''	0,02	1°	8'	45,30''			
0,0003	1', 1,88''	0,03	1°	43'	7,94''	1,0	3437'	44,81''
0,0004	1', 22,51''	0,04	2°	17'	30,59''			
0,0005	1', 43,13''	0,05	2°	51'	53,24''	1,0	206264,806''	
0,0006	2', 3,76''	0,06	3°	26'	15,89''			
0,0007	2', 24,39''	0,07	4°	0'	38,54''			
0,0008	2', 45,01''	0,08	4°	35'	1,18''			
0,0009	3', 5,64''	0,09	5°	9'	23,83''			

k) Wichtige Zahlenwerte.

π	3,1415927	$\pi:2$	1,57080	$1:\pi$	0,31831
2π	6,28319	$\pi:3$	1,04720	$1:\pi^2$	0,10132
3π	9,42478	$\pi:4$	0,78540	$1:\pi^3$	0,03225
4π	12,56637	π^2	9,86960	$\sqrt{\pi}$	1,77245
5π	15,70796	π^3	31,00628	$\sqrt[3]{\pi}$	1,46459
6π	18,84956	$4\pi^2$	39,47842	$\lg\pi$	0,49715
7π	21,99115	$\pi^2:4$	2,46740	$\ln\pi$	1,14473
8π	25,13274	$\pi\sqrt{2}$	4,44288	e	2,7182818
9π	28,27433	$\pi:\sqrt{2}$	2,22144	$\lg e$	0,43429

$$\ln x = \lg x \cdot \ln 10.$$

2. Mathematische Formeln.

A. Ebene Trigonometrie.

a) Kreisfunktionen.

Grad	0	90	180	270	360	30	45	60
sin =	0	+1	0	-1	0	$\frac{1}{2}\sqrt{3}$	$\frac{1}{2}\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}\sqrt{3}$
cos =	+1	0	-1	0	+1	$\frac{1}{2}\sqrt{3}$	$\frac{1}{2}\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}$
tg =	0	∞	0	∞	0	$\frac{1}{3}\sqrt{3}$	1	$\sqrt{3}$
ctg =	∞	0	∞	0	∞	$\sqrt{3}$	1	$\frac{1}{3}\sqrt{3}$

Ist α ein Winkel $< 90^\circ$, so ist, vorausgesetzt daß:

Funktion	Winkel φ liegt zwischen				Winkel φ in Grad =			
	0° und 90°	90° und 180°	180° und 270°	270° und 360°	$\pm \alpha$	$90 \pm \alpha$	$180 \pm \alpha$	$270 \pm \alpha$
sin φ =	+	+	-	-	$\pm \sin \alpha$	$+$ cos α	$\mp \sin \alpha$	$- \cos \alpha$
cos φ =	+	-	-	+	$+$ cos α	$\mp \sin \alpha$	$- \cos \alpha$	$\pm \sin \alpha$
tg φ =	+	-	+	-	$\pm \operatorname{tg} \alpha$	$\mp \operatorname{ctg} \alpha$	$\pm \operatorname{tg} \alpha$	$\mp \operatorname{ctg} \alpha$
ctg φ =	+	-	+	-	$\pm \operatorname{ctg} \alpha$	$\mp \operatorname{tg} \alpha$	$\pm \operatorname{ctg} \alpha$	$\mp \operatorname{tg} \alpha$

$$\sin(45^\circ \pm \alpha) = \cos(45^\circ \mp \alpha); \quad \operatorname{tg}(45^\circ \pm \alpha) = \operatorname{ctg}(45^\circ \mp \alpha).$$

$$\lim_{\varphi \rightarrow 0} \left(\frac{\sin \varphi}{\varphi} \right) = 1 = \lim_{\varphi \rightarrow 0} \left(\frac{\operatorname{tg} \varphi}{\varphi} \right); \quad \lim_{n \rightarrow \infty} \left(n \sin \frac{x}{n} \right) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(n \operatorname{tg} \frac{x}{n} \right) = x.$$

α) Beziehungen zwischen den Funktionen desselben Winkels.

$$\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1. \quad \operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}, \quad \operatorname{ctg} \alpha = \frac{\cos \alpha}{\sin \alpha} = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha}.$$

$$1 + \operatorname{tg}^2 \alpha = \frac{1}{\cos^2 \alpha}, \quad 1 + \operatorname{ctg}^2 \alpha = \frac{1}{\sin^2 \alpha}.$$

$$\sin \alpha = \sqrt{1 - \cos^2 \alpha} = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{ctg}^2 \alpha}}.$$

$$\cos \alpha = \sqrt{1 - \sin^2 \alpha} = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha}} = \frac{\operatorname{ctg} \alpha}{\sqrt{1 + \operatorname{ctg}^2 \alpha}}.$$

β) Beziehungen zwischen den Funktionen zweier Winkel.

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta. \quad \cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta.$$

$$\operatorname{tg}(\alpha \pm \beta) = [\operatorname{tg} \alpha \pm \operatorname{tg} \beta] : [1 \mp \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \beta].$$

$$\operatorname{ctg}(\alpha \pm \beta) = [\operatorname{ctg} \alpha \operatorname{ctg} \beta \mp 1] : [\operatorname{ctg} \beta \pm \operatorname{ctg} \alpha].$$

$$\sin \alpha + \sin \beta = 2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \cos \frac{\alpha - \beta}{2}, \quad \sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \sin \frac{\alpha - \beta}{2}.$$

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \cos \frac{\alpha - \beta}{2}, \quad \cos \alpha - \cos \beta = -2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \cdot \sin \frac{\alpha - \beta}{2}.$$

$$\operatorname{tg} \alpha \pm \operatorname{tg} \beta = \frac{\sin(\alpha \pm \beta)}{\cos \alpha \cos \beta}, \quad \operatorname{ctg} \alpha \pm \operatorname{ctg} \beta = \frac{\sin(\beta \pm \alpha)}{\sin \alpha \sin \beta}.$$

$$2 \sin \alpha \sin \beta = \cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta).$$

$$2 \cos \alpha \cos \beta = \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta).$$

$$2 \sin \alpha \cos \beta = \sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta).$$

$$\operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \beta = \frac{\operatorname{tg} \alpha + \operatorname{tg} \beta}{\operatorname{ctg} \alpha + \operatorname{ctg} \beta} = -\frac{\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \beta}{\operatorname{ctg} \alpha - \operatorname{ctg} \beta}.$$

$$\operatorname{ctg} \alpha \operatorname{ctg} \beta = \frac{\operatorname{ctg} \alpha + \operatorname{ctg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha + \operatorname{tg} \beta} = -\frac{\operatorname{ctg} \alpha - \operatorname{ctg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \beta}.$$

b) Moivresche Formel und Anwendungen.

Imaginäre Einheit: $j^2 = -1$; $j = +\sqrt{-1}$; $j^4 = 1$; $\frac{1}{j} = -j$.

$$(\cos \varphi + j \sin \varphi)^n = \cos(n \varphi) + j \sin(n \varphi).$$

$$\cos(n \varphi) = \cos^n \varphi - \binom{n}{2} \cos^{n-2} \varphi \sin^2 \varphi + \binom{n}{4} \cos^{n-4} \varphi \sin^4 \varphi - \dots$$

$$\sin(n \varphi) = \binom{n}{1} \cos^{n-1} \varphi \sin \varphi - \binom{n}{3} \cos^{n-3} \varphi \sin^3 \varphi + \dots$$

$$\cos^{2k} \varphi = \frac{1}{2^{2k-1}} \left[\cos 2k \varphi + \binom{2k}{1} \cos(2k-2) \varphi + \dots + \frac{1}{2} \binom{2k}{k} \right],$$

$$\cos^{2k+1} \varphi = \frac{1}{2^{2k}} \left[\cos(2k+1) \varphi + \binom{2k+1}{1} \cos(2k-1) \varphi + \dots + \binom{2k+1}{k} \cos \varphi \right],$$

$$\sin^{2k} \varphi = \frac{(-1)^k}{2^{2k-1}} \left[\cos 2k \varphi - \binom{2k}{1} \cos(2k-2) \varphi + \dots - \frac{(-1)^k}{2} \binom{2k}{k} \right],$$

$$\sin^{2k+1} \varphi = \frac{(-1)^k}{2^{2k}} \left[\sin(2k+1) \varphi - \binom{2k+1}{1} \sin(2k-1) \varphi + \dots - \dots + (-1)^k \binom{2k+1}{k} \sin \varphi \right].$$

c) Eulersche Formeln.

$$\cos x + j \sin x = e^{jx}, \quad \cos x - j \sin x = e^{-jx};$$

$$\cos x = \frac{1}{2} (e^{jx} + e^{-jx}), \quad \sin x = \frac{1}{2j} (e^{jx} - e^{-jx}), \quad \operatorname{tg} x = \frac{1}{j} \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{e^{jx} + e^{-jx}}.$$

d) Anwendung auf Algebra.

α) Auflösung goniometrischer Gleichungen.

$$1. a \cos \varphi + b \sin \varphi = c, \quad a^2 + b^2 > c^2.$$

Die Substitution $\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = t$ ergibt eine quadratische Gleichung für t .

Für logarithmische Rechnung bequemer setzt man

$$\frac{a}{\sqrt{a^2 + b^2}} = \cos \alpha, \quad \frac{b}{\sqrt{a^2 + b^2}} = \sin \alpha, \quad \frac{c}{\sqrt{a^2 + b^2}} = \cos \gamma.$$

Lösungen: $\varphi_1 = \alpha + \gamma$, $\varphi_2 = \alpha - \gamma$.

2. Bestimmung von φ und ψ aus den Gleichungen

$$\varphi + \psi = \alpha, \quad \frac{\sin \varphi}{\sin \psi} = a.$$

Man setzt $a = \operatorname{tg} \lambda$. Dann wird

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi - \psi}{2} = \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \cdot \operatorname{tg}(\lambda - 45^\circ).$$

β) Logarithmisch-goniometrische Behandlung algebraischer Ausdrücke:

1. $x = \sqrt{\frac{a-b}{a+b}}$, $a > b$; $\log a$ und $\log b$ sind gegeben.

Man setzt $\frac{b}{a} = \cos 2\gamma$. $x = \operatorname{tg} \gamma$.

2. Die quadratische Gleichung $x^2 - 2ax + b = 0$.

α) $a^2 - b > 0$, $b > 0$: Man setzt $\frac{\sqrt{b}}{a} = \sin 2\varphi$.

$$x_1 = \sqrt{b} \operatorname{tg} \varphi, \quad x_2 = \sqrt{b} \cdot \operatorname{ctg} \varphi.$$

β) $b < 0$: Man setzt $\frac{\sqrt{-b}}{a} = \operatorname{tg} 2\varphi$.

$$x_1 = -\sqrt{-b} \operatorname{tg} \varphi, \quad x_2 = \sqrt{-b} \cdot \operatorname{ctg} \varphi.$$

γ) $a^2 - b < 0$ {komplexe Wurzeln}: Man setzt $b = r^2$, $\frac{a}{r} = \cos \varphi$.

$$x = r(\cos \varphi \pm j \sin \varphi).$$

3. Gleichung 3. Grades.

$x^3 + ax^2 + bx + c = 0$ wird durch:

$$x = y - \frac{a}{3}$$

auf die Form

$$y^3 + py + q = 0$$

gebracht. Die Lösungen der letzteren sind:

$$y_1 = u + v, \quad y_2 = \varepsilon u + \varepsilon^2 v, \quad y_3 = \varepsilon^2 u + \varepsilon v.$$

Dabei ist:

$$\varepsilon = \frac{1}{2}(-1 + j\sqrt{3}), \quad \varepsilon^2 = \frac{1}{\varepsilon} = \frac{1}{2}(-1 - j\sqrt{3}).$$

$$u = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}}; \quad v = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}}.$$

1. Fall: $\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27} > 0$; 1 reelle, 2 konjugierte komplexe Wurzeln. Zur goniometrischen Behandlung setze man

a) wenn $p > 0$:

$$\operatorname{tg} a = \frac{\left(\frac{p}{3}\right)^{\frac{3}{2}}}{\frac{q}{2}}; \quad \operatorname{tg} \lambda = \sqrt[3]{\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}}; \quad u = \left(\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \operatorname{tg} \lambda, \quad v = -\left(\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \operatorname{ctg} \lambda.$$

$$y_1 = -2 \left(\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \operatorname{ctg} 2\lambda, \quad y_2 = \left(\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \left\{ \operatorname{ctg} 2\lambda + \frac{j\sqrt{3}}{\sin 2\lambda} \right\},$$

$$y_3 = \left(\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \left\{ \operatorname{ctg} 2\lambda - \frac{j\sqrt{3}}{\sin 2\lambda} \right\}.$$

b) wenn $p < 0$:

$$\sin \beta = \frac{\left(-\frac{p}{3}\right)^{\frac{3}{2}}}{\frac{q}{2}}; \quad \operatorname{tg} \mu = \sqrt[3]{\operatorname{tg} \frac{\beta}{2}}. \quad y_1 = -2 \cdot \left(-\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{\sin 2\mu};$$

$$y_{2,3} = \left(-\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left\{ \frac{1}{\sin 2\mu} \mp j\sqrt{3} \operatorname{ctg} 2\mu \right\}.$$

2. Irreduzibler Fall: $\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27} < 0$.

3 reelle Wurzeln, die durch die Cardanische Formel in imaginärer Form erscheinen. Man setze

$$\cos \alpha = -\frac{q}{2} : \left(-\frac{p}{3}\right)^{\frac{3}{2}}.$$

Es werden:

$$y_1 = 2 \left(-\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \cos \frac{\alpha}{3}, \quad y_2 = 2 \cdot \left(-\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \cos \frac{\alpha + 2\pi}{3},$$

$$y_3 = 2 \cdot \left(-\frac{p}{3}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos \frac{2\pi - \alpha}{3}.$$

3. Fall: $\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27} = 0$. Man setzt:

$$\sqrt[3]{\frac{q}{2}} = \sqrt{-\frac{p}{3}} = a.$$

Es werden:

$$y_1 = -2a, \quad y_2 = y_3 = a.$$

e) Berechnung ebener Figuren.

α) Das Dreieck.

$$a = b \cos \gamma + c \cos \beta. \quad b = c \cos \alpha + a \cos \gamma. \quad c = a \cos \beta + b \cos \alpha.$$

$$\text{Cosinussatz:} \quad a^2 = b^2 + c^2 - 2bc \cos \alpha.$$

Setzt man: $2s = a + b + c$, so wird:

$$\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} = \sqrt{\frac{(s-b)(s-c)}{s(s-a)}}, \quad \sin \frac{\alpha}{2} = \sqrt{\frac{(s-b)(s-c)}{b \cdot c}}, \quad \cos \frac{\alpha}{2} = \sqrt{\frac{s(s-a)}{b \cdot c}}.$$

$$\text{Sinussatz:} \quad a : b : c = \sin \alpha : \sin \beta : \sin \gamma.$$

Ist r der Radius des umbeschriebenen Kreises, so ist

$$a = 2r \sin \alpha, \quad b = 2r \sin \beta, \quad c = 2r \sin \gamma.$$

$$\frac{a+b}{a-b} = \frac{\operatorname{tg} \frac{\alpha+\beta}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\alpha-\beta}{2}}; \quad \frac{b+c}{b-c} = \frac{\operatorname{tg} \frac{\beta+\gamma}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\beta-\gamma}{2}}; \quad \frac{a+c}{a-c} = \frac{\operatorname{tg} \frac{\alpha+\gamma}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\alpha-\gamma}{2}}.$$

Die Mollweideschen Formeln:

$$\frac{a+b}{c} = \frac{\cos\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)}; \quad \frac{a-b}{c} = \frac{\sin\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right)}.$$

Radius des Inkreises:

$$\rho = (s-a) \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} = (s-b) \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} = (s-c) \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} = \sqrt{\frac{(s-a)(s-b)(s-c)}{s}}.$$

Fläche des Dreiecks:

$$F = \sqrt{s(s-a)(s-b)(s-c)}.$$

γ) Die Hauptaufgabe der Kleintriangulation.

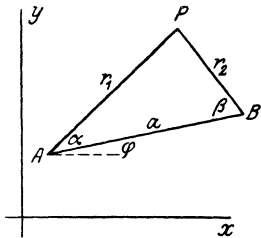


Abb. 1.

Das Vorwärtseinschneiden. Gegeben sind die rechtwinkligen Koordinaten von $A(x_1, y_1)$ und $B(x_2, y_2)$ (s. Abb. 1); ferner $\sphericalangle \alpha = PAB$ und $\sphericalangle \beta = PBA$. Gesucht sind die Koordinaten x, y eines Punktes P . $PA = r_1$, $PB = r_2$, $AB = a$. $\sphericalangle \varphi$ sei die Neigung von AB .

Man bestimmt zunächst a und φ aus:

$$\frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} = \operatorname{tg} \varphi; \quad \frac{x_2 - x_1}{\cos \varphi} = a = \frac{y_2 - y_1}{\sin \varphi}.$$

Der Sinussatz ergibt weiter:

$$r_1 = \frac{a \sin \beta}{\sin(\alpha + \beta)}, \quad r_2 = \frac{a \sin \alpha}{\sin(\alpha + \beta)}.$$

$\sphericalangle (AP)$ sei die Neigung von AP . $\sphericalangle (BP)$ sei die Neigung von BP .

$$\sphericalangle (AP) = \alpha + \varphi; \quad \sphericalangle (BP) = 180^\circ - (\beta - \varphi).$$

$$x = x_1 + r_1 \cos(AP) = x_1 + \frac{a \sin \beta}{\sin(\alpha + \beta)} \cdot \cos(\alpha + \varphi),$$

$$y = y_1 + r_1 \sin(AP) = y_1 + \frac{a \sin \beta}{\sin(\alpha + \beta)} \cdot \sin(\alpha + \varphi).$$

Es ist aber auch:

$$x = x_2 + r_2 \cos(BP) = x_2 - \frac{a \sin \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \cdot \cos(\beta - \varphi),$$

$$y = y_2 + r_2 \sin(BP) = y_2 + \frac{a \sin \alpha}{\sin(\alpha + \beta)} \cdot \sin(\beta - \varphi).$$

Liegt P so, daß \overrightarrow{AABP} im Uhrzeigersinn durchlaufen wird, so sind α, β durch $-\alpha, -\beta$ zu ersetzen.

B. Sphärische Trigonometrie.

a) Vorbemerkungen.

Hauptkreis auf der Kugel heißt ein Kreis, dessen Ebene durch den Kugelmittelpunkt geht. Einer der beiden Endpunkte des auf der Ebene des Hauptkreises im Kugelmittelpunkt senkrecht stehenden Durchmessers ist der Pol. Zu jedem Punkt der Kugeloberfläche als Pol gehört ein bestimmter Hauptkreis mit entsprechendem Umlaufsinn.

Ein Stück eines Hauptkreisbogens wird gemessen durch den zum Bogen gehörigen Zentriwinkel α ; die Länge des Bogenstückes ist dann $R \cdot \alpha$, wenn R der Kugelradius ist.

Beschreibt man um die Spitze eines Dreikants als Mittelpunkt eine Kugel, so wird auf dieser durch das Dreikant ein sphärisches Dreieck ausgeschnitten, dessen Seiten Stücke von Hauptkreisen der Kugel sind und durch die Winkel a, b, c zwischen den Kanten des Dreikants gemessen werden; die Winkel des sphärischen Dreiecks sind gleich den Flächenwinkeln α, β, γ an den Kanten des Dreikants.

Der Inhalt eines sphärischen Dreiecks mit den Winkeln α, β, γ :

$$F = R^2(\alpha + \beta + \gamma - \pi) = R^2 \frac{\pi}{180} (\alpha^\circ + \beta^\circ + \gamma^\circ - 180^\circ).$$

$\varepsilon = \alpha + \beta + \gamma - \pi$ wird der sphärische Exzeß des Dreiecks genannt.

Der Inhalt eines sphärischen n -Ecks:

$$J = \Sigma \alpha - (n - 2)\pi \quad \text{oder} \quad J = 2\pi - \Sigma \tau,$$

wo $\Sigma \alpha$ die Summe der Innenwinkel, $\Sigma \tau$ die Summe der Außenwinkel des n -Ecks bedeutet.

b) Sphärisches Dreieck.

α) Grundformeln für das schiefwinklige sphärische Dreieck.

Sinussatz:

$$\sin a : \sin b : \sin c = \sin \alpha : \sin \beta : \sin \gamma.$$

Cosinussatz für die Seiten:

$$\cos b = \cos a \cdot \cos c + \sin a \cdot \sin c \cdot \cos \beta.$$

Cosinussatz für die Winkel:

$$\cos \beta = -\cos \alpha \cdot \cos \gamma + \sin \alpha \sin \gamma \cos b.$$

Sinus-Cosinussatz für die Seiten:

$$\sin b \cdot \cos \alpha = \cos a \sin c - \sin a \cos c \cos \beta.$$

Sinus-Cosinussatz für die Winkel:

$$\sin \beta \cos a = \cos \alpha \sin \gamma + \sin \alpha \cos \gamma \cos b.$$

Cotangentensatz (Satz der vier aufeinanderfolgenden Stücke):

$$\text{ctg } a \sin c = \cos c \cos \beta + \sin \beta \text{ctg } \alpha \quad (a, \beta, c, \alpha - \text{neg. Sinn}),$$

$$\text{ctg } a \sin b = \cos b \cos \gamma + \sin \gamma \text{ctg } \alpha \quad (a, \gamma, b, \alpha - \text{pos. Sinn}).$$

β) Rechtwinkliges sphärisches Dreieck.

$\sphericalangle \gamma = 90^\circ$; a und b Katheten, c Hypotenuse.

$$\sin a = \sin c \cdot \sin \alpha, \quad \sin b = \sin c \cdot \sin \beta.$$

Cosinussatz für die Seiten:

$$\cos c = \cos a \cdot \cos b, \quad \cos c = \text{ctg } \alpha \cdot \text{ctg } \beta.$$

Sinus-Cosinussatz für die Seiten:

$$\cos \alpha = \text{tg } b \text{ctg } c, \quad \cos \beta = \text{tg } a \text{ctg } c.$$

Cotangentensatz:

$$\text{tg } \alpha = \frac{\text{tg } a}{\sin b}, \quad \text{tg } \beta = \frac{\text{tg } b}{\sin a}.$$

Nepersche Merkregel: Bezeichnet man die Seiten eines Fünfecks der Reihe nach mit $c, 90^\circ - b, \beta, \alpha$ und $90^\circ - a$, dann ist der Cosinus irgendeines dieser

Stücke gleich dem Produkt der Sinus der ihm anliegenden und gleich dem Produkt der Cotangenten der ihm nicht anliegenden Stücke.

γ) Der Satz von Legendre.

Man kann ein sphärisches Dreieck in zweiter Annäherung ersetzen durch ein ebenes Dreieck mit den Seiten a, b, c und den Winkeln

$$\alpha_1 = \alpha - \frac{\varepsilon}{3}, \quad \beta_1 = \beta - \frac{\varepsilon}{3}, \quad \gamma_1 = \gamma - \frac{\varepsilon}{3}. \quad (\alpha_1 + \beta_1 + \gamma_1 = \pi).$$

(In erster Annäherung kann es durch ein ebenes Dreieck mit gleichen Seiten und gleichen Winkeln ersetzt werden.)

δ) Vorwärtseinschneiden auf der Kugel.

Die Seiten des sphärischen Dreiecks seien klein gegenüber dem Erdradius ($R = 6370$ km).

Vorwärtseinschneiden. Gegeben: a, β, γ .

Sphärischer Exzeß:

$$\varepsilon = \frac{F}{R^2}, \quad 2F \approx bc \sin \alpha, \quad b \approx \frac{a \sin \beta}{\sin(\beta + \gamma)},$$

$$c \approx \frac{a \sin \gamma}{\sin(\beta + \gamma)} \quad \text{zu} \quad \varepsilon \approx \frac{a^2 \sin \beta \sin \gamma}{2R^2 \sin^2(\beta + \gamma)}.$$

Nach dem Legendreschen Satz ist das sphärische Dreieck jetzt durch ein ebenes Dreieck mit den Winkeln $\beta - \frac{\varepsilon}{3}$, $\gamma - \frac{\varepsilon}{3}$ und den Seiten $a, b + \Delta b, c + \Delta c$ zu ersetzen. Die Korrekturen für die Seiten b und c sind notwendig, weil an den Winkeln β, γ und α gleichfalls die Korrekturen $\Delta\alpha = \Delta\beta = \Delta\gamma = -\frac{\varepsilon}{3}$ angebracht wurden. Es sind:

$$\Delta b = -\frac{a \varepsilon \cdot \sin(2\beta + \gamma)}{3 \sin^2(\beta + \gamma)}, \quad \Delta c = -\frac{a \varepsilon \sin(\beta + 2\gamma)}{3 \sin^2(\beta + \gamma)}.$$

ε) Weitere Formeln für das sphärische Dreieck.

$$(a + b + c) < 180^\circ; \quad (\alpha + \beta + \gamma) < 180^\circ.$$

$$\sin \frac{\alpha}{2} = + \sqrt{\frac{\sin(s-b) \sin(s-c)}{\sin b \cdot \sin c}}, \quad \cos \frac{\alpha}{2} = + \sqrt{\frac{\sin s \cdot \sin(s-a)}{\sin b \cdot \sin c}};$$

$$\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} = + \sqrt{\frac{\sin(s-b) \sin(s-c)}{\sin s \cdot \sin(s-a)}}.$$

Gauß-Delambresche Formeln:

$$\frac{\cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right)}{\sin \frac{\gamma}{2}} = \frac{\cos\left(\frac{a + b}{2}\right)}{\cos \frac{c}{2}}; \quad \frac{\cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right)}{\sin \frac{\gamma}{2}} = \frac{\sin\left(\frac{a + b}{2}\right)}{\sin \frac{c}{2}};$$

$$\frac{\sin\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right)}{\cos \frac{\gamma}{2}} = \frac{\cos\left(\frac{a - b}{2}\right)}{\cos \frac{c}{2}}; \quad \frac{\sin\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right)}{\cos \frac{\gamma}{2}} = \frac{\sin\left(\frac{a - b}{2}\right)}{\sin \frac{c}{2}}.$$

Nepersche Gleichungen:

$$\operatorname{tg} \left(\frac{a+b}{2} \right) = \operatorname{tg} \frac{c}{2} \cdot \frac{\cos \left(\frac{\alpha - \beta}{2} \right)}{\cos \left(\frac{\alpha + \beta}{2} \right)} ; \quad \operatorname{tg} \left(\frac{a-b}{2} \right) = \operatorname{tg} \frac{c}{2} \cdot \frac{\sin \left(\frac{\alpha - \beta}{2} \right)}{\sin \left(\frac{\alpha + \beta}{2} \right)} ;$$

$$\operatorname{tg} \left(\frac{\alpha + \beta}{2} \right) = \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} \cdot \frac{\cos \left(\frac{a-b}{2} \right)}{\cos \left(\frac{a+b}{2} \right)} ; \quad \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha - \beta}{2} \right) = \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} \cdot \frac{\sin \left(\frac{a-b}{2} \right)}{\sin \left(\frac{a+b}{2} \right)} .$$

$$\operatorname{tg} \frac{\varepsilon}{2} = \frac{\operatorname{tg} \left(\frac{b}{2} \right) \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{c}{2} \right) \cdot \sin \alpha}{1 + \operatorname{tg} \left(\frac{b}{2} \right) \operatorname{tg} \left(\frac{c}{2} \right) \cdot \cos \alpha} .$$

c) Anwendung auf Geographie.**α) Geographische Koordinaten.**

Unter der geographischen Länge λ eines Punktes der Erdkugel versteht man den Winkel (nach Osten positiv gezählt), den die Meridianebene des Punktes mit der Ebene des Nullmeridians einschließt. Die geographische Breite φ des Punktes ist der Winkel, den die Kugelnormale des Punktes mit der Äquatorebene (nach Norden positiv gezählt) einschließt. Die Ergänzung dieses Winkels zu 90° heißt Poldistanz des Punktes ($90^\circ - \varphi$). Den von Nord über Ost positiv gezählten Winkel, den ein Kreisbogen mit dem Meridian durch seinen Anfangspunkt einschließt, nennt man das Azimut des Bogens.

Sphärischer Abstand s zweier Punkte ($\lambda_1, \varphi_1; \lambda_2, \varphi_2$):

$$\cos s = \sin \varphi_1 \sin \varphi_2 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cdot \cos (\lambda_2 - \lambda_1) .$$

Hauptaufgaben über geographische Koordinaten.

a) Gegeben: Koordinaten der Punkte $P_1 (\lambda_1, \varphi_1)$ und $P_2 (\lambda_2, \varphi_2)$.Gesucht: Azimute in P_1, P_2 für die orthodrome Fahrt (Fahrt auf Hauptkreis) von P_1 nach P_2 (Abb. 2a).

$$\operatorname{ctg} \frac{a_1 - a_2}{2} = \operatorname{ctg} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{2} \cdot \frac{\cos \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2}}{\sin \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}} .$$

$$\operatorname{ctg} \frac{a_1 + a_2}{2} = \operatorname{ctg} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{2} \cdot \frac{\sin \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2}}{\cos \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}} .$$

b) Gegeben: Koordinaten von $P_1 (\lambda_1, \varphi_1)$, das Azimut a_1 in P_1 und der sphärische Abstand $P_1 P_2 = s$ (Abb. 2b).Gesucht: Koordinaten λ_2, φ_2 von P_2 . Hauptkreisbogen $P_2 F \perp P_1 N$ (N ist Nordpol).Aus Dreieck $FP_1 P_2$:

$$\operatorname{tg} x = \operatorname{tg} s \cdot \cos a_1 . \quad \sin y = \sin a_1 \cdot \sin s .$$

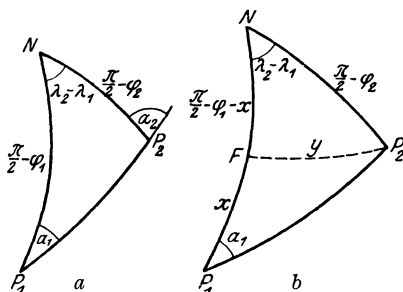
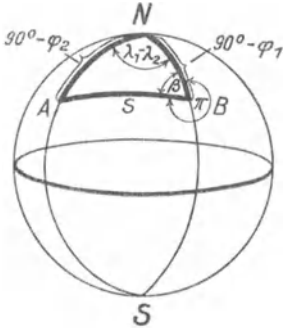


Abb. 2. Berechnung geographischer Koordinaten.

Aus Dreieck NFP_2 :

$$\operatorname{tg}(\lambda_2 - \lambda_1) = \frac{\operatorname{tgy}}{\cos(x + \varphi_1)}, \quad \sin \varphi_2 = \cos y \cdot \sin(\varphi_1 + x).$$

c) Beispiel. Entfernung und Richtung von Berlin nach New York (Abb. 3).



Berlin $\varphi_1 = 52^\circ 30''$, $\lambda_1 = 13^\circ 23' 45''$
 New York $\varphi_2 = 40^\circ 42' 42''$ $\lambda_2 = -76^\circ 20' 30''$
 $\lambda_1 - \lambda_2 = 89^\circ 44' 15''$

a) Entfernung s (sphärischer Abstand).

$$\begin{aligned} \cos s &= \cos(90^\circ - \varphi_2) \cos(90^\circ - \varphi_1) \\ &+ \sin(90^\circ - \varphi_2) \sin(90^\circ - \varphi_1) \cos(\lambda_1 - \lambda_2) \\ \cos s &= \sin \varphi_2 \sin \varphi_1 + \cos \varphi_2 \cos \varphi_1 \cos(\lambda_1 - \lambda_2) \\ \cos s &= 0,51959 \quad s = 58^\circ 41' 43'' \end{aligned}$$

90° entsprechen 10000 km

$58^\circ 41' 43''$ „ 6521,7 km.

Entfernung Berlin–New York = 6521,7 km.

Abb. 3. Berechnung der Entfernung und des Peilwinkels.

β) Peilwinkel Π ($\beta + \Pi = 360^\circ$)

Sinussatz: $\sin \beta : \sin \alpha = \sin b : \sin a$

$$\sin \beta : \sin(\lambda_1 - \lambda_2) = \sin(90 - \varphi_2) : \sin s$$

$$\sin \beta = \frac{\cos \varphi_2 \cdot \sin(\lambda_1 - \lambda_2)}{\sin s}$$

$$\beta = 62^\circ 31' 9'' \quad \Pi = 297^\circ 28' 51''$$

β) Koordinatensysteme am Himmel.

1. Aufgabe. Sternzeitbestimmung aus Höhenmessung.

Bekannt sind geographische Breite φ , δ und α eines Sterns Σ , gemessen die Höhe h von Σ .

Aus Dreieck $P_N Z \Sigma$ (Abb. 4) folgt:

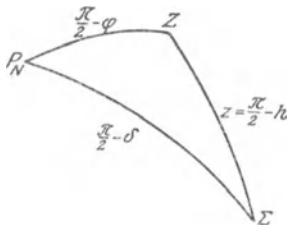


Abb. 4. Zeitbestimmung aus Höhenmessung.

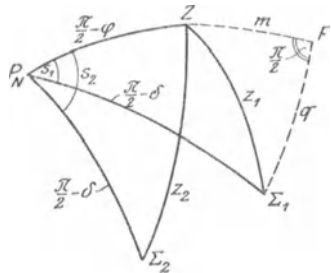


Abb. 5. Ortsbestimmung aus Himmelsbeobachtungen.

$$\sin \frac{s}{2} = \sqrt{\frac{\sin\left(\frac{z + \varphi - \delta}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{z + \delta - \varphi}{2}\right)}{\cos \delta \cdot \cos \varphi}};$$

hieraus s und $t = \alpha + s$ (in Sternzeit umzurechnen).

Diese Messung dient zur Kontrolle der Sternuhr.

2. Aufgabe. Bestimmung der geographischen Breite φ und des Stundenwinkels s (Sternzeit t) aus zwei Höhenmessungen des gleichen Sterns von bekanntem δ und α und der zwischen den Beobachtungen liegenden Zeit τ . (Dowessche Aufgabe.)

Σ_1, Σ_2 sind die beiden Lagen des Sterns; $z_1 = \frac{\pi}{2} - h_1, z_2 = \frac{\pi}{2} - h_2$ (Abb. 5).

Anwendung des Cosinussatzes auf Dreieck $ZP_N\Sigma_1$ und $ZP_N\Sigma_2$ ergibt:

$$\left. \begin{aligned} \sin h_1 &= \sin \varphi \sin \delta + \cos \varphi \cos \delta \cdot \cos s_1 \\ \sin h_2 &= \sin \varphi \cdot \sin \delta + \cos \varphi \cos \delta \cdot \cos s_2 \end{aligned} \right\} s_2 - s_1 = \tau.$$

Hieraus:

$$\sin \left(s_1 + \frac{\tau}{2} \right) = \sin \frac{h_1 - h_2}{2} \cdot \cos \frac{h_1 + h_2}{2} \cdot \frac{1}{\cos \varphi \cos \delta \cdot \sin \frac{\tau}{2}}.$$

φ ist näherungsweise von vornherein bekannt, also kann aus der letzten Gleichung s_1 angenähert berechnet werden.

Aus den rechtwinkligen Dreiecken $P_N F \Sigma_1$ und $Z F \Sigma_1$ folgt:

$$\operatorname{tg}(\varphi - m) = \frac{\operatorname{tg} \delta}{\cos s_1} \quad \text{und} \quad \cos m = \frac{\sin h_1 \cdot \sin(\varphi - m)}{\sin \delta}.$$

Diese beiden Gleichungen ergeben einen verbesserten Wert für φ , der seinerseits wieder einen verbesserten Wert von s_1 liefert. Wiederholte Anwendung des Verfahrens läßt immer genauere Werte für φ und s_1 gewinnen.

C. Hyperbelfunktionen.

a)

$$\operatorname{Sin} x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}, \quad \operatorname{Cos} x = \frac{e^x + e^{-x}}{2}, \quad \operatorname{Igx} = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}.$$

$$\operatorname{Sin}(-x) = -\operatorname{Sin} x, \quad \operatorname{Cos}(-x) = \operatorname{Cos} x, \quad \operatorname{Igx}(-x) = -\operatorname{Igx}.$$

$$\operatorname{Sin} j x = j \operatorname{Sin} x, \quad \operatorname{Cos} j x = \operatorname{Cos} x, \quad \operatorname{Igj} x = j \operatorname{Igx}.$$

$$\operatorname{Sin} x = -j \operatorname{Sin} j x, \quad \operatorname{Cos} x = \operatorname{Cos} j x, \quad \operatorname{Igx} = -j \operatorname{Igj} x.$$

$$e^x = \operatorname{Cos} x + \operatorname{Sin} x, \quad e^{-x} = \operatorname{Cos} x - \operatorname{Sin} x.$$

$$(\operatorname{Cos} x \pm \operatorname{Sin} x)^n = \operatorname{Cos} n x \pm \operatorname{Sin} n x.$$

	$\operatorname{Sin} x$	$\operatorname{Cos} x$	Igx	$\operatorname{Ctg} x$	$x = 0$	$x = \infty$
$\operatorname{Sin} x =$		$\sqrt{\operatorname{Cos}^2 x - 1}$	$\frac{\operatorname{Igx}}{\sqrt{1 - \operatorname{Igx}^2 x}}$	$\frac{1}{\sqrt{\operatorname{Ctg}^2 x - 1}}$	0	∞
$\operatorname{Cos} x =$	$\sqrt{\operatorname{Sin}^2 x + 1}$		$\frac{1}{\sqrt{1 - \operatorname{Igx}^2 x}}$	$\frac{\operatorname{Ctg} x}{\sqrt{\operatorname{Ctg}^2 x - 1}}$	1	∞
$\operatorname{Igx} =$	$\frac{\operatorname{Sin} x}{\sqrt{\operatorname{Sin}^2 x + 1}}$	$\frac{\sqrt{\operatorname{Cos}^2 x - 1}}{\operatorname{Cos} x}$		$\frac{1}{\operatorname{Ctg} x}$	0	1
$\operatorname{Ctg} x =$	$\frac{\sqrt{\operatorname{Sin}^2 x + 1}}{\operatorname{Sin} x}$	$\frac{\operatorname{Cos} x}{\sqrt{\operatorname{Cos}^2 x - 1}}$	$\frac{1}{\operatorname{Igx}}$		∞	1

b)

$$\operatorname{Sin} x = x + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} + \frac{x^7}{7!} + \frac{x^9}{9!} + \dots$$

$$\operatorname{Cos} x = 1 + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} + \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} + \dots$$

$$\operatorname{Tg} x = x \left(1 - \frac{1}{3} x^2 + \frac{2}{15} x^4 - \frac{17}{315} x^6 + \frac{62}{2835} x^8 - \dots \right).$$

$$\operatorname{Ctg} x = \frac{1}{x} \left(1 + \frac{1}{3} x^2 - \frac{1}{45} x^4 + \frac{2}{945} x^6 - \frac{1}{4725} x^8 + \dots \right).$$

$$\operatorname{Ar} \operatorname{Sin} x = x - \frac{1}{2} \frac{x^3}{3} + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4} \frac{x^5}{5} - \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6} \frac{x^7}{7} + \dots$$

$$\operatorname{Ar} \operatorname{Tg} x = x + \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \frac{x^7}{7} + \dots$$

c)

$$\operatorname{Sin}(x \pm y) = \operatorname{Sin} x \operatorname{Cos} y \pm \operatorname{Cos} x \operatorname{Sin} y.$$

$$\operatorname{Cos}(x \pm y) = \operatorname{Cos} x \operatorname{Cos} y \pm \operatorname{Sin} x \operatorname{Sin} y.$$

$$\operatorname{Tg}(x \pm y) = \frac{\operatorname{Tg} x \pm \operatorname{Tg} y}{1 \pm \operatorname{Tg} x \operatorname{Tg} y}.$$

$$\operatorname{Tg} x \pm \operatorname{Tg} y = \frac{\operatorname{Sin}(x \pm y)}{\operatorname{Cos} x \operatorname{Cos} y}.$$

$$\frac{1}{\operatorname{Tg} x} \pm \operatorname{Tg} y = \frac{\operatorname{Cos}(x \pm y)}{\operatorname{Sin} x \operatorname{Cos} y} = \operatorname{Ctg} x \pm \operatorname{Tg} y.$$

$$\operatorname{Ctg} x \pm \operatorname{Ctg} y = \frac{\operatorname{Sin}(y \pm x)}{\operatorname{Sin} x \operatorname{Sin} y}.$$

d)

$$\operatorname{Sin} 2x = 2 \operatorname{Sin} x \operatorname{Cos} x = \frac{2 \operatorname{Tg} x}{1 + \operatorname{Tg}^2 x}.$$

$$\operatorname{Cos} 2x = \operatorname{Cos}^2 x - \operatorname{Sin}^2 x = 2 \operatorname{Cos}^2 x - 1 = 2 \operatorname{Sin}^2 x + 1 = \frac{1 + \operatorname{Tg}^2 x}{1 - \operatorname{Tg}^2 x}.$$

$$\operatorname{Tg} 2x = \frac{2 \operatorname{Tg} x}{1 + \operatorname{Tg}^2 x}.$$

$$\operatorname{Sin} \frac{x}{2} = \sqrt{\frac{\operatorname{Cos} x - 1}{2}}. \quad \operatorname{Cos} \frac{x}{2} = \sqrt{\frac{\operatorname{Cos} x + 1}{2}}.$$

$$\operatorname{Tg} \frac{x}{2} = \frac{\operatorname{Cos} x - 1}{\operatorname{Sin} x} = \frac{\operatorname{Sin} x}{\operatorname{Cos} x + 1} = \frac{1 - \sqrt{1 - \operatorname{Tg}^2 x}}{\operatorname{Tg} x}.$$

e)

$$\operatorname{Ar} \operatorname{Sin} x = \ln(x + \sqrt{x^2 + 1}).$$

$$\operatorname{Ar} \operatorname{Cos} x = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1}).$$

$$\operatorname{Ar} \operatorname{Tg} x = \frac{1}{2} \ln \frac{1+x}{1-x}.$$

$$\ln x = \operatorname{Ar} \operatorname{Sin} \frac{x^2 - 1}{2x} = \operatorname{Ar} \operatorname{Cos} \frac{x^2 + 1}{2x} = \operatorname{Ar} \operatorname{Tg} \frac{x^2 - 1}{x^2 + 1}.$$

f) $d \operatorname{Sin} x = \operatorname{Cos} x \, dx.$ $d \operatorname{Cos} x = -\operatorname{Sin} x \, dx.$
 $d \operatorname{Tg} x = \frac{dx}{\operatorname{Cos}^2 x}.$ $d \operatorname{Ctg} x = -\frac{dx}{\operatorname{Sin}^2 x}.$
 $d \operatorname{Ar} \operatorname{Sin} x = \frac{dx}{\sqrt{x^2 + 1}}.$ $d \operatorname{Ar} \operatorname{Cos} x = \frac{dx}{\sqrt{x^2 - 1}}.$
 $d \operatorname{Ar} \operatorname{Tg} x = \frac{dx}{1 - x^2} \quad (-1 < x < +1).$
 $d \operatorname{Ar} \operatorname{Ctg} x = -\frac{dx}{x^2 - 1} \quad (x > 1, x < -1).$
 $\int \operatorname{Sin} x \, dx = -\operatorname{Cos} x.$ $\int \operatorname{Cos} x \, dx = \operatorname{Sin} x.$
 $\int \operatorname{Tg} x \, dx = -\operatorname{Ln} \operatorname{Cos} x.$ $\int \operatorname{Ctg} x \, dx = \operatorname{Ln} \operatorname{Sin} x.$
 $\int \frac{dx}{\operatorname{Sin} x} = \operatorname{Ln} \operatorname{Tg} \frac{x}{2}.$ $\int \frac{dx}{\operatorname{Cos} x} = \operatorname{Arcsin} \operatorname{Tg} x.$
 $\int \frac{dx}{\operatorname{Sin}^2 x} = -\operatorname{Ctg} x.$ $\int \frac{dx}{\operatorname{Cos}^2 x} = \operatorname{Tg} x.$
 $\int \frac{dx}{\sqrt{x^2 + 1}} = \operatorname{Ar} \operatorname{Sin} x = \operatorname{Ln} (x + \sqrt{x^2 + 1}).$
 $\int \frac{dx}{\sqrt{x^2 - 1}} = \operatorname{Ar} \operatorname{Cos} x = \operatorname{Ln} (x + \sqrt{x^2 - 1}).$
 $\int \frac{dx}{1 - x^2} = \operatorname{Ar} \operatorname{Tg} x = \frac{1}{2} \operatorname{Ln} \frac{1+x}{1-x} \quad (x < 1).$
 $\int \frac{dx}{x^2 - 1} = -\operatorname{Ar} \operatorname{Ctg} x = \frac{1}{2} \operatorname{Ln} \frac{x+1}{x-1} \quad (x > 1).$

D. Infinitesimalrechnung.

a) Differentialrechnung.

(α) Vorbemerkung.

Eine Funktion $y = f(x)$ heißt stetig, wenn die Differenz $\Delta y = f(x + \Delta x) - f(x)$ mit Δx der Null zustrebt.

Eine Reihe von Größen $A_1, A_2, \dots, A_n, \dots$ hat eine feste Grenze $\lim_{n \rightarrow \infty} A_n = A$, wenn die absoluten Werte der Differenzen

$$|A - A_1|, |A - A_2|, \dots, |A - A_n|, \dots$$

von einer bestimmten Stelle ab mit wachsendem n sich unbegrenzt der Null nähern.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{x^n}{n!} = 0; \quad \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{\sin x}{x} = 0.$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (A_n \pm B_n) = \lim_{n \rightarrow \infty} A_n \pm \lim_{n \rightarrow \infty} B_n;$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (A_n \cdot B_n) = \lim_{n \rightarrow \infty} A_n \cdot \lim_{n \rightarrow \infty} B_n;$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{A_n}{B_n} = \frac{\lim_{n \rightarrow \infty} A_n}{\lim_{n \rightarrow \infty} B_n},$$

vorausgesetzt, daß $\lim_{n \rightarrow \infty} B_n$ nicht gleich Null ist.

Ist $y = f(x)$, so wird der Differentialquotient der Funktion $f(x)$ definiert durch folgenden Grenzwert:

$$\frac{dy}{dx} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta x} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{f(x + \Delta x) - f(x)}{\Delta x}.$$

Ist $y = f(x, z, u, v \dots)$,

worin x, z, u, v unabhängige Veränderliche vorstellen, so ist $\frac{\partial y}{\partial x}$ die Änderung von y in der X -Richtung für den Fall, daß $z, u, v \dots$ konstant bleiben.

Ist $y = f(x)$, so heißt:

$$\frac{dy}{dx} = \dot{y} = y' = f'(x) = D_x f(x) \quad \text{erster Diff.-Quot. oder erste Abgeleitete (Derivierte);}$$

$$\frac{d^2 y}{dx^2} = \ddot{y} = y'' = f''(x) = D^2 f(x) \quad \text{zweiter Diff.-Quot. oder zweite Abgeleitete (Derivierte);}$$

$$\frac{d^3 y}{dx^3} = y''' = f'''(x) = D^3 f(x) \quad \text{dritter Diff.-Quot. oder dritte Abgeleitete (Derivierte) usw.}$$

β) Differentialquotienten einfacher Funktionen.

$$y = a, \quad \frac{dy}{dx} = 0.$$

$$y = x^n, \quad \frac{dy}{dx} = n x^{n-1}.$$

$$y = \sin x, \quad \frac{dy}{dx} = \cos x.$$

$$y = \cos x, \quad \frac{dy}{dx} = -\sin x.$$

$$y = \operatorname{tg} x, \quad \frac{dy}{dx} = \frac{1}{\cos^2 x}.$$

$$y = \operatorname{ctg} x, \quad \frac{dy}{dx} = -\frac{1}{\sin^2 x}.$$

$$y = \arcsin x, \quad \frac{dy}{dx} = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}}.$$

$$y = \arccos x, \quad \frac{dy}{dx} = -\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}.$$

$$y = \operatorname{arctg} x, \quad \frac{dy}{dx} = \frac{1}{1+x^2}.$$

$$y = \operatorname{arccotg} x, \quad \frac{dy}{dx} = -\frac{1}{1+x^2}.$$

$$y = a^x, \quad \frac{dy}{dx} = a^x \lg a; \quad a > 0.$$

$$y = e^x, \quad \frac{dy}{dx} = e^x.$$

$$y = \ln x, \quad \frac{dy}{dx} = \frac{1}{x}.$$

$$y = \log_a x, \quad \frac{dy}{dx} = \frac{1}{x} \cdot \log_e a.$$

γ) Differentiationsregeln.

Ist $u = f(x)$ und $v = \varphi(x)$, so gilt für:

$$\frac{d(au)}{dx} = a \frac{du}{dx}, \quad \frac{d(u+v)}{dx} = \frac{du}{dx} + \frac{dv}{dx}, \quad \frac{d(uv)}{dx} = u \frac{dv}{dx} + v \frac{du}{dx},$$

$$\frac{d\left(\frac{u}{v}\right)}{dx} = \frac{v \frac{du}{dx} - u \frac{dv}{dx}}{v^2}.$$

Ist $y = F(u)$ und $u = f(x)$,

so wird
$$\frac{dy}{dx} = \frac{dy}{du} \cdot \frac{du}{dx}.$$

Für die inverse Funktion $x = \varphi(y)$ wird $\frac{dx}{dy} = 1 : \frac{dy}{dx}$.

b) Analytische Geometrie.

Sind x und y die Koordinaten eines beliebigen Punktes der Kurve $y = f(x)$, so lautet die Gleichung der Tangente in diesem Punkt:

$$\frac{Y - y}{X - x} = \frac{dy}{dx} \quad \text{oder} \quad \frac{Y - f(x)}{X - x} = \frac{dy}{dx}.$$

Gleichung der Normale im Punkt xy :

$$\frac{Y - y}{X - x} = -1 : \frac{dy}{dx}.$$

X und Y sind die laufenden Koordinaten.

Länge der

$$\text{Tangente } T = y \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2}}{\frac{dy}{dx}}, \quad \text{Normale } N = y \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2},$$

$$\text{Subtangente } S_t = y : \frac{dy}{dx}, \quad \text{Subnormale } S_n = y \cdot \frac{dy}{dx}.$$

Polarkoordinaten

$$y = \varrho \sin \varphi \quad x = \varrho \cos \varphi$$

$$\varrho = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \text{tg } \varphi = y/x$$

Ist die Gleichung der Kurve: $\varrho = f(\varphi)$,

so ist die Neigung der Tangente gegen die Senkrechte zum Radiusvektor:

$$\text{tg } \beta = \frac{1}{\varrho} \cdot \frac{d\varrho}{d\varphi}.$$

$$\text{Polartangente } T = \frac{\varrho}{\frac{d\varrho}{d\varphi}} \sqrt{\varrho^2 + \left(\frac{d\varrho}{d\varphi}\right)^2},$$

$$\text{Polarnormale } N = \sqrt{\varrho^2 + \left(\frac{d\varrho}{d\varphi}\right)^2},$$

$$\text{Polarsubtangente } S_t = \varrho^2 : \frac{d\varrho}{d\varphi}. \quad \text{Polarsubnormale } S_n = \frac{d\varrho}{d\varphi}.$$

Krümmungsradius der Kurve:

$$y = f(x), \quad x = \varphi(t), \quad \varrho = f(\varphi),$$

$$y = \psi(t),$$

$$r = \frac{\left[1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}}{\frac{d^2y}{dx^2}}, \quad r = \frac{(\varphi'^2 + \psi'^2)^{\frac{3}{2}}}{\varphi' \psi'' - \psi' \varphi''}, \quad r = \frac{(f'^2 + f''^2)^{\frac{3}{2}}}{2 f'^2 f(f'' - f)}.$$

Koordinaten des Krümmungsmittelpunktes der Kurve:

$$y = f(x), \quad x = \varphi(t),$$

$$y = \psi(t),$$

$$X = x - y' \cdot \frac{1 + y'^2}{y''}, \quad X = \varphi + \frac{\psi'(\varphi'^2 + \psi'^2)}{\psi' \psi'' - \psi' \varphi''},$$

$$Y = y + \frac{1 + y'^2}{y''}, \quad Y = \psi + \frac{\varphi'(\varphi'^2 + \psi'^2)}{\varphi' \psi'' - \psi' \varphi''}.$$

Der Ort der Krümmungsmittelpunkte heißt Evolute. Die Normale an die Originalkurve ist Tangente an die Evolute.

Kriterium des Wendepunktes bei der Kurve:

$$\begin{aligned} y &= f(x), & x &= \varphi(t), & \varrho &= f(\varphi), \\ & & y &= \psi(t), & & \\ \frac{d^2y}{dx^2} &= 0, & \varphi' \psi'' - \psi' \varphi'' &= 0, & 2f'^2 - f(f'' - f) &= 0. \end{aligned}$$

c) Maxima und Minima.

Die Funktion $y = f(x)$ hat an der Stelle x ein

$$\text{Maximum, wenn } \frac{dy}{dx} = 0 \quad \text{und} \quad \frac{d^2y}{dx^2} < 0,$$

$$\text{Minimum, wenn } \frac{dy}{dx} = 0 \quad \text{und} \quad \frac{d^2y}{dx^2} > 0.$$

Ist auch $\frac{d^2y}{dx^2} = 0$, so hat die Kurve einen Wendepunkt mit horizontaler Tangente [vorausgesetzt, daß nicht auch $\frac{d^3y}{dx^3} = 0$ ist].

Die Funktion $z = f(x, y)$ hat an der Stelle x, y nur dann ein Maximum oder Minimum, wenn

$$\frac{\partial f}{\partial x} = 0 \quad \text{und} \quad \frac{\partial f}{\partial y} = 0;$$

und zwar

$$\text{ein Maximum, wenn } \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} < 0 \quad \text{und} \quad D_2 > 0;$$

$$\text{ein Minimum, wenn } \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} > 0 \quad \text{und} \quad D_2 > 0.$$

Dabei bedeutet D_2 die Determinante:

$$D_2 = \begin{vmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} & \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y} \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y} & \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{12} & f_{22} \end{vmatrix}.$$

Ist $D_2 < 0$, so ist weder Maximum noch Minimum vorhanden.

Die notwendigen Bedingungen für ein Extrem der Funktion $U = f(x, y, z)$ sind:

$$\frac{\partial f}{\partial x} = 0, \quad \frac{\partial f}{\partial y} = 0, \quad \frac{\partial f}{\partial z} = 0.$$

$$\text{Maximum, wenn } \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} < 0; \quad D_2 > 0; \quad D_3 < 0;$$

$$\text{Minimum, wenn } \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} > 0; \quad D_2 > 0; \quad D_3 > 0.$$

Dabei ist:

$$D_2 = \begin{vmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{12} & f_{22} \end{vmatrix}; \quad D_3 = \begin{vmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{12} & f_{22} & f_{23} \\ f_{13} & f_{23} & f_{33} \end{vmatrix}.$$

d) Grundformeln der Integralrechnung.

Es sei $y = f(x)$ und $\frac{dy}{dx} = \varphi(x)$; $f(x)$ soll berechnet werden, wenn $\varphi(x)$ gegeben ist. Man schreibt:

$$f(x) = \int \varphi(x) dx$$

und nennt dies das unbestimmte Integral. Die Operation ist nur bis auf eine willkürliche Konstante bestimmt.

Integrationsregeln:

$$\int (U + V) dx = \int U dx + \int V dx, \\ \int a U dx = a \int U dx.$$

β) Tabelle häufig vorkommender Integrale:

$$\int x^n dx = \frac{x^{n+1}}{n+1} + C; \text{ exkl. } n = -1 \quad \int \frac{dx}{\sqrt{1+x^2}} = \ln(x + \sqrt{1+x^2}) + C.$$

$$\int \frac{dx}{x} = \ln x + C. \quad \int e^x dx = e^x + C.$$

$$\int \cos x dx = \sin x + C. \quad \int \frac{f'(x)}{f(x)} dx = \ln f(x) + C.$$

$$\int \sin x dx = -\cos x + C. \quad \int \operatorname{tg} x dx = -\ln \cos x + C.$$

$$\int \frac{dx}{1+x^2} = \operatorname{arctg} x + C. \quad \int \frac{dx}{\sin x} = \ln \operatorname{tg} \frac{x}{2} + C.$$

$$\int \frac{dx}{\sqrt{1-x^2}} = \operatorname{arcsin} x + C. \quad \int \frac{dx}{\cos^2 x} = \operatorname{tg} x + C.$$

$$\int \frac{dx}{1-x^2} = \ln \sqrt{\frac{1+x}{1-x}} + C; \quad \int \frac{dx}{\sqrt{x^2 \pm 1}} = \ln(x + \sqrt{x^2 \pm 1}) + C;$$

$$\int \sqrt{1-x^2} dx = \frac{1}{2} [x \sqrt{1-x^2} + \operatorname{arcsin} x] + C;$$

$$\int \sqrt{x^2 \pm 1} dx = \frac{1}{2} [x \sqrt{x^2 \pm 1} \pm \ln(x + \sqrt{x^2 \pm 1})] + C.$$

γ) Definition des bestimmten Integrals:

$$\int_a^b f(x) dx = \int_a^b y dx = \lim_{n \rightarrow \infty} [y_1 \Delta_1 x + y_2 \Delta_2 x + \dots + y_n \Delta_n x] = \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^n y_k \Delta_k x,$$

wobei

$$\Delta_1 x + \Delta_2 x + \Delta_3 x + \dots + \Delta_n x = b - a.$$

Ist $\Phi(x) = \int f(x) dx$, so wird:

$$\int_a^b f(x) dx = \Phi(b) - \Phi(a).$$

Einführung einer neuen Veränderlichen in das bestimmte Integral:

$$\int_{x=a}^{x=b} y dx = \int_{t=t_0}^{t=t_1} \psi(t) \cdot \varphi'(t) dt, \quad \text{wenn} \quad \begin{matrix} x = \varphi(t) \\ y = \psi(t) \end{matrix} \quad \text{und} \quad \begin{matrix} a = \varphi(t_0) \\ b = \varphi(t_1) \end{matrix}.$$

e) Berechnung von Kurven und Flächen.

α) Flächeninhalt des von zwei Ordinaten, der X -Achse und der Kurve $y = f(x)$ begrenzten Stückes:

$$F = \int_a^b y \, dx = \int_a^b f(x) \, dx .$$

Flächeninhalt des von zwei Radienvektoren und der Kurve $\varrho = f(\varphi)$ begrenzten Sektors:

$$F = \frac{1}{2} \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} \varrho^2 \, d\varphi .$$

β) Bogenlänge der Kurve:

$$\left. \begin{aligned} y = f(x) \quad s &= \int_a^b \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} \, dx \\ \varrho = f(\varphi) \quad s &= \int_{\varphi_0}^{\varphi_1} \sqrt{\varrho^2 + \left(\frac{d\varrho}{d\varphi}\right)^2} \, d\varphi \end{aligned} \right| \begin{aligned} x &= \varphi(t) \\ y &= \psi(t) \end{aligned} \quad s = \int_{t_0}^{t_1} \sqrt{\varphi'^2 + \psi'^2} \, dt .$$

γ) Der Schwerpunkt des Flächenstückes, das von der X -Achse, der Kurve $y = f(x)$ und den in $x = a$ und $x = b$ errichteten Ordinaten begrenzt wird, hat die Koordinaten:

$$x_0 = \frac{\int_a^b x y \, dx}{\int_a^b y \, dx} ; \quad y_0 = \frac{\int_a^b \frac{y^2}{2} \, dx}{\int_a^b y \, dx} .$$

Schwerpunkt eines Kurvenbogens:

$$x_0 = \frac{\int_a^b x \sqrt{1 + y'^2} \, dx}{\int_a^b \sqrt{1 + y'^2} \, dx} ; \quad y_0 = \frac{\int_a^b y \sqrt{1 + y'^2} \, dx}{\int_a^b \sqrt{1 + y'^2} \, dx} .$$

δ) Trägheitsmoment der von der X -Achse, der Kurve $y = f(x)$ und den Ordinaten in a und b begrenzten Fläche bezüglich

$$\text{der } X\text{-Achse: } T_x = \int_a^b \frac{y^3}{3} \, dx , \quad \text{der } Y\text{-Achse: } T_y = \int_a^b x^2 y \, dx .$$

Polares Trägheitsmoment (bezüglich einer durch O gehenden, senkrecht zur XY -Ebene stehenden Achse):

$$T_z = T_x + T_y .$$

Trägheitsmoment eines Bogenstückes

um die X -Achse:
$$T_x = \int_a^b y^2 ds = \int_a^b y^2 \sqrt{1 + y'^2} dx ,$$

um die Y -Achse:
$$T_y = \int_a^b x^2 ds = \int_a^b x^2 \sqrt{1 + y'^2} dx .$$

ε) Volumen von Körpern: Ist der Querschnitt Q als Funktion einer Länge x bekannt, so ist:

$$\text{Volumen: } V = \int_a^b Q dx ;$$

x -Koordinate des Schwerpunktes:

$$x_0 = \frac{\int_a^b Q x dx}{\int_a^b Q dx} .$$

Rotiert die Kurve $y = f(x)$ um die X -Achse, so ist Volumen des erzeugten Rotationskörpers:

$$V = \pi \int_a^b y^2 dx ;$$

Oberfläche dieses Körpers:

$$O = 2\pi \int_a^b y \sqrt{1 + y'^2} dx .$$

Guldinsche Regel: Das Volumen eines Rotationskörpers oder eines von zwei Meridianebenen begrenzten Teiles desselben ist gleich dem Produkt aus der rotierenden Fläche und dem Weg des Schwerpunktes dieser Fläche.

Die Oberfläche des Rotationskörpers ist gleich dem Produkt aus der Bogenlänge der Meridiankurve und dem Weg ihres Schwerpunktes.

Trägheitsmoment eines Rotationskörpers in bezug auf seine Drehachse:

$$T = \int_a^b \frac{\pi y^4}{2} dx .$$

f) Näherungsweise Integration durch Reihenentwicklung.

Trapezregel [für n gleiche Teile]:

$$J = \int_a^b y dx = \frac{b-a}{2n} [y_0 + y_n + 2(y_1 + y_2 + y_3 + \dots + y_{n-1})] .$$

Simpsonsche Regel [für $2n$ gleiche Teile]:

$$J = \frac{b-a}{6n} [y_0 + y_n + 4(y_1 + y_3 + y_5 + \dots + y_{2n-1}) + 2(y_2 + y_4 + y_6 + \dots + y_{2n-2})] .$$

I. Mittelwertsatz: Wenn $y = f(x)$ stetig und eindeutig ist, so wird:

$$\int_a^b y dx = (b-a) f[a + \theta(b-a)] , \quad \text{wobei } 0 < \theta < 1 .$$

II. Mittelwertsatz: Wenn $\psi(x)$ im Intervall von a bis b stets positiv ist, so gilt:

$$\int_a^b \varphi(x) \psi(x) dx = \varphi[a + \Theta(b-a)] \int_a^b \psi(x) dx.$$

Taylor'scher Lehrsatz:

$$f(x_0 + h) = f(x_0) + \frac{f'(x_0)}{1!} h + \frac{f''(x_0)}{2!} h^2 + \frac{f'''(x_0)}{3!} h^3 + \dots + \frac{f^{(n-1)}(x_0)}{(n-1)!} h^{n-1} + R_n.$$

Dabei ist:

$$R_n = \frac{f^{(n)}(x_0 + \Theta h)}{n!} h^n; \quad 0 < \Theta < 1 \quad [\text{Lagrange}]$$

oder

$$R_n = \frac{f^{(n)}(x_0 + \Theta' h)}{(n-1)!} (1 - \Theta')^{n-1} h^n; \quad 0 < \Theta' < 1 \quad [\text{Cauchy}],$$

$$f(x+h, y+k) = f(x, y) + \frac{\partial f}{\partial x} h + \frac{\partial f}{\partial y} k + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x^2} h^2 + 2 \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y} h k + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} k^2 \right) + \frac{1}{3!} \left(\frac{\partial f}{\partial x} h + \frac{\partial f}{\partial y} k \right)^{(3)} + \dots$$

Reihe von Mac Laurin:

$$f(x) = f(0) + \frac{f'(0)}{1!} x + \frac{f''(0)}{2!} x^2 + \frac{f'''(0)}{3!} x^3 + \dots + \frac{f^{(n-1)}(0)}{(n-1)!} x^{n-1} + R_n,$$

$$R_n = \frac{f^{(n)}(\Theta x)}{n!} x^n \quad \text{oder} \quad R_n = \frac{f^{(n)}(\Theta' x)}{(n-1)!} (1 - \Theta')^{n-1} x^n.$$

g) Wichtige Reihen.

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \dots \quad \text{Geltungsbereich:} \quad -\infty < x < +\infty.$$

$$e = 1 + \frac{1}{1!} + \frac{1}{2!} + \frac{1}{3!} + \frac{1}{4!} + \dots = 2,718281828459\dots = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{1}{n} \right)^n.$$

$$a^x = 1 + \frac{x}{1!} \ln a + \frac{x^2}{2!} (\ln a)^2 + \frac{x^3}{3!} (\ln a)^3 + \dots \quad \text{Geltungsbereich:} \quad -\infty < x < +\infty.$$

$$\sin x = \frac{x}{1!} - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \frac{x^9}{9!} - \dots \quad ,, \quad -\infty < x < +\infty.$$

$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \frac{x^8}{8!} - \dots \quad ,, \quad -\infty < x < +\infty.$$

$$\ln(1 \pm x) = \pm \frac{x}{1} - \frac{x^2}{2} \pm \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} \pm \frac{x^5}{5} - \dots \quad ,, \quad -1 < x < +1.$$

$$\arcsin x = x + \frac{1}{2} \cdot \frac{x^3}{3} + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4} \frac{x^5}{5} + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6} \frac{x^7}{7} + \dots \quad ,, \quad -1 < x < +1.$$

$$\text{arctg } x = x - \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} - \frac{x^7}{7} + \frac{x^9}{9} - \dots \quad ,, \quad -1 < x < +1.$$

$$(1+x)^n = 1 + \binom{n}{1} x + \binom{n}{2} x^2 + \binom{n}{3} x^3 + \dots \quad ,, \quad -1 < x < +1.$$

$$\ln \frac{1+x}{1-x} = 2 \left(x + \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \frac{x^7}{7} + \dots \right) \quad ,, \quad -1 < x < +1 .$$

$$\ln \frac{x+1}{x-1} = 2 \left(\frac{1}{x} + \frac{1}{3x^3} + \frac{1}{5x^5} + \frac{1}{7x^7} + \dots \right) \quad ,, \quad -1 > x; x > +1 .$$

$$\ln x = 2 \left[\frac{x-1}{x+1} - \frac{1}{3} \left(\frac{x-1}{x+1} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{x-1}{x+1} \right)^5 + \frac{1}{7} \left(\frac{x-1}{x+1} \right)^7 + \dots \right] \quad \text{Geltungsbereich: } 0 < x < +\infty .$$

$$\ln(a+x) = \ln a + 2 \left[\frac{x}{2a+x} + \frac{1}{3} \left(\frac{x}{2a+x} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{x}{2a+x} \right)^5 + \dots \right] \quad \text{Geltungsbereich: } \begin{matrix} 0 < a < +\infty \\ \text{und } -a < x < +\infty . \end{matrix}$$

h) Weitere Formeln der Integralrechnung.

α) Integration rational gebrochener Funktionen.

Ist $\frac{\varphi(x)}{f(x)}$ eine echt gebrochene Funktion und sind $x = x_1, x = x_2 \dots x = x_n$ die Wurzeln der Gleichung $f(x) = 0$, so ist:

$$\frac{\varphi(x)}{f(x)} = \frac{A_1}{x-x_1} + \frac{A_2}{x-x_2} + \dots + \frac{A_n}{x-x_n} .$$

Dabei ist $A_n = \frac{\varphi(x_n)}{f_n(x_n)}$, wo $f_n(x) = \frac{f(x)}{x-x_n}$; oder auch $A_n = \frac{\varphi(x_n)}{f'(x_n)}$.

Ist $x = a$ eine m -fache Wurzel der Gleichung $f(x) = 0$, so ist:

$$\frac{\varphi(x)}{f(x)} = \frac{\varphi(x)}{(x-a)^m f_1(x)} = \frac{A_m}{(x-a)^m} + \frac{\varphi_1(x)}{(x-a)^{m-1} f_1(x)} .$$

Hier ist $A_m = \frac{\varphi(a)}{f_1(a)}$.

Kommen imaginäre Wurzelfaktoren $x - (a + bj)$ und $x - (a - bj)$ vor, so setzt man:

$$\frac{A + Bj}{x - (a + bj)} + \frac{A - Bj}{x - (a - bj)} = \frac{2A(x-a) - 2Bb}{(x-a)^2 + b^2} .$$

A und B bestimmt mit der Methode der unbestimmten Koeffizienten.

Ist $x_1 = a + bj$ ($x_2 = a - bj$) eine dreifache Wurzel des Nenners, so setzt man:

$$\frac{\varphi(x)}{f(x)} = \frac{P_3(x-a) + Q_3}{[(x-a)^2 + b^2]^3} + \frac{P_2(x-a) + Q_2}{[(x-a)^2 + b^2]^2} + \frac{P_1(x-a) + Q_1}{(x-a)^2 + b^2} + \frac{\varphi_1(x)}{f_1(x)} .$$

Für die Integration ist:

$$\int \frac{P_1(x-a) + Q_1}{(x-a)^2 + b^2} dx = \frac{P_1}{2} \lg[(x-a)^2 + b^2] + \frac{Q_1}{b} \operatorname{arctg} \left(\frac{x-a}{b} \right) .$$

β) Rekursionsformeln.

$$\int x^n e^x dx = e^x x^n - n x^{n-1} e^x + n(n-1) x^{n-2} e^x - n(n-1)(n-2) x^{n-3} e^x + \dots + (-1)^{(n-1)} n(n-1)(n-2) \dots 3 \cdot 2 x e^x + (-1)^n n! e^x + C .$$

$$\int \sin^n x dx = -\frac{\cos x \sin^{n-1} x}{n} + \frac{n-1}{n} \int \sin^{n-2} x dx .$$

$$\int \frac{dx}{\sin^n x} = -\frac{1}{n-1} \frac{\cos x}{\sin^{n-1} x} + \frac{n-2}{n-1} \int \frac{dx}{\sin^{n-2} x}.$$

$$\int \cos^n x dx = \frac{\cos^{n-1} x \sin x}{n} + \frac{n-1}{n} \int \cos^{n-2} x dx.$$

$$\int \frac{dx}{\cos^n x} = \frac{1}{n-1} \frac{\sin x}{\cos^{n-1} x} + \frac{n-2}{n-1} \int \frac{dx}{\cos^{n-2} x}.$$

$$\int \sin^{2n+1} x dx = -\left\{ \cos x - \binom{n}{1} \frac{\cos^3 x}{3} + \binom{n}{2} \frac{\cos^5 x}{5} - \dots \right\} + C.$$

$$\int \frac{dx}{\sin^{2n} x} = -\left\{ \operatorname{ctg} x + \binom{n-1}{1} \frac{1}{3} \operatorname{ctg}^3 x - \dots \right\} + C.$$

$$\int \cos^{2n+1} x dx = \sin x - \binom{n}{1} \frac{\sin^3 x}{3} + \binom{n}{2} \frac{\sin^5 x}{5} - \dots + C.$$

$$\int \frac{dx}{\cos^{2n} x} = \operatorname{tg} x + \binom{n-1}{1} \frac{1}{3} \operatorname{tg}^3 x + \binom{n-1}{2} \frac{1}{5} \operatorname{tg}^5 x + \dots + C.$$

$$\int \frac{\sin^m x}{\cos^n x} dx = \frac{\sin^{m-1} x}{(n-1) \cos^{n-1} x} - \frac{m-1}{n-1} \int \frac{\sin^{m-2} x}{\cos^{n-2} x} dx.$$

$$\int \operatorname{tg}^m x dx = \frac{1}{m-1} \operatorname{tg}^{m-1} x - \int \operatorname{tg}^{m-2} x dx.$$

$$\int \frac{\cos^n x}{\sin^m x} dx = -\frac{\cos^{n+1} x}{(m-1) \sin^{m-1} x} - \frac{n-m+2}{m-1} \int \frac{\cos^n x}{\sin^{m-2} x} dx.$$

$$\int \frac{\cos^n x}{\sin^m x} dx = -\frac{\cos^{n-1} x}{(m-1) \sin^{m-1} x} + \frac{n-1}{1+m} \int \frac{\cos^{n-2} x}{\sin^{m-2} x} dx.$$

$$\int \sin^m x \cos^n x dx = \frac{\cos^{n-1} x \sin^{m+1} x}{m+1} + \frac{n-1}{m+1} \int \sin^{m+2} x \cos^{n-2} x dx.$$

$$\int \sin^m x \cos^n x dx = \frac{\cos^{n-1} x \sin^{m+1} x}{m+n} + \frac{n-1}{n+m} \int \sin^m x \cos^{n-2} x dx.$$

$$\int \operatorname{ctg}^m x dx = -\frac{1}{m-1} \operatorname{ctg}^{m-1} x - \int \operatorname{ctg}^{m-2} x dx.$$

$$\int \frac{z^n dz}{\sqrt{a^2 - z^2}} = -\frac{z^{n-1} \sqrt{a^2 - z^2}}{n} + \frac{n-1}{n} a^2 \int \frac{z^{n-2} dz}{\sqrt{a^2 - z^2}}.$$

$$\int \frac{z^n dz}{\sqrt{z^2 \pm a^2}} = \frac{z^{n-1} \sqrt{z^2 \pm a^2}}{n} \pm \frac{n-1}{n} a^2 \int \frac{z^{n-2} dz}{\sqrt{z^2 \pm a^2}}.$$

i) Mehrfache Integrale.

α) Das Volumen des Körpers, der begrenzt ist von der Fläche

$$z = f(x, y),$$

von den Ebenen

$$z = 0, \quad x = a, \quad x = b$$

und den Zylinderflächen

$$y = \varphi_1(x), \quad y = \varphi_2(x)$$

ist gegeben durch:

$$\begin{aligned} V &= \iint z \, dw = \iint f(x, y) \, dx \, dy \\ &= \int_{x=a}^{x=b} dx \cdot \int_{y=\varphi_1(x)}^{y=\varphi_2(x)} f(x, y) \, dy. \end{aligned}$$

β) Einführung neuer Veränderlichen: Ist $x = \varphi(u, v)$, $y = \psi(u, v)$, so wird:

$$\iint^O F(x, y) \, dx \, dy = \iint^O F[\varphi(u, v), \psi(u, v)] \begin{vmatrix} \frac{\partial \varphi}{\partial u} & \frac{\partial \psi}{\partial u} \\ \frac{\partial \varphi}{\partial v} & \frac{\partial \psi}{\partial v} \end{vmatrix} du \, dv.$$

Ist $x = f(u, v, w)$, $y = \varphi(u, v, w)$, $z = \psi(u, v, w)$,

so wird:

$$\iiint^V F(x, y, z) \, dx \, dy \, dz = \iiint^V F(f, \varphi, \psi) \begin{vmatrix} \frac{\partial f}{\partial u} & \frac{\partial \varphi}{\partial u} & \frac{\partial \psi}{\partial u} \\ \frac{\partial f}{\partial v} & \frac{\partial \varphi}{\partial v} & \frac{\partial \psi}{\partial v} \\ \frac{\partial f}{\partial w} & \frac{\partial \varphi}{\partial w} & \frac{\partial \psi}{\partial w} \end{vmatrix} du \, dv \, dw.$$

E. Differentialgleichungen.

a) Das allgemeine Integral der separierbaren Differentialgleichung

$$\frac{dy}{dx} = \frac{f(x)}{\varphi(y)} \text{ ist:}$$

$$\int \varphi(y) \, dy = \int f(x) \, dx + C.$$

Die homogene Differentialgleichung $\frac{dy}{dx} = f\left(\frac{y}{x}\right)$ läßt sich durch die Substitution $\frac{y}{x} = z$ auf eine separierbare zurückführen und hat das allgemeine Integral:

$$\lg Cx = \int \frac{dz}{f(z) - z}.$$

Die Differentialgleichung $\frac{dy}{dx} = \frac{a_1x + b_1y + c_1}{a_2x + b_2y + c_2}$ kann durch eine Parallelverschiebung des Koordinatensystems in den Schnittpunkt der Geraden $G_1 = a_1x + b_1y + c_1 = 0$ auf die Form gebracht werden:

$$G_2 = a_2x + b_2y + c_2 = 0$$

$$\frac{dY}{dX} = \frac{a_1X + b_1Y}{a_2X + b_2Y}.$$

Sind die Geraden $G_1 = 0$ und $G_2 = 0$ parallel, also $\frac{dy}{dx} = \frac{ax + by + c_1}{ax + by + c_2}$, so

führt die Substitution $ax + by + c_2 = z$ auf die Gleichung:

$$\frac{dz}{dx} = \frac{(a+b)z + b(c_1 - c_2)}{z}.$$

b) Lineare Differentialgleichungen erster Ordnung.

Eine Differentialgleichung heißt linear, wenn sie in y und $y' = \frac{dy}{dx}$ linear ist.

$$\text{I. } y' f(x) + y \varphi(x) + \psi(x) = 0 \quad \text{oder} \quad \text{II. } y' + y F(x) + \Phi(x) = 0 .$$

$y \varphi(x)$ heißt das zweite Glied der Differentialgleichung. Wenn das zweite Glied Null ist, so ist die Gleichung separierbar. Für den anderen Fall gibt es mehrere Lösungsmethoden:

Methode von Jacobi: Man setzt

$$y = uv, \quad \text{also} \quad \frac{dy}{dx} = u \frac{dv}{dx} + v \frac{du}{dx};$$

dann wird

$$\text{II. } u \frac{dv}{dx} + v \frac{du}{dx} + uv F(x) + \Phi(x) = 0;$$

oder

$$\text{III. } u \left(\frac{dv}{dx} + v F(x) \right) + v \frac{du}{dx} + \Phi(x) = 0'.$$

Durch Nullsetzen des Klammerausdruckes erhält man eine Gleichung für v :

$$\frac{dv}{dx} + v F(x) = 0, \quad v = \frac{1}{c_1} e^{-\int F(x) dx}.$$

Gleichung III:

$$\frac{1}{c_1} e^{-\int F(x) dx} \frac{du}{dx} + \Phi(x) = 0, \quad u = -c_1 \int \Phi(x) e^{-\int F(x) dx} dx + c_2.$$

Ergebnis:

$$y = uv = -e^{-\int F(x) dx} \int \Phi(x) e^{\int F(x) dx} dx + c e^{-\int F(x) dx}.$$

Methode von Lagrange [Variation der Konstanten]: Man löst zunächst die Gleichung ohne zweites Glied:

$$\frac{dy}{dx} + y F(x) = 0; \quad y = c e^{-\int F(x) dx}.$$

Nun denkt man sich die Konstante c veränderlich gleich u und sucht u als Funktion von x so zu bestimmen, daß die Lösung $y = u e^{-\int F(x) dx}$ der Differentialgleichung II mit zweitem Glied genügt:

$$\frac{dy}{dx} = \frac{du}{dx} e^{-\int F(x) dx} - u e^{-\int F(x) dx} F(x),$$

$$\frac{dy}{dx} + y F(x) = \frac{du}{dx} e^{-\int F(x) dx} u e^{-\int F(x) dx} F(x) + u e^{-\int F(x) dx} F(x) = -\Phi(x),$$

$$u = -\int \Phi(x) e^{\int F(x) dx} dx + c.$$

Ergebnis:

$$y = u e^{-\int F(x) dx} = -e^{-\int F(x) dx} \int \Phi(x) e^{\int F(x) dx} dx + c e^{-\int F(x) dx}.$$

c) Besondere Differentialgleichungen.

Die Differentialgleichung $f(p) = 0$ hat das allgemeine Integral:

$$f\left(\frac{y-c}{x}\right) = 0 \quad [\text{Scharen von parallelen Geraden}].$$

Die Integralkurven der Differentialgleichung $y = \varphi(p)$ lassen sich in Parameterform darstellen:

$$x = \int \frac{\varphi'(p)}{p} dp + c, \quad y = \varphi(p).$$

Die Integralkurven der Differentialgleichung $x = \psi(p)$ haben die Gleichungen:

$$x = \psi(p), \quad y = \int p \psi'(p) dp + c.$$

Das Integral der Differentialgleichung $\frac{y}{x} = f(p)$ ist:

$$\lg x = \int \frac{f'(p) dp}{p - f(p)} + c, \quad y = x f(p).$$

Die verallgemeinerte Clairautsche Gleichung

$$y = x \cdot F(p) + \Phi(p)$$

wird durch Differentiation nach p auf die lineare Gleichung zurückgeführt:

$$[p - F(p)] \frac{dx}{dp} - x F'(p) - \Phi'(p) = 0.$$

Die spezielle Clairautsche Gleichung $y = px + f(p)$ hat als allgemeines Integral die Geradenschar:

$$y = cx + f(c).$$

Die Umhüllungskurve dieser Geraden ist singuläres Integral der Differentialgleichung.

Ist

$$J = \int_u^v f(x, t) dx,$$

so ist:

$$\frac{dJ}{dt} = f(v, t) \frac{dv}{dt} - f(u, t) \frac{du}{dt} + \int_u^v \frac{\partial f(x, t)}{\partial t} dx.$$

d) Differentialgleichungen zweiter Ordnung, die sich allgemein integrieren lassen:

$$y'' = f(x), \quad y = \int dx \int f(x) dx + c_1 x + c_2.$$

$$y'' = f(y), \quad x = \int \frac{dy}{\sqrt{2 \int f(y) dy + c_1}} + c_2.$$

$$y'' = f(y'), \quad x = \int \frac{dp}{f(p)} + c_1; \quad y = \int \frac{p dp}{f(p)} + c_2.$$

Differentialgleichungen 2. Ordnung, die sich auf solche 1. Ordnung zurückführen lassen:

$$y'' = f(x, y') \text{ geht über in } \frac{dp}{dx} = f(x, p), \text{ wenn } y' = p \text{ ist.}$$

$$y'' = f(y, y') \text{ wird für } y' = p \text{ zu: } p dp = f(y, p) dy.$$

Vertauschung der abhängigen und unabhängigen Variablen in einer Differentialgleichung 2. Ordnung:

$$\frac{dy}{dx} = \frac{1}{\frac{dx}{dy}}, \quad \frac{d^2 y}{dx^2} = \frac{d \frac{dy}{dx}}{dx} = \frac{d \frac{dy}{dx}}{dy} \cdot \frac{dy}{dx} = \frac{d}{dy} \left(1 : \frac{dx}{dy} \right) \cdot \frac{dy}{dx} = - \frac{\frac{d^2 x}{(dx)^3}}{\left(\frac{dy}{dx} \right)}.$$

f) Exakte Differentialgleichungen.

Der Ausdruck $Pdx + Qdy$ heißt ein exaktes Differential, wenn $\frac{\partial P}{\partial y} = \frac{\partial Q}{\partial x}$.

In diesem Fall hat die Differentialgleichung $Pdx + Qdy = 0$ das allgemeine Integral:

$$\int Pdx + \int \left(Q - \int \frac{\partial P}{\partial y} dx \right) dy = C.$$

g) Näherungsweise Integration der Differentialgleichung $y' = f(x, y)$. Man findet auf der durch x_0, y_0 gehenden Integralkurve die Koordinaten x_1, y_1 eines benachbarten Punktes bis auf Größen 3. Ordnung durch die Gleichungen:

$$\begin{aligned} \Delta_1 y &= f(x_0, y_0) \Delta x, & x_1 &= x_0 + \Delta x, \\ \Delta y &= f\left(x_0 + \frac{\Delta x}{2}, y_0 + \frac{\Delta_1 y}{2}\right) \Delta x, & y_1 &= y_0 + \Delta y. \end{aligned}$$

Genauer, bis auf Größen 5. Ordnung, erhält man das zu Δx gehörige Δy aus folgender Formelreihe:

$$\begin{aligned} \Delta_1 y &= f(x_0, y_0) \Delta x, \\ \Delta_2 y &= f\left(x_0 + \frac{\Delta x}{2}, y_0 + \frac{\Delta_1 y}{2}\right) \Delta x, \\ \Delta_3 y &= f\left(x_0 + \frac{\Delta x}{2}, y_0 + \frac{\Delta_2 y}{2}\right) \Delta x, & x_1 &= x_0 + \Delta x, \\ \Delta_4 y &= f(x_0 + \Delta x, y_0 + \Delta_3 y) \Delta x, & y_1 &= y_0 + \Delta y. \\ \Delta y &= \frac{1}{6} (\Delta_1 y + 2 \Delta_2 y + 2 \Delta_3 y + \Delta_4 y). \end{aligned}$$

h) Um aus dem simultanen System von Differentialgleichungen:

$$x' = \frac{dx}{dt} = f(x, y, t), \quad y' = \frac{dy}{dt} = \varphi(x, y, t),$$

x und y als Funktionen von t zu finden, bildet man $x'' = \frac{d^2 x}{dt^2}$ und $y'' = \frac{d^2 y}{dt^2}$,

entfernt aus den 4 Gleichungen die Größen y, y', y'' und erhält eine Differentialgleichung 2. Ordnung für x . Hat man diese integriert, so kann man y als Funktion von t ohne weitere Integration finden.

Umgekehrt kann man jede Differentialgleichung n ter Ordnung

$$\varphi\left(x, \frac{dx}{dt}, \frac{d^2 x}{dt^2}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}, t\right) = 0$$

mittels der Substitutionen

$$\frac{dx}{dt} = y, \quad \frac{d^2 x}{dt^2} = z, \quad \dots, \quad \frac{d^{n-2} x}{dt^{n-2}} = u, \quad \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} = v$$

ersetzen durch ein System von n simultanen Differentialgleichungen 1. Ordnung:

$$\varphi(x, y, z, \dots, u, v, t) = 0, \quad \frac{dx}{dt} = y, \quad \frac{dy}{dt} = z, \quad \dots, \quad \frac{dv}{dt} = v.$$

i) Integration durch Reihenentwicklung.

Die Differentialgleichung $\frac{dy}{dx} = f(x, y)$ liefert für jeden Punkt (x, y) den Wert $\frac{dy}{dx}$ für die durch den Punkt hindurchgehende Integrationskurve. Durch Differenzieren erhält man

$$\frac{d^2y}{dx^2} = \frac{\partial f}{\partial x} + \frac{\partial f}{\partial y} \cdot \frac{dy}{dx} = \frac{\partial f}{\partial x} + \frac{\partial f}{\partial y} \cdot f(x, y),$$

so daß also $\frac{d^2y}{dx^2}$ als Funktion von y und x dargestellt ist. Durch wiederholtes Differenzieren findet man analog alle höheren Differentialquotienten durch x und y allein dargestellt.

Sucht man nun die durch den bestimmten Punkt (x_0, y_0) gehende besondere (also partikuläre) Integralkurve, so läßt sich durch die Entwicklung nach dem Taylorsche Satz diese durch die Reihenentwicklung darstellen:

$$y = y_0 + \left(\frac{dy}{dx}\right)_0 \cdot \frac{(x - x_0)}{1!} + \left(\frac{d^2y}{dx^2}\right)_0 \cdot \frac{(x - x_0)^2}{2!} + \left(\frac{d^3y}{dx^3}\right)_0 \cdot \frac{(x - x_0)^3}{3!} + \dots$$

Die Koeffizienten dieser Reihenentwicklung sind, als bekannte Funktionen von x_0, y_0 , bekannte Zahlen. Die Entwicklung gilt, solange die Reihe konvergiert. In singulären Punkten läßt sich keine solche Reihenentwicklung angeben.

Ist $\frac{dy}{dx} = f(x, y)$ eine mehrdeutige Funktion von x und y , so gehen durch jeden Punkt der Ebene mehrere Fortschreitungsrichtungen und damit mehrere „Kurvenzweige“ hindurch. Jedem Wert von $\frac{dy}{dx}$ sind dann eindeutig die Werte der höheren Differentialquotienten an der betreffenden Stelle zugeordnet, und man erhält für jeden durch den Punkt (x_0, y_0) hindurchgehenden Kurvenzweig eine besondere Reihenentwicklung.

Betrachtet man in der Reihenentwicklung etwa y_0 als eine willkürlich zu wählende Größe, so stellt die Formel alle Integralkurven (also das allgemeine Integral) in ihrer Entwicklung für ihre Punkte mit der bestimmten Abszisse x_0 vor. y_0 vertritt dann die Stelle der willkürlichen Konstanten C .

Man setzt:

$$y = a_0 + a_1(x - x_0) + a_2(x - x_0)^2 + a_3(x - x_0)^3 + \dots a_i(x - x_0)^i + \dots$$

Durch Einsetzen in die Differentialgleichung und Identifizierung der Koeffizienten gleichhoher Potenzen von $(x - x_0)$ in $\frac{dy}{dx}$ und $f(x, y)$ bestimmen sich die Größen a_i . Dabei wird sich a_0 nicht bestimmen lassen. Es bleibt willkürlich und vertritt die Stelle der Integrationskonstanten C . a_1, a_2, a_3, \dots lassen sich durch a_0 ausdrücken.

k) Partielle Differentialgleichungen.

Eine Gleichung zwischen einer abhängigen Variabeln, mehreren unabhängigen Variabeln und den partiellen Ableitungen der ersteren nach den letzteren heißt eine partielle Differentialgleichung. Ist der höchste darin vorkommende Differentialquotient der n te, so heißt die Differentialgleichung von der n ten Ordnung.

Das allgemeine Integral derselben enthält n willkürliche Funktionen.

Die lineare partielle Differentialgleichung erster Ordnung mit zwei unabhängigen Variabeln x, y und einer abhängigen Variabeln z :

$$P \cdot \frac{\partial z}{\partial x} + Q \cdot \frac{\partial z}{\partial y} - R = 0 \quad (P, Q, R \text{ Funktionen von } x, y, z).$$

Geometrische Lösung: Sind x, y, z die Koordinaten eines Punktes im Raum, so ist die Bedingung dafür, daß eine Fläche $z = f(x, y)$ eine „Integralfläche“ der Differentialgleichung ist, die, daß die Differentialgleichung in jedem Punkt x, y, z der Fläche durch die in diesem Punkt für die Fläche geltenden Werte $\frac{\partial z}{\partial x} = \frac{\partial f}{\partial x}$ und $\frac{\partial z}{\partial y} = \frac{\partial f}{\partial y}$ befriedigt wird. Die Flächennormale mit der Richtung $\frac{\partial z}{\partial x} : \frac{\partial z}{\partial y} : -1$ steht senkrecht auf der Richtung $P : Q : R$. Die Integralfläche muß in jedem Punkt x, y, z diese Richtung $P : Q : R$ enthalten:

$$\frac{dx}{P} = \frac{dy}{Q} = \frac{dz}{R}.$$

Diese beiden Gleichungen sind ein System von zwei simultanen, gewöhnlichen Differentialgleichungen.

Um die partielle Differentialgleichung

$$P \cdot \frac{\partial z}{\partial x} + Q \cdot \frac{\partial z}{\partial y} - R = 0$$

zu lösen, integriere man das System simultaner, gewöhnlicher Differentialgleichungen 1. Ordnung:

$$\frac{dx}{P} = \frac{dy}{Q} = \frac{dz}{R}.$$

Ergeben sich für dieses System als Integralgleichungen

$$\psi(x, y, z, C_1, C_2) = 0 \quad \text{und} \quad \chi(x, y, z, C_1, C_2) = 0,$$

und nimmt man zwischen C_1 und C_2 eine willkürliche Beziehung an: $\Phi(C_1, C_2) = 0$, so wird durch Elimination von C_1 und C_2 aus $\psi = 0$, $\chi = 0$, $\Phi = 0$ das allgemeine Integral erhalten. Lassen sich die Integralgleichungen des simultanen Systems in der Form schreiben:

$$F(x, y, z) = C_1, \quad G(x, y, z) = C_2,$$

so ist das allgemeine Integral:

$$\Phi[F(x, y, z), G(x, y, z)] = 0.$$

Je nach Wahl der Funktion Φ erhält man verschiedene partikuläre Integrale der Differentialgleichung. Statt nun Φ beliebig zu wählen, kann man für das partikuläre Integral spezielle („Grenz“-) Bedingungen vorschreiben.

Spezielle Beispiele von linearen partiellen Differentialgleichungen:

2. Ordnung mit konstanten Koeffizienten.

I. $\frac{\partial^2 z}{\partial x \partial y} = 0$; Lösung: $z = \Phi(x) + \Psi(y)$; die Integralflächen sind die „Rückungsflächen“; Φ und Ψ sind willkürliche Funktionen.

II. $A \frac{\partial^2 z}{\partial x^2} + 2B \frac{\partial^2 z}{\partial x \partial y} + C \frac{\partial^2 z}{\partial y^2} = 0$ (A, B, C sind Konstanten).

Durch die Substitution $\xi = \mu_1 x + \nu_1 y$, $\eta = \mu_2 x + \nu_2 y$, wobei $\mu_1, \nu_1, \mu_2, \nu_2$ den Bedingungen genügen müssen:

$$A \mu_1^2 + 2B \mu_1 \nu_1 + C \nu_1^2 = 0,$$

$$A \mu_2^2 + 2B \mu_2 \nu_2 + C \nu_2^2 = 0,$$

geht die Differentialgleichung über in $\frac{\partial^2 z}{\partial \xi \partial \eta} = 0$.

Lösung:

$$z = \Phi(\mu_1 x + \nu_1 y) + \Psi(\mu_2 x + \nu_2 y).$$

Im Fall $AC - B^2 = 0$ reduziert sich die Differentialgleichung auf $\frac{\partial^2 z}{\partial \xi^2} = 0$, wenn μ_2 und ν_2 der obigen Bedingung genügen, die in diesem Fall übergeht in $(A\mu_2 + B\nu_2)^2 = (B\mu_2 + C\nu_2)^2$, während μ_1 und ν_1 nicht mehr der obigen Bedingung genügen dürfen, sonst aber willkürlich sind.

Lösung:

$$z = \xi \cdot \Phi(\eta) + \Psi(\eta) = (\mu_1 x + \nu_1 y) \cdot \Phi(\mu_2 x + \nu_2 y) + \Psi(\mu_2 x + \nu_2 y).$$

III. Spezielle Fälle der Gleichung II.

1. Die Differentialgleichung der schwingenden Saite:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} - \beta^2 \cdot \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} = 0,$$

$$\frac{\partial^2 \eta}{\partial t^2} - \gamma^2 \cdot \frac{\partial^2 \eta}{\partial x^2} = 0,$$

$$\frac{\partial^2 \zeta}{\partial t^2} - \gamma^2 \cdot \frac{\partial^2 \zeta}{\partial x^2} = 0.$$

x ist die Abszisse des schwingenden Punktes, t die Zeit; ξ, η, ζ sind die Ausschläge in Richtung der ξ -, η -, ζ -Achse; $\beta^2 = \frac{E \cdot g}{\mu}$, $\gamma^2 = \frac{P \cdot g}{\mu}$, wo E der Elastizitätsmodul, P die ursprüngliche Spannung, μ das Gewicht der Längeneinheit der Saite, g die Erdbeschleunigung ist. Für die 1. Gleichung des Systems (analog für die 2. und 3.) ist die Lösung:

$$\xi = \Phi(x + \beta t) + \Psi(x - \beta t).$$

2. Die Differentialgleichung von Laplace.

$$\frac{\partial^2 z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 z}{\partial y^2} = 0. \quad \text{Lösung:} \quad z = \Phi(x + jy) + \Psi(x - jy).$$

Es genügt auch jede Funktion $z = f(x + jy) = \mu + jv$ einer komplexen Variablen dieser Differentialgleichung, ebenso ihr reeller Teil $\mu(x, y)$ und ihr imaginärer Teil $v(x, y)$ für sich.

1) Besselsche Zylinderfunktionen.

Die Besselsche Differentialgleichung

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + \frac{1}{x} \frac{dy}{dx} + \left(1 - \frac{p^2}{x^2}\right) y = 0$$

hat das allgemeine Integral

$$Z_p(x) = c_1 J_p(x) + c_2 N_p(x).$$

$J_p(x)$ ist die Besselsche Funktion erster Art von der Ordnung p , $N_p(x)$ ist die Besselsche Funktion zweiter Art von der Ordnung p .

$$J_0(x) = 1 - \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^2}{1!^2} + \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^4}{2!^2} - \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^6}{3!^2} + \dots,$$

$$J_1(x) = \frac{x}{2} \left[1 - \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^2}{1!2!} + \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^4}{2!3!} - \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^6}{3!4!} + \dots \right] = -\frac{dJ_0(x)}{dx},$$

$$N_0(x) = \frac{2}{\pi} \left[J_0(x) \ln \frac{x^\gamma}{2} + \left(\frac{x}{2}\right)^2 - \left(1 + \frac{1}{2}\right) \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^4}{2!^2} + \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3}\right) \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^6}{3!^2} - \dots \right],$$

wo

$$\gamma = 1,7811,$$

$$N_{p-1}(x) J_p(x) - N_p(x) J_{p-1}(x) = \frac{2}{\pi x}, \quad Z_{p-1}(x) + Z_{(p-1)}(x) = \frac{2\dot{p}}{x} Z_p(x),$$

$$\frac{dZ_p(x)}{dx} = Z_{p-1}(x) - \frac{\dot{p}}{x} Z_p, \quad \frac{d}{dx} [x^p Z_p(x)] = x^p Z_{p-1}(x).$$

F. Fouriersche Reihen.

Ist eine Funktion y zwischen den Grenzen $t = -T/2$ und $t = +T/2$ durch $y = f(t)$ gegeben, so läßt sie sich innerhalb dieses Intervalls durch eine Reihe darstellen:

$$y = b_0 + b_1 \cos \omega t + b_2 \cos 2 \omega t + b_3 \cos 3 \omega t + \dots \\ + a_1 \sin \omega t + a_2 \sin 2 \omega t + a_3 \sin 3 \omega t + \dots$$

oder

$$y = b_0 + c_1 \sin(\omega t + \gamma_1) + c_2 \sin(2 \omega t + \gamma_2) + c_3 \sin(3 \omega t + \gamma_3) + \dots$$

wobei

$$\omega = 2\pi/T \quad b_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) dt$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \sin k \omega t \cdot dt \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cos k \omega t \cdot dt$$

$$c_k^2 = a_k^2 + b_k^2 \quad \text{tg } \gamma_k = b_k/a_k.$$

Außerhalb des Intervalls $-T/2$ bis $+T/2$ wiederholt sich die durch die Reihe dargestellte Funktion; jede beliebige Funktion, die eine Periodendauer T besitzt, läßt sich daher vollkommen durch eine Fouriersche Reihe darstellen. Jedes Glied der Reihe stellt eine rein sinusförmige Schwingung dar.

G. Vektorrechnung.

a) Grundlagen.

$$\mathfrak{A} + \mathfrak{B} = \mathfrak{B} + \mathfrak{A}. \quad \mathfrak{A} + \mathfrak{A} + \mathfrak{A} + \dots \text{ (nmal)} = n\mathfrak{A}.$$

$$n(\mathfrak{A} + \mathfrak{B}) = n\mathfrak{A} + n\mathfrak{B}.$$

$$m(n\mathfrak{A}) = (mn)\mathfrak{A} = n(m\mathfrak{A}). \quad (m+n)\mathfrak{A} = m\mathfrak{A} + n\mathfrak{A}.$$

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_x + \mathfrak{A}_y + \mathfrak{A}_z, \quad = i|\mathfrak{A}_x| + j|\mathfrak{A}_y| + k|\mathfrak{A}_z|,$$

$$= i \cdot A_x + j \cdot A_y + k \cdot A_z, \quad = i \cdot x_1 + j \cdot y_1 + k \cdot z_1,$$

$$= i|\mathfrak{A}| \cdot \cos(\mathfrak{A}, X) + j|\mathfrak{A}| \cdot \cos(\mathfrak{A}, Y) + k|\mathfrak{A}| \cdot \cos(\mathfrak{A}, Z).$$

$$|\mathfrak{A}| = \sqrt{\mathfrak{A}_x^2 + \mathfrak{A}_y^2 + \mathfrak{A}_z^2} = \sqrt{x_1^2 + y_1^2 + z_1^2}.$$

$$\mathfrak{A}\mathfrak{B} = |\mathfrak{A}| \cdot |\mathfrak{B}| \cdot \cos(\mathfrak{A}; \mathfrak{B}). \quad \mathfrak{A}\mathfrak{B} = \mathfrak{B}\mathfrak{A}.$$

$$|[\mathfrak{A}\mathfrak{B}]| = |\mathfrak{A}| \cdot |\mathfrak{B}| \cdot \sin(\mathfrak{A}; \mathfrak{B}). \quad [\mathfrak{A}\mathfrak{B}] = -[\mathfrak{B}\mathfrak{A}]. \quad \mathfrak{A}\mathfrak{A} = \mathfrak{A}^2.$$

$$ij = i\mathfrak{f} = j\mathfrak{f} = 0. \quad (\mathfrak{A} + \mathfrak{B})(\mathfrak{C} + \mathfrak{D}) = \mathfrak{A}\mathfrak{C} + \mathfrak{A}\mathfrak{D} + \mathfrak{B}\mathfrak{C} + \mathfrak{B}\mathfrak{D}.$$

$$ii = jj = \mathfrak{f}\mathfrak{f} = 1.$$

$$\mathfrak{A}\mathfrak{B} = A_x B_x + A_y B_y + A_z B_z = x_1 x_2 + y_1 y_2 + z_1 z_2.$$

Sind $\alpha_1 \beta_1 \gamma_1$ und $\alpha_2 \beta_2 \gamma_2$ die Richtungskosinus zweier Geraden, die den Winkel δ einschließen, so ist:

$$\cos \delta = \alpha_1 \alpha_2 + \beta_1 \beta_2 + \gamma_1 \gamma_2.$$

$$1 = \sqrt{\alpha_1^2 + \beta_1^2 + \gamma_1^2} = \sqrt{\alpha_2^2 + \beta_2^2 + \gamma_2^2} = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2}.$$

$$[\mathfrak{A}\mathfrak{A}] = 0 = [ii] = [jj] = [\mathfrak{f}\mathfrak{f}].$$

$$[(\mathfrak{A} + \mathfrak{B})(\mathfrak{C} + \mathfrak{D})] = [\mathfrak{A}\mathfrak{C}] + [\mathfrak{A}\mathfrak{D}] + [\mathfrak{B}\mathfrak{C}] + [\mathfrak{B}\mathfrak{D}].$$

$$[ij] = \mathfrak{f}; [i\mathfrak{f}] = i; [\mathfrak{f}i] = j.$$

$$[\mathfrak{A}\mathfrak{B}] = i(A_y B_z - A_z B_y) - j(A_x B_z - A_z B_x) + \mathfrak{f}(A_x B_y - A_y B_x).$$

$$[\mathfrak{A}\mathfrak{B}] = \begin{vmatrix} i & j & \mathfrak{f} \\ A_x & A_y & A_z \\ B_x & B_y & B_z \end{vmatrix}. \quad [\mathfrak{B}\mathfrak{A}] = \begin{vmatrix} i & j & \mathfrak{f} \\ x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \end{vmatrix}.$$

$$\sin \delta = \sqrt{\left| \begin{vmatrix} \alpha_1 & \beta_1 \\ \alpha_2 & \beta_2 \end{vmatrix} \right|^2 + \left| \begin{vmatrix} \alpha_1 & \gamma_1 \\ \alpha_2 & \gamma_2 \end{vmatrix} \right|^2 + \left| \begin{vmatrix} \beta_1 & \gamma_1 \\ \beta_2 & \gamma_2 \end{vmatrix} \right|^2}.$$

$$[(\mathfrak{A}_2 - \mathfrak{A}_1)(\mathfrak{A}_3 - \mathfrak{A}_2)] = i \begin{vmatrix} 1 & y_1 & z_1 \\ 1 & y_2 & z_2 \\ 1 & y_3 & z_3 \end{vmatrix} + j \begin{vmatrix} x_1 & 1 & z_1 \\ x_2 & 1 & z_1 \\ x_3 & 1 & z_3 \end{vmatrix} + \mathfrak{f} \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \end{vmatrix}.$$

$$\mathfrak{A}_1[\mathfrak{A}_2 \mathfrak{A}_3] = \mathfrak{A}_2[\mathfrak{A}_3 \mathfrak{A}_1] = \mathfrak{A}_3[\mathfrak{A}_1 \mathfrak{A}_2] = \begin{vmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \end{vmatrix}.$$

$$\mathfrak{A}[\mathfrak{B}\mathfrak{C}] = \begin{vmatrix} A_x & A_y & A_z \\ B_x & B_y & B_z \\ C_x & C_y & C_z \end{vmatrix}.$$

$$\mathfrak{A}[\mathfrak{A}\mathfrak{B}] = \mathfrak{B}[\mathfrak{A}\mathfrak{A}] = 0. \quad [\mathfrak{A}(\mathfrak{B}\mathfrak{C})] = \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{A}\mathfrak{C} - \mathfrak{C} \cdot \mathfrak{A}\mathfrak{B}.$$

$$[\mathfrak{A}\mathfrak{B}][\mathfrak{C}\mathfrak{D}] = \mathfrak{A}\mathfrak{C} \cdot \mathfrak{B}\mathfrak{D} - \mathfrak{B}\mathfrak{C} \cdot \mathfrak{A}\mathfrak{D}.$$

$$[\mathfrak{A}\{[\mathfrak{C}\mathfrak{D}]\mathfrak{B}\}] - \mathfrak{B}\{[\mathfrak{C}\mathfrak{D}]\mathfrak{A}\} = \mathfrak{D}\{\mathfrak{A}\mathfrak{B}\mathfrak{C}\} - \mathfrak{C}\{\mathfrak{A}\mathfrak{B}\mathfrak{D}\},$$

$$\mathfrak{A}^2 \mathfrak{B}^2 = [\mathfrak{A}\mathfrak{B}]^2 + (\mathfrak{A}\mathfrak{B})^2.$$

b) Anwendung der Infinitesimalrechnung.

$$\frac{d\mathfrak{A}}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\mathfrak{A}(t + \Delta t) - \mathfrak{A}(t)}{\Delta t}. \quad \frac{d(\mathfrak{A} \pm \mathfrak{B})}{dt} = \frac{d\mathfrak{A}}{dt} \pm \frac{d\mathfrak{B}}{dt}.$$

$$\frac{d(\mathfrak{A}\mathfrak{B})}{dt} = \left(\mathfrak{A} \frac{d\mathfrak{B}}{dt} \right) + \left(\frac{d\mathfrak{A}}{dt} \mathfrak{B} \right). \quad \frac{d(p\mathfrak{A})}{dt} = \left(p \frac{d\mathfrak{A}}{dt} \right) + \left(\frac{dp}{dt} \mathfrak{A} \right).$$

$$\frac{d[\mathfrak{A}\mathfrak{B}]}{dt} = \left[\mathfrak{A} \frac{d\mathfrak{B}}{dt} \right] + \left[\frac{d\mathfrak{A}}{dt} \mathfrak{B} \right].$$

Ist $\mathfrak{A} = Aa$, so ist $\mathfrak{A} \cdot da = 0$, also $\mathfrak{A} \perp da$.

Ist $\mathfrak{s} = ix + jy + kz$, so ist $dx + dy + dz = ds(i + j + k)$.

$$\nabla = i \frac{\partial}{\partial x} + j \frac{\partial}{\partial y} + k \frac{\partial}{\partial z}. \quad \text{grad } V = i \frac{\partial V}{\partial x} + j \frac{\partial V}{\partial y} + k \frac{\partial V}{\partial z} = \nabla V.$$

Ist \mathfrak{s}_1 der Einheitsvektor von \mathfrak{s} , so ist

$$dV = \mathfrak{s}_1 \cdot d\mathfrak{s} \text{ grad } V.$$

Fällt \mathfrak{s}_1 in die Richtung von $d\mathfrak{s}$, so wird

$$\frac{dV}{ds} = \text{grad } V. \quad \int_1^2 \text{grad } V \cdot ds = V_2 - V_1 = \int_1^2 \mathfrak{B} \cdot ds.$$

Für eine geschlossene Kurve:

$$\oint \mathfrak{B} \cdot ds = 0. \quad \text{div } \mathfrak{A} = \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z}.$$

$$\mathfrak{A}V = A_x \cdot \frac{\partial}{\partial x} + A_y \cdot \frac{\partial}{\partial y} + A_z \cdot \frac{\partial}{\partial z}.$$

$$\text{grad}(V_1 \pm V_2) = \text{grad } V_1 \pm \text{grad } V_2. \quad \text{div}(\mathfrak{A} \pm \mathfrak{B}) = \text{div } \mathfrak{A} \pm \text{div } \mathfrak{B}.$$

$$\text{div } \mathfrak{s} = 3. \quad \mathfrak{s}(\text{grad } A) = \mathfrak{s}(VA) = (\mathfrak{s}V)A. \quad (\mathfrak{A}V)V = \mathfrak{A} \cdot \nabla V.$$

$$[\nabla \mathfrak{A}] = [\text{div } \mathfrak{A}] = \begin{vmatrix} i & j & k \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix}. \quad [\text{grad } V, \mathfrak{A}] = \begin{vmatrix} i & j & k \\ \frac{\partial V}{\partial x} & \frac{\partial V}{\partial y} & \frac{\partial V}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix}.$$

$$\iiint_{\text{Raum}} \text{div } \mathfrak{b} \cdot dS = \iint_{\text{Oberfläche}} \mathfrak{b} \cdot d\mathfrak{f}. \quad (\text{Satz von Gauss.})$$

$$\text{div } \mathfrak{b} = \lim_{dS=0} \frac{\int \mathfrak{b} \cdot d\mathfrak{f}}{dS}.$$

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} = \Delta. \quad \nabla^2 V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = \Delta V.$$

$$\nabla^2 \mathfrak{A} = i \nabla^2 A_x + j \nabla^2 A_y + k \nabla^2 A_z.$$

$$\text{rot } \mathfrak{b} = [\text{div } \mathfrak{b}] = \begin{vmatrix} i & j & k \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ v_x & v_y & v_z \end{vmatrix}. \quad \text{rot grad } V = 0.$$

$$\text{div rot } \mathfrak{b} = \text{div}(\nabla \mathfrak{b}) = 0.$$

$$\nabla(\mathfrak{A}V) = V \cdot \text{div } \mathfrak{A} + \mathfrak{A} \cdot \text{grad } V = V \cdot \text{div } \mathfrak{A} + \mathfrak{A}(\nabla V).$$

$$\text{grad}(\mathfrak{A}\mathfrak{B}) = \nabla(\mathfrak{A}\mathfrak{B}) = \mathfrak{A} \cdot \nabla \mathfrak{B} + \mathfrak{B} \cdot \nabla \mathfrak{A} = \nabla_{\mathfrak{B}}(\mathfrak{A}\mathfrak{B}) + \nabla_{\mathfrak{A}}(\mathfrak{A}\mathfrak{B}).$$

$$\text{div}[\mathfrak{A}\mathfrak{B}] = \nabla[\mathfrak{A}\mathfrak{B}] = \mathfrak{B} \cdot \text{rot } \mathfrak{A} - \mathfrak{A} \cdot \text{rot } \mathfrak{B}.$$

$$\text{rot } \mathfrak{A}V = V[\nabla \mathfrak{A}] + [\nabla V, \mathfrak{A}] = V \cdot \text{rot } \mathfrak{A} + [\nabla V, \mathfrak{A}].$$

$$\text{rot}[\mathfrak{A}\mathfrak{B}] = \mathfrak{A} \cdot \text{div } \mathfrak{B} - \mathfrak{B} \cdot \text{div } \mathfrak{A} + (\mathfrak{B} \nabla) \mathfrak{A} - (\mathfrak{A} \nabla) \mathfrak{B}.$$

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \mathfrak{A} = \operatorname{rot}^2 \mathfrak{A} = \nabla \operatorname{div} \mathfrak{A} - \nabla^2 \mathfrak{A} = \nabla \operatorname{div} \mathfrak{A} - \nabla \mathfrak{A}.$$

$$\operatorname{rot}(\operatorname{grad} A) = 0. \quad (\mathfrak{A} \nabla_{\mathfrak{B}}) \mathfrak{B} = \nabla_{\mathfrak{B}}(\mathfrak{A} \mathfrak{B}) + [\operatorname{rot} \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{A}].$$

$$\operatorname{rot} \mathfrak{B} \cdot f_1 = \lim_{df=0} \frac{\oint \mathfrak{B} ds}{df}. \quad \oint \mathfrak{B} ds = \int_F \operatorname{rot} \mathfrak{B} df. \quad (\text{Stokescher Satz.})$$

$$\frac{d\mathfrak{B}}{dt} = \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial t} + \nabla_{\mathfrak{B}}(\mathfrak{b} \mathfrak{B}) + [\operatorname{rot} \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{b}] = \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial t} + (\mathfrak{b} \nabla) \mathfrak{B}.$$

$$d\mathfrak{B} = \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial t} \cdot dt + \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial x} \cdot dx + \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial y} \cdot dy + \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial z} \cdot dz.$$

$$\frac{d\mathfrak{b}}{dt} = \frac{\partial \mathfrak{b}}{\partial t} + \frac{1}{2} \nabla \mathfrak{b}^2 + [\operatorname{rot} \mathfrak{b} \cdot \mathfrak{b}]. \quad \frac{dV}{dt} = \frac{\partial V}{\partial t} + (\mathfrak{b} \nabla) V.$$

$$\frac{d}{dt} \int \mathfrak{B} \cdot df = \int \left\{ \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial t} + \mathfrak{b} \cdot \operatorname{div} \mathfrak{B} + \operatorname{rot} [\mathfrak{B} \mathfrak{b}] \right\} df.$$

Für eine geschlossene Fläche (Greensche Sätze):

$$\frac{\partial}{\partial t} \int \mathfrak{B} \cdot df = \int \left\{ \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial t} + \mathfrak{b} \cdot \operatorname{div} \mathfrak{B} \right\} df.$$

$$\oint p \frac{\partial q}{\partial n} \cdot df = \int_S dS [p \cdot \Delta q + \operatorname{grad} q \cdot \operatorname{grad} p].$$

$$\oint df \cdot \left\{ p \frac{\partial q}{\partial n} - q \frac{\partial p}{\partial n} \right\} = \int_S dS \left\{ p \cdot \Delta q - q \cdot \nabla^2 p \right\}.$$

$$\oint p \frac{\partial p}{\partial n} \cdot df = \int_S dS \left\{ p \cdot \Delta p + (\operatorname{grad} p)^2 \right\}.$$

3. Die Verwendung komplexer Größen (symbolische Rechnung).

A. Sinusschwingungen.

In der Wechselstromtechnik hat man es stets mit periodischen Vorgängen zu tun. Nach Fourier lassen sich alle periodischen Vorgänge in Reihen darstellen, deren Glieder Sinus- oder Kosinusfunktionen sind. In der Praxis sind die periodischen Vorgänge sehr häufig rein sinusförmig, d. h. die Fouriersche Reihe enthält nur ein Glied; ein reiner Wechselstrom läßt sich z. B. in der Form darstellen:

$$\mathfrak{S} = I_0 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi),$$

wobei \mathfrak{S} den Momentanwert der Stromstärke, I_0 ihren Effektivwert, ω die Kreisfrequenz, φ den Phasenwinkel bezeichnet. (Der Phasenwinkel bestimmt den zeitlichen Verlauf im Verhältnis zum Anfangspunkt der Zeit. Die Frequenz f und die Periodendauer T sind durch die Beziehungen $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ bestimmt.) Auch bei komplizierten Schwingungen, bei denen die Stromstärke durch die Reihe

$$\mathfrak{S} = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1) + I_2 \sqrt{2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + I_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots$$

dargestellt wird, läßt sich in vielen Fällen die Rechnung für die Teilströme einzeln durchführen und z. B. die wirksame Spannung durch Addition der so berechneten Teilspannungen finden. Die Rechnung mit Sinusschwingungen spielt daher in der Wechselstromtechnik eine sehr wichtige Rolle.

B. Sinusfunktion und e-Funktion.

Die Sinusfunktion ist für die Rechnung recht unbequem, da sie bei Differentiationen und Integrationen in die Kosinusfunktion umschlägt, diese Operationen treten aber stets bei Vorhandensein von Selbstinduktionen L oder Kapazitäten C auf ($\mathfrak{R} = L \frac{d\mathfrak{S}}{dt}$, $\mathfrak{R} = \frac{1}{C} \int \mathfrak{S} dt$). Nun hängen jedoch die Kreisfunktionen sehr eng mit der e-Funktion zusammen, die sich gerade durch ihr einfaches Verhalten gegenüber der Differentiation auszeichnet, die Verwendung der e-Funktion statt des Sinus bietet daher erhebliche Vorteile, trotzdem das damit verbundene Auftreten komplexer Größen zunächst als Erschwerung erscheint. Es ist $e^{jx} = \cos x + j \sin x$, oder $\sin x$ ist gleich dem imaginären Faktor von e^{jx} . Wenn wir also schreiben

$$\mathfrak{S} = I_0 \sqrt{2} e^{j(\omega t + \varphi)},$$

und dabei stillschweigend stets nur den imaginären Faktor der rechten Seite als gültig betrachten, da ja der Strom nicht tatsächlich komplex sein kann; so ist diese Gleichung mit der oben angegebenen Form $\mathfrak{S} = I_0 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi)$ vollkommen gleichwertig¹⁾. Man kann die Schreibweise noch vereinfachen, indem man $I_0 \sqrt{2} e^{j\omega t} = \mathfrak{S}_0$ setzt, wobei also \mathfrak{S}_0 einen komplexen Vektor bezeichnet. Eine solche Vereinfachung ist zulässig, solange innerhalb einer Rechnung nur eine Frequenz auftritt, so daß bei der Ergänzung des Faktors $e^{j\omega t}$, der ebenso bei den Spannungen auftritt, keine Zweifel über den Wert von ω entstehen können. Es ist also dann

$$\mathfrak{S} = \mathfrak{S}_0 e^{j\varphi}.$$

C. Symbolische Darstellung (Vektordiagramm).

Auch bei der zeichnerischen Darstellung braucht man in vielen Fällen auf die zeitliche Änderung des Stromes und der Spannung keinen Wert zu legen, weil sie für alle Vektoren in entsprechender Weise erfolgt. Man unterdrückt also auch dabei den Faktor $e^{j\omega t}$ und stellt \mathfrak{S} als einen Vektor in der komplexen Ebene dar, der den Betrag J_0 und die Neigung φ gegen die reelle Achse hat (Abb. 6). Der Faktor $e^{j\omega t}$ würde einer Drehung dieses Vektors mit der Winkelgeschwindigkeit ω entgegengesetzt der Uhrzeigerbewegung entsprechen. Der wahre Augenblickswert \mathfrak{S}' des Stromes würde dann durch die Projektion des rotierenden Vektors auf die imaginäre Achse bestimmt sein, entsprechend den oben angegebenen Regeln. Die Verhältnisse der Maximalwerte und die Phasenverschiebungen verschiedener

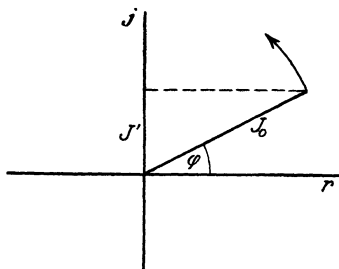


Abb. 6. Symbolische Darstellung von Wechselstromgrößen.

¹⁾ Wenn man stets nur den reellen Teil der rechten Seite als gültig betrachten würde, so käme man auf die Kosinusfunktion, die sich von der Sinusfunktion nur durch eine Phasenverschiebung von 90° unterscheidet. Eine solche Darstellungsart würde wieder in die im Text gewählte übergehen, wenn die Zeitachse um eine Viertelperiode verschoben wird. Es ist jedoch gebräuchlicher, von Sinus- als von Kosinusschwingungen zu sprechen.

Ströme und Spannungen, auf die es meist hauptsächlich ankommt, werden bei dieser Darstellung in der komplexen Ebene gut veranschaulicht, auch ohne Berücksichtigung der für alle Vektoren gleichförmigen Drehung. Die Darstellung verschiedener zusammengehöriger Vektoren in dieser Weise wird als Vektordiagramm bezeichnet (s. S. 86 und 102).

D. Rechenregeln für die symbolische Rechnung.

a) Addition.

$$\mathfrak{S}_1 + \mathfrak{S}_2 = \mathfrak{S}_3.$$

Die Addition ist nach den Regeln der Vektoranalysis vorzunehmen. Wenn also

$$\mathfrak{S}_1 = I_1 \sqrt{2} e^{j\varphi_1} e^{j\omega t}, \quad \mathfrak{S}_2 = I_2 \sqrt{2} e^{j\varphi_2} e^{j\omega t}, \quad \mathfrak{S}_3 = I_3 \sqrt{2} e^{j\varphi_3} e^{j\omega t},$$

so ist

$$I_1 \cos \varphi_1 + I_2 \cos \varphi_2 = I_3 \cos \varphi_3, \quad I_1 \sin \varphi_1 + I_2 \sin \varphi_2 = I_3 \sin \varphi_3,$$

$$I_3^2 = I_1^2 + I_2^2 + 2I_1 I_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1), \quad \operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{I_1 \sin \varphi_1 + I_2 \sin \varphi_2}{I_1 \cos \varphi_1 + I_2 \cos \varphi_2}.$$

b) Multiplikation mit Skalaren.

Die Multiplikation mit einem reellen Skalar ist in gewöhnlicher Weise vorzunehmen, da der unterdrückte Faktor $e^{j\omega t}$ für diese Operation belanglos ist und eine Vergrößerung des Betrages einer komplexen Zahl dieselbe Vergrößerung des imaginären Teiles in sich schließt $n(a + jb) = na + jnb$. Es gilt daher das Ohmsche Gesetz für reine Widerstände auch in der Form

$$\mathfrak{S} = R \mathfrak{I}.$$

In gleicher Weise kann man auch die Multiplikation mit einem komplexen Skalar ausführen, deren Sinn sich aus der Durchführung der Rechnung ergibt. Es ist nach obigen Definitionen

$$r e^{j\psi} \mathfrak{S} = r \mathfrak{S}_0 e^{j(\varphi + \psi)} \quad \text{gleichwertig} \quad r I_0 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi + \psi),$$

d. h. die Multiplikation mit der komplexen Zahl $r e^{j\psi}$ entspricht einer Vergrößerung des Vektors um ihren Betrag r und einer Phasenverschiebung (in symbolischer Ausdrucksweise „Drehung“) um den Winkel ψ .

c) Differentiation.

Die Durchführung der Differentiation des Vektors \mathfrak{S} nach der Zeit ergibt

$$\frac{\partial \mathfrak{S}}{\partial t} = I_0 \sqrt{2} \frac{\partial \sin(\omega t + \varphi)}{\partial t} = I_0 \sqrt{2} \omega \cos(\omega t + \varphi);$$

das entspricht vollkommen derselben Operation an dem komplex geschriebenen Vektor

$$\frac{\partial \mathfrak{S}}{\partial t} = I_0 \sqrt{2} \frac{\partial e^{j(\omega t + \varphi)}}{\partial t} = I_0 \sqrt{2} j \omega e^{j(\omega t + \varphi)} = j \omega \mathfrak{S},$$

wenn wieder nur auf beiden Seiten die imaginären Anteile als gültig betrachtet werden. Es gilt also der wichtige Satz: *Bei der symbolischen Darstellung läßt sich die Differentiation nach der Zeit durch die Multiplikation mit dem Faktor $j \omega$ ersetzen*, statt des Operationszeichens $\frac{\partial}{\partial t}$ kann überall $j \omega$ geschrieben werden. Ebenso läßt sich in Umkehrung dieses Satzes die Integration

eines symbolischen Vektors nach der Zeit durch die Division mit dem Divisor $j\omega$ ersetzen (in Zeichen $\int dt = \frac{1}{j\omega}$).

Die Gleichungen zwischen Strom und Spannung an Selbstinduktionen und Kapazitäten gehen also in die Form über:

$$\mathfrak{S} = j\omega L \mathfrak{I} \quad \text{und} \quad \mathfrak{S} = \frac{1}{j\omega C} \mathfrak{I}$$

in Übereinstimmung mit dem Ohmschen Gesetz für reine Widerstände. In der symbolischen Darstellung erhält daher dies Gesetz die allgemein gültige Form:

$$\mathfrak{S} = \mathfrak{R} \mathfrak{I}.$$

Der Wechselstromwiderstand \mathfrak{R} ist dabei komplex und setzt sich nach denselben Regeln, wie sie für die Zusammenschaltung von reinen Widerständen gelten, aus den *Widerstandsoperatoren* R für Verlustwiderstände, $j\omega L$ für Selbstinduktionen und $\frac{1}{j\omega C}$ für Kapazitäten zusammen.

Bei Differentiationen und Integrationen nach anderen Variablen als der Zeit (und der Frequenz) ist der unterdrückte Faktor $e^{j\omega t}$ als konstant zu betrachten und daher ohne Bedeutung; außerdem sind diese Operationen an den reellen und imaginären Teilen einer komplexen Größe ganz unabhängig voneinander vorzunehmen. Infolge dieser Tatsachen können solche Rechnungen bei symbolischer Darstellung in genau derselben Weise wie sonst durchgeführt werden (s. z. B. Hautwirkung S. 315).

d) Division.

Aus den obigen Regeln folgt, daß die Division zweier symbolischen Größen zu einem komplexen Skalar führt (der Faktor $e^{j\omega t}$ hebt sich fort). Insbesondere ist der Wechselstromwiderstand

$$\mathfrak{R} = \mathfrak{S}/\mathfrak{I}.$$

Der Betrag r von $\mathfrak{R} = r e^{j\varphi}$ bestimmt das Verhältnis der effektiven Spannung zum effektiven Strom, der Winkel φ die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom. Man bezeichnet r als **Scheinwiderstand**, den reellen Anteil $r \cos \varphi$ als **Wirkwiderstand**, den imaginären Anteil $r \sin \varphi$ als **Blindwiderstand**. Z. B. ist für eine Spule mit dem Ohmschen Widerstand w und der Selbstinduktion L der Widerstandsoperator $\mathfrak{R} = w + j\omega L$, der Scheinwiderstand $r = \sqrt{w^2 + \omega^2 L^2}$, der Blindwiderstand ωL , der Wirkwiderstand w , die Phasenverschiebung ist bestimmt durch $\text{tg } \varphi = \omega L/w$. \mathfrak{R} kann auch in der Form $w(1 + j \text{tg } \varphi)$ geschrieben werden.

e) Berechnung des Betrages.

Bezeichnet man die zu einer komplexen Größe \mathfrak{A} konjugiert komplexe Größe mit $\tilde{\mathfrak{A}}$, so ergibt sich der Betrag der Größe \mathfrak{A} als $\sqrt{\mathfrak{A} \cdot \tilde{\mathfrak{A}}}$, denn es ist $a^2 + b^2 = (a + jb)(a - jb)$. Diese Regel, die besonders bei komplizierten Ausdrücken von Wert ist, gilt ebenso für symbolische Größen; wenn man bei ihnen als Betrag den Maximalwert bezeichnet, so hebt sich dabei der Faktor $e^{j\omega t}$ gegen $e^{-j\omega t}$ der konjugiert komplexen Größe. (Die gewöhnliche Bedeutung der Bezeichnung Betrag würde ja hier sinnlos sein, da die symbolischen Größen selbst reell sind und nur in scheinbar komplexer Form geschrieben werden.) Es ist also z. B.

$$I_0 = \sqrt{\mathfrak{I} \cdot \tilde{\mathfrak{I}}/2}.$$

E. Grenzen der symbolischen Darstellung.

a) Multiplikation symbolischer Größen.

Die symbolische Darstellung ist nicht mehr zulässig, wenn Produkte symbolischer Größen auftreten; denn es ist im allgemeinen Fall verschiedener Frequenzen (Modulation von Hochfrequenz)

$$\sin \omega_1 t \sin \omega_2 t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t],$$

während der imaginäre Teil von $e^{j\omega_1 t} \cdot e^{j\omega_2 t} = e^{j(\omega_1 + \omega_2)t}$ den Wert $\sin(\omega_1 + \omega_2)t$ haben würde. Auch für solche Fälle lassen sich gewisse Rechnungsregeln angeben, die bei Benutzung symbolischer Zeichen zu richtigen Ergebnissen führen würden, das hat aber nur für häufiger vorkommende Aufgaben Zweck.

b) Leistung eines Wechselstromes.

Eine solche häufiger vorkommende Aufgabe ist die Berechnung der Leistung. Allgemein versteht man unter Leistung das Produkt aus Spannung und Strom; bei Wechselstrom ist dies Produkt entsprechend den Schwankungen der Faktoren in jedem Zeitmoment verschieden, von praktischer Bedeutung ist nur die mittlere Leistung, d. h. das Integral über das Produkt von Spannung und Strom erstreckt über eine Periode und geteilt durch die Periodendauer:

$$N = \frac{1}{T} \int_0^T \mathfrak{B} \cdot \mathfrak{S} dt.$$

Durch Einsetzen der reellen Werte von \mathfrak{B} und \mathfrak{S} ergibt sich daraus:

$$\begin{aligned} U &= \frac{1}{T} \int_0^T V_0 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi) \cdot I_0 \sqrt{2} \sin \omega t dt \\ &= \frac{2}{T} V_0 I_0 \left[\cos \varphi \int_0^T \sin^2 \omega t dt + \sin \varphi \int_0^T \sin \omega t \cos \omega t dt \right]. \end{aligned}$$

Nun ist

$$\int_0^T \sin^2 \omega t dt = \frac{T}{2} \quad \text{und} \quad \int_0^T \sin \omega t \cos \omega t dt = 0,$$

also

$$N = V_0 I_0 \cos \varphi.$$

Wenn der Wechselstromwiderstand, um dessen Leistungsaufnahme es sich handelt, $\mathfrak{R} = r e^{j\varphi}$ ist, also $\mathfrak{B} = \mathfrak{R} \mathfrak{S}$, $V_0 = r I_0$, so wird

$$N = I_0^2 r \cos \varphi.$$

Hier läßt sich I_0 (nach Abschn. e S. 51) durch die symbolische Größe ersetzen, so daß sich schließlich ergibt

$$N = \frac{\mathfrak{S} \tilde{\mathfrak{S}}}{2} r \cos \varphi.$$

Da $\mathfrak{B} \tilde{\mathfrak{S}} = 2 V_0 I_0 e^{j\varphi}$ ist, kann man auch folgende allgemeinere Gleichung aufstellen:

$$N = \text{reeller Teil von } \frac{\mathfrak{B} \tilde{\mathfrak{S}}}{2} \quad \text{oder} \quad \frac{\mathfrak{B} \mathfrak{S}}{2}.$$

F. Komplexe Lösungen von Differentialgleichungen.

Von der Verwendung komplexer Größen wird ferner bei der Integration von Differentialgleichungen häufig Gebrauch gemacht, da sich die Ergebnisse so in einfacherer Form darstellen lassen. Die Differentialgleichung (Schwingungsgleichung)

$$\frac{d^2x}{dt^2} + a \frac{dx}{dt} + bx = 0$$

hat z. B. das allgemeine Integral $x = x_0 e^{\gamma t}$, wobei γ bestimmt ist durch die Gleichung $\gamma^2 + a\gamma + b = 0$, also

$$\gamma = -\frac{a}{2} \pm \sqrt{\frac{a^2}{4} - b}.$$

Je nachdem, ob $a^2 > 4b$ oder $a^2 < 4b$ ist, wird γ reell oder komplex sein. Der letztere Fall wird im allgemeinen, da x als physikalische Größe nicht wirklich komplex sein kann, unmittelbar keinen Sinn haben, nun läßt sich aber jede komplexe Gleichung durch Trennung des Reellen vom Imaginären in zwei Gleichungen aufspalten, es würde also x gleich dem reellen Teil der obigen Lösung zu setzen sein, wobei zu berücksichtigen ist, daß auch die Integrationskonstante x_0 komplex sein kann. Also

$$x = x_1 e^{-\frac{a}{2}t} \sin\left(\sqrt{b - \frac{a^2}{4}}t + \varphi\right)$$

ist das reelle Integral obiger Differentialgleichung, wobei zwei aus den Grenzbedingungen zu bestimmende Konstanten x_1 und φ auftreten. Die kürzere komplexe Form $x = x_0 e^{\gamma t}$ sagt jedoch genau dasselbe aus, da man jederzeit zur reellen Form übergehen kann. Wie ein Vergleich beider Ausdrücke zeigt, bedeutet das Auftreten einer komplexen Lösung das Vorhandensein einer gedämpften Schwingung, das imaginäre Glied von γ bestimmt dabei die Frequenz, das reelle Glied die Dämpfung.

Wenn die unabhängige Variable in der Differentialgleichung nicht die Zeit t ist, sondern z. B. ein Abstand, Radius usw., so gelten entsprechende Überlegungen. Nach den oben angegebenen Regeln kann, falls x eine sinusförmige Schwingung (Stromspannung, Feldstärke oder ähnliches) darstellt, die symbolische Bezeichnung benutzt werden, also selbst schon komplexe Größen. Die komplexe Lösung der Differentialgleichung weist dann darauf hin, daß die Schwingung sich wellenförmig ausbreitet. Der reelle Teil des Faktors der Integrationsvariablen im Exponenten von e bestimmt die räumliche Dämpfung der Welle, der imaginäre Anteil ihre Wellenlänge. Gerade in solchen Fällen bietet die (scheinbar) komplexe Rechnung infolge der Kürze und Übersichtlichkeit große Vorteile (s. z. B. Hautwirkung S. 315, Fortpflanzung von Strömen auf Leitungen S. 430).

4. Graphische Darstellung¹⁾.

A. Kurvendarstellung.

Um die Abhängigkeit einer Größe y von einer anderen Größe x wiederzugeben, wird in ausgedehntem Maße die Kurvendarstellung verwendet. Sie gewährt eine gute Übersicht über den Verlauf der Abhängigkeit; Zwischenwerte lassen sich leicht ablesen. Neben der gleichmäßigen Einteilung der Koordinaten bieten häufig andere Einteilungen gewisse Vorteile. So wird z. B. der Zusammenhang zwischen der Kreisfrequenz ω und der Wellenlänge λ (in m) einer elektromagnetischen Schwingung $\omega = 6 \pi \cdot 10^8 : \lambda$ bei gleichmäßiger Teilung durch eine Hyperbel dargestellt, während bei logarithmischer Einteilung die Kurve zu einer geraden Linie wird, die leichter zu zeichnen ist. Auch wenn eine oder beide der Größen mehrere Zehnerpotenzen durchlaufen, ist die logarithmische Teilung vorzuziehen (Einfach- und Doppellogarithmenpapiere der Firma Schleicher & Schüll, Düren).

¹⁾ Pirani, M.: Graphische Darstellung in Wissenschaft und Technik. Samml. Göschen 1919.

B. Doppelskalen.

Gegenüber der Kurvendarstellung bietet die Doppelskala den Vorteil eines sehr viel geringeren Raumbedarfs; bei ihr sind zu beiden Seiten einer geraden (oder auch gekrümmten) Linie die zusammengehörigen Werte der Größen x und y unmittelbar nebeneinander aufgetragen. (Bekanntes Beispiel ist das Thermometer mit Réaumur- und Celsiusskala.) Eine Doppelskala, die den Zusammenhang zwischen Kreisfrequenz und Wellenlänge wiedergibt (s. oben), befindet sich auf der rechten Seite der Abb. 12, S. 58. Auch die Ablesung der Doppelskalen ist bedeutend leichter als die an Kurvendarstellungen, bei denen man von der Kurve erst zu den Achsen übergehen muß. Bei der Herstellung der Doppelskalen ist es im allgemeinen durchaus nicht notwendig, alle Einzelwerte zu berechnen, sondern die Zeichnung erfolgt unter Benützung des gesetzmäßig gegebenen Zusammenhangs zwischen x und y . So ist bei Abb. 12, S. 58 auf der einen Seite ω logarithmisch aufgetragen, dann muß λ denselben Maßstab in umgekehrter Richtung erhalten, da $\lg \omega = \lg 6 \pi \cdot 10^8 - \lg \lambda$ ist; irgendein Punkt für λ wird berechnet, z. B. $\lambda = 10^3$ für $\omega = 6 \pi \cdot 10^5 = 1,885 \cdot 10^6$, und von hieraus die logarithmische Skala angelegt. Je nach der Art des funktionalen Zusammenhangs kommen die verschiedensten Skalen zur Verwendung.

C. Skalenarten.

Die wichtigste Rolle bei allen Darstellungsarten spielen die **logarithmischen Skalen**. Ihr Hauptvorteil liegt darin, daß bei ihnen *die Ablesegenauigkeit an jedem Punkt der Teilung stets gleich groß ist*; außerdem kann man,

wenn nur logarithmische Skalen verwendet werden, leicht zu anderen Zehnerpotenzen übergehen. In vielen Fällen führt die Aufgabe selbst ohne weiteres zu dieser Skalenform, da die Funktionalbeziehungen durch Logarithmieren eine einfachere Form annehmen.

Ein praktisches Hilfsmittel sind die „Logarithmenharfen“ der Stugra, Zentralstelle für graphische Berechnungstafeln (Berlin - Waidmannslust), aus denen alle logarithmischen Teilungen von 20 bis 350 mm Länge entnommen werden können.

Eine andere wichtige Skalenart sind die **projektiven Teilungen**. Trägt man auf einer von zwei sich schneidenden

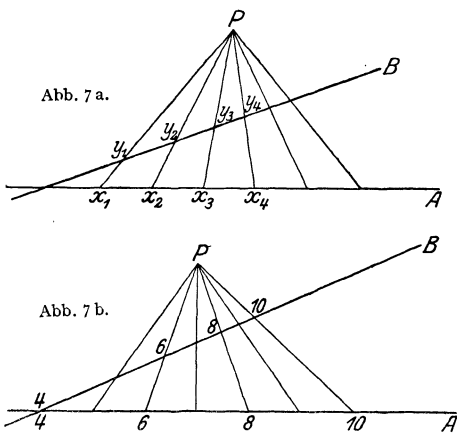


Abb. 7 a und 7 b. Projektive Teilung.

Geraden, A Abb. 7 a, eine Teilung x auf, so entsprechen die Schnittpunkte y des Strahlenbüschels mit der Geraden B einer Teilung, die bestimmt ist durch $y = \frac{p x + q}{x + r}$. Die Konstanten p, q, r hängen von der Lage des Punktes P und des Anfangspunktes der Teilung y ab. Sonderfälle sind die reziproke Teilung $y = \frac{1}{x}$ (wo $p = r = 0, q = 1$) und die Teilung $y = \frac{x}{x + 1}$ ($p = r = 1, q = 0$), die das Teilungsverhältnis einer Strecke zwischen ihrem Anfang und Ende bestimmt.

Bei der Zeichnung der projektiven Skalen müssen drei Wertepaare bekannt sein, um den Punkt P und den Schnittpunkt der Geraden festzulegen. Soll z. B. eine reziproke Teilung, die zwischen den Werten 4 und 10 die Länge 4,5 hat ($y = \frac{30}{x}$) gezeichnet werden, so wird auf der

ersten Geraden eine gleichmäßige Teilung abgetragen (Abb. 7 b) und durch den Punkt 4 die zweite Gerade gelegt. Da $x = 4$ der Wert $y = 7,5$ entspricht, ist damit auch der Nullpunkt der y -Teilung festgelegt. Nun werden auf B zwei weitere Punkte, z. B. $y = 6$ ($x = 5$) und $y = 3$ ($x = 10$) abgetragen und mit den zugehörigen x -Werten verbunden, damit ist der Punkt P gefunden und durch Verbindung von P mit den Punkten der x -Teilung lassen sich nun leicht die weiteren Werte der y -Teilung angeben.

Da in der obigen Gleichung der projektiven Verbindung x durch eine beliebige Funktion von x ersetzt werden kann, lassen sich in ähnlicher Weise auch Skalen für $1 : x^2$ usw. herstellen. Die allgemeine projektive Umformung bietet manchmal auch durch die dadurch bewirkte Verzerrung der Skalen Vorteile, um z. B. die Ablesegenauigkeit bei nichtlogarithmischer Teilung in verschiedenen Punkten möglichst gleich zu machen.

D. Fluchtlinientafeln.

Wenn eine Größe y von zwei Variablen x und z abhängt, wird die Kurvendarstellung sehr unübersichtlich, während die Skalendarstellung sich leicht zu einer sehr brauchbaren Methode erweitern läßt (Fluchtlinientafeln, Nomogramm). Hat man drei im gleichen Abstand voneinander liegende Parallele $a a'$, $b b'$, $c c'$ (Abb. 8), die von zwei Geraden geschnitten werden, so besteht zwischen den Abschnitten der Parallelen die Beziehung $2v = u + w$ (Mittellinie eines Trapezes ist gleich der halben Summe der Grundlinien). Trägt man also von $a b c$ aus auf den Parallelen eine Teilung ab, die für die mittlere Linie eine halb so große Einheit als für die äußeren Linien hat, so gibt jede geradlinige Verbindung zwischen zwei Wertepaaren $x = u$ und $z = w$ (Fluchtlinie) unmittelbar auf der Mittellinie die Summe $y = 2v = x + z$ an. (Für die Ablesung wird am zweckmäßigsten ein durchsichtiges Lineal benutzt.) Viele Gleichungen lassen sich leicht auf diese einfache Grundform bringen.

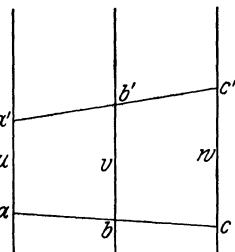


Abb. 8. Fluchtlinientafel mit parallelen Skalen.

Die Gleichung $y = x \cdot z$ geht durch Logarithmieren in die Form $\lg y = \lg x + \lg z$ über; hier hätte man also statt der gleichmäßigen die logarithmischen Teilungen aufzutragen. In diesem einfachen Fall des Produktes ist nun allerdings der Rechenschieber vorzuziehen, aber wenn noch zusätzliche Konstanten oder Potenzen vorhanden sind, lassen sich diese in die Fluchtlinientafeln leicht einarbeiten. Um die Gleichung $y^m = x^m \cdot z^r$ oder $n \lg y = m \lg x + r \lg z$ darzustellen, braucht z. B. nur das Längenmaß der Teilungen im Verhältnis m, n, r geändert zu werden (s. Beispiele Abschn. E, S. 57).

Es ist durchaus nicht erforderlich, daß die Skalenträger gleichen Abstand haben und parallel sind; ja es brauchen nicht einmal Gerade zu sein, aber der Fall der krummlinigen Skalen spielt wegen der schwierigeren Zeichnung nur eine geringe Rolle. Um die Bedingungen des allgemeinen Falles dreier Geraden aufzustellen, legt man ein rechtwinkliges Achsenkreuz mit seinem Anfangspunkt auf die mittlere Gerade (Abb. 9) und rechnet die Teilungen auf den Geraden von der x -Achse aus. Die Neigungswinkel der Geraden gegen die x -Achse seien $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$, die Schnittpunkte mit der x -Achse liegen bei $-m, 0, n$, dann haben die Geraden die Gleichungen $y = \operatorname{tg} \alpha_1 (x + m)$, $y = \operatorname{tg} \alpha_2 x$, $y = \operatorname{tg} \alpha_3 (x_3 - n)$. Die Punkte $x_1 y_1, x_2 y_2, x_3 y_3$ liegen auf einer Geraden (der Fluchtlinie), wenn $y_2 - y_1 : x_2 - x_1 = y_3 - y_1 : x_3 - x_1$. Indem die xy durch uvw ausgedrückt werden ($y_1 = u \sin \alpha_1, x_1 = u \cos \alpha_1 - m$ usw.),

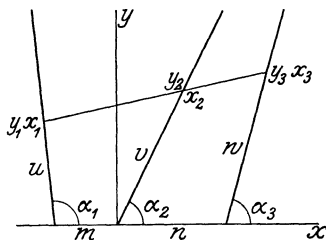


Abb. 9. Fluchtlinientafel mit geneigten Skalen.

erhält man daraus

$$\left. \begin{aligned} uv \sin(\alpha_1 - \alpha_2) + uw \sin(\alpha_3 - \alpha_1) + vw \sin(\alpha_2 - \alpha_3) + v(m+n) \sin \alpha_2 \\ - mw \sin \alpha_3 - nu \sin \alpha_1 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

oder mit einigen Umformungen

$$\frac{v - m \frac{\sin \alpha_1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}}{v - n \frac{\sin \alpha_3}{\sin(\alpha_3 - \alpha_2)}} = \frac{u - m \frac{\sin \alpha_2}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}}{u - (m+n) \frac{\sin \alpha_3}{\sin(\alpha_3 - \alpha_1)}} \cdot \frac{w - (n+m) \frac{\sin \alpha_1}{\sin(\alpha_3 - \alpha_1)}}{w - n \frac{\sin \alpha_2}{\sin(\alpha_3 - \alpha_2)}} \quad (2)$$

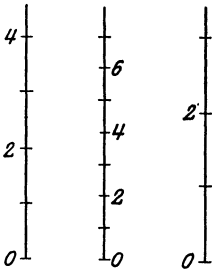


Abb. 10a.

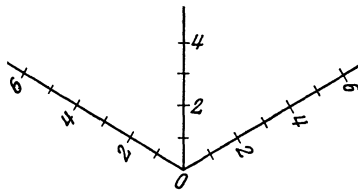


Abb. 10b.

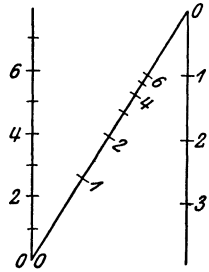


Abb. 10c.

Abb. 10a bis 10c. Besondere Fälle von Fluchtlinientafeln.

Also die Gleichung $Y = XZ$ läßt sich auch in dieser Form darstellen, wenn projektive Teilungen verwendet werden; und eine große Zahl anderer Gleichungen läßt sich gleichfalls mittels geeigneter Teilungen in obige Form überführen.

Sonderfälle. a) Drei Parallele, $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$, aus (1) wird

$$(m+n)v = mw + nu.$$

Wenn $m = n$ ist, haben wir den bereits oben erörterten Fall; die Verschiedenheit von m und n bedingt nur verschiedenes Längenmaß für alle drei Teilungen, was unter Umständen für die Ausnutzung der Genauigkeit und der Grenzen von Wert ist (Abb. 10a).

b) Drei sich in einem Punkt unter 60° schneidende Geraden, $m = n = 0$, $\alpha_1 - \alpha_2 = \alpha_2 - \alpha_3 = 60^\circ$. Aus (1) folgt

$$\frac{1}{v} = \frac{1}{u} + \frac{1}{w} \quad (\text{Abb. 10 b}).$$

c) Zwei Parallele und eine geneigte Gerade, $\alpha_1 = \alpha_3$, $\alpha_2 = 0$, $m = 0$. Aus (1) folgt $\frac{v}{v-n} = \frac{u}{w}$; auch auf diese Weise läßt sich also die Multiplikation darstellen, wobei neben zwei gleichmäßigen Teilungen eine projektive auftritt (Abb. 10c).

Wie aus dieser kurzen Übersicht schon hervorgeht, läßt sich jede Aufgabe auf sehr verschiedene Weise lösen; je nach dem Bereich der Variablen und der gewünschten Genauigkeit wird man verschiedene Wege wählen.

E. Beispiele.

a) **Selbstinduktion und Kapazität von Doppelleitungen.** Für eine Doppelleitung, deren Leiter den Radius r und den Abstand a haben, berechnet sich die Selbstinduktion L pro km nach der Formel $L = \left(4 \ln \frac{a}{r} + 1\right) \cdot 10^{-4} \text{ H/km}$,

die Kapazität C pro km nach $C = \frac{1}{36 \ln \frac{a}{r}} \mu\text{F}/\text{km}$. Nach einigen Umformungen

unter Einführung der Briggschen Logarithmen und des Durchmessers $d = 2r$ kann man dafür auch folgende zwei Gleichungen schreiben:

$$\frac{10^4 L - 1}{9,21} - \lg 2 = \lg a - \lg d \quad \text{und} \quad \frac{1}{82,89 C} - \lg 2 = \lg a - \lg d .$$

Damit sind wir in beiden Fällen auf die Form $v = u - w$ gekommen; und zwar sind die rechten Seiten beider Formeln gleich, die Größen u und w werden also durch dieselben logarithmischen

Skalen dargestellt, so daß v als Doppelskala mit einer gleichförmigen Teilung für L und einer projektiven für C , beide wegen der Zusatzkonstanten mit verschobenem Nullpunkt, ausgestaltet werden kann (Abb. 11). Die Lage und das Längenmaß der mittleren Skalen wird am einfachsten durch Berechnung einiger Punkte gefunden. Eine gleichzeitige Multiplikation von a und d mit demselben Faktor hat keinen Einfluß auf das Resultat; es kann dadurch der Bereich der Tafel erheblich erweitert werden. Die durch die Verbindungslinie zwischen $a = 10$ und $d = 5$ bestimmten Größen L und C würden also z. B. auch für $a = 2 \text{ cm}$ und $d = 1 \text{ mm}$ gelten. (Für den praktischen Gebrauch empfiehlt sich eine etwas weiter gehende Unterteilung der Skalen bei größerem Maßstab.)

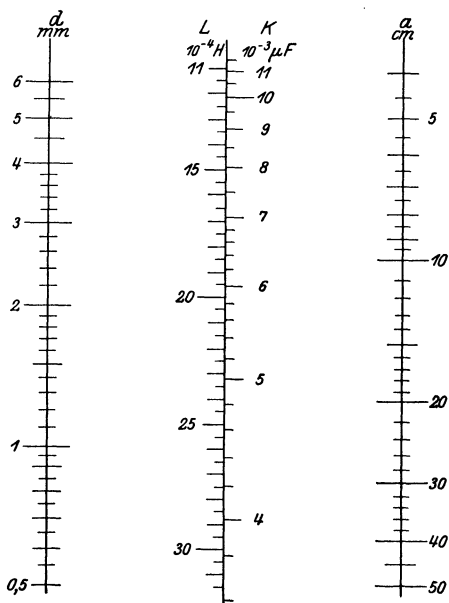


Abb. 11. Selbstinduktion und Kapazität von parallelen Drähten.

b) Widerstandszuwachs und innere Selbstinduktion von geraden Drähten bei Wechselstrom.

Die Hautwirkung bei Wechselstrom berechnet

sich mit Hilfe Besselscher Funktionen aus der Größe $x = D \sqrt{\frac{\pi \omega \mu \sigma}{8} \cdot 10^{-5}}$, wobei D

der Durchmesser, μ die Permeabilität, σ die Leitfähigkeit des Drahtes und ω die

Kreisfrequenz ist (siehe S. 315). Es ist also $\lg x = \lg D + \frac{1}{2} \lg \omega + \frac{1}{2} \lg \frac{\pi \mu \sigma}{8} \cdot 10^{-5}$,

und wir haben wieder die einfache Summenformel, allerdings mit mehr als zwei Variablen. Wenn es sich um ein bestimmtes Drahtmaterial, z. B. Kupfer ($\mu = 1$, $\sigma = 57$), handelt, ist das letzte Glied eine Konstante, die nur eine Nullpunktverschiebung einer Skala verursacht, und wir können in der bekannten Weise eine Fluchtlinientafel zeichnen. Das ist in Abb. 12 geschehen (die beiden äußeren und die mittlere Skala); aber auf der mittleren Geraden ist nicht die Hilfsgröße x , die ja nicht weiter interessiert, sondern unmittelbar die Widerstandszunahme in Prozenten

$100 \frac{w' - w_0}{w_0}$ und die innere Selbstinduktion in der Form $\frac{\omega L'}{w_0}$ als Doppelskala

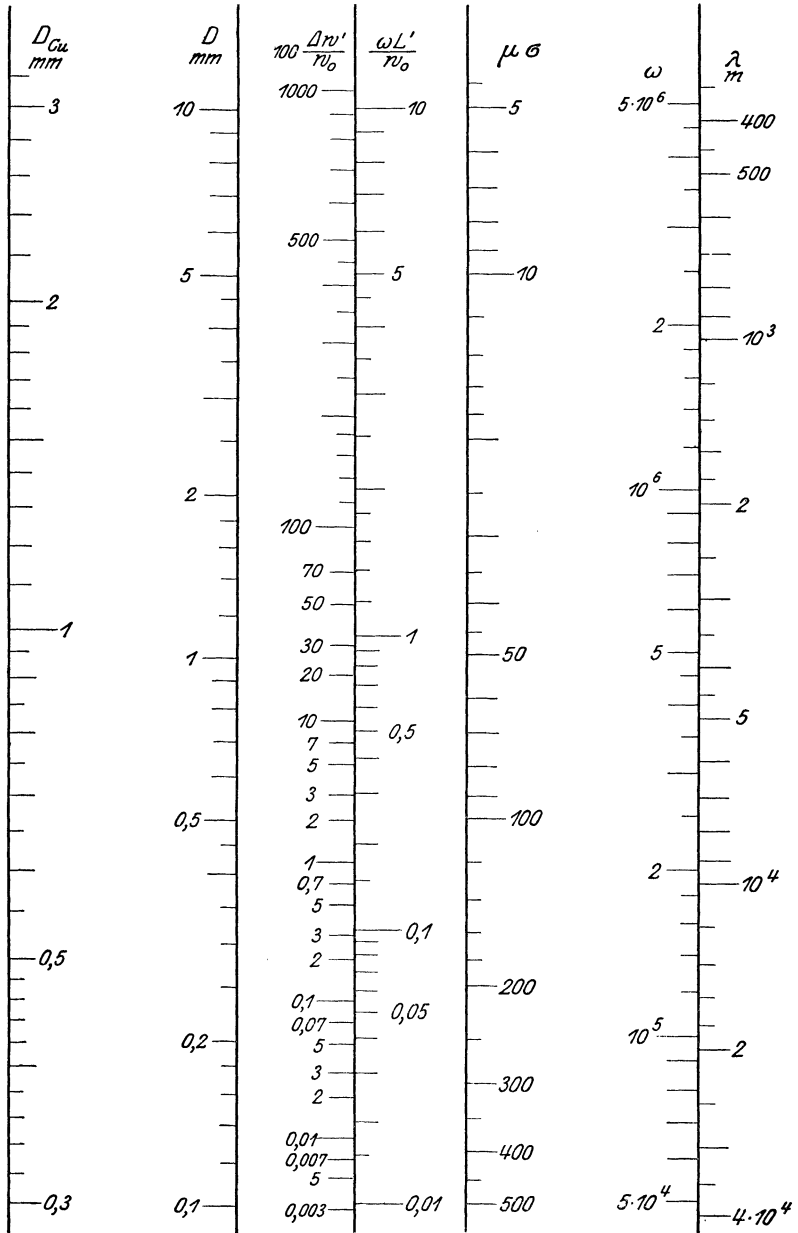


Abb. 12. Hautwirkung bei geraden Drahnen.

aufgetragen (w' Wirkwiderstand, w_0 Gleichstromwiderstand, L' innere Selbstinduktion). Außerdem ist auch die rechte Skala als Doppelskala ausgebildet, indem neben der Kreisfrequenz ω die entsprechenden Werte der Wellenlänge λ in m aufgetragen sind. Um die Tafel nun auch für andere Stoffe als Kupfer zu benutzen, sind noch zwei weitere Skalen D und $(\mu \sigma)$ gezeichnet; mit ihrer Hilfe wird zunächst ein Punkt auf der linken Skala festgelegt (entsprechend der Formel $\lg D_{\text{Cu}} = \lg D + \frac{1}{2} \lg \mu \sigma + \frac{1}{2} \lg \frac{\pi}{8} 10^{-5}$) und dann aus dem so gefundenen Punkt und dem gegebenen ω (oder λ) w' und L' graphisch berechnet. Was hier auf einem Blatt vereinigt ist, würde in Tabellenform mehrere Seiten füllen, ganz abgesehen davon, daß die Interpolation bei Tabellen sehr viel unbequemer ist. Auch bei dieser Tafel läßt sich der Gültigkeitsbereich noch erweitern; zu zehnfach größerem D gehört ein hundertmal kleineres ω (hundertmal größeres λ) usw.

5. Fehlerrechnung.

Jede Messung ist mit Fehlern behaftet; um ihre Größe abzuschätzen, muß man auf die Fehlerursachen zurückgehen, nur so läßt sich die Genauigkeit des Endresultates beurteilen. Das ist auch für die Ausrechnung von Wichtigkeit, um unnötige Rechenarbeit (z. B. Benutzung 7stelliger Logarithmen bei Fehlern von einigen Promille, wobei der gewöhnliche Rechenschieber ausreicht) zu sparen und andererseits die Beobachtungsergebnisse voll auszunutzen und richtig zu beurteilen. Die Fehlerursachen liegen in der Person des Messenden (ungenauere Einstellung und Ablesung), in den Apparaten (Fehler der Eichung und Kalibrierung) und in den Einflüssen der Umgebung (Temperatur, Luftfeuchtigkeit, erdmagnetisches Feld usw.). Die Größe der dadurch hervorgerufenen Einzelfehler muß kritisch abgeschätzt werden, und dann kann der mögliche Fehler des Gesamtergebnisses berechnet werden. Da die Fehler klein gegen die gemessenen Größen sind, kann man sich bei der Ausrechnung der Näherungsregeln für das Rechnen mit kleinen Größen bedienen. Die wichtigsten dieser Näherungsregeln sind:

$$(1 + \varepsilon)^n = 1 + n\varepsilon, \quad a^{1+\varepsilon} = a(1 + \varepsilon \ln a),$$

$$\ln(1 + \varepsilon) = \varepsilon, \quad \lg(1 + \varepsilon) = 0,43 \cdot \varepsilon,$$

$$(1 + \varepsilon)(1 + \delta)(1 + \gamma) = 1 + \varepsilon + \delta + \gamma.$$

Aus der letzten dieser Formeln folgt, daß bei Produkten, dem häufigst vorkommenden Fall, die prozentischen Fehler der Einzelmessungen zu addieren sind. Da die Fehler sowohl positiv wie negativ sein können, ist immer bei der Ausrechnung der ungünstigste Fall anzunehmen, daß alle Fehler unabhängig von den Vorzeichen in den Gleichungen nach derselben Richtung wirken. Die Abschätzung der Einzelfehler kann auch häufig zu einer Vereinfachung der Beobachtungen selbst führen; wenn nämlich einer der Fehler verhältnismäßig groß ist, hat es keinen Zweck, andere Größen mit hoher Genauigkeit festzulegen.

Liegen mehrere Beobachtungen derselben Größe vor, so wird der wahrscheinlichste Wert durch das arithmetische Mittel angegeben. Dabei ist Voraussetzung, daß alle Einzelbeobachtungen gleich zuverlässig sind; andernfalls werden die Beobachtungsergebnisse zunächst mit ihrem Gewicht (das sind Zahlen, die der Zuverlässigkeit angenähert proportional sind) multipliziert und die so erhaltene Summe durch die Summe der Gewichte dividiert. Die Differenzen der Einzelmessungen $b_1 b_2 \dots$ gegen das Mittel \bar{b} geben die Fehler der Einzelmessung ($A_1 = b_1 - \bar{b}$, $A_2 = b_2 - \bar{b}$ usw.) an. Man bezeichnet, wenn n die Zahl der Beobachtungen ist:

$S = \Delta_1^2 + \Delta_2^2 + \Delta_3^2 + \dots$ als Summe der Fehlerquadrate,

$\frac{S}{n-1}$ als mittleres Fehlerquadrat,

$\pm \sqrt{\frac{S}{n-1}}$ als mittlerer Fehler der Einzelbeobachtung,

$\pm \sqrt{\frac{S}{n(n-1)}}$ als mittleren Fehler des Resultates.

Als wahrscheinliche Fehler bezeichnet man $\frac{2}{3}$ der mittleren Fehler. Zu beachten ist, daß einseitige Fehler, die durch Apparate usw. hineingekommen sein können, durch diese Betrachtungen nicht erfaßt werden und besonders berücksichtigt werden müssen.

In vielen Fällen führt die einfache Mittelbildung nicht zum Ziel, z. B. immer, wenn gleichzeitig mehrere Größen aus den Beobachtungen zu berechnen sind. In diesen Fällen bietet die Methode der kleinsten Quadrate einen Weg, um die wahrscheinlichsten Werte zu berechnen. (Näheres über die Methode s. Kohlrausch: Lehrbuch der praktischen Physik.)

II. Physik.

Bearbeitet von W. Jaeger.

1. Allgemeines.

A. Mechanik, Dimensionen, Maßsystem.

a) Einheiten, Grundeinheiten, Dimensionen.

Die physikalischen Größen werden bei der Messung auf Einheiten zurückgeführt; die dabei erhaltene Zahl (Maßzahl) gibt die Anzahl der Einheiten an, welche die Größe enthält (z. B. 10 Ampere). Wird die Einheit geändert, so ändert sich die Maßzahl im umgekehrten Verhältnis; das Produkt beider ist konstant. Die Einheiten werden, soweit sie nicht rein empirischer Natur sind (z. B. Radiumstandard) meist auf die *Grundeinheiten* der Länge [l], Masse [m] und Zeit [t] zurückgeführt¹⁾, welche selbst willkürliche empirische Größen sind. In der Regel benutzt man jetzt das Zentimeter, das Gramm und die Sonnensekunde als Grundeinheiten (C-G-S-System). Diese Einheiten nennt man die absoluten Einheiten. Für diese lassen sich dann die sog. Dimensionen angeben, bei denen die Einheiten durch Potenzen von l , m , t ausgedrückt werden (in eckigen Klammern), z. B. Geschwindigkeit = Länge durch Zeit = [l/t] usw. In der Praxis benutzt man im elektrischen Gebiet statt der absoluten Einheiten die empirischen internationalen Einheiten Ohm, Ampere usw., die den absoluten Einheiten möglichst nahe gebracht worden sind (s. später S. 90).

b) Mechanische Größen im C-G-S-System.

Geschwindigkeit: Einheit ist die Geschwindigkeit von 1 cm in der Sekunde; Dim. = [cm/sec].

Beschleunigung: Einheit ist die Beschleunigung, bei welcher die Geschwindigkeit in der Sekunde um 1 cm/sec wächst; Dim. = [cm/sec²].

¹⁾ Als Zeiteinheit gilt die *mittlere Sonnensekunde* (1 *Sternsekunde* = 0,99727 Sonnensekunden).

Kraft, Gewicht = Masse \times Beschleunigung; Einheit ist die Kraft, welche der Masse von 1 g in der Sekunde die Beschleunigung von 1 cm/sec² erteilt; die Einheit heißt das Dyn (annähernd gleich dem Gewicht von 1 mg auf der Erdoberfläche). Dim. = [cm \cdot g/sec²]¹).

Druck, Einheit ist der Druck von 1 Dyn auf 1 cm² in senkrechter Richtung (annähernd gleich 10⁻⁶ Atm.). Die Einheit heißt das Bar. Dim. = [g/cm sec²].

Arbeit, Energie, lebendige Kraft. Die Einheit ist die Arbeit, welche 1 Dyn ausübt, wenn sich sein Angriffspunkt in der Richtung der Kraft um 1 cm verschiebt. Die Einheit heißt das Erg (annähernd = 10⁻⁷ Wattsekunden = 2,390 \cdot 10⁻⁸ g-Cal.). Dim. = [cm²g/sec²].

Leistung. Einheit ist die in der Sekunde verrichtete Einheit der Arbeit (Erg/sec), angenähert = 10⁻⁷ Watt. Dim. = [cm²g/sec³].

Drehmoment, Richtkraft = Kraft \times Hebelarm; Einheit ist Dyn \times cm. Dim. = [cm²g/sec²].

Trägheitsmoment, Masse \times Quadrat des Abstands; Dim. der Einheit = [g \cdot cm²].

Dichte, Masse durch Volumen; Dim. der Einheit = [g/cm³].

Durch die unter „Arbeit“ angegebenen Beziehungen zur Wattsekunde und zur Calorie stehen die mechanischen Maße im Zusammenhang mit den elektrischen und thermischen Größen. [Vgl. auch die Tabelle der elektrischen Maße (S. 91) und die Tabellen im Anhang].

Außer den obenstehenden mechanischen Grundeinheiten werden u. a. auch noch folgende mechanische Einheiten für Druck, Arbeit und Leistung gebraucht (hinsichtlich der Kraft siehe Fußnote 1):

Druck: Normale Atmosphäre = Druck einer Säule von 76 cm Quecksilber von 0° bei „normaler“ Schwerebeschleunigung = 1,01325 \times 10⁶ Dyn/cm² = 1033,28 Grammgewicht/cm². — **Technische Atmosphäre** = 1 Kilogrammgewicht/cm² = 0,98062 \times 10⁶ Dyn/cm².

Arbeit = Kraft \times Weg; **Kilogramm-meter** (Hebung von 1 Kilogramm um 1 Meter) = 0,98062 \times 10⁸ Erg.

Leistung = Arbeit/Zeit; **Pferdestärke** = 75 Kilogramm-meter in der Sekunde = 73,6 \times 10⁸ Erg/sec.

Neuerdings wird auch das **Kilowatt** = 10¹⁰ Erg an Stelle der Pferdestärke als Leistungseinheit gewählt.

c) Mechanische Grundgesetze.

α) Zwei Massenpunkte ziehen sich mit einer Kraft an, die umgekehrt dem Quadrat der Entfernung ist. Zwei Massen von 1 g, die sich in der Entfernung von 1 cm befinden, ziehen sich mit der Kraft von 6,68 \cdot 10⁻⁸ Dyn an. (Allgemeine Gravitationskonstante = 6,68 \cdot 10⁻⁸ cm³/gsec².) Die **Schwerebeschleunigung** an der Erdoberfläche unter 45° Breite und in Meereshöhe ist g = 980,62 cm/sec² („normale Schwere“ = 980,665 cm/sec²).

β) Ist \mathfrak{R}_i nach Größe und Richtung die Summe der am Massenpunkt m_i angreifenden Kräfte, \mathbf{v}_i deren Geschwindigkeit und \mathbf{r}_i der von einem Aufpunkt nach dem Massenpunkt gezogene Leitstrahl, so gelten für die Mechanik starrer, fester, flüssiger und gasförmiger Körper die Gleichungen:

$$\sum \mathfrak{R}_i = \sum m_i \frac{d\mathbf{v}_i}{dt}; \quad \sum [\mathbf{r}_i \mathfrak{R}_i] = \frac{d}{dt} \sum [m_i \mathbf{r}_i \mathbf{v}_i], \quad (1)$$

wobei die Summen über alle in Betracht kommenden Punkte zu nehmen sind. Für die Statik sind die rechten Seiten der Gleichungen Null.

Bei **Zentralkräften** (Kräfte, die geradlinig von einem Punkt ausgehen) ist $[\mathbf{r} \mathfrak{R}] = 0$, daher $[\mathbf{r} \mathbf{v}] = \text{konst.}$, d. h. die vom Leitstrahl in gleichen Zeiträumen beschriebenen Flächen haben gleiche Größe (Keplersches Gesetz).

Wenn das Arbeitsintegral für eine geschlossene Kurve mit dem Element $d\mathfrak{s}$ Null ist $\oint \mathfrak{R} d\mathfrak{s} = 0$ (z. B. bei Zentralkräften), dann hat die Kraft ein **Potential**

$V = \sum \frac{m}{r}$); es ist $\mathfrak{R} = -\nabla V$. Ferner gilt, wenn $L = \frac{1}{2} m v^2$ die **lebendige Kraft** ist: $L + V = \text{konst.}$

¹) In der Physik versteht man unter Gramm, Kilogramm usw. die entsprechende Masse, während in den technischen Disziplinen meist das Gewicht der betreffenden Massen mit demselben Namen bezeichnet wird. Das Gewicht ist aber mit der Schwerebeschleunigung variabel (Gewicht = Masse mal Beschleunigung), z. B. ist das Gewicht eines Kilogramms an der Erdoberfläche unter 45° Breite und in Meereshöhe = 10⁶/1,01976 = 0,98062 \times 10⁶ Dyn. Nach der gesetzlichen internationalen Festlegung ist das Kilogramm eine Masse (= der Masse des in Breteuil im Bureau internationale des poids et mesures aufbewahrten Prototyps).

²) Das Potential ist noch mit der Masseneinheit zu multiplizieren, die hier gleich 1 gesetzt ist.

d) Pendelgleichung.

Wenn für einen schwingenden Körper K das Trägheitsmoment bedeutet und D die Richtkraft, die ihn in die Gleichgewichtslage zurückzuführen sucht, so ist die (ganze) Schwingungsdauer T_0 des ungedämpft schwingenden Körpers¹⁾:

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{K}{D}}. \quad (2)$$

Ist außerdem eine dämpfende Kraft vorhanden, die der Geschwindigkeit des Körpers und einer Dämpfungskonstante p proportional ist, so nehmen die Amplituden der Schwingungen in einer geometrischen Reihe ab. Sind α_1 und α_2 zwei aufeinanderfolgende gleichsinnige Amplituden, so ist das Dämpfungsverhältnis $k = \alpha_1 : \alpha_2$ konstant für alle Schwingungen. $\vartheta = \ln k$ heißt das logarithmische Dekrement. Die Schwingungsdauer wird durch die Dämpfung größer; es ist

$$T = T_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\vartheta}{2\pi}\right)^2}; \quad (3)$$

ferner ist $\vartheta = \frac{p T}{2K}$.

Ganz analog sind die Verhältnisse beim Thomsonschen Schwingungskreis; dort entspricht K der Selbstinduktion L , p dem Widerstand R und D dem Wert $1/C$ ($C =$ Kapazität) (vgl. S. 79 und 182).

B. Akustik.

a) Die **Hörbarkeit** von Schwingungen erstreckt sich von etwa 16 Schwingungen in der Sekunde (Subkontra-C) bis 20 000 (individuell verschieden). Die tiefsten in der Hochfrequenz benutzten Schwingungen liegen somit im Bereich der Hörbarkeit. Als Normalton gilt das „eingestrichene a_1 “ mit 435 ganzen Schwing./sec²⁾.

b) Bei der **temperierten Stimmung** ist das Verhältnis zweier aufeinanderfolgenden Halbtöne gleich $\sqrt[12]{2} = 1,0595$; für die reinen Intervalle gelten im Verhältnis zum Grundton folgende Beziehungen:

Oktave	2 : 1	Kleine Terz	6 : 5
Quinte	3 : 2	Großer Ganzton	9 : 8
Quarte	4 : 3	Kleiner Ganzton	10 : 9
Große Terz	5 : 4	Halber Ton	16 : 15

Geht man in reinen Quinten von einem Ton aufwärts und abwärts, so erhält man sämtliche reinen Töne (Quintenzirkel).

Die Schwingungszahlen für die Töne der eingestrichenen Oktaven in temperierter Stimmung sind die folgenden:

c	258,7	fis oder ges	365,8
cis oder des	274,0	g	387,5
d	290,3	gis oder as	410,6
dis oder es	307,6	a	435,0
e	325,9	ais oder b	460,9
f oder eis	345,3	h oder ces	488,3

Die Töne der höheren oder niederen Oktaven erhält man daraus durch Multiplikation oder Division mit 2, 4, 8 usw.

¹⁾ Oft wird auch die *halbe* Schwingungsdauer angegeben. Die Zahl der (ganzen) Schwingungen in der Sekunde heißt die *Frequenz* f ; es ist $f = 1/T$. Wenn λ die Wellenlänge, c die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Wellen in einem Medium bedeutet, so bestehen die Beziehungen $\lambda = cT = c/f$. Die Größe $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ bezeichnet man als *Kreisfrequenz*.

²⁾ Nach französischer Bezeichnung hat der Normalton 870 Schwingungen/sec, weil hierbei *halbe* Schwingungen gezählt werden.

c) Schwebungen. Bei der Übereinanderlagerung von Tönen, deren Schwingungszahlen wenig verschieden sind, entstehen Schwebungen, deren Anzahl in der Sekunde durch die Differenz der beiden Schwingungszahlen bestimmt ist. Wenn die Anzahl der Schwebungen in das Gebiet der Hörbarkeit fällt, entstehen Schwebungstöne (Heterodynempfang). Bei sehr hohen Schwingungszahlen genügt schon ein kleiner prozentischer Unterschied der beiden Schwingungszahlen, um einen Schwebungston zu erzeugen; z. B. bei 100000 Schwingungen (entsprechend einer Hochfrequenzwelle von 3000 m) entspricht ein Unterschied von 4 Promille in den Schwingungszahlen etwa dem eingestrichenen *a*.

d) Bestimmung der Tonhöhe. Man kann hierzu eine Stimmgabel in Verbindung mit einem Monochord benutzen oder, wenn der betreffende Ton dem Stimmgabelton naheliegt, den Unterschied der Schwingungen durch Schwebungen feststellen. Bequemer sind kontinuierlich veränderliche Tonquellen, wie die Sirene, bei der sich die Tonhöhe aus der Umdrehungszahl und der Anzahl der Löcher ergibt, oder die empirisch geeichte Galtonpfeife oder der mit einer Elektronenröhre betriebene Tonsender. Auch mit Resonatoren läßt sich die Tonhöhe bestimmen. Näheres s. z. B. bei Kohlrausch, F.: Lehrbuch der praktischen Physik.

e) Schallgeschwindigkeit. Die Schallgeschwindigkeit in trockener Luft von 0° beträgt 330 m/sec; in Metallen ist sie erheblich größer, z. B. (bei 18°) in

Kupfer	3600 m/sec
Stahl	5100 „
Blei	1300 „

2. Elektrizität und Magnetismus.

A. Kraftlinien, Feldstärke, Potential usw.

a) Kraftlinien, Feldstärke.

Die von elektrischen oder magnetischen Massen ausgehenden Kraftwirkungen werden nach Faraday durch „Kraftlinien“ dargestellt; diese sind polare Vektoren, deren Richtung an jeder Stelle des Raumes mit der Kraftrichtung zusammenfällt und deren Dichte pro cm^2 bzw. deren Anzahl im Querschnitt Eins als „Feldstärke“ bezeichnet wird. Befindet sich in dem durch die Kraftlinien dargestellten (elektrischen oder magnetischen) Kraftfeld eine (elektrische oder magnetische) Masse, so stellt das Produkt:

$$\text{Masse} \times \text{Feldstärke} = \text{Kraft} \quad (4)$$

die auf die Masse in Richtung der Kraftlinie ausgeübte Kraft (in Dyn) dar. Nach dem oben Gesagten gilt ferner:

Kraftlinienzahl = Querschnitt \times Feldstärke; Kraftliniendichte = Feldstärke. Von der isolierten *Einheitsmasse* gehen aus:

$$4\pi \text{ Kraftlinien.}$$

Daher: Dimension der Kraftlinie gleich derjenigen der (elektrischen oder magnetischen) Masse. Die Gesamtheit der Kraftlinien stellt das (elektrische oder magnetische) *Feld* (Kraftfeld) dar.

b) Feld, Niveaflächen.

Man unterscheidet 1. wirbelfreie oder lamellare, 2. komplex-lamellare, 3. solenoidale oder quellenfreie Felder.

Bezeichnet allgemein \mathfrak{A} den Kraftlinien- bzw. Feldstärkenvektor, so ist die Bedingung dafür, daß zu dem Vektor orthogonale Flächen (Niveau- oder Äquipotentialflächen) gelegt werden können:

$$\mathfrak{A} \cdot \text{rot } \mathfrak{A} = 0, \quad \text{komplex-lamellares Feld,} \quad (5)$$

d. h. der Vektor muß senkrecht auf seinem Rotor stehen. Die Bedingung wird auch erfüllt durch:

$$\operatorname{rot} \mathfrak{A} = 0, \text{ lamellares oder wirbelfreies Feld.} \quad (6)$$

Dann läßt sich nach der Vektoretheorie \mathfrak{A} durch den Gradienten eines Skalars (Potential V) ausdrücken: $\mathfrak{A} = -\nabla V$.

Wenn ferner $\operatorname{div} \mathfrak{A} = 0$ ist, muß nach dem Gauss'schen Satz der Gesamtvektorfluß durch eine geschlossene Oberfläche Null sein, d. h. in dem betreffenden Raum ist keine Quelle oder Senke (elektrische oder magnetische Masse) vorhanden:

$$\operatorname{div} \mathfrak{A} = 0, \text{ solenoides oder quellenfreies Feld.} \quad (7)$$

Ist sowohl $\operatorname{div} \mathfrak{A}$ wie $\operatorname{rot} \mathfrak{A}$ von Null verschieden, so kann das Feld in ein wirbelfreies und quellenfreies Feld zerlegt werden.

c) Kraftlinienröhre.

Sie entsteht, wenn durch die Umrandung einer beliebigen Fläche Kraftlinien gelegt werden. Die Anzahl der Kraftlinien in der Röhre ist konstant, daher gilt für den Querschnitt der Röhre (im quellenfreien Feld):

$$\text{Querschnitt} \times \text{Feldstärke} = \text{Kraftlinienzahl} = \text{Konstante.} \quad (8)$$

Der Querschnitt der Röhre ist also der Feldstärke umgekehrt proportional.

d) Potential, Niveauflächen, Arbeit.

Im wirbelfreien Feld ($\operatorname{rot} \mathfrak{A} = 0$) stehen die Kraftlinien senkrecht auf den Niveauflächen (s. oben S. 63) oder den Flächen gleichen Potentials. Der Vektor \mathfrak{A} (magnetische oder elektrische Feldstärke) wird dann gleich dem negativen Gradienten des Potentials gesetzt:

$$\mathfrak{A} = -\nabla V. \quad (9)$$

Ferner stellt $\int_1^2 \mathfrak{A} d\mathfrak{s} = -\int_1^2 dV = V_1 - V_2$ die Arbeit dar, wenn die (magnetische oder elektrische) Einheitsmasse auf einer beliebigen Kurve vom Potential V_1 auf das Potential V_2 gebracht wird; für eine geschlossene Kurve ist die Arbeit $\oint \mathfrak{A} d\mathfrak{s}$ gleich Null.

$V = \text{Konst.}$ stellt eine Niveaufläche dar, und die Gleichung $V(x, y, z, \alpha)$ mit dem Parameter α eine Schar von Niveauflächen.

Für die Trajektorien der Niveauflächen (Kraftlinien) bestehen dann die Differentialgleichungen:

$$dx : dy : dz = \frac{\partial V}{\partial x} : \frac{\partial V}{\partial y} : \frac{\partial V}{\partial z}. \quad (10)$$

Parallel zu den Niveauflächen findet keine Kraftwirkung statt. Niveauflächen können sich nicht schneiden, ebensowenig Kraftlinien.

Das Produkt aus dem Betrag des Kraftlinienvektors und dem Abstand zweier Niveauflächen ist für die ganze Fläche konstant (wegen $\operatorname{rot} \mathfrak{A} = 0$ nach dem Satz von Stokes); d. h. je größer der Vektor ist, je stärker also das Feld, desto näher liegen die Niveauflächen aneinander und umgekehrt.

Das Potential wird berechnet aus der Gleichung:

$$V = \sum \frac{m}{r} \quad \text{bzw.} \quad = \int \varrho \frac{d\tau}{r} \quad (11)$$

wo m die einzelnen Massenpunkte bzw. ϱ die Massendichte im Volumelement $d\tau$ bezeichnet und r die Entfernung eines Massenpunktes bzw. Volumelements von demjenigen Punkt, für den das Potential zu berechnen ist.

An den mit Massen von der Raumdichte ρ erfüllten Stellen gilt die

$$\text{Poissonsche Gleichung: } \Delta V = -4\pi\rho, \quad (12)$$

an den Stellen, an denen sich keine (elektrische oder magnetische) Masse befindet ($\rho = 0$) die

$$\text{Laplacesche Gleichung: } \Delta V = 0. \quad (13)$$

Im letzteren Falle ist dann also auch $\text{div}\mathfrak{A} = -\text{div}\nabla V = -\Delta V = 0$, d. h. das Feld ist auch quellenfrei (s. oben), während an den mit Masse von der Dichte ρ erfüllten Stellen $\text{div}\mathfrak{A} = -4\pi\rho$ ist.

An einer mit Masse von der Flächendichte σ belegten Fläche wird das Potential un stetig; die in Richtung der Normale zur Fläche genommenen Differentialquotienten des Potentials sind zu beiden Seiten der Fläche ungleich. Werden die beiden Differentialquotienten mit 1 und 2 bezeichnet und fällt $(\partial V/\partial n)_1$ in Richtung der Flächennormale des Mediums 1, so gilt nach der Poissonschen Gleichung (in Verbindung mit dem Gausschen Satz):

$$\left(\frac{\partial V}{\partial n}\right)_1 - \left(\frac{\partial V}{\partial n}\right)_2 = -4\pi\sigma. \quad (14)$$

e) Kraftfluß.

Unter Kraftfluß durch eine Fläche versteht man das Integral $\int \mathfrak{A} d\mathfrak{f}$, wo $d\mathfrak{f} = \vec{n} df$ nach Größe und Richtung das Flächenelement bedeutet (\vec{n} = Einheitsvektor der Flächennormale, df Betrag des Flächenelements).

Der von einem Massenpunkt m ausgehende Kraftfluß durch eine Fläche ist nach Gauss:

$$\int \mathfrak{A} d\mathfrak{f} = m\omega, \quad (15)$$

wobei $d\mathfrak{f}$ das Flächenelement und ω den Raumwinkel bedeutet, unter dem die Fläche von dem Punkt aus erscheint (ω = Projektion der Fläche auf die um m beschriebene Einheitskugel). Für eine geschlossene Fläche ist daher der Gesamtkraftfluß $= 4\pi \Sigma m$, wenn Σm die von der Fläche umschlossenen Massen bedeutet; diese Massen stellen eine Quelle des Kraftflusses dar. Wenn sich in dem von der Fläche begrenzten Raum keine Massen befinden, ist der Gesamtkraftfluß durch die Fläche Null (wie bei einer inkompressiblen Flüssigkeit); es münden dann ebensoviel Kraftlinien in der Fläche wie aus ihr austreten. (Kontinuitätsgleichung: $\text{div}\mathfrak{A} = 0$.)

B. Elektrostatik.

(In elektrostatischen Einheiten.)

a) Einheit der Elektrizitätsmenge.

Sie wird definiert durch das Coulombsche Gesetz, nach welchem sich im Vakuum zwei Elektrizitätsmengen e_1 und e_2 von ungleichem Vorzeichen mit einer Kraft anziehen, die umgekehrt proportional dem Quadrate ihrer Entfernung r ist:

$$\frac{e_1 e_2}{r^2} = \text{Kraft.} \quad (\text{Siehe auch unter b.}) \quad (16)$$

Im elektrostatischen Maßsystem ist daher die Einheit der Elektrizitätsmenge diejenige Menge, welche eine ihr gleich große Menge in der Einheit der Entfernung (1 cm) mit der Einheit der Kraft (1 Dyn) anzieht oder abstößt. Hieraus ergibt sich die Dimension der Einheit zu $[m^{1/2} \beta^{3/2} t^{-1}]$.

Für die elektrischen Massen und ihre Wirkungen gelten die Ausführungen unter A.

b) Elektrisches Feld.

Im elektrostatischen Feld, das durch Kraftlinien von der Feldstärke \mathfrak{E} dargestellt wird, gilt überall:

$$\operatorname{rot} \mathfrak{E} = 0, \quad \oint \mathfrak{E} d\mathfrak{s} = 0, \quad \mathfrak{E} = -\nabla V, \quad V = \sum \frac{e}{r}. \quad (17)$$

Das Feld ist also wirbelfrei; die Feldstärke \mathfrak{E} hat ein Potential V ; die Potential- oder Niveauflächen stehen senkrecht auf den Kraftlinien. Die Oberflächen der Leiter stellen Niveauflächen dar; im Innern der Leiter sind keine elektrischen Massen vorhanden; die Kraftlinien endigen senkrecht auf der Leiteroberfläche und setzen sich nicht in das Innere derselben fort. Im Innern der Leiter ist daher das Feld Null. Nur an der Grenzfläche zwischen Leiter und Dielektrikum und an der Grenzfläche zweier verschiedener Dielektriken sind elektrische Ladungen vorhanden. In dem von elektrischen Massen freien Dielektrikum ist $\Delta V = 0$, das Feld ist hier wirbelfrei und quellenfrei ($\operatorname{div} \mathfrak{E} = 0$).

c) Dielektrizitätskonstante.

Jedem Dielektrikum kommt eine Dielektrizitätskonstante ε (> 1) zu; im Vakuum ist $\varepsilon = 1$, in Luft und anderen Gasen nahe gleich Eins (1,0006 in Luft). Leiter verhalten sich in mancher Beziehung wie ein Dielektrikum von unendlich großem ε . Die Anziehungskraft zweier elektrischer Massen im Dielektrikum von der Dielektrizitätskonstante ε ist um den Faktor ε kleiner als im Vakuum nach dem Coulombschen Gesetz (s. unter a). Man setzt:

$$\varepsilon = 1 + 4\pi k \quad (18)$$

und nennt k die „Dielektrisierungszahl“. ε ist im elektrostatischen System dimensionslos. Das Coulombsche Gesetz lautet dann allgemein:

$$\text{Kraft} = \frac{e_1 e_2}{\varepsilon r^2}. \quad (19)$$

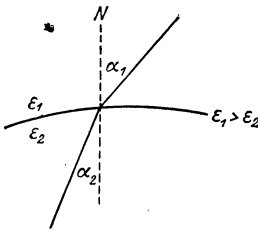


Abb. 13. Brechung der elektrischen Kraftlinien.

d) Brechung der elektrischen Kraftlinien.

An der Grenzfläche zweier Dielektriken mit den Konstanten ε_1 und ε_2 (Abb. 13) erleiden die elektrischen Kraftlinien eine Brechung. Für die Winkel α_1 und α_2 (spitzer Winkel gegen die Flächennormale), mit welchen die Kraftlinien in die Grenzfläche münden, gilt:

$$\tan \alpha_1 : \tan \alpha_2 = \varepsilon_1 : \varepsilon_2. \quad (20)$$

Die Kraftlinien werden also beim Eintritt in ein Dielektrikum mit größerem ε von der Normale N fortgebrochen.

e) Dielektrische Verschiebung \mathfrak{D} .

Diese Größe wird definiert durch die Gleichung:

$$\oint \mathfrak{D} d\mathfrak{f} \left(= \int \operatorname{div} \mathfrak{D} d\tau \right) = \int \rho d\tau = q, \quad (21)$$

d. h. die gesamte dielektrische Verschiebung durch eine geschlossene Fläche $\oint d\mathfrak{f}$ ist gleich der von der Fläche umschlossenen elektrischen Ladung $q = \int \rho d\tau$, wo ρ die Raumdichte für das Volumelement $d\tau$ bedeutet. Es ist also auch:

$$\operatorname{div} \mathfrak{D} = \rho. \quad (22)$$

Nach Maxwell ist zu setzen:

$$\mathfrak{D} = \varepsilon \mathfrak{E} / 4\pi, \quad (23)$$

d. h. \mathfrak{D} ist proportional der Dielektrizitätskonstante ε und der Feldstärke \mathfrak{E} .

¹⁾ Mitunter wird auch wegen der Analogie mit den magnetischen Größen (s. unter C, S. 69) $\mathfrak{D} = \varepsilon \mathfrak{E}$ gesetzt.

f) Elektrostatische Energie.

In einem Volumen, dessen Element $d\tau$ ist, beträgt die Energie U bei einer Verschiebung \mathfrak{D} unter Wirkung der Feldstärke \mathfrak{E} :

$$U = \frac{1}{2} \int \mathfrak{E} \mathfrak{D} d\tau = \frac{1}{8\pi} \int \varepsilon \mathfrak{E}^2 d\tau. \tag{24}$$

g) Freie und wahre Elektrizität.

Nach Gl. (17) berechnet sich das elektrostatische Potential, dessen negativer Gradient die elektrische Feldstärke darstellt, nach Analogie des Gravitationspotentials aus den elektrischen Massen e durch die Formel $\sum e/r$. Diese mit der Flächendichte σ' auf der Oberfläche verteilten *fingierten* Massen bezeichnet man als „freie Elektrizität“. Räumliche freie Elektrizität gibt es nicht. Dagegen berechnet sich die Flächendichte σ der „wahren Elektrizität“ aus der *Flächendivergenz* der dielektrischen Verschiebung: $\sigma = \text{div } \mathfrak{D}$, d. h.

$$\sigma = \frac{1}{4\pi} \left\{ \varepsilon_2 \left(\frac{\partial V}{\partial n} \right)_2 - \varepsilon_1 \left(\frac{\partial V}{\partial n} \right)_1 \right\}; \tag{25}$$

dagegen ist

$$\sigma' = \frac{1}{4\pi} \left\{ \left(\frac{\partial V}{\partial n} \right)_2 - \left(\frac{\partial V}{\partial n} \right)_1 \right\}. \tag{26}$$

h) Verschiebungsröhre.

Die von einem Leiter ausgehenden Kraftlinien endigen auf einem anderen Leiter, wobei die elektrischen Belegungen an den beiden Grenzflächen entgegengesetztes Zeichen haben; in sich geschlossene Kraftlinien gibt es nicht. In Richtung der Kraftlinie ist die auf die elektrische Einheitsmenge ausgeübte

$$\text{Kraft} = \varepsilon \mathfrak{E} = 4\pi \mathfrak{D}, \tag{27}$$

d. h. die dielektrische Verschiebung ist ein Maß für die elektrostatische Kraft. Für die Verschiebungsröhre (Krafröhre, Abb. 14) gilt die Beziehung:

$$\int \mathfrak{D} d\mathfrak{f} = \int \sigma d\mathfrak{f} = q, \tag{28}$$

wenn $\int d\mathfrak{f}$ den Querschnitt der Röhre an der Leiterfläche, σ die Flächendichte der wahren Elektrizität und q die gesamte elektrische Belegung der Fläche bedeutet.

Im Innern der Leiter ist \mathfrak{E} und \mathfrak{D} gleich Null. Die dielektrische Verschiebung in Richtung der Flächennormale ist gleich der Flächendichte:

$$\mathfrak{D}_n = \sigma. \tag{29}$$

Da $\int \mathfrak{D} d\mathfrak{f}$ für die ganze Verschiebungsröhre, also auch an den Grenzflächen konstant ist, tritt ebensoviele Elektrizität durch die Fläche I (Abb. 14) in die Röhre ein, wie durch die Fläche II austritt; es ist also:

$$q_1 = -q_2. \tag{30}$$

Die Elektrizitätsmenge q wird durch die Röhre hindurchgeschoben (daher der Name „Verschiebung“). Die Gesamtmenge der Elektrizität innerhalb der Röhre ist Null.

i) Kapazität.

Als Kapazität C eines Leiters bezeichnet man das Verhältnis seiner Ladung Q zu dem Potential (Spannung) V , zu dem er aufgeladen ist:

$$C = Q/V. \tag{31}$$

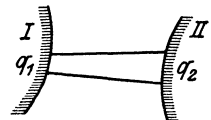


Abb. 14. Krafröhre.

C. Magnetostatik (bei Abwesenheit von Leiterströmen).

(In magnetischen Einheiten.)

Die Magnetostatik zeigt weitgehende Analogien mit der Elektrostatik; doch sind auch erhebliche Unterschiede vorhanden, wie aus dem folgenden näher hervorgehen wird.

a) Einheit des Magnetismus.

Sie wird ebenso wie die Einheit der Elektrizitätsmenge durch das Coulombsche Gesetz definiert (s. B. a).

Im magnetischen (bzw. elektromagnetischen) Maßsystem ist daher die Einheit des Magnetismus diejenige magnetische Menge, welche die ihr gleich große Masse in der Einheit der Entfernung (im Vakuum) mit der Einheit der Kraft (1 Dyn) anzieht oder abstößt. Die Dimension der Einheit ist daher auch hier (aber im magnetischen Maßsystem ausgedrückt) dieselbe wie bei der Elektrizitätsmenge im elektrostatischen System: $[m^{1/2} l^{3/2} t^{-1}]$.

Doch ist im Gegensatz zur Elektrizität zu beachten, daß isolierte negative oder positive magnetische Massen nicht vorkommen; vielmehr ist der Gesamtmagnetismus jedes magnetischen Körpers und Volumelements Null.

b) Magnetisches Feld.

Das Feld wird durch magnetische Kraftlinien von der Feldstärke \mathfrak{H} dargestellt. Diese Kraftlinien sind (im Gegensatz zur Elektrostatik) stets geschlossene Kurven; sie sind auch im Innern der magnetischen Körper vorhanden und erleiden im allgemeinen an der Grenzfläche dieser Körper eine Brechung.

Wenn keine Leiterströme vorhanden sind, läßt sich die Feldstärke \mathfrak{H} durch ein Potential ausdrücken; es ist dann in Analogie mit der Elektrostatik:

$$\operatorname{rot} \mathfrak{H} = 0, \quad \oint \mathfrak{H} d\mathfrak{s} = 0, \quad \mathfrak{H} = -\nabla V, \quad V = \Sigma m/r. \quad (34)$$

Das Integral $\int_1^2 \mathfrak{H} d\mathfrak{s}$ zwischen zwei Punkten 1 und 2 des Raumes wird als die *magnetische Spannung* dieser Punkte bezeichnet.

Die Einheit der magnetischen Feldstärke ist das Gauss; Dimension $[g^{1/2} \text{cm}^{-1/2} \text{sek.}^{-1}]$.

c) Suszeptibilität, magnetische Intensität.

Jeder magnetische Körper besitzt eine *Suszeptibilität* κ ; diesem Faktor und der Feldstärke \mathfrak{H} ist die Magnetisierung der Volumeinheit, die „magnetische Intensität“ J proportional:

$$J = \kappa \mathfrak{H}. \quad (35)$$

d) Permeabilität, magnetische Induktion.

An der Grenzfläche der magnetischen Körper tritt eine magnetische Belegung von der Flächendichte J auf, die pro Flächeneinheit $4\pi J$ Kraftlinien erzeugt. Diese addieren sich zu der Feldstärke \mathfrak{H} und ergeben mit dieser die „magnetische Induktion“ \mathfrak{B} :

$$\mathfrak{B} = \mathfrak{H} + 4\pi J = (1 + 4\pi \kappa) \mathfrak{H} = \mu \mathfrak{H}. \quad (36)$$

Die „Permeabilität“ μ (dimensionslos im magnetischen Maßsystem) entspricht der Dielektrizitätskonstante ϵ der Elektrizität, die magnetische Induktion der dielektrischen Verschiebung.

Es gibt para- und diamagnetische Körper ($\mu \gtrless 1$).

Wenn das die Induktion \mathfrak{B} erzeugende magnetische Feld \mathfrak{H} klein ist gegen die Intensität J , kann

$$\mathfrak{B} = 4\pi J. \quad (37)$$

gesetzt werden.

Da es keine isolierten einpoligen Magnetismen gibt, ist das magnetische Feld quellenfrei, d. h. es ist stets:

$$\operatorname{div} \mathfrak{B} = 0. \quad (38)$$

e) Magnetischer Fluß.

Wenn eine Fläche $\int d\vec{f}$, deren Flächenelement $d\vec{f}$ ist, von magnetischen Kraftlinien durchsetzt wird, so bezeichnet man als magnetischen Fluß Φ den Ausdruck:

$$\Phi = \int \mathfrak{B} d\vec{f}. \quad (39)$$

Der magnetische Fluß läßt sich durch die in einem Leiter induzierte EMK bestimmen (s. später). Sind die Kraftlinien gleichmäßig über einen Querschnitt q verteilt, den sie senkrecht durchsetzen, so ist $\Phi = \mathfrak{B}q$ und die Induktion \mathfrak{B} demnach:

$$\mathfrak{B} = \Phi/q. \quad (40)$$

Aus \mathfrak{B} ergibt sich dann weiter nach Gl. (37) J .

Die Einheit des magnetischen Flusses heißt das Maxwell (Dimension $[cm^{3/2} g^{1/2} sec^{-1}]$).

f) Magnetisches Moment.

Für die Wirkung in die Ferne kann man sich die Flächenbelegung der ferromagnetischen Körper ersetzt denken durch zwei magnetische Massen (Pole) $+m$ und $-m$, die sich in einem Abstand l befinden.

α) Man bezeichnet dann die Größe

$$M = m l \quad (41)$$

als „magnetisches Moment“, welche ein Maß für die Stärke eines Magnets darstellt. Für dünne zylindrische Stäbe kann man l etwa zu $5/6$ der Stablänge annehmen. Wird M durch das Volumen v des Magnets dividiert, so erhält man die magnetische Intensität

$$J = M/v. \quad (42)$$

β) Der magnetische Fluß im Magnet ist also bei Vernachlässigung des Feldes \mathfrak{H} :

$$\Phi = \int \mathfrak{B} d\vec{f} = 4 \pi \int J d\vec{f} = 4 \pi M/l. \quad (43)$$

γ) Für das Potential eines Magneten erhält man, wenn $\mathfrak{M} = M \overline{\mathfrak{M}}$ das magnetische Moment nach Größe und Richtung, ferner r den Abstand der Mitte des Magnets von dem betrachteten Punkt bedeutet und r groß gegen die Länge des Magnets ist:

$$V = -\mathfrak{M} V \frac{1}{r} \quad \text{und daraus} \quad \mathfrak{H} = -\nabla V = \frac{M}{r^3} \{ 3 \bar{r} (\overline{\mathfrak{M}} \bar{r}) - \overline{\mathfrak{M}} \}, \quad (44)$$

d. h. die Feldstärke ist umgekehrt proportional der dritten Potenz des Abstandes r .

δ) Erste und zweite Hauptlage. Bei der Ablenkung eines im Erdfeld horizontal drehbaren Magnets durch einen festen Magnet unterscheidet man die erste und zweite Hauptlage (I und II in Abb. 16). Bedeutet M das magnetische Moment des festen Magnets, H die Horizontalintensität des Erdfeldes, φ den Ablenkungswinkel des drehbaren Magnets aus der Meridianrichtung und r die Entfernung zwischen den Magneten, so gilt angenähert bei genügend großer Entfernung und Abwesenheit anderer Drehmomente:

$$\left. \begin{array}{l} \text{in Hauptlage } I \quad M/H = (r^3 \operatorname{tg} \varphi)/2 \\ \text{,, ,, } II \quad M/H = r^3 \operatorname{tg} \varphi \end{array} \right\} \quad (45)$$

Die Ablenkung ist also in Hauptlage I doppelt so groß als in Lage II .

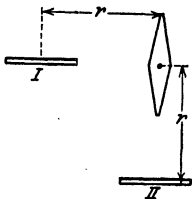


Abb. 16. Hauptlagen eines Magnets.

e) *Entmagnetisierung.* Die magnetische Belegung der Endflächen eines Magnets wirkt schwächend auf das Feld im Innern des Magnets. Das von dem ursprünglichen Feld H abzuziehende Feld H' ist proportional dem „Entmagnetisierungsfaktor“ g :

$$H' = 4 \pi g J'. \quad (46)$$

Der Faktor ist der Berechnung nur zugänglich im Falle des Ellipsoids; bei zylindrischen Stäben ist er nicht sehr verschieden von demjenigen eines Ellipsoids mit gleichem Achsenverhältnis. Für langgestreckte zylindrische Stäbe ist $g (a/b)^2$ nahe konstant gleich 3,6; wobei b den Radius und a die Länge des Stabes bedeutet, also:

$$g = 3,6 (b/a)^2. \quad (47)$$

Für eine dünne Platte ist $4 \pi g = 12,57 = 4 \pi$, für eine Vollkugel = $4,19 = 4 \pi/3$.

g) Magnetisierungskurve ferromagnetischer Körper.

α) Bei ferromagnetischen Körpern ist die Permeabilität μ nicht konstant; die Induktion \mathfrak{B} ist durch die Feldstärke \mathfrak{H} nicht eindeutig bestimmt, sondern hängt von der Vorgeschichte des Materials ab. Bei wachsender und abnehmender Feldstärke erhält man verschiedene Werte der Induktion, so daß bei einer zyklischen Veränderung der Feldstärke im allgemeinen jeder Feldstärke zwei Werte der Induktion zuzuordnen sind. Es entsteht so die sog. „Hysteresisschleife“ (Abb. 17). Je nach dem Höchstwert der Feldstärke, bis zu dem magnetisiert wird, erhält man verschiedene Hysteresiskurven.

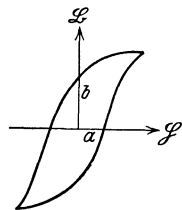


Abb. 17. Hysteresisschleife.

β) *Hysteresisverlust.* Beim Durchlaufen der Schleife entsteht ein durch Wärmeentwicklung bedingter Energieverlust A , der dem Flächeninhalt der Schleife proportional ist:

$$A = \frac{1}{4 \pi} \oint \mathfrak{H} d\mathfrak{B} \quad (48)$$

für das Volumelement (E. Warburg).

γ) *Remanenz* (b in Abb. 17) heißt die Induktion, welche noch vorhanden ist, wenn die Feldstärke \mathfrak{H} auf Null gebracht worden ist.

δ) *Koerzitivkraft* (a in Abb. 17) heißt die Feldstärke, welche nötig ist, um die Remanenz auf Null zurückzubringen.

ϵ) *Jungfräuliche Kurve.* Wenn das Material vollständig unmagnetisch gemacht worden ist (z. B. durch bis Null abnehmenden Wechselstrom), so entspricht zunächst dem Feld Null auch die Induktion Null und man erhält dann bei allmählich ansteigender Feldstärke eine Induktionskurve, die als Nullkurve oder jungfräuliche Kurve bezeichnet wird.

ζ) *Verlauf der Permeabilität, Sättigung.* Bei kleinen Werten der Feldstärke wächst im allgemeinen die Permeabilität rasch an und fällt dann nach Erreichung eines Maximalwertes wieder ab bis auf den Wert $\mu = 1$. Bei einer gewissen Feldstärke wird die „Sättigung“ des Eisens erreicht ($\mu = 1$); von dieser Stelle an wächst die Induktion wie die Feldstärke.

h) Brechung der magnetischen Kraftlinien.

Wenn zwei Körper mit den Permeabilitäten μ_1 und μ_2 zusammenstoßen, so entsteht wie bei den elektrischen Kraftlinien (siehe B, d) an der Grenzfläche im allgemeinen eine Brechung der Kraftlinien (s. Abb. 13). Es gilt dann:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 : \operatorname{tg} \alpha_2 = \mu_1 : \mu_2. \quad (49)$$

i) Wahrer und freier Magnetismus.

Aus $\operatorname{div} \mathfrak{B} = 0$ folgt, daß die Raumdichte des wahren Magnetismus stets Null ist; positiver bzw. negativer Magnetismus kommt niemals isoliert vor. Der freie

Magnetismus wird durch eine fingierte Flächenbelegung σ' dargestellt, aus der sich das Potential der Feldstärke berechnet; es ist $4\pi\sigma'$ gleich der Flächendivergenz der Feldstärke [vgl. Gl. (25), S. 67], wobei $V = \sum m/r$ zu setzen ist.

k) Magnetische Energie.

In einem Volum, dessen Element $d\tau$ ist, hat die magnetische Energie den Wert:

$$U = \frac{1}{8\pi} \int \mathfrak{H} \mathfrak{B} d\tau = \frac{1}{8\pi} \int \mu \mathfrak{H}^2 d\tau. \quad (50)$$

D. Elektromagnetismus.

(In elektromagnetischen bzw. magnetischen Einheiten.;

a) Allgemeines.

Durch bewegte Elektrizität, d. h. elektrische Ströme, wird ein magnetisches Feld erzeugt; ebenso werden durch ein veränderliches magnetisches Feld in elektrischen Leitern Ströme hervorgerufen. Diese Verkettung der elektrischen und magnetischen Felder wird durch die Maxwell-Hertzschen Gleichungen dargestellt. Nach Maxwell gibt es keine ungeschlossenen elektrischen Ströme; die in einem ungeschlossenen Leiter fließenden Ströme werden durch das Dielektrikum geschlossen. Im Dielektrikum gilt die zeitliche Veränderung der dielektrischen Verschiebung ($d\mathfrak{D}/dt$) als Stromstärke der Flächeneinheit (Stromdichte). Wird die Stromdichte im Leiter mit \mathfrak{J} bezeichnet, so ist also die gesamte Stromdichte \mathfrak{J}' :

$$\mathfrak{J}' = \mathfrak{J} + d\mathfrak{D}/dt, \quad (51)$$

wobei stets, auch im Dielektrikum

$$\mathfrak{J} = \sigma \mathfrak{E} \quad (52)$$

ist, wenn σ das spezifische Leitvermögen bedeutet.

Werden alle Größen im elektromagnetischen (bzw. magnetischen) Maßsystem ausgedrückt und wird mit c die Lichtgeschwindigkeit bezeichnet:

$$c = 3 \cdot 10^{10} \text{ cm}, \quad (53)$$

so ist:

$$\mathfrak{D} = \frac{\varepsilon \mathfrak{E}}{4\pi c^2} \quad \text{und} \quad \mathfrak{J}' = \mathfrak{J} + \frac{1}{4\pi c^2} \frac{\partial \varepsilon \mathfrak{E}}{\partial t}. \quad (54)$$

Ferner ist zu setzen:

$$\mathfrak{B} = \mu \mathfrak{H}; \quad \text{div } \mathfrak{B} = 0; \quad \text{rot } \mathfrak{E} = 0; \quad \text{div } \mathfrak{D} = \rho \quad (\text{Dichte der wahren Elektrizität}). \quad (55)$$

b) Leiterströme.

Für verzweigte lineare Leiter gelten die Kirchhoffschen Gesetze:

$$1. \quad \sum i = 0, \quad 2. \quad \sum (v - r i) = 0, \quad (56)$$

d. h. 1. die Summe der an einem Verzweigungspunkt zu- und abfließenden Ströme (Augenblickswerte) ist Null; 2. in einem geschlossenen Stromkreis ist die Summe der Spannungen ($r i$) gleich Null bzw. gleich der in dem betreffenden Kreis vorhandenen EMK v (eingeprägte EMK). Daraus folgt für hintereinander geschaltete Widerstände r_1, r_2, \dots, r_n , daß der Gesamtwert R gegeben ist durch

$$R = \sum_1^n r \quad (57)$$

und für parallel geschaltete Widerstände, daß

$$\frac{1}{R} = \sum_1^n \frac{1}{r} \quad (58)$$

ist, bzw. daß der Gesamtleitwert gleich der Summe der einzelnen Leitwerte ist.

Der in einem Leiter fließende Strom i befördert in der Zeit t die Elektrizitätsmenge:

$$q = \int i \, dt. \quad (59)$$

c) Maxwell-Hertzsche Gleichungen.

α) Für bewegte isotrope Körper gelten die Gleichungen [in elektromagnetischen Einheiten¹⁾]:

$$\left. \begin{aligned} \text{Differentialform: } 4\pi J' + \frac{\mathbf{v} \operatorname{div}(\varepsilon \mathfrak{E})}{c^2} &= \operatorname{rot} \left(\mathfrak{H} - \frac{[\varepsilon \mathfrak{E} \mathbf{v}]}{c^2} \right), \\ -\frac{d\mathfrak{B}}{dt} &= \operatorname{rot}(\mathfrak{E} + [\mathfrak{B} \mathbf{v}]), \end{aligned} \right\} \quad (60)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Integralform: } \int d\mathfrak{f} \left(4\pi J' + \frac{\mathbf{v} \operatorname{div}(\varepsilon \mathfrak{E})}{c^2} \right) &= \oint d\mathfrak{s} \left(\mathfrak{H} - \frac{[\varepsilon \mathfrak{E} \mathbf{v}]}{c^2} \right), \\ -\frac{d\Phi}{dt} &= \oint d\mathfrak{s} (\mathfrak{E} + [\mathfrak{B} \mathbf{v}]). \end{aligned} \right\} \quad (61)$$

Dabei ist Φ der magnetische Fluß durch die Fläche $\int d\mathfrak{f}$:

$$\Phi = \int \mathfrak{B} \, d\mathfrak{f} \quad (62)$$

und \mathbf{v} nach Größe und Richtung die Geschwindigkeit der bewegten Teile ($d\mathfrak{s}$, s. Anm. 1).

ε und μ werden für ein gegebenes Körperteilchen als unabhängig von der Zeit angenommen (also Ausschluß ferromagnetischer Körper), für die lokale Änderung dieser Größen gilt dann:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = -\mathbf{v} \nabla \varepsilon \quad \text{und} \quad \frac{\partial \mu}{\partial t} = -\mathbf{v} \nabla \mu. \quad (63)$$

β) Elektromagnetische Energie. Die Energie des elektrischen und magnetischen Feldes für die Volumeneinheit ist:

$$u = \frac{1}{8\pi} \left(\frac{\varepsilon \mathfrak{E}^2}{c^2} + \mu \mathfrak{H}^2 \right) = \frac{1}{8\pi} \left(\frac{\mathfrak{E} \mathfrak{D}}{c^2} + \mathfrak{H} \mathfrak{B} \right), \quad (64)$$

die zeitliche Energieänderung bei konstantem ε und μ für das Volum $\int d\tau$:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{4\pi} \int \left(\frac{\varepsilon \mathfrak{E}}{c^2} \frac{\partial \mathfrak{E}}{\partial t} + \mu \mathfrak{H} \frac{\partial \mathfrak{H}}{\partial t} \right) d\tau. \quad (65)$$

γ) Maxwell'sche Gleichungen für ruhende Körper. In der Differentialform (betrifft Integralform vgl. Anm. 1) lauten die Gleichungen für $\mathbf{v} = 0$:

$$\left. \begin{aligned} 4\pi \mathfrak{J}' &= 4\pi \mathfrak{J} + \frac{1}{c^2} \frac{d(\varepsilon \mathfrak{E})}{dt} = \operatorname{rot} \mathfrak{H}, \\ -\frac{d\mathfrak{B}}{dt} &= \operatorname{rot} \mathfrak{E}. \end{aligned} \right\} \quad (66)$$

¹⁾ Allgemein erhält man aus der Differentialform $\mathfrak{H} = \operatorname{rot} \mathfrak{E}$ nach dem Stokesschen Satz die Integralform $\int \mathfrak{H} \, d\mathfrak{f} = \oint \mathfrak{E} \, d\mathfrak{s}$, wenn $d\mathfrak{s}$ das Element der Randkurve bezeichnet, welche die Fläche $\int d\mathfrak{f}$ begrenzt.

δ) Poyntingscher Strahlungsvektor. Die zeitliche Energieänderung in dem Volum $\int d\tau$ für ruhende Körper ist bei konstantem ϵ und μ :

$$-\frac{dU}{dt} = \int \mathfrak{J} \mathfrak{E} d\tau + \oint \mathfrak{E} d\mathfrak{f}, \quad \text{wo } \mathfrak{E} = [\mathfrak{C} \mathfrak{H}] / 4\pi \text{ ist.} \quad (67)$$

Die Größe \mathfrak{E} ist der Poyntingsche Strahlungsvektor und stellt die Energie dar, die in der Zeiteinheit durch die Oberfläche $\int d\mathfrak{f}$ des Leiters in diesen einströmt; im Körper wird diese Energie in Wärme verwandelt, die durch das erste Integral rechter Hand ausgedrückt wird.

ε) Vorgänge im Dielektrikum. Für ruhende Körper ergeben sich bei Abwesenheit von Leiterströmen ($\mathfrak{J} = 0$) für das Dielektrikum die Gleichungen der elektromagnetischen Lichttheorie (betriffs der Integralform der Gleichungen s. Anm. 1):

$$\frac{\epsilon}{c^2} \frac{d\mathfrak{E}}{dt} = \text{rot } \mathfrak{H}; \quad -\mu \frac{d\mathfrak{H}}{dt} = \text{rot } \mathfrak{E}. \quad (68)$$

Hierzu kommen noch die Bedingungen $\text{div } \mathfrak{H} = 0$ und $\text{div } \mathfrak{E} = 0$ (keine Ladungen im Dielektrikum). S. später unter m, S. 83.

ζ) Vorgänge in ruhenden Leitern. Wenn die Vorgänge im Dielektrikum außer Betracht bleiben können, so gilt für ruhende Leiter:

$$\left. \begin{array}{ll} \text{Differentialform} & \text{Integralform} \\ 4\pi D = \mathfrak{J} d\mathfrak{s}, & 4\pi \mathfrak{J} = \text{rot } \mathfrak{H}, \\ -\frac{d\Phi}{dt} = \oint \mathfrak{E} d\mathfrak{s}, & -\frac{d\mathfrak{B}}{dt} = \text{rot } \mathfrak{E}, \end{array} \right\} \quad \text{wobei } D = \int \mathfrak{J} d\mathfrak{f} \text{ ist.} \quad (69)$$

Die Größe D , der durch die Fläche $\int d\mathfrak{f}$ des Leiters fließende Strom, wird als „Durchflutung“ bezeichnet; betriffs Φ , $d\mathfrak{s}$ usw. vgl. 73. Das Integral $\oint \mathfrak{E} d\mathfrak{s}$ nennt man die „Umlaufspannung“ oder die „induzierte EMK“, das $\int \mathfrak{H} d\mathfrak{s}$ die „magnetische Spannung“ oder „magnetomotorische Kraft“. Bei Abwesenheit von Leiterströmen ist $\text{rot } \mathfrak{H} = 0$ und $\mathfrak{J} d\mathfrak{s} = 0$, ebenso bei Abwesenheit veränderlicher magnetischer Felder $\text{rot } \mathfrak{E} = 0$ und $\mathfrak{E} d\mathfrak{s} = 0$.

d) Vektorpotential.

Die Maxwell'schen Gleichungen gestatten die Berechnung der Stromstärke aus dem magnetischen Feld. Um umgekehrt die magnetische Feldstärke aus dem elektrischen Strom berechnen zu können, bedient man sich des Vektorpotentials \mathfrak{A} :

$$\mathfrak{A} = \int \frac{\mathfrak{J} d\tau}{r}; \quad (70)$$

hierin bedeutet \mathfrak{J} nach Größe und Richtung die Stromdichte im Raumelement $d\tau$, r die Entfernung des Elements von dem betrachteten Punkt. Dabei soll $\text{div } \mathfrak{A} = 0$ sein (quellenfreier Raum); es folgt dann:

$$4\pi \mathfrak{J} = -\Delta \mathfrak{A} \quad \text{und} \quad \mathfrak{H} = \text{rot } \mathfrak{A} = \int \frac{[\mathfrak{J} \mathfrak{r}]}{r^3} d\tau. \quad (71)$$

Die letzte Gleichung dient zur Berechnung der magnetischen Feldstärke aus der Stromdichte.

Für ein lineares Stromelement von der Länge $d\mathfrak{s}$, durch dessen Querschnitt der Strom i fließt, ist dann:

$$d\mathfrak{H} = i \text{rot } \frac{d\mathfrak{s}}{r} = -i \frac{[d\mathfrak{s} \mathfrak{r}]}{r^2}; \quad \mathfrak{H} = i \text{rot } \oint \frac{d\mathfrak{s}}{r}, \quad (72)$$

woraus sich durch Multiplikation mit dem magnetischen Einheitspol das Biot-Savartsche Gesetz ergibt, welches aussagt: Die von einem Stromelement von

der Länge $d\mathfrak{B}$ auf einen magnetischen Einheitspol ausgeübte Kraft ist proportional $i d\mathfrak{B}$ und umgekehrt proportional r^2 ; sie steht senkrecht auf der durch das Stromelement und die Verbindungslinie r gelegten Ebene; die Richtung ist durch die Ampersche Schwimmregel gegeben.

Ein Stromelement $i d\mathfrak{B}$ erfährt im magnetischen Feld \mathfrak{H} die Kraft („Kippregel“):

$$\mathfrak{K} = i[d\mathfrak{B} \mathfrak{H}]. \quad (73)$$

e) Magnetische Doppelschicht.

Den durch einen geschlossenen linearen Leiter fließenden Strom i kann man sich für die Wirkung in die Ferne ersetzt denken durch eine beliebige Fläche, welche durch den linearen Leiter als Randkurve begrenzt ist und mit einer magnetischen Doppelschicht von der Dichte $\sigma = i/\delta$ belegt ist; $\delta/2$ ist der Abstand jeder Schicht von der Fläche und $i = \delta\sigma$ ist das magnetische Moment der Flächeneinheit. Die für die Fernwirkung von Magneten gültigen Formeln sind dann anwendbar, indem das magnetische Moment durch iF ersetzt wird, wenn F die Größe der Fläche bedeutet. Das Potential der Doppelschicht ist nach dem Gausschen Satz gleich dem Produkt aus dem Strom i und dem körperlichen Winkel, unter dem die Umrandung der Fläche von dem betrachteten Punkt aus erscheint. Eine unendlich große, mit magnetischer Doppelschicht belegte Fläche übt keine Kraft aus; daher kann eine endliche Fläche durch eine unendlich große Fläche ersetzt werden, in welcher sich an Stelle der endlichen Fläche ein entsprechend großes Loch befindet; die Vorzeichen der Belegung müssen dann umgedreht werden.

f) Magnetisches Feld

einer Spule, eines Ringsolenoids, eines geraden und eines kreisförmigen Drahtes.

α) Für eine **unendlich lange Spule**, bei der n Windungen auf die Längeneinheit gehen und die vom Strom i durchflossen wird, ist die Feldstärke im Innern der Spule:

$$\mathfrak{H} = 4 \pi n i. \quad (74)$$

Außerhalb der Spule ist das Feld Null. Wird i in Ampere ausgedrückt (i_a), so ist:

$$\mathfrak{H} = 0,4 \pi (n i_a). \quad (75)$$

Das Produkt ($n i_a$) bezeichnet man als „Amperewindungen“ pro cm.

β) Für ein **geschlossenes Ringsolenoid** mit m Windungen, dessen kreisförmige Achse den Halbmesser r besitzt, so daß die Achsenlänge des Ringes $l = 2 \pi r$ ist, gilt:

$$2 \pi r \mathfrak{H} = 4 \pi m i \quad \text{oder} \quad \mathfrak{H} = \frac{4 \pi m i}{l}, \quad (76)$$

wenn es vom Strom i durchflossen wird.

γ) Bei einem **geradlinigen Drahte** sind die magnetischen Kraftlinien Kreise senkrecht zu dem Draht, deren Mittelpunkt die Drahtachse bildet. In der Entfernung r von der Drahtachse ist:

$$2 \pi r \mathfrak{H} = 4 \pi i \quad \text{oder} \quad \mathfrak{H} = \frac{2 i}{r}, \quad (77)$$

wenn der Draht vom Strom i durchflossen wird.

δ) Für einen **kreisförmig gebogenen Draht** (Tangentenbussole), bei dem der Halbmesser des Kreises R ist, wird die magnetische Feldstärke in Richtung der senkrecht zu dem Kreis stehenden Achse berechnet nach der Gleichung

$$\mathfrak{H} = \frac{2 \pi i R^2}{(R^2 + A^2)^{3/2}}, \quad (78)$$

γ) Körperliche Leiter.

Wenn die Querschnitte der Leiter so groß sind, daß die Leiter nicht als linear angesehen werden können, so ist es nicht mehr möglich, eine Begrenzung für eine Fläche anzugeben, durch die der Induktionsfluß hindurchgeht; auch ist dann im Innern der Leiter selbst ein magnetisches Feld vorhanden. Man kann dann aber die in den körperlichen Leitern fließenden Ströme in lineare Elementarströme zerlegen, deren Gesamtheit den Querschnitt des Leiters ausfüllt, und kann auf diese Elementarströme die Betrachtungen unter α) anwenden; es muß dann über den Querschnitt der Leiter integriert werden.

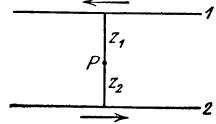


Abb. 18.

1. Induktivität langgestreckter Leiter; mittlerer geometrischer Abstand (m. g. A.). Für zwei unendlich lange, **parallele lineare Leiter** 1 und 2 (Abb. 18), die von demselben Strom i in Hin- und Rückleitung durchflossen werden, ist das Vektorpotential A (s. Gl. 70, S. 74) im Punkte P , der von 1 und 2 die Abstände z_1 und z_2 besitzt:

$$A = 2 i \ln(z_2/z_1). \quad (85)$$

Für zwei **körperliche parallele Leiter** mit den Querschnitten F_1 und F_2 (Abb. 19) ergibt sich das Vektorpotential durch Integration über die Querschnitte:

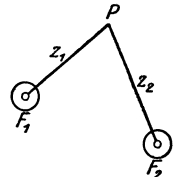


Abb. 19.

$$A = 2 i \left\{ \frac{1}{F_2} \int \ln z_2 \cdot dF_2 - \frac{1}{F_1} \int \ln z_1 \cdot dF_1 \right\}. \quad (86)$$

In dem Ausdruck

$$\frac{1}{F} \int \ln z \cdot dF = \ln g \quad (87)$$

bezeichnet man g als den „mittleren geometrischen Abstand“ (m. g. A.) des Punktes P von der Fläche F und $\ln g$ als den „logarithmischen Abstand“.

Dann wird also:

$$A = 2 i \ln(g_2/g_1). \quad (88)$$

In analoger Weise spricht man vom m. g. A. zweier Flächen, zweier Linien, eines Punktes und einer Linie usw., sowie vom m. g. A. einer Fläche von sich selbst usw. Über die verschiedenen Werte des m. g. A. s. Maxwell: Lehrbuch der Elektrizität und des Magnetismus. Z. B. ist der m. g. A. einer Kreislinie von sich selbst gleich dem Radius des Kreises.

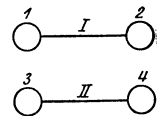


Abb. 20.

Die Gegeninduktivität **zweier Schleifen**, die aus den Hinleitungen 1 und 3 (Abb. 20) sowie den Rückleitungen 2 und 4 bestehen, ist dann für die Längeneinheit ($\mu = 1$ gesetzt):

$$L_{(1, 3)} = 2 \ln \frac{g_{14} \cdot g_{23}}{g_{13} \cdot g_{24}}. \quad (89)$$

Läßt man 1 mit 3, 2 mit 4 zusammenfallen, so erhält man die Selbstinduktion:

$$L_{(1, 2)} = 2 \ln \frac{(g_{12})^2}{g_{11} \cdot g_{22}}. \quad (90)$$

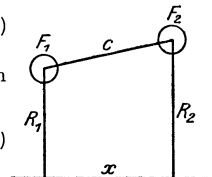


Abb. 21.

Die Gegeninduktivität $L_{(1, 3)}$ läßt sich auch durch die vier Selbstinduktionen $L_{(1, 3)}$, $L_{(1, 4)}$ usw. darstellen:

$$L_{(1, 3)} = \frac{1}{2} \{ L_{14} + L_{23} - L_{13} - L_{24} \}. \quad (91)$$

2. Induktivität **schwach gekrümmter Leiter**. Wenn die Querschnitte und Abstände der Leiter klein sind gegen die Krümmungsradien, so kann man sich die körperlichen Leiter mit den Querschnitten F_1 und F_2 ersetzt denken (Abb. 21) durch zwei Kreislinien mit den Radien R_1 und R_2 , die dem mittleren Radius der

körperlichen Ringe entsprechen, wobei die Peripherien der Kreise einen Abstand besitzen, der dem m. g. A. der Flächen F_1 und F_2 gleich ist:

$$\ln c = \frac{1}{F_1 F_2} \iint \ln z \cdot dF_1 \cdot dF_2. \quad (92)$$

Die Gegeninduktivität M zweier **linearer Kreisringe**, mit den Radien R_1 und R_2 , deren Mittelpunkte sich im Abstände x befinden, ist nach Maxwell:

$$M = 4\pi \sqrt{R_1 R_2} \left\{ \left(\frac{2}{k} - k \right) K - \frac{2}{k} E \right\} = \frac{2E - (1 + \cos^2 \alpha) K}{\sin \alpha}, \quad (93)$$

worin K und E die vollständigen elliptischen Integrale erster und zweiter Gattung für den Modul $k = \sin \alpha$ bedeuten; k berechnet sich aus:

$$k = \frac{2\sqrt{R_1 R_2}}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + x^2}}. \quad (94)$$

i) Vorgänge in metallischen Leitern.

α) Die zeitliche Änderung des magnetischen Flusses Φ durch eine Fläche ist nach dem Maxwell'schen Gesetz:

$$-\frac{d\Phi}{dt} = \oint \mathfrak{E} d\mathfrak{s}, \quad (95)$$

worin das über die Randkurve der Fläche genommene, geschlossene Linienintegral die in einem linearen Leiter mit dem Linienelement $d\mathfrak{s}$ induzierte EMK oder die sog. Umlaufspannung darstellt. Diese muß (für die Augenblickswerte) gleich der Summe aller in dem Leiterkreis vorhandenen Spannungen sein. Sind in dem Stromkreis eingepreßte bzw. aufgedrückte EMKe vom Betrag Σv vorhanden, und ist der gesamte Ohmsche Widerstand des Kreises R , so erhält man:

$$-\frac{d\Phi}{dt} = R i - \Sigma v \quad (96)$$

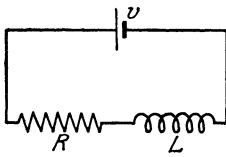


Abb. 22.

als erweitertes Ohmsches Gesetz. Bei Abwesenheit ferromagnetischer Körper ist $\Phi = \Sigma i L$, wenn L die Selbst- bzw. Gegeninduktivität bedeutet.

β) Bei einem Leiter, der nur aus Widerstand und Selbstinduktion besteht (Abb. 22) und dem die EMK v aufgedrückt wird, gilt also für die Augenblickswerte:

$$v = R i + L \frac{di}{dt}. \quad (97)$$

γ) Für einen Kondensator von der Kapazität C gilt andererseits im quasi-stationären Zustand (Ladungen q nur auf dem Kondensator), wenn er die Augenblicksspannung v besitzt:

$$q = C v = \int i dt, \quad (98)$$

so daß die Ladung v des Kondensators zu einer bestimmten Zeit gegeben ist durch

$$v = \frac{1}{C} \int i dt. \quad (99)$$

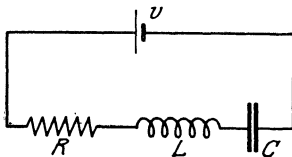


Abb. 23.

δ) Bei einem aus Widerstand, Selbstinduktion und Kapazität zusammengesetzten Leiterkreis (Abb. 23) gilt für die Augenblickswerte (Thomson'scher Schwingungskreis):

$$v = R i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt. \quad (100)$$

ε) Wenn zwei lineare Leiterkreise I und II (Abb. 24) gegeben sind mit den Größen L_1, R_1, C_1 und R_2, L_2, C_2 und einer Gegeninduktivität M , von denen der erste die Augenblicksspannung v besitzt und auf den zweiten induzierend wirkt, so bestehen die Gleichungen:

$$\left. \begin{aligned} \text{I. } v &= R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_1 dt, \\ \text{II. } 0 &= R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_2} \int i_2 dt. \end{aligned} \right\} (101)$$

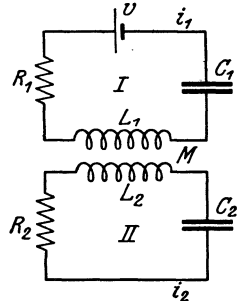


Abb. 24.

ζ) Stromanstieg und -abfall bei vorhandener Selbstinduktion. Wird ein Stromkreis, der Widerstand R und Selbstinduktion L in Hintereinanderschaltung enthält (vgl. β und Abb. 22), an eine Gleichstromquelle von der Spannung v angeschlossen, so steigt der Strom nach der Gleichung:

$$i = i_0 \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right); \quad i_0 = \frac{v}{R} \quad (102)$$

an und erreicht schließlich den Wert v/R . Wird der Stromkreis plötzlich geöffnet so fällt der Strom wieder auf Null ab gemäß der Gleichung

$$i = i_0 e^{-\frac{R}{L}t}. \quad (103)$$

Wenn dem Stromkreis eine sinusförmige Wechselspannung $\mathfrak{B} = A \sin \omega t$ aufgedrückt wird worin ω die Kreisfrequenz bedeutet, so ist nach dem Abklingen des Einschaltvorganges der Widerstandsoperator $\Re = R + j\omega L$. Unter Berücksichtigung des Einschaltvorganges wird

$i = \frac{\mathfrak{B}}{\Re} - \frac{\mathfrak{B}_0}{\Re} e^{-\frac{R}{L}t}$, wobei das zweite Glied den allmählich abklingenden Einschaltvorgang darstellt und \mathfrak{B}_0 die Wechselstromspannung zur Zeit der Einschaltung. Ist $\mathfrak{B}_0 = 0$ zur Zeit $= 0$, so tritt kein Einschaltvorgang auf.

η) Ladung und Entladung eines Kondensators. Wird ein Kondensator von der Kapazität C (Abb. 25), der die Spannung v_0 (also die Ladung $q = Cv_0$) besitzt, durch einen Ohmschen Widerstand R geschlossen (vgl. γ), so nimmt seine Spannung nach der Gleichung

$$v = v_0 e^{-t/RC} \quad (104)$$

ab; aus der **Entladungszeit** kann man den Widerstand R bestimmen.

Die **Ladung** des Kondensators vollzieht sich nach der Gleichung

$$v = v' + (v_0 - v') e^{-t/RC}, \quad (105)$$

wenn der Kondensator zur Zeit $t = 0$ die Spannung v_0 besaß und der Stromkreis an eine Gleichstromspannung v' angeschlossen wird (vgl. Abb. 25). Der Strom i ist gegeben durch

$$i = C \frac{dv}{dt}. \quad (106)$$

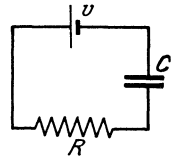


Abb. 25.

Wenn dem aus Kapazität und Widerstand bestehenden Stromkreis eine sinusförmige Wechselspannung aufgedrückt wird, ist der Widerstandsoperator $\Re = R + 1/j\omega C = R - j/\omega C$, nachdem der Einschaltvorgang abgeklungen ist. Allgemein ist $i = \frac{\mathfrak{B}}{\Re} + \left(\frac{\mathfrak{B}_0 - v_0}{R} - \frac{\mathfrak{B}_0}{\Re} \right) e^{-\frac{t^2}{CR}}$, worin das zweite Glied den Einschaltvorgang darstellt und \mathfrak{B}_0, v_0 die Spannungen des Wechselstromes und des Kondensators zur Zeit $t = 0$ darstellen. Für $\mathfrak{B}_0 = 0$ und $v_0 = 0$ tritt kein Einschaltvorgang auf.

θ) **Thomson'scher Schwingungskreis** (vgl. δ und Abb. 23). Bei dem aus Widerstand R , Selbstinduktion L und Kapazität C in Hintereinanderschaltung bestehenden Stromkreis entstehen im allgemeinen Schwingungen, auch wenn

er an eine Gleichstromquelle angeschlossen oder bei aufgeladenem Kondensator kurz geschlossen wird (Einschaltvorgänge). Wenn $R^2/4L < 1/C$ ist, treten periodische gedämpfte Schwingungen auf, wenn die beiden Größen gleich sind, erhält man den aperiodischen Grenzfall, ist $R^2/4L > 1/C$, so verläuft der Vorgang aperiodisch. Die ungedämpfte Schwingungsdauer des Stromkreises, die man für $R = 0$ erhält, ist $T_0 = 2\pi\sqrt{LC}$. Für den Stromverlauf gilt allgemein:

$$i = i_0 e^{-\frac{Rt}{2L}} \sin(\beta t + \varphi); \quad \beta = \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}; \quad (107)$$

hierbei sind i_0 und φ Konstanten, die von den Anfangsbedingungen abhängen.

Die Dämpfung wird bedingt durch die „Zeitkonstante“ $R/2L$. Wenn β imaginär wird, treten periodische Schwingungen auf und an Stelle des hyperbolischen Sinus tritt $\sin(\omega t + \varphi)$, worin die Kreisfrequenz ω gegeben ist durch

$$\omega = \sqrt{1/LC - (R/2L)^2}. \quad (108)$$

Ferner ist das **logarithmische Dekrement** $\vartheta = \ln k$, wenn k das Dämpfungsverhältnis zweier aufeinanderfolgenden, gleichsinnigen Amplituden darstellt:

$$\vartheta = 2\pi R/\sqrt{4LC - R^2}. \quad (109)$$

Im aperiodischen Grenzfall wird $i = i_0 e^{-\frac{Rt}{2L}(t+t')}$, worin i_0 und t' Konstanten darstellen.

Wird dem Thomsonschen Schwingungskreis sinusförmige Wechselspannung aufgedrückt, so ist nach Abklingen der Einschaltvorgänge der Widerstandsoperator $\mathfrak{R} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$. Für $\omega^2 = 1/LC$ tritt der **Resonanzfall** ein, bei dem die Amplitude des Stromes ein Maximum hat. Die Thomsonschen Schwingungskreise werden später (2. Teil, I und II) eingehender behandelt, ebenso die gekoppelten Schwingungskreise, die als Lufttransformatoren anzusehen sind (vgl. ϵ).

ι) Durch Änderung des Flusses induzierte Elektrizitätsmenge. Wenn eine Stromschleife, die den Ohmschen Widerstand R besitzt, von dem magnetischen Fluß Φ durchsetzt wird, so wird in derselben bei Änderung des Flusses von dem Wert Φ_1 auf Φ_2 die Elektrizitätsmenge q induziert:

$$q = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{R}. \quad (110)$$

Geht der Fluß durch n Windungen, so ist die Elektrizitätsmenge n mal so groß.

κ) Stromverdrängung (Hautwirkung, Skineffekt) (s. auch S. 315 u. 354). Bei wechselnder Stromstärke ist die Stromverteilung im Querschnitt des vom Strom durchflossenen Leiters ungleichmäßig, da auch im Innern der Leiter ein magnetisches Feld auftritt, von dem Induktionswirkungen ausgehen. Daher ist dann der Widerstand des Leiters (wirksamer Widerstand R_v) ein anderer als bei Gleichstrom und auch die Induktivität des Leiters L_v wird eine andere.

Bezeichnet R den Gleichstromwiderstand, \mathfrak{J} die Stromdichte, also $D = \int \mathfrak{J} d\mathfrak{f}$ die Durchflutung oder Stromstärke, so ergibt sich der wirksame Widerstand R_v aus der Beziehung:

$$\frac{R_v}{R} = \frac{\int J^2 d\mathfrak{f} \int d\mathfrak{f}}{\left(\int \mathfrak{J} d\mathfrak{f}\right)^2} \quad (111)$$

¹) Mitunter wird auch der reziproke Wert $2L/R$ als Zeitkonstante bezeichnet; diese Größe hat dann die Dimension einer Zeit.

und die wirksame Selbstinduktion für die Längeneinheit aus:

$$L_v - L = \frac{1}{4\pi} \int \frac{\mu(\xi_v^2 - \xi^2) d\tau}{D^2}, \quad (112)$$

wenn L und ξ die Werte für Gleichstrom und $d\tau$ das Volumelement bedeuten.

Die Berechnung ist nur für bestimmte Fälle durchführbar (z. B. zylindrischer Draht von kreisförmigem Querschnitt und unendlich große planparallele Platte bei Sinusstrom).

1. Unendlich große Platte. Die Platte habe die Dicke d und es werde $k = \sqrt{2\pi\omega\mu\sigma}$ gesetzt, worin ω die Kreisfrequenz und σ die elektrische Leitfähigkeit (in absolutem Maße) bedeutet (für Kupfer ist z. B. $\sigma = 1/1700$ zu setzen), so wird:

$$\frac{R_v}{R} = k d \frac{\text{Si}n 2k d + \sin 2k d}{\text{Co}j 2k d - \cos 2k d}. \quad (113)$$

Für kleine Werte von $2k d$ wird angenähert:

$$\frac{R_v}{R} = 1 + \left(\frac{16}{45}\right) \pi^2 \omega^2 \sigma^2 d^4, \quad (114)$$

für sehr große Werte:

$$\frac{R_v}{R} = k d = d \sqrt{2\pi\omega\sigma}. \quad (115)$$

2. Zylindrischer Draht von kreisförmigem Querschnitt. Ist ρ der Halbmesser des Drahtes und wird $\xi = \rho \sqrt{4\pi\sigma\mu\omega}$ gesetzt, so ist der wirksame Widerstand und die wirksame Selbstinduktion aus

$$\frac{R_v}{R} = \frac{\xi}{2} \cdot \frac{\text{ber} \xi \cdot \text{bei}' \xi - \text{bei} \xi \cdot \text{ber}' \xi}{(\text{ber}' \xi)^2 + (\text{bei}' \xi)^2}; \quad (116)$$

$$\frac{\omega L_v}{R} = \frac{\xi}{2} \cdot \frac{\text{ber} \xi \text{ber}' \xi + \text{bei} \xi \text{bei}' \xi}{(\text{ber}' \xi)^2 + (\text{bei}' \xi)^2} \quad (117)$$

oder

$$L_v - L = \mu \frac{2}{\xi} \cdot \frac{\text{ber} \xi \text{ber}' \xi + \text{bei} \xi \text{bei}' \xi}{(\text{ber}' \xi)^2 + (\text{bei}' \xi)^2} \quad (118)$$

zu berechnen (ω/R ist gleich $\xi^2/4\mu$). Hierin sind $\text{ber} \xi$ bzw. $\text{bei} \xi$ der reelle bzw. imaginäre Teil der Besselschen Funktion nullter Ordnung $J_0(\sqrt{-j} \cdot \xi)$. Tabellen und Kurven für die Besselschen Funktionen, sowie für ber , bei , ber' , bei' finden sich in den Funktionentafeln von Jahnke und Emde (Leipzig: Teubner 1909).

Setzt man $k = \xi/\sqrt{8}$, so gilt für $k < 1$ angenähert:

$$\frac{R_v}{R} = 1 + \frac{k^4}{3}, \quad \frac{\omega L_v}{R} = k^2 \left(1 - \frac{k^4}{6}\right), \quad (119)$$

Für $1,5 < k < 10$ gilt nach Zenneck sehr genau:

$$\frac{R_v}{R} = 0,997 k + 0,277, \quad \frac{\omega L_v}{R} = 1,007 k - 0,040, \quad (120)$$

während für sehr große Werte von k gesetzt werden kann:

$$\frac{R_v}{R} = k + \frac{1}{4} + \frac{3}{64k}; \quad \frac{\omega L_v}{R} = k - \frac{3}{64k} - \frac{3}{128k^2}. \quad (121)$$

Wenn R in Ohm angegeben ist, erhält man L in Henry; die Leitfähigkeit muß in elektromagnetischen C-G-S-Einheiten eingesetzt werden.

Betreffs der Theorie der Hautwirkung s. Näheres bei E. Orlich: Kapazität und Induktivität (Braunschweig: Vieweg 1909) und Theorie der Wechselströme (Leipzig: Teubner 1912), sowie zusammenfassend bei W. Jaeger: Elektrische Meßtechnik, 2. Aufl. (Leipzig: J. A. Barth 1922).

λ) **Thermostrom.** Wenn die beiden Lötstellen zweier aus verschiedenen Metallen oder Legierungen bestehenden Leiter sich auf verschiedener Temperatur befinden, so entsteht eine von der Temperaturdifferenz abhängige EMK, die bei geschlossenem Stromkreis einen Strom erzeugt. Für die Zwecke der Hochfrequenz kommen Thermoelemente aus Konstantan-Eisen bzw. Konstantan-Kupfer (50 bzw. 40 Mikrovolt/Grad) im Vakuum in Anwendung (vgl. S. 432 ff.).

k) Vorgänge in Elektrolyten.

In elektrolytischen Lösungen bewirkt der Strom eine Zersetzung der chemischen Verbindungen. Die Bestandteile (Ionen, Kation und Anion) werden nach dem Gesetz von Faraday an den Elektroden abgeschieden.

Kationen sind die positiv geladenen Ionen (Wasserstoff und Metalle) und scheiden sich an der negativen Elektrode ab, Anionen (negativ geladene Ionen) sind die Halogene und Säureradikale.

Die durch den Strom abgeschiedene Menge m ist proportional dem chemischen Äquivalent a und der durch den Elektrolyt hindurchgegangenen Elektrizitätsmenge $q = \int i dt$. Man erhält a durch Division des chemischen Äquivalents mittels der Valenzladung (96 500 Coulomb):

$$m = aq = a \int i dt. \quad (122)$$

Das **Äquivalent-Leitvermögen** ist die Leitfähigkeit von 1 ccm des Elektrolyten, dividiert durch die Anzahl Grammäquivalente, die der Elektrolyt enthält. Den Ionen kommen im elektrischen Felde verschiedene Geschwindigkeiten zu (Überführungszahlen nach Hittorf und Ionenbeweglichkeit nach F. Kohlrausch) Das Verhältnis der Überführungszahlen ist gleich demjenigen der Beweglichkeiten. Die Leitfähigkeit der Elektrolyte wächst etwa um 2% für 1°C.

In der Lösung sind die Elektrolyte bis zu einem gewissen, von der Verdünnung abhängigen Grade in Ionen gespalten, welche die Stromleitung besorgen (Dissoziation). Der Dissoziationsgrad ist das Verhältnis der Leitfähigkeit bei einer bestimmten Konzentration zu derjenigen bei unendlicher Verdünnung.

Näheres über Elektrolyte s. F. Kohlrausch u. L. Holborn: Das Leitungsvermögen der Elektrolyte, 2. Aufl. (Leipzig: Teubner 1916) und F. Kohlrausch: Lehrbuch der prakt. Physik.

l) Vorgänge in Gasen.

Die Stromleitung erfolgt durch freie Elektronen (stets negative Elektrizität) oder durch Ionen, die an Atome bzw. Atomgruppen gebunden sind, unter der Wirkung des elektrischen Feldes. Der Strom ist bei schwachen Feldern sehr gering, da die freie Ladung des Gases unter gewöhnlichen Verhältnissen sehr klein ist. Der Strom kann aber auch bei Gasen von sehr geringem Druck dadurch gesteigert werden, daß durch fremde Einwirkung (Röntgenstrahlen, Bestrahlung mit ultravioletem Licht, Radiumstrahlen usw.) Gasmoleküle in Ionen gespalten werden (Ionisierung) oder daß freie Elektronen (durch Glühkathoden, Heizdraht) in den Gasraum getrieben werden. Bei den hochevakuierten Elektronenröhren mit Glühdraht wird hiervon Anwendung gemacht. Die Elektronen, welche in diesem Falle allein die Stromleitung besorgen, treten aus dem glühenden Draht (Kathode) aus und werden durch die Wirkung des elektrischen Feldes an die Anode geführt, wo sie ihre Ladung abgeben. Der positive Strom kann deshalb nur von der Anode zur Kathode fließen (Ventilwirkung). Die negative Spannung muß an die Kathode, die positive an die Anode gelegt werden; bei wachsender Spannung erreicht der Strom infolge der Raumladung einen Maximalwert (Sättigungsstrom).

Das **Elektron** hat eine negative **Ladung** von $1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb; dies ist gleichzeitig die kleinste vorkommende Ladung eines Ions; die sonst vorkommenden Ladungen der Ionen betragen ganzzahlige Vielfache dieser kleinsten Ladung. Die **Masse eines Elektrons** ist gleich $9 \cdot 10^{-28}$ g oder $\frac{1}{1800}$ der Masse eines Wasserstoffatoms. Die Ionisierung des Gases erfolgt in der Weise, daß sich von neutralen

Molekülen Elektronen abtrennen und an ein anderes neutrales Molekül anlagern; das verlassene Molekül wird dadurch zum positiven, das andere zum negativen Ion.

Durch ein senkrecht zur Strombahn gerichtetes elektrisches Feld oder ein parallel zur Strombahn gerichtetes magnetisches Feld werden die Elektronen aus ihrer Bahn abgelenkt (Braunsche Röhre).

Bei nicht zu kleinem Gasdruck erfolgt in verdünnten Gasen beim Anlegen einer Elektrodenspannung die Stromleitung in Form des Glimmlichts (Mooresches Licht, Glimmlampe von Pintsch, Oszillograph von Gehrcke).

m) Vorgänge im Äther bzw. Dielektrikum.

α) Allgemeines. Für das isotrope Dielektrikum ergeben sich aus den beiden Gleichungen (68, S. 74) zwei gleichlautende Differentialgleichungen der elektrischen und magnetischen Feldstärke:

$$\frac{\mu \varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \mathfrak{E}}{\partial t^2} = \Delta \mathfrak{E} \quad \text{und} \quad \frac{\mu \varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \mathfrak{H}}{\partial t^2} = \Delta \mathfrak{H}. \quad (123)$$

Im Äther sind μ und ε gleich Eins zu setzen. Eine von einem Punkt ausgehende elektrische oder magnetische Erregung breitet sich gemäß dieser Gleichungen im Dielektrikum aus (Hertzsche Wellen).

Bezeichnet r die Entfernung des betrachteten Punktes von der Stelle der Erregung, so werden die Feldstärken ausgedrückt durch Gleichungen von der Form

$$\mathfrak{E} = \frac{1}{r} \left[F_1 \left(r - \frac{c}{\sqrt{\mu \varepsilon}} t \right) + F_2 \left(r + \frac{c}{\sqrt{\mu \varepsilon}} t \right) \right] \quad (124)$$

und eine entsprechende Gleichung für \mathfrak{H} .

Hierbei sind F_1 und F_2 beliebige Funktionen der Argumente, und F_1 stellt eine Kugelwelle dar, die sich vom Erregungspunkt aus in Richtung der wachsenden Radien fortpflanzt, F_2 eine Welle in umgekehrter Richtung. Die Feldstärke ist umgekehrt proportional dem Radius der Kugelwelle. Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit v der Wellen ist:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu \varepsilon}}, \quad (125)$$

also im Äther gleich der Lichtgeschwindigkeit c ($3 \cdot 10^{10}$ cm/sec).

Ist λ die Wellenlänge, T die ganze Schwingungsdauer, so gilt:

$$\lambda = v T = \frac{c T}{\sqrt{\varepsilon \mu}}, \quad (126)$$

und wenn F_1 durch eine trigonometrische Funktion dargestellt wird:

$$\mathfrak{E} = \frac{\mathfrak{E}_0}{r} \cos 2\pi \left(\frac{r}{\lambda} - \frac{t}{T} \right) \quad (127)$$

und eine entsprechende Gleichung für \mathfrak{H} . Dabei sind \mathfrak{E}_0 und \mathfrak{H}_0 die Amplituden im Anfangspunkt. Die beiden Wellen für \mathfrak{E} und \mathfrak{H} stehen senkrecht aufeinander und senkrecht zur Fortpflanzungsrichtung. Die Gleichungen entsprechen denjenigen der Undulationstheorie für linear polarisiertes Licht. In großer Entfernung vom Erzeugungspunkt kann man die Wellen als eben ansehen.

Für ebene Wellen ergibt sich folgende Beziehung zwischen den Amplituden H_0 und E_0 :

$$H_0 = \frac{\varepsilon}{c^2} \frac{\lambda}{T} E_0 = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot \frac{E_0}{c}. \quad (128)$$

β) Brechungs exponent. Wenn eine elektromagnetische Welle aus einem Medium mit den Konstanten ε und μ in ein anderes ε' und μ' übertritt, so ist der

Brechungsexponent n der Welle gleich dem Verhältnis der Fortpflanzungsgeschwindigkeiten in beiden Medien, also nach (Gl. 125):

$$n = \sqrt{\frac{\varepsilon' \mu'}{\varepsilon \mu}}. \quad (129)$$

Sind μ und μ' gleich 1 zu setzen, so ist also der Brechungsexponent gleich der Wurzel aus dem Verhältnis der Dielektrizitätskonstanten beider Medien.

γ) Elektromagnetische Wellen in **Halbleitern**. Bei einem Halbleiter, der das spezifische Leitvermögen σ besitzt, muß auch der **Leistungsstrom** berücksichtigt werden. Man erhält dann die Differentialgleichung:

$$\frac{\varepsilon \mu}{c^2} \frac{d^2 \xi}{dt^2} + 4 \pi \sigma \mu \frac{d \xi}{dt} = \Delta \xi \quad (130)$$

und eine entsprechende Gleichung für ζ .

Für eine ebene Welle in Richtung der x -Achse ergibt sich daraus die sog. „Telegraphengleichung“:

$$\frac{\varepsilon \mu}{c^2} \frac{d^2 E_y}{dt^2} + 4 \pi \sigma \mu \frac{d E_y}{dt} = \frac{d^2 E_y}{dx^2} \quad (131).$$

und eine entsprechende Gleichung für H_z .

Brechungsexponent n und Extinktionskoeffizient κ sind zu berechnen aus¹⁾:

$$n^2 = \frac{\mu}{2} (\sqrt{\varepsilon^2 + 4 \sigma^2 c^4 T^2} + \varepsilon); \quad \kappa = \frac{\mu}{2} (\sqrt{\varepsilon^2 + 4 \sigma^2 c^4 T^2} - \varepsilon). \quad (132)$$

Bei größeren Wellenlängen (z. B. Hertzschen Wellen) ist der Verschiebungsstrom gegen den Leitungsstrom zu vernachlässigen und man erhält für die elektromagnetischen Wellen die Differentialgleichungen

$$\frac{d \zeta}{dt} = a \Delta \zeta; \quad \frac{d \xi}{dt} = a \Delta \xi, \quad (133)$$

wo $a = 1/4 \pi \sigma \mu$ ist; die Gleichungen sind ganz analog denjenigen der Wärmeleitung, Elektrizitätsleitung, Diffusion usw., d. h. das Eindringen der Schwingungen in das Metall erfolgt z. B. in gleicher Weise, wie das Eindringen periodischer Temperaturschwankungen in Wärmeleiter.

δ) Das Reflexionsvermögen r von Metallen ist nach Planck:

$$r = 1 - \frac{2}{c \sqrt{\sigma T}}, \quad (134)$$

worin T die Schwingungsdauer bedeutet; das Absorptionsvermögen ist gleich $1 - r$.

ε) Schirmwirkung von Metallen. Wellenlängen von 30 cm werden schon durch eine Kupferplatte von 0,01 mm abgeschirmt; das Metall wirkt als vollkommener Spiegel für die Welle, doch muß die reflektierende Platte groß gegen die Wellenlänge sein. Die zum Abschirmen erforderliche Dicke wächst proportional mit der Wurzel aus der Schwingungsdauer; für eine Wellenlänge von 300 km ($T = 10^{-3}$ sec) muß daher die Kupferplatte bereits 1 cm dick sein, um die Welle abzuschirmen.

¹⁾ Näheres s. Abraham-Föppl: Theorie der Elektrizität, 4. Aufl. Bd. I, S. 286.

E. Wechselstrom.

(Vgl. auch S. 97 ff.)

a) Allgemeines; Mittelwerte des Wechselstroms.

Unter Wechselstrom sind im allgemeinen periodisch veränderliche Ströme zu verstehen, also auch mehrfach periodische Ströme mit und ohne überlagertem Gleichstrom und periodisch gedämpfte Ströme. Unter reinem Wechselstrom versteht man einen solchen, bei dem die über und unter der Abszissenachse liegenden Flächenstücke gleichen Inhalt haben, und bei dem $f(t) = -f\left(t - \frac{T}{2}\right)$

ist, wenn T die ganze Schwingungsdauer bezeichnet und $i = f(t)$ die Stromkurve der einen Halbwelle darstellt; bei mehrwelligen Strömen treten dann nur die ungeraden Glieder der Fourierschen Reihe auf, wenn man die Schwingung in die Grundwelle und die Oberwellen zerlegt. Jede Stromform läßt sich auf diese Weise zerlegen und durch eine Summe sinusförmiger Ströme darstellen. Das gleiche gilt natürlich auch für die Spannungen.

Beim Wechselstrom unterscheidet man verschiedene Mittelwerte. Wird der Mittelwert einer periodisch veränderlichen Größe x (Gesamtperiode T) mit

$$\mathfrak{M}(x) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x \cdot dt \quad (135)$$

bezeichnet, so ergibt sich für den Strom, dessen Augenblickswert zur Zeit t gleich i ist, der

$$\left. \begin{array}{l} \text{Arithmetische (elektrolytische) Mittelwert:} \quad \mathfrak{M}(i) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} (i) dt, \\ \text{Effektivwert (effektiver Mittelwert):} \quad \sqrt{\mathfrak{M}(i^2)} = \left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (i^2) dt \right]^{\frac{1}{2}}, \\ \text{Stromeffekt gedämpfter Schwingungen:} \quad \mathfrak{M}(i^2) = \int_0^{\infty} (i^2) dt. \end{array} \right\} (136)$$

Der arithmetische Mittelwert wird ohne Rücksicht auf das Zeichen, der elektrolytische mit Rücksicht auf das Zeichen genommen. Der letztere wird z. B. durch Gleichstromgalvanometer gemessen, der Effektivwert dagegen durch solche Meßapparate, deren Angaben durch das Quadrat der Stromstärke bzw. Spannung bedingt werden, wie z. B. durch das elektrodynamische Dynamometer, durch das Elektrometer in idiostatischer Schaltung, durch Hitzdrahtinstrumente usw. Die durch den Wechselstrom in einem Leiter erzeugte Wärme ist ebenfalls dem Quadrat des Effektivwertes proportional.

b) Sinusstrom; einwelliger Strom.

α) Ungedämpfter Sinusstrom.

Der Augenblickswert i des ungedämpften Sinusstroms wird dargestellt durch:

$$i = i_m \sin(\omega t + \varphi). \quad (137)$$

Hierin bedeutet i_m die Amplitude oder den Scheitelwert, φ die Phase, ω die Kreisfrequenz. Zwischen dieser, der Frequenz f , der ganzen Periode oder Schwingungsdauer T , der Wellenlänge λ und der Fortpflanzungsgeschwindigkeit v , die hier gleich der Lichtgeschwindigkeit $c = 3 \cdot 10^8$ m/sec ist, bestehen die Beziehungen:

$$\omega = 2\pi f = 2\pi/T = 2\pi c/\lambda; \quad f\lambda = \lambda/T = c. \quad (138)$$

Der Effektivwert J des sinusförmigen Stromes ist:

$$J = \frac{i_m}{\sqrt{2}}. \quad (139)$$

Scheitelwert, Effektivwert und arithmetischer Mittelwert stehen in dem Verhältnis

$$1 : \frac{1}{\sqrt{2}} : \frac{2}{\pi} = 1 : 0,707 : 0,637. \quad (140)$$

Graphisch werden die Ströme und Spannungen (Scheitelwerte oder Effektivwerte) durch Diagrammvektoren dargestellt, die man als ruhend in der Ebene annimmt, während man sich die Zeitachse als rotierend entgegen der Drehung des Uhrzeigers vorstellt. Der Diagrammvektor schließt dann mit der Nullachse den Phasenwinkel φ ein (Abb. 26).

Die Diagrammvektoren kann man in der aus der Vektorenrechnung bekannten Weise aneinanderfügen und zusammensetzen (geometrisch addieren).

Bei der Rechnung mit ungedämpften Sinuswellen bedient man sich vorteilhaft der symbolischen Darstellung, durch welche die Berechnung vereinfacht wird und die Gleichungen eine einfachere Gestalt annehmen (vgl. S. 49). An Stelle der Diagrammvektoren in einer reellen Ebene treten die in einer komplexen Ebene dargestellten symbolischen Größen. Ein wesentlicher Vorzug der symbolischen Rechnungsweise besteht auch darin, daß die Zeit in den Gleichungen nicht mehr vorkommt. Die symbolischen Größen werden durch Frakturbuchstaben dargestellt.

Die Gleichung (137) für den Augenblickswert des Stromes ist der imaginäre Teil der Größe:

$$i = i_m e^{j(\omega t + \varphi)}; \quad j = \sqrt{-1}. \quad (141)$$

Daher gilt für die Differentiation und Integration:

$$\frac{di}{dt} = j\omega i; \quad \frac{d^2i}{dt^2} = -\omega^2 i; \quad \int i dt = \frac{i}{j\omega} = -\frac{j i}{\omega} \text{ usw.} \quad (142)$$

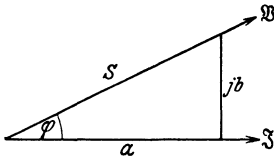


Abb. 26. Widerstandsoperator.

Für die Spannungen gelten dieselben Beziehungen.

Bei der symbolischen Rechnung kann für einen Stromkreis das Ohmsche Gesetz

$$\mathfrak{S} = \mathfrak{R} \mathfrak{I} \quad (143)$$

angewendet werden, wenn unter \mathfrak{R} der sog. **Widerstandsoperator** verstanden wird, der im allgemeinen eine komplexe Größe ist.

In der Gleichung $V = Ri + L \frac{di}{dt}$ ist z. B. der Widerstandsoperator $\mathfrak{R} = R + j\omega L$, und die Gleichung kann dann in der Form der Gl. (143) geschrieben werden.

Allgemein besteht der Widerstandsoperator aus einem reellen Teil a (Wirkwiderstand oder wirksamer Widerstand) und einem imaginären Teil b (Blindwiderstand) (s. Abb. 26):

$$\mathfrak{R} = a + jb = a(1 + j \operatorname{tg} \varphi) = \frac{a}{\cos \varphi} e^{j\varphi} \quad (144)$$

oder, wenn

$$S = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (145)$$

gesetzt wird (Scheinwiderstand, Modul von \mathfrak{R}):

$$\mathfrak{R} = S(\cos \varphi + j \sin \varphi) = S e^{j\varphi}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{b}{a}. \quad (146)$$

Der Winkel φ ist dann die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom; bei positivem φ eilt die Spannung vor. Die Spannung fällt in die Richtung von S , der Strom in die Richtung von $a = S \cos \varphi$.

Zur Bildung der Effektivwerte muß der Modul S von \mathfrak{R} genommen werden. Für die Effektivwerte von Spannung V und Stromstärke J gilt also die Beziehung:

$$V = SJ. \quad (147)$$

Für die Stromleistung N müssen Strom und Spannung als Vektoren betrachtet werden; man erhält dann:

$$N = VJ \cos \varphi = \frac{V^2}{S} \cos \varphi = J^2 S \cos \varphi, \quad (148)$$

worin also V und J die Effektivwerte darstellen.

Für die Zusammensetzung von Widerstandsoperatoren in Parallel- und Hintereinanderschaltung gelten dieselben Formeln wie für Ohmsche Widerstände. Wenn der Nenner des Widerstandsoperators eine komplexe Größe darstellt, kann er durch Erweiterung des Bruches mit der konjugierten komplexen Größe reell gemacht werden.

β) Gedämpfter Sinusstrom; Stromeffekt.

Der gedämpfte Sinusstrom hat die Form:

$$i = A e^{-\delta t} \cdot \sin \omega t = A e^{(-\delta + j\omega)t}, \quad (149)$$

wenn man im zweiten Ausdruck nur den imaginären Teil wählt.



Abb. 27. Gedämpfte Schwingungen.

Die komplexe Größe $\gamma = -\delta + j\omega$ spielt dieselbe Rolle wie die imaginäre Größe $j\omega$ bei der symbolischen Darstellung. Man kann daher den gedämpften Sinusstrom in ganz analoger Weise wie den ungedämpften behandeln; es ist dann $\frac{di}{dt} = \gamma i$, $\int i dt = \frac{i}{\gamma}$ usw., und man kann in ganz analoger Weise Widerstandsoperatoren bilden; überall tritt γ an die Stelle von $j\omega$. Man bezeichnet diese Rechnungsweise wohl als bisymbolische.

Für den Stromeffekt J [s. Gl. (136)] eines Schwingungszuges gedämpfter Sinuswellen erhält man:

$$J = \frac{A^2}{4\delta} \left\{ 1 - \frac{8\delta^2}{4\delta^2 + \omega^2} \right\}, \quad (150)$$

oder bei genügend kleinem δ bzw. großem Wert von ω/δ angenähert $J = \frac{A^2}{4\delta}$.

Treten in der Sekunde n derartige Schwingungszüge auf (Abb. 27), so ist der z. B. mit einem Hitzdrahtinstrument gemessene Mittelwert:

$$J = \frac{n A^2}{4 \delta}. \quad (151)$$

In einem gedämpften Schwingungskreis ist $\delta = R/2L$ und $\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2}$ oder nahe gleich $1/\sqrt{LC}$. Für das logarithmische Dekrement $\vartheta = \delta T$ kann dann angenähert gesetzt werden:

$$\vartheta = \frac{2\pi\delta}{\omega} = \pi R \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R\lambda}{2Lc} = \frac{2\pi^2 c R C}{\lambda}. \quad (152)$$

c) Mehrwellige Ströme.

Die von der Sinusform abweichenden Strom- und Spannungskurven lassen sich mittels der Fourierschen Reihe als eine Summe von Sinuswellen darstellen, deren Kreisfrequenzen ganzzahlige Vielfache der Grundwelle sind. Ist $i = f(t)$, so kann

man setzen:

$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \sin k \omega t + b_k \cos k \omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k \omega t + \varphi_k). \quad (153)$$

Hierin ist:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \sin k \omega \cdot dt; \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cos k \omega t \cdot dt, \quad (154)$$

$$c_k^2 = a_k^2 + b_k^2; \quad \operatorname{tg} \varphi_k = b_k/a_k. \quad (155)$$

Bei reinem Wechselstrom treten nur die ungeraden Glieder $k = 1, 3, 5$ usw. auf.

Für den Mittelwert \mathfrak{M} des Produktes zweier Ströme i und i' (bzw. des Produktes von Strom und Spannung) erhält man, wenn $\frac{c_k}{\sqrt{2}} = C_k$ gesetzt wird:

$$\mathfrak{M}(i i') = \sum C_k \cdot C'_k \cos(\varphi_k - \varphi'_k). \quad (156)$$

Das Produkt enthält also die Effektivwerte J und J' der Einzelströme nicht als Faktoren. Für den Effektivwert des Stromes (bzw. der Spannung) erhält man demnach ($\varphi_k = \varphi'_k$):

$$J = \sqrt{\mathfrak{M}(i^2)} = \sqrt{\sum C_k^2}. \quad (157)$$

Von einer Phasenverschiebung zwischen Strömen oder Spannungen kann man nicht mehr reden, da jede Welle ihre besondere Phasenverschiebung besitzt. Definiert man die Leistung wie beim einfachen Sinusstrom aus den Effektivwerten J und V :

$$N = VJ \cdot \cos \Phi = VJ \cdot \kappa. \quad (158)$$

so nennt man κ den Verschiebungs- bzw. Leistungsfaktor und Φ die effektive Phasenverschiebung. Diese Größen hängen in komplizierter Weise von den Einzelwellen ab; es ist:

$$\cos \Phi = \frac{\sum C_k \cdot C'_k \cdot \cos(\varphi_k - \varphi'_k)}{\sqrt{\sum (C_k)^2} \cdot \sqrt{\sum (C'_k)^2}}. \quad (159)$$

Die Verhältnisse bei mehrwelligen Strömen können nicht mehr durch Diagramme dargestellt werden.

Als Formfaktor f und Scheitelfaktor s werden folgende Verhältnisse bezeichnet:

$$\left. \begin{aligned} \text{Formfaktor } f &= \frac{\text{Effektivwert}}{\text{Arithmetischer Mittelwert}}, \\ \text{Scheitelfaktor } s &= \frac{\text{Scheitelwert}}{\text{Effektivwert}}. \end{aligned} \right\} \quad (160)$$

Der Formfaktor kann nie kleiner als 1 sein; je spitzer die Kurve ist, desto größer werden f und s . Für reinen Sinusstrom ist $f = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,111$ und $s = \sqrt{2} = 1,414$, für eine Kurve von rechteckiger Form wird $f = s = 1$ (s. auch S. 100).

Aus der Leistung N und den Effektivwerten V und J von Spannung und Strom werden analog mit den beim Sinusstrom bestehenden Beziehungen folgende Größen definiert:

$$\left. \begin{aligned} \text{Scheinwiderstand } S &= \frac{V}{J}, \\ \text{Wirkwiderstand } R' &= \frac{N}{J^2}, \\ \text{Blindwiderstand } R_b &= \sqrt{S^2 - (R')^2}, \\ \cos \Phi &= \frac{R'}{S} = \frac{N}{VJ}. \end{aligned} \right\} \quad (161)$$

Durch Kapazitäten und Induktivitäten, die sich in dem Stromkreis befinden, werden die Phasen der Einzelwellen in verschiedener Weise beeinflußt, so daß dadurch eine Veränderung der Stromkurve hervorgerufen wird. Im Falle der Kapazität ist die Amplitude der k ten Oberwelle bei der Stromkurve k mal größer als bei der Spannungskurve, im Falle der Induktivität ist es umgekehrt. Im letzteren Falle nähert sich dadurch die Stromkurve mehr einer Sinuswelle als die Spannungskurve.

d) Mehrphasenströme.

α) Allgemeines.

Die Mehrphasenströme sind verkettete Wechselströme, von denen jeder gegen den benachbarten um eine bestimmte Phase verschoben ist. Ist T die ganze Periode und sind n Phasen vorhanden, so haben die in den Windungen der Maschine erzeugten Spannungen die Form:

$$v_1 = f(t); \quad v_2 = f\left(t + \frac{T}{n}\right); \quad v_3 = f\left(t + \frac{2T}{n}\right) \dots; \quad v_n = f\left(t + \frac{(n-1)T}{n}\right). \quad (162)$$

Wenn die Windungen in Sternschaltung verbunden sind, so sind die an den Polen der Maschine auftretenden verketteten Spannungen gegeben durch:

$$v_{12} = v_1 - v_2; \quad v_{23} = v_2 - v_3 \dots, \quad (163)$$

so daß $v_{12} + v_{23} + \dots = 0$ ist. Daher müssen in den verketteten Spannungen die Oberwellen von der Ordnung $n, 2n, 3n$ usw. fehlen; außerdem fehlen alle geraden Schwingungen, wie beim reinen Wechselstrom. Vorhanden sind also bei Sternschaltung in der Maschine nur die 5, 7, 11, 13, 17 usw. Oberwelle. Stellt man v_1 durch eine Fouriersche Reihe dar:

$$v_1 = f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k \omega t + \varphi_k), \quad (164)$$

so erhält man für die Effektivwerte V_1, V_{12} usw.:

$$V_1^2 = \frac{1}{2} \sum c_k^2; \quad V_{12}^2 = 2 \sum c_k^2 \sin^2 \frac{k\pi}{n}. \quad (165)$$

Ferner ist der Mittelwert:

$$\mathfrak{M}(v_1 v_2) = \frac{1}{2} \sum c_k^2 \cos \frac{2\pi k}{n}. \quad (166)$$

Für Sinusstrom ist die Phasenverschiebung zweier aufeinanderfolgenden Spannungen gleich $2\pi/n$, und für die Effektivwerte gilt:

$$V_{12} = 2 V_1 \sin\left(\frac{\pi}{n}\right). \quad (167)$$

β) Drehstrom ($n = 3$).

Für Sinusstrom ist:

$$V_{12} = \sqrt{3} V_1. \quad (168)$$

Im allgemeinen lassen sich die 6 Spannungen ($v_1, v_2, v_3; v_{12}, v_{13}, v_{23}$) in einer dreiseitigen Pyramide darstellen, bei der die verketteten Spannungen v_{12} usw. in einer Ebene liegen, während die Spannungen v_1 usw. die nach der Spitze der Pyramide gehenden Kanten bilden.

Die Belastung des Drehstromsystems kann bei gleichzeitiger Benutzung aller drei Phasen in Stern- oder Dreieckschaltung vorgenommen werden. Die bei induktionsloser Belastung hierbei auftretenden Ströme lassen sich nach dem Kirchhoffschen Gesetz berechnen.

Die Leistung eines n -Phasenstroms läßt sich durch $(n - 1)$ Leistungsmesser, diejenige des Drehstroms also durch zwei Leistungsmesser ermitteln. Bei Drehstrom ist die Leistung N :

$$N = \mathfrak{M}(v_{12} i_1 + v_{23} i_2) = \mathfrak{M}(v_{21} i_2 + v_{31} i_3) = \mathfrak{M}(v_{32} i_3 + v_{12} i_1). \quad (169)$$

F. Die elektrischen Maßsysteme und Einheiten.

Das elektrostatische und das magnetische bzw. elektromagnetische Maßsystem ist bereits besprochen worden (S. 65, 69 u. 72). Beide Systeme beruhen auf der Anziehung oder Abstoßung elektrischer bzw. magnetischer Massen nach dem Coulombschen Gesetz, indem dabei eine Naturkonstante dimensionslos gleich Eins gesetzt wird. Im elektrostatischen System ist die Dielektrizitätskonstante ϵ , im elektromagnetischen die Permeabilität μ dimensionslos. Mitunter wird auch das Gaußsche System benutzt, bei dem die elektrischen Größen dieselbe Dimension wie im elektrostatischen und die magnetischen Größen dieselbe Dimension wie im elektromagnetischen System haben. ϵ und μ sind daher in diesem System beide dimensionslos, Kapazität und Induktivität haben die Dimension einer Länge; \mathfrak{B} , \mathfrak{H} , \mathfrak{E} , \mathfrak{D} sind alle von gleicher Dimension. Auch verschiedene andere Systeme sind aufgestellt worden; bei allen Systemen ist eine Konstante dimensionslos gleich Eins gesetzt.

Am gebräuchlichsten ist aber das elektromagnetische Maßsystem, auf dem auch die internationalen elektrischen Einheiten (Ohm, Ampere usw.) beruhen. Nur sind diese Einheiten nicht in g, cm, sec ausgedrückt, sondern aus praktischen Gründen ist die Längeneinheit 10^4 cm, die Masseneinheit 10^{-11} g. Infolgedessen ist das Ampere = 10^{-1} , das Volt = 10^8 , das Ohm = 10^9 elektromagnetischen CGS-Einheiten (vgl. die Tabelle über Maßeinheiten S. 91).

Bei den Messungen werden aber nicht die absoluten internationalen Einheiten zugrunde gelegt, sondern die gleichfalls international vereinbarten praktischen Einheiten, bei denen Strom- und Widerstandseinheit durch empirische, reproduzierbare Maße definiert sind.

Für Deutschland sind diese Einheiten durch das Gesetz vom 1. Juni 1898 festgelegt, das mit den später 1908 in London getroffenen internationalen Vereinbarungen in Übereinstimmung ist.

Danach wird die Widerstandseinheit — das **Ohm** — definiert durch eine Quecksilbersäule von 106,3 cm Länge und einer Masse von 14,4521 g (entsprechend einem Querschnitt von 1 mm^2) bei 0°C . Die Stromeinheit — das **Ampere** — wird dadurch definiert, daß dieser Strom in einer Sekunde 1,118 mg Silber niederschlägt (Silbervoltmeter)¹⁾.

Dann ergeben sich die anderen Einheiten in folgender Weise:

Einheit der Elektrizitätsmenge	Coulomb = Ampere \times Sekunde (Amperesek.),
Spannungseinheit	Volt = Ampere \times Ohm,
Leistungseinheit	Watt = Ampere \times Volt (Voltampere),
Arbeitseinheit	Joule = Watt \times Sekunde (Wattsekunde),
Kapazitätseinheit	Farad = Coulomb/Volt,
Induktivitätseinheit	Henry = Volt \times Sekunde/Ampere.

An Stelle der gesetzlichen Einheiten, deren Herstellung und Überwachung der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt in Charlottenburg übertragen ist, treten in der Praxis Widerstandsnormale aus Maganindraht, der einen sehr kleinen Temperaturkoeffizienten besitzt, und Normalelemente. Für die letzteren werden nach internationaler Übereinkunft Westonsche Kadmiumelemente benutzt von der Zusammensetzung Kadmiumamalgame (mit $12\frac{1}{2}\%$ Kadmium)-Kadmiumsulfat-Merkurosulfat-Quecksilber. Die Kadmiumsulfatlösung muß gesättigt sein, und es muß ein Überschuß an festem Kadmiumsulfathydrat ($\text{CdSO}_4, 8/3 \text{ H}_2\text{O}$) vorhanden

¹⁾ Das praktische Ampere scheint mit dem Absolutwerte nahe übereinzustimmen, während das praktische Ohm nach übereinstimmenden Messungen in Deutschland (Grüneisen, Giebe) und in England (Smith) etwa $\frac{1}{2}$ Promille zu hoch festgesetzt ist.

sein. Diese Elemente haben bei 20° eine Spannung von 1,0183 V; ihre EMK nimmt bei dieser Temperatur um rund $4 \cdot 10^{-5}$ ab bei einer Temperaturerhöhung von 1° C. Widerstandsnormale und Normalelemente werden von der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt geeicht. Die Elemente werden von der Weston-Instr. Co. in Berlin-Schöneberg geliefert, die außerdem noch Elemente mit ungesättigter Kadmiumsulfatlösung herstellt (bei etwa 4° C gesättigt); diese nicht als eigentliche Normalelemente zu betrachtenden Elemente haben einen sehr kleinen Temperaturkoeffizienten und eine EMK von etwa 1,0187 V. Durch Vergleichung der Normale der verschiedenen Länder werden die elektrischen Einheiten auch international in Übereinstimmung gehalten.

Näheres hierüber s. Jaeger, W.: Elektrische Meßtechnik. 2. Aufl. Leipzig: J. A. Barth 1922. Diesem Buche ist auch die nachstehende Tabelle entnommen.

Tabelle 1. Elektrische Maße.

Lichtgeschwindigkeit $c = 3 \cdot 10^{10}$ cm/sec.

Bezeichnung	Dimensionen		E_m/E_s	CGS-Einheit	
	elektrostatisch E_s	elektromagnetisch E_m		elektromagn. ist gleich	elektrostatisch ist gleich
Menge, elektrische . . .	$[L^{3/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$[L^{1/2} M^{1/2}]$	$1/c$	10 Coulomb	$1/3 \cdot 10^{-9}$ Coulomb
„ , magnetische . . .	$[L^{1/2} M^{1/2}]$	$[L^{3/2} M^{1/2} T^{-1}]$	c	—	—
Feldstärke, elektrische . . .	$[L^{-1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$[L^{1/2} M^{1/2} T^{-2}]$	c	—	—
„ , magnetische . . .	$[L^{1/2} M^{1/2} T^{-2}]$	$[L^{-1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$1/c$	Gauß	$1/3 \cdot 10^{-10}$ Gauß
Magnetische Induktion } „ Intensität }	$[L^{-3/2} M^{1/2}]$	$[L^{-1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	c	—	—
Potential, elektrisches (Spannung)	$[L^{1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$[L^{3/2} M^{1/2} T^{-2}]$	c	10^{-8} Volt	300 Volt
Potential, magnetisches . .	$[L^{3/2} M^{1/2} T^{-2}]$	$[L^{1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$1/c$	—	—
Flächendichte, elektrische	$[L^{-1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$[L^{-3/2} M^{1/2}]$	$1/c$	—	—
„ , magnetische	$[L^{-3/2} M^{1/2}]$	$[L^{-1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	c	—	—
Magnetisierung der Volum- einheit	$[L^{-3/2} M^{1/2}]$	$[L^{-1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	c	—	—
Magnetisches Moment . .	$[L^{3/2} M^{1/2}]$	$[L^{5/2} M^{1/2} T^{-1}]$	c	—	—
Magnetischer Fluß (Kraft- linie)	$[L^{1/2} M^{1/2}]$	$[L^{3/2} M^{1/2} T^{-1}]$	c	Maxwell	$3 \cdot 10^{10}$ Maxwell
Dielektrische Verschiebung	$[L^{-1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$[L^{-3/2} M^{1/2}]$	$1/c$	—	—
Stromstärke	$[L^{3/2} M^{1/2} T^{-2}]$	$[L^{1/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$1/c$	10 Ampere	$1/3 \cdot 10^{-9}$ Ampere
Stromdichte	$[L^{-1/2} M^{1/2} T^{-2}]$	$[L^{-3/2} M^{1/2} T^{-1}]$	$1/c$	—	—
Widerstand	$[L^{-1} T]$	$[L T^{-1}]$	c^2	10^{-9} Ohm	$9 \cdot 10^{11}$ Ohm
„ , spezifischer	$[T]$	$[L^2 T^{-1}]$	c^2	—	—
Leitvermögen	$[L T^{-1}]$	$[L^{-1} T]$	$1/c^2$	—	—
„ , spezifisches	$[T^{-1}]$	$[L^{-2} T]$	$1/c^2$	—	—
Kapazität	$[L]$	$[L^{-1} T^2]$	$1/c^2$	10^9 Farad	$1/9 \cdot 10^{-11}$ Farad
Induktivität	$[L^{-1} T^2]$	$[L]$	c^2	10^{-9} Henry	$9 \cdot 10^{11}$ Henry
Stromleistung	$[L^2 M T^{-3}]$	$[L^2 M T^{-3}]$	1	10^{-7} Watt	10^{-7} Watt
Stromarbeit	$[L^2 M T^{-2}]$	$[L^2 M T^{-2}]$	1	10^{-7} Joule (10^{-7} Watt- sekunden)	10^{-7} Joule

Permeabilität (μ) und Suszeptibilität (κ) sind im elektromagnetischen Maßsystem dimensionslos, also eine reine Zahl, im elektrostatischen Maßsystem haben sie die Dimension $[L^{-2} T^2]$. Bei der Dielektrizitätskonstante (ϵ) ist es umgekehrt; sie ist im elektrostatischen Maßsystem dimensionslos.

III. Elektrotechnik¹⁾.

Bearbeitet von W. Hahn.

I. Allgemeines über Gleichstrom.

A. Das Zweileitersystem.

Dieses System wird meistens angewendet bei Einzelanlagen und bei kleineren Verteilungsnetzen.

Die gebräuchlichen Verbrauchsspannungen sind 110 und 220 Volt. Bei kleinen Anlagen auch mitunter 65 Volt.

Zur Erhöhung der Wirtschaftlichkeit des Betriebes werden Akkumulatoren verwendet, die bei Zeiten geringer Belastung (nachts) an Stelle der Maschinen zur Stromlieferung dienen.

B. Das Dreileitersystem.

Von den Mehrleiteranlagen wird heute nur noch das Dreileitersystem ausgeführt. Dies gibt gegenüber dem Zweileitersystem bei der gleichen Verbrauchsspannung eine erhebliche Ersparnis an Leitungsmaterial.

Gebräuchliche Betriebsspannungen sind 2×110 und 2×220 Volt.

Die Spannungsteilung kann auf verschiedene Weise ausgeführt sein. Man verwendet jetzt gewöhnlich zur Spannungsteilung die aus zwei Teilen bestehende Akkumulatorenbatterie in Verbindung mit zwei Ausgleichmaschinen. Die zum Laden der Batterien benötigte Zusatzmaschine wird meistens mit den beiden Ausgleichmaschinen direkt gekuppelt. Abb. 28 stellt eine solche Anlage schematisch dar. Es bedeutet hierbei:

Abb. 28. Spannungsteilung einer Dreileiteranlage.

A_1, A_2 die beiden Ausgleichmaschinen, Z die Zusatzmaschine, H die Hauptmaschine, B_1, B_2 die beiden Batterien, D_1, D_2 die beiden Doppelzellschalter, U_1, U_2, U_3 drei Umschalter, mit denen die Zusatzmaschine auf Laden der gesamten Batterie (vgl. die Abb. 28) oder je einer Batteriehälfte geschaltet werden kann.

2. Galvanische Elemente und Akkumulatoren.

A. Galvanische Elemente.

In der Funktechnik gelangen galvanische Elemente (Primärelemente) fast nur in Form von **Trockenelementen** zur Verwendung. Die Trockenelemente sind mit wenigen Ausnahmen Zink-Kohleelemente. Als Elektrolyt dient eine Lösung

¹⁾ Literatur: Kittler-Petersen: Allgemeine Elektrotechnik. Stuttgart 1909. — Thomälen, A.: Kurzes Lehrbuch der Elektrotechnik. Berlin 1914. — Uppenborn, F. (G. Dettmar): Deutscher Kalender für Elektrotechniker. 42. Jahrgang. 1925/26. — Strecker, K.: Hilfsbuch für die Elektrotechnik. 10. Aufl. Berlin 1925. — Herrmann, J.: Elektrotechnik, Slg. Göschel. 4 Bde.

von Salmiak in Wasser und als Depolarisator wird Braunstein verwendet, der zur besseren Leitfähigkeit mit fein gepulvertem Graphit gemischt wird. Die sog. Füll- oder Lagerelemente werden vor der Inbetriebnahme durch Auffüllen mit Wasser gebrauchsfertig gemacht.

Die elektromotorische Kraft eines Elements beträgt etwa 1,5 Volt.

Als Anodenstromquelle für Audion- und Verstärkerröhren werden vielfach Anodenbatterien benutzt, die aus mehreren kleinen Trockenelementen zusammengesetzt sind. Im Handel sind zwei Größen:

90-Volt-Batterie: 65 Elemente, Außenmaße des Pappkastens: $28 \times 12 \times 8$ cm,

50-Volt-Batterie: 35 Elemente, Außenmaße des Pappkastens: $16,5 \times 12 \times 8$ cm.

B. Akkumulatoren.

a) Allgemeines.

Akkumulatoren sind Sekundärelemente, d. h. sie können nur nach vorheriger Ladung Strom abgeben.

Die höchstzulässige Lade- und Entladestromstärke, die für die betreffende Type vorgeschrieben ist, darf nicht überschritten werden.

Kapazität nennt man das Produkt aus Entladestromstärke und Entladezeitdauer. Sie wird angegeben in Amperestunden.

Die Entladung muß unterbrochen werden, sobald die Klemmenspannung bei normalem Entladestrom unter einen festgesetzten Wert sinkt.

b) Bleiakkumulatoren¹⁾.

Die Bleiakkumulatoren bestehen aus gitterförmigen, mit gewissen Bleiverbindungen behafteten Bleiplatten, die in einem Gefäß mit verdünnter Schwefelsäure befestigt sind. Da im allgemeinen eine positive Platte von zwei negativen Platten umgeben ist, ist die Zahl der negativen Platten einer Zelle um eins größer als die der positiven.

Die **Säuredichte** steigt während der Ladung von 1,19 bis auf 1,22 und nimmt während der Entladung in gleicher Weise wieder ab.

Die elektromotorische Kraft einer Zelle ist etwa 2 Volt. Die **Klemmenspannung** nimmt während der Ladung zu. Die Ladung kann als beendet gelten, wenn die Klemmenspannung pro Zelle auf 2,7 Volt gestiegen ist. Die Entladung soll unterbrochen werden, sobald bei Abgabe des normalen

Entladestromes die Klemmenspannung pro Zelle auf 1,8 Volt gesunken ist. Abb. 29 zeigt den Verlauf der Klemmenspannung einer Zelle während der Lade- und Entladezeit.

Der **Wirkungsgrad** in Amperestunden beträgt etwa 90%, der in Wattstunden etwa 70 bis 75%.

c) Alkalische Akkumulatoren.

Zu diesen gehört der **Edison-Akkumulator**²⁾, dessen Platten und Zellengefäße aus nickelplattiertem Stahl bestehen. Die negative Platte ist mit feinem Eisen-

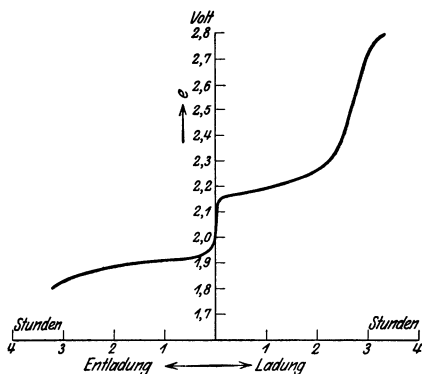


Abb. 29. Klemmenspannung eines Bleiakkumulators bei Ladung und Entladung.

¹⁾ Näheres siehe Heim, C.: Die Akkumulatoren für stationäre elektrische Beleuchtungsanlagen. 5. Aufl. 1918.

²⁾ Näheres siehe Kammerhoff, M.: Der Edisonakkumulator. 1910.

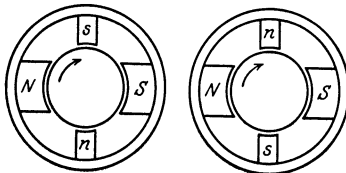
schlamm und einem geringen Quecksilberzusatz versehen. Als positive Masse wird Nickelhydrat verwendet. Die Platten stehen in einer etwa 21 proz. Kalilauge.

Die elektromotorische Kraft einer Zelle beträgt etwa 1,35 Volt. Bei der Ladung steigt die Klemmenspannung bis etwa 1,82 Volt und fällt bei der Entladung ab auf etwa 1 Volt. Die mittlere Entladespannung kann zu 1,2 Volt angenommen werden.

3. Gleichstrommaschinen¹⁾.

A. Allgemeines.

In der Regel werden die Gleichstrommaschinen ausgeführt mit außenliegendem, feststehendem Magnetsystem und innen rotierendem Anker. Das Magnetsystem besteht aus dem Joch (Gußeisen oder Stahlguß) und den daran befestigten Polen-



Generator Motor
Abb. 30. Anordnung der Wendepole.

kernen, die vielfach aus Blechen zusammengesetzt sind und die Magnetwicklung tragen. Der Anker ist zusammengesetzt aus der Welle, dem Ankereisen mit der Wicklung und dem Kollektor (Stromwender, Kommutator). Das Ankereisen ist immer aus Blechen, die gegeneinander isoliert sind, zusammengesetzt. Auf dem Kollektor schleifen die Bürsten (meist Kohlebürsten), die an dem Bürstenhalter (Bürstenbrücke) drehbar befestigt sind.

Verwendet werden heute fast ausschließlich Trommelanker mit Nuten zur Aufnahme der Wicklung.

Zur Verbesserung der Kommutierung werden die Gleichstrommaschinen oft mit **Wendepolen** (auch Hilfspole genannt) versehen. Diese tragen eine Wicklung, die vom Ankerstrom durchflossen wird. Der Kraftfluß der Wendepole ändert sich also mit der Belastung. Die Anordnung der Wendepole sowie deren Polarität im Verhältnis zur Polarität der Hauptpole ist aus Abb. 30 zu ersehen. Es bedeuten hierbei *N*, *S* die Hauptpole und *n*, *s* die Wendepole. Der Pfeil deutet die Drehrichtung an.

B. Gleichstromgeneratoren (Dynamomaschinen).

a) Die Erregung.

Bei der Fremderregung wird der Erregerstrom von einer besonderen Stromquelle (Batterie, Netz oder Erregermaschine) geliefert. Die Fremderregung wird angewendet bei Maschinen, deren Spannung in weiten Grenzen reguliert werden soll und dann bei Hochspannungsmaschinen. Einen Sonderfall der fremderregten Maschine bildet die magnetelektrische Maschine, welche mit permanenten Magneten ausgestattet ist. Bei dieser Maschine ist eine Änderung der Klemmenspannung nur durch Verändern der Drehzahl möglich.

Maschinen mit Selbsterregung (dynamoelektrisches Prinzip von Werner Siemens) liefern selbst den für die Erregung notwendigen Strom. Über die verschiedenen Schaltungsarten s. Abschnitt c).

b) Die elektromotorische Kraft.

Dreht sich der Anker im Magnetfeld, so wird in der Ankerwicklung eine elektromotorische Kraft E erzeugt. Bezeichnet:

n die Drehzahl in der Minute, p die Zahl der Pole, p_1 die Zahl der parallelen Ankerabteilungen, Φ_1 den Kraftfluß, der pro Pol in den Anker ein- bzw. austritt, und s die Zahl der Ankerdrähte,

¹⁾ Arnold-La Cour: Die Gleichstrommaschine I. Berlin: Julius Springer. 3. Aufl. 1919.

so ergibt sich

$$\text{die elektromotorische Kraft } E = \frac{n}{60} \frac{p}{p_1} \Phi_1 s \cdot 10^{-8} \text{ V.} \quad (1)$$

Der Kraftfluß Φ_1 ist infolge der Streuung etwas geringer als der in den Magnetpolen herrschende Fluß Φ_2 . Der Fluß $\Phi_2 = \mathfrak{B} \cdot q_p$, wobei \mathfrak{B} die magnetische Induktion, q_p den Querschnitt des Polkerns in cm^2 darstellt.

Wie aus vorstehender Gleichung über die elektromotorische Kraft E ersichtlich, ist diese bei konstanter Drehzahl dem Kraftfluß Φ_1 proportional. Da E der Leerlaufklemmenspannung E_0 praktisch gleich ist, kann durch Aufnahme der Leerlaufcharakteristik über den magnetischen Zustand (Sättigungsverhältnisse) der Maschine Aufschluß gefunden werden. Die Leerlaufcharakteristik, die die Abhängigkeit der Leerlaufklemmenspannung E_0 von der Erregerstromstärke i_2 bei konstanter Drehzahl darstellt, hat den Verlauf einer Magnetisierungskurve (Abb. 31).

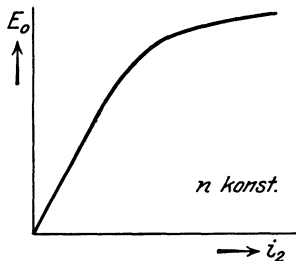


Abb. 31. Leerlaufcharakteristik vom Gleichstromgenerator.

c) Die verschiedenen Arten.

α) Hauptstrommaschinen.

Anker und Erregerwicklung sind in Reihe geschaltet, wie Abb. 32 zeigt. Der Nutzstrom $i = \text{Ankerstrom } i_1 = \text{Erregerstrom } i_2$. Die Nutzspannung $e = \text{Klemmenspannung am Anker } e_1 - \text{Klemmenspannung an der Erregerwicklung } e_2$.

In Abb. 33 ist der Verlauf der elektromotorischen Kraft $E (\approx E_0)$ und der Nutzspannung e in Abhängigkeit von der Nutzstromstärke i bei konstanter Drehzahl n aufgetragen.

Die Regulierung der Spannung erfolgt mit einem entweder in Reihe oder parallel zu der Magnetwicklung liegenden Widerstand.

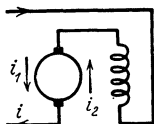


Abb. 32. Hauptstromgenerator.

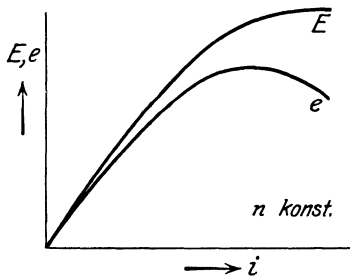


Abb. 33. Charakteristik des Hauptstromgenerators.

β) Nebenschlußmaschinen.

Die Magnetwicklung liegt parallel zum Anker (Abb. 34). Der Ankerstrom $i_1 = \text{Nutzstrom } i + \text{Erregerstrom } i_2$. Die äußere Charakteristik ($e = f(i)$) für $n = \text{konstant}$ ist in Abb. 35 wiedergegeben.

Mit Hilfe des Nebenschlußregulierwiderstandes kann der Erregerstrom i_2 so eingestellt werden, daß die Klemmenspannung e bei allen Belastungen konstant bleibt. Um die im Anker auftretenden Spannungsabfälle zu kompensieren, muß mit zunehmender Belastung der Erregerstrom erhöht werden.

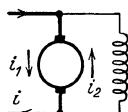


Abb. 34. Nebenschlußgenerator.

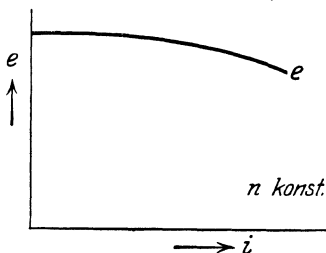


Abb. 35. Äußere Charakteristik des Nebenschlußgenerators.

γ) Kompoundmaschinen (Verbund-, Doppelschlußmaschinen).

Das Magnetgestell trägt außer der Nebenschlußwicklung noch eine Wicklung (Kompoundwicklung), die vom Ankerstrom (Abb. 36) oder vom Nutzstrom

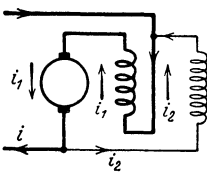


Abb. 36. Kompoundmaschine, Ankerstromschaltung.

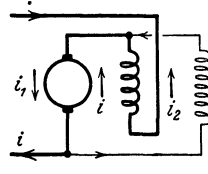


Abb. 37. Kompoundmaschine, Nutzstromschaltung.

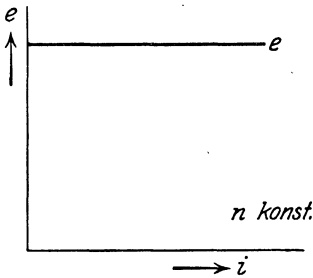


Abb. 38. Charakteristik des Kompoundgenerators.

(Abb. 37) durchflossen wird. Die Kompoundwicklung ist so geschaltet, daß bei Stromabgabe das Magnetfeld entsprechend verstärkt wird, so daß die Nutzspannung bei allen Belastungen praktisch konstant bleibt (Abb. 38). Die Kompoundwicklung kann auch so bemessen sein, daß mit zunehmender Belastung eine Spannungserhöhung eintritt (Überkompoundierung).

C. Gleichstrommotoren.

a) Hauptstrommotoren.

Schaltung wie Generator Abb. 32. Die Drehzahl nimmt mit zunehmender Belastung stark ab, wie Abb. 39 zeigt. Hauptstrommotoren dürfen nicht leerlaufen, da die Drehzahl sonst unzulässig hoch wird.

Soll ein Hauptstrommotor in unveränderter Schaltung als Hauptstromerzeuger benutzt werden, so muß er in einer Drehrichtung angetrieben werden, welche der als Motor entgegengesetzt ist.

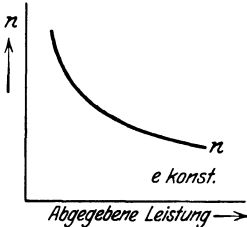


Abb. 39. Charakteristik des Hauptstrommotors.

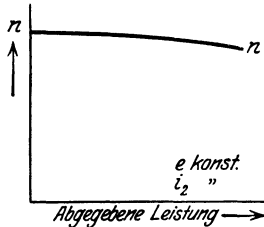


Abb. 40. Charakteristik des Nebenschlußmotors.

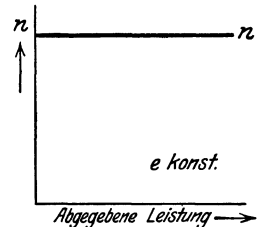


Abb. 41. Charakteristik des Kompoundmotors.

b) Nebenschlußmotoren.

Erregerwicklung liegt parallel zum Anker (vgl. Abb. 34). Die Drehzahl nimmt mit der Belastung nur wenig ab (Abb. 40). Durch Verändern des Erregerstromes i_2 kann die Drehzahl reguliert werden. Die Drehzahl nimmt mit zunehmendem Erregerstrom ab und umgekehrt.

Bei unveränderter Schaltung ist die Drehrichtung einer Nebenschlußmaschine bei Benutzung als Stromerzeuger oder als Motor die gleiche.

c) Kompoundmotoren.

Schaltung ähnlich der des Generators Abb. 36 und 37. Beim Motor wirken beide Magnetwicklungen sich entgegen; es tritt also bei Belastung des Motors eine Schwächung des Magnetfeldes ein. Hierdurch läßt sich eine praktisch gleichbleibende Drehzahl bei allen Belastungen erzielen (Abb. 41).

4. Allgemeines über Wechselströme¹⁾.

(Siehe auch S. 85.)

A. Definitionen.

a) Allgemeines.

Wechselströme im allgemeinen sind solche Ströme, deren Größe und Richtung sich mit der Zeit ändern.

Periodische Wechselströme ändern ihre Größe und Richtung periodisch mit der Zeit.

Die Zahl der Perioden in der Sekunde ist die **Frequenz** (f). Eine Periode besteht immer aus 2 Wechseln. Die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$, die Periodendauer $T = \frac{1}{f}$ Sekunden.

b) Einwellige Ströme.

Bei einem einwilligen Strom verändert sich sein Augenblickswert (Momentanwert) i_t nach einer Sinusfunktion. Er wird dargestellt durch die Gleichung

$$i_t = i_m \sin \alpha, \quad (2)$$

wobei i_m den größten Augenblickswert, die Amplitude (Scheitelwert), bezeichnet, und α einen mit der Zeit proportional veränderlichen Winkel.

c) Mehrwellige Ströme.

Ein mehrwilliger Strom ist zusammengesetzt aus einer sinusförmigen Grundwelle von derselben Frequenz wie der periodische mehrwellige Strom und einer endlichen oder unendlichen Zahl von darübergelagerten sinusförmigen **Oberwellen**, deren Frequenzen 2-, 3-, 4-, ... mal so groß sind wie die der Grundwelle.

$$\text{Gleichung der Oberwelle: } i_x = i_{x m} \sin(x\omega t + \varphi_x), \quad (3)$$

wobei x eine beliebige ganze Zahl, $x\omega$ die Kreisfrequenz der Oberwelle, $i_{x m}$ deren Amplitude und φ_x ihr Phasenwinkel ist.

Eine aus unendlich vielen Wellen zusammengesetzte periodische Stromwelle hat die Gleichung (allgemeinste Form der Fourierschen Reihe):

$$i = \sum_{x=0}^{x=\infty} i_x = \sum_{x=0}^{x=\infty} i_{x m} \sin(x\omega t + \varphi_x). \quad (4)$$

Eine periodische Stromkurve enthält nur ungradzahlige Oberwellen, wenn die negative Halbwellen das Spiegelbild der positiven ist. Die Gleichung einer solchen Kurve lautet:

$$i = i_{1 m} \sin \omega t + i_{3 m} \sin 3 \omega t + i_{5 m} \sin 5 \omega t + \dots \quad (5)$$

¹⁾ Kittler, E.: Allgemeine Elektrotechnik. 2. Bd. Stuttgart 1909. — Fraenckel, A.: Theorie der Wechselströme. Berlin 1914. — Orlich, E.: Theorie der Wechselströme. Leipzig 1912.

$i_{1m}, i_{3m}, i_{5m} \dots$ sind die Amplituden der 1., 3., 5. usw. Welle. Abb. 42 zeigt eine Stromkurve, die aus der Grundwelle und der dritten Oberwelle, deren Amplitude ein Drittel der Grundwelle beträgt, besteht. Diese Kurve hat folgende Gleichung:

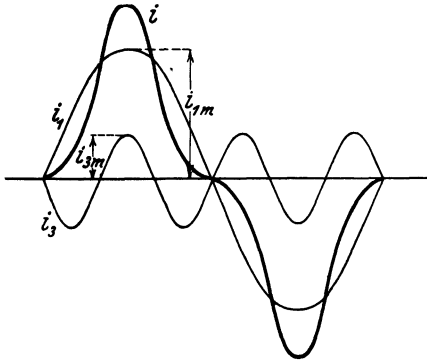


Abb. 42. Grundwelle mit 3. Oberwelle.

$$i = i_{1m} \sin \omega t - i_{3m} \sin 3 \omega t \quad (6)$$

oder, da $i_{3m} = \frac{i_{1m}}{3}$,

$$i = i_{1m} \sin \omega t - \frac{i_{1m}}{3} \sin 3 \omega t. \quad (7)$$

Bei einem reinen Wechselstrom sind die von der Stromkurve und der Abszissenachse gebildeten positiven und negativen Flächenstücke gleich groß; für eine ganze Periode ist also:

$$\int_0^T i \, dt = 0. \quad (8)$$

Ist die Summe der positiven und negativen Flächenstücke nicht gleich groß, so ist in der Stromkurve ein Gleichstrom vorhanden. In Abb. 43 ist ein kommutierter Sinusstrom dargestellt. Dieser enthält nur gradzahlige Oberwellen und einen Gleichstrom i_g

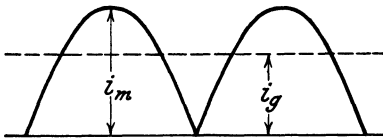


Abb. 43. Kommutierter Sinusstrom.

gestellt. Dieser enthält nur gradzahlige Oberwellen und einen Gleichstrom i_g von der Größe $\frac{2 i_m}{\pi}$.

d) Mehrphasenströme.

Bei einem Mehrphasensystem erzeugen mehrere gegeneinander phasenverschobene Spannungen gleicher Frequenz gegeneinander phasenverschobene Wechselströme.

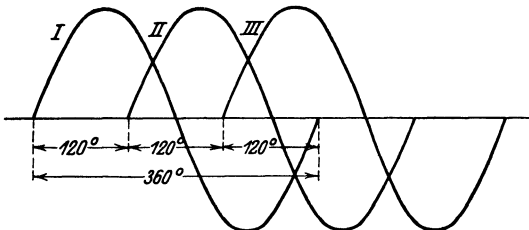


Abb. 44. Drehstrom.

Bei dem Dreiphasensystem (**Drehstrom**) sind drei um 120° gegeneinander phasenverschobene Spannungen verkettet (Abb. 44).

Die Verkettung kann in Sternschaltung oder Dreieckschaltung ausgeführt sein.

Bei der **Sternschaltung** (Abb. 45) ist der Leitungsstrom i gleich dem Phasenstrom i_p , die Leitungsspannung $e = \sqrt{3} e_p$, wobei e_p die Phasenspannung bedeutet. Bei der **Dreieckschaltung** (Abb. 46) ist

$$i = \sqrt{3} i_p, \quad e = e_p. \quad (9)$$

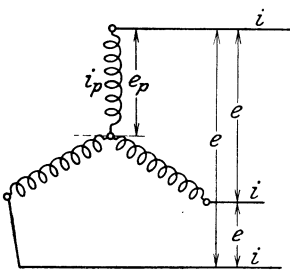


Abb. 45. Sternschaltung.

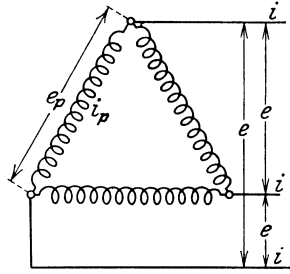


Abb. 46. Dreieckschaltung.

B. Mittelwert und Effektivwert.

Der arithmetische Mittelwert über einer sinusförmigen Halbwellen:

$$M(i) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_m \sin \alpha \, d\alpha = \frac{2}{\pi} i_m = 0,637 i_m \quad (\text{Abb. 47}). \quad (10)$$

Die Quadrate der Momentanwerte i_i stellen eine Sinuskurve von doppelter Frequenz dar (Abb. 48). Die Wurzel aus dem Mittelwert dieser quadratischen Kurve ergibt den Effektivwert i .

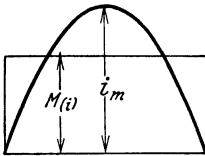


Abb. 47. Arithmetischer Mittelwert.

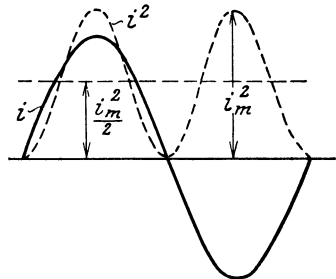


Abb. 48. Quadrierte Sinuskurve.

Es ist also

$$i = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_i^2 \, dt} = \frac{i_m}{\sqrt{2}}. \quad (11)$$

Für die Sinuskurve ist also Effektivwert = $\frac{\text{Amplitude}}{\sqrt{2}}$.








Die Effektivwerte werden mit den gebräuchlichen Meßinstrumenten gemessen.

$$\text{Formfaktor eines Wechselstroms} = \frac{\text{Effektivwert}}{\text{Mittelwert}},$$

$$\text{Scheitelfaktor „ „} = \frac{\text{Amplitude}}{\text{Effektivwert}}.$$

In nachstehender Tabelle sind diese Faktoren für eine Anzahl regelmäßig verlaufender Wellen angegeben.

Tabelle 2.
Form- und Scheitelfaktor verschiedener Wellenformen.

Wellenform	Verhältnis der Amplitude zum Mittelwert $\frac{i_m}{M(i)}$	Verhältnis der Amplitude zum Effektivwert (Scheitelfaktor) $\frac{i_m}{i}$	Formfaktor $\frac{i}{M(i)}$
Sinus 	1,571	1,414	1,11
Halbkreis 	1,273	1,226	1,04
Dreieck 	2,000	1,732	1,15
Rechteck 	1,000	1,000	1,00
Halbellipse 	1,273	1,226	1,04
Parabel mit vertikaler Achse 	1,500	1,370	1,10
Zwei sich in einer Spitze treffende Halbparabeln 	3,030	2,235	1,35

C. Leistung der Wechselströme.

Für Einphasenstrom ist die

$$\text{Leistung } N = e i \cos \varphi, \quad (12)$$

wobei e die effektive Spannung, i die effektive Stromstärke und φ den Phasenverschiebungswinkel zwischen Spannung e und Strom i darstellt.

Für Dreiphasenstrom ist die

$$\text{Leistung } N = 3 \cdot e_p \cdot i_p \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} e i \cos \varphi, \quad (13)$$

wobei e die effektive Spannung zwischen den Leitungen, i die effektive Stromstärke in den Leitungen bedeutet. e_p ist die Phasenspannung und i_p der Strom pro Phase, vgl. S. 99.

Der **Leistungsfaktor**¹⁾ ist das Verhältnis der wirklichen Leistung zur scheinbaren Leistung, also

$$\cos \varphi = \frac{N}{e i} \text{ für Einphasenstrom,} \quad (14)$$

$$\cos \varphi = \frac{N}{\sqrt{3} e i} \text{ für Drehstrom.} \quad (15)$$

Der Winkel φ ist nur bei sinusförmigen Kurven der wirkliche Phasenverschiebungswinkel. Bei nicht sinusförmig verlaufenden Kurven ist φ der „effektive“ Phasenverschiebungswinkel.

winkel, wenn hierbei eine konstante zeitliche Verschiebung zwischen Strom- und Spannungskurve nicht vorhanden ist. In der Technik wird jedoch auch in diesen Fällen $\cos \varphi$ Leistungsfaktor genannt.

Die Messung der wirklichen Leistung N geschieht mit dem Wattmeter. Abb. 49 zeigt die Schaltung für Einphasenmessungen. Ist α der Ausschlag des Wattmeters und C dessen Konstante (abhängig vom Meßbereich), so ist

$$\text{für Einphasenstrom die Leistung } N = \alpha C \quad \text{und} \quad \cos \varphi = \frac{\alpha C}{e i}. \quad (16)$$

Bei Drehstrom wird meistens die Zweiwattmeterschaltung (Abb. 50) angewendet. An Stelle zweier Wattmeter kann auch

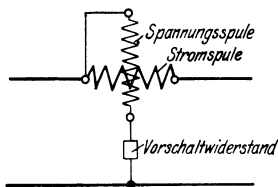


Abb. 49. Wattmeterschaltung für Einphasenstrom.

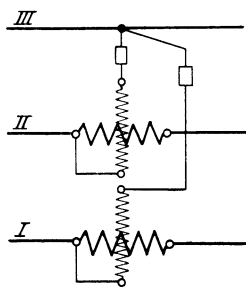


Abb. 50. Wattmeterschaltung für Drehstrom.

ein Umschalter (Aronschalter) verwendet werden, mit dem das Wattmeter abwechselnd mit seiner Stromspule in Phase I und II gelegt werden kann. Ist im ersten Fall der Ausschlag des Wattmeters α_1 , im zweiten α_2 und C dessen Konstante, so ist

$$\text{für Drehstrom die Leistung } N = C(\alpha_1 + \alpha_2) \quad \text{und} \quad \cos \varphi = \frac{C(\alpha_1 + \alpha_2)}{\sqrt{3} e i}. \quad (17)$$

Bei induktionsfreier Belastung ist $\alpha_1 = \alpha_2$; bei einer Phasenverschiebung von 60° ist einer der beiden Ausschläge α gleich Null. Ist $\varphi > 60^\circ$, so wird der eine Ausschlag negativ und ist daher von dem anderen abzuziehen. Hierbei ist gleichmäßige Belastung der Phasen vorausgesetzt.

Über Blindverbrauchsmessung in Drehstromnetzen siehe A. Sengel, ETZ 45, S. 973. 1924.

D. Ohmsches Gesetz für Wechselstrom.

Für Stromkreise, die aus einem Ohmschen Widerstand R , einer Selbstinduktion L und einer Kapazität C bestehen, gilt

$$e = i \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}, \quad (18)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \quad (19)$$

Resonanz tritt ein, wenn

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}. \quad (20)$$

ωL heißt induktive Reaktanz,

$\frac{1}{\omega C}$ heißt kapazitive Reaktanz und

$\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = Z$ heißt Impedanz (Scheinwiderstand).

In den Ausdrücken ist e in Volt, i in Ampere, R in Ohm, L in Henry und C in Farad einzusetzen.

E. Darstellung von Wechselströmen durch Vektoren.

In Abb. 51 ist auf der linken Seite das Liniendiagramm einer Wechselspannung e und eines gegen diese um den Winkel $\varphi = 45^\circ$ in Nacheilung befind-

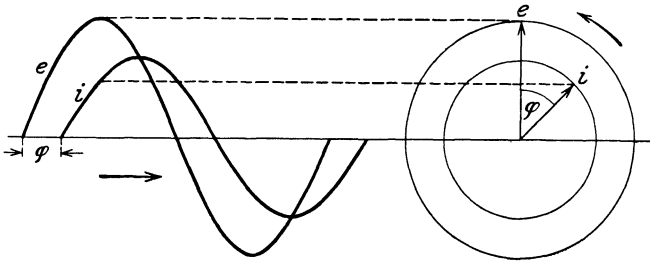


Abb. 51. Lini- und Vektordiagramm.

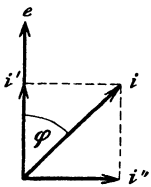


Abb. 52. Zerlegung in Wattkomponente und wattlose Komponente.

lichen Wechselstroms i aufgetragen. Das dazugehörige **Vektordiagramm** ist auf der rechten Seite von Abb. 51 eingezeichnet.

Der Strom i kann zerlegt werden in die Wattkomponente i' und die wattlose Komponente i'' (Abb. 52). Es ist

$$i' = i \cos \varphi \quad \text{und} \quad i'' = i \sin \varphi. \quad (21)$$

Die geometrische Addition zweier Vektoren e_1 und e_2 zeigt Abb. 53; es ist

$$[e_1 + e_2 = e]. \quad (22)$$

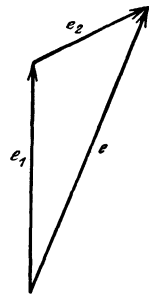


Abb. 53. Geometrische Addition zweier Spannungen.

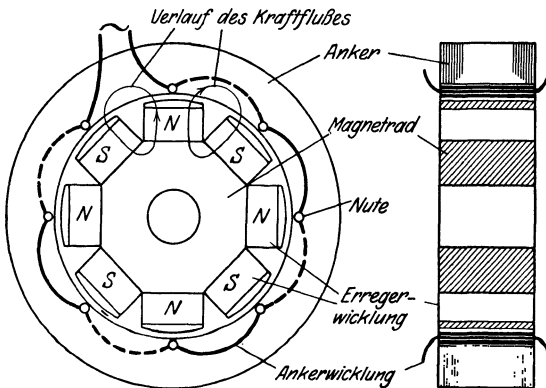


Abb. 54. Wechselpoltype.

5. Wechselstromgeneratoren¹⁾.

A. Allgemeines.

a) Bauart.

Wechselstrommaschinen werden gewöhnlich gebaut mit feststehendem, außenliegendem Anker und innen rotierendem Magnetsystem. Dieses kann ausgeführt

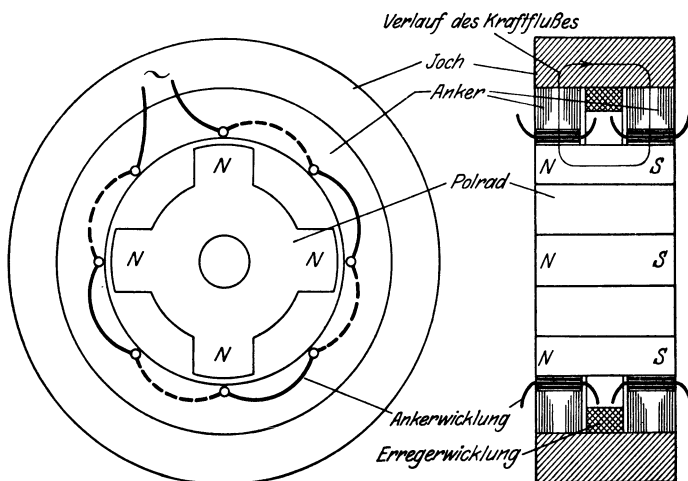


Abb. 55. Gleichpoltype (Induktortype).

sein nach der Wechseipoltype oder Gleichpoltype. Die letztere, auch Induktortype genannt, wird vielfach bei Mittel- und Hochfrequenzmaschinen angewendet. Bei Maschinen der Induktortype ist der Anker in zwei gleiche Hälften geteilt, deren Wicklungen parallel oder in Reihe geschaltet werden können. In Abb. 54 ist eine achtpolige Wechselstrommaschine der Wechseipoltype dargestellt und in Abb. 55 eine solche der Gleichpoltype.

Auf die nach dem Reflexionsprinzip arbeitenden Wechselstrommaschinen wird hier nicht eingegangen (Näheres hierüber S. 245); ebenso auf die asynchronen Wechselstrommaschinen, die in der Funktechnik nicht verwendet werden.

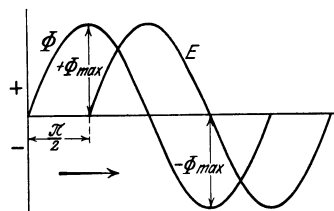


Abb. 56. Verlauf des Kraftflusses beim Wechseipoltyp.

b) Verlauf des Kraftflusses.

Die Welle des Kraftflusses Φ eilt der Welle der elektromotorischen Kraft E um eine Viertelperiode vor; die Phasenverschiebung zwischen beiden Wellen beträgt also $\frac{\pi}{2}$.

¹⁾ Kittler-Petersen: Allgemeine Elektrotechnik. 3. Bd. Stuttgart 1909. — Arnold, E.: Die Wechselstromtechnik. 5 Bde. Berlin 1923.

Bei Maschinen der Wechsellpoltype schwankt der Fluß Φ zwischen einem positiven Maximum $+\Phi_{\max}$ und einem negativen Maximum $-\Phi_{\max}$, vgl. Abb. 56.

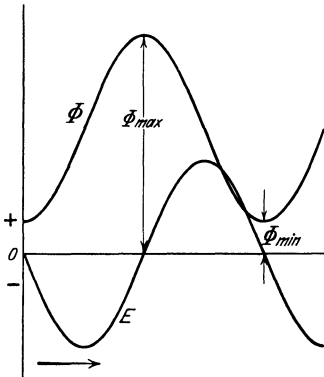


Abb. 57. Verlauf des Kraftflusses beim Gleichpoltyp.

Dagegen erreicht der Fluß bei Gleichpolmaschinen keine negativen Werte. Er schwankt hier, wie in Abb. 57 angegeben, zwischen einem Maximalwert Φ_{\max} und einem Minimalwert Φ_{\min} .

c) Frequenz.

Bezeichnet p die Zahl der Pole und n die Drehzahl in der Minute, so berechnet sich für eine Maschine der Wechsellpoltype:

$$\text{die Frequenz } f = \frac{pn}{120} \text{ Perioden/Sek.} \quad (23)$$

Für die Gleichpoltype ergibt sich die Frequenz f , wenn mit z die Zahl der Zähne des Polrades bezeichnet wird:

$$f = \frac{2zn}{120} \text{ Perioden/Sek.} \quad (24)$$

d) Erregung.

Der für die Erregung der Wechselstrommaschinen benötigte Gleichstrom wird entweder einem Gleichstromnetz entnommen oder es ist hierzu eine besondere Erregermaschine vorgesehen. Diese ist oft mit der Wechselstrommaschine direkt gekuppelt.

B. Arbeitsweise.

e) Leerlauf- und Kurzschlußcharakteristik.

Die Leerlaufcharakteristik, d. i. die Abhängigkeit der Leerlaufklemmenspannung E_0 von der Erregerstromstärke i_2 bei konstanter Drehzahl n ist in Abb. 58 wiedergegeben. Da E_0 proportional dem Kraftfluß Φ , gibt diese Charakteristik ein Bild über den Sättigungsgrad der Maschine. In Abb. 58 ist auch noch die Kurzschlußcharakteristik $i_k = f(i_2)$ aufgetragen; i_k bedeutet hierbei die Kurzschlußstromstärke. Das Schaltbild für die Aufnahme der Leerlaufcharakteristik zeigt Abb. 59, das für die Kurzschlußcharakteristik Abb. 60.

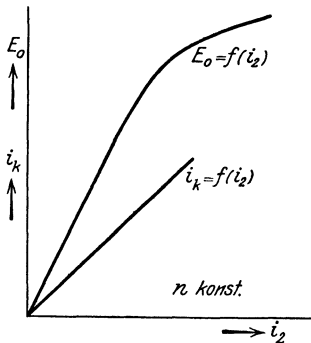


Abb. 58. Leerlaufcharakteristik und Kurzschlußcharakteristik einer Wechselstrommaschine.

Der Kurzschlußversuch dient auch zur Bestimmung des äquivalenten Ankerwiderstandes r_a . (Dieser ist größer als der mit Gleichstrom gemessene Ohmsche Widerstand der Ankerwicklung.) Man mißt die Leistungsaufnahme N_{mk} des Antriebsmotors in Abhängigkeit von der Kurzschlußstromstärke i_k der Wechselstrommaschine und zieht von den erhaltenen Werten den für

$i_k = 0$ gefundenen Wert N_{m0} , der dem Leerlaufverbrauch entspricht, ab. Die Differenz der Werte $N_{mk} - N_{m0}$ entspricht dann dem Kurzschlußeffect $i_k^2 \cdot r_a$ der Wechselstrommaschine, also:

$$\text{Äquivalenter Widerstand } r_a = \frac{N_{mk} - N_{m0}}{i_k^2} \Omega. \quad (25)$$

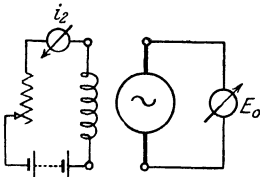


Abb. 59. Schaltung für Aufnahme der Leerlaufcharakteristik.

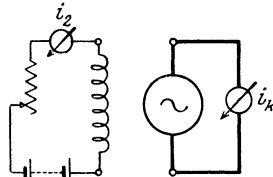


Abb. 60. Schaltung für Aufnahme der Kurzschlußcharakteristik.

b) Äußere Charakteristik.

Der Spannungsabfall der Wechselstrommaschinen ist abhängig von der Art der Belastung. Er ist am größten bei rein induktiver Belastung und erreicht negative Werte (d. h. Spannungserhöhung) bei kapazitiver Belastung. Die äußere Charakteristik $e = f(i)$ für i_2 konst. und n konst. bei verschiedenen Belastungsarten zeigt Abb. 61, das zugehörige Schaltbild Abb. 62. e bedeutet die Klemmenspannung,

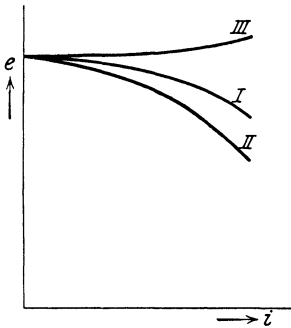


Abb. 61. Spannungsabfall einer Wechselstrommaschine; I induktionsfreie, II induktive, III kapazitive Belastung.

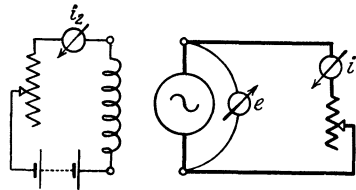


Abb. 62. Schaltung zur Aufnahme der Kurve I von Abb. 61.

i die Stromstärke der Maschine. In Abb. 61 bezieht sich Kurve I auf induktionsfreie, II auf induktive und III auf kapazitive Belastung.

c) Potiersches Dreieck.

Die Bestimmung des induktiven Spannungsabfalles und der Ankerrückwirkung kann auf graphischem Wege nach Potier in einfacher Weise erfolgen. In Abb. 63 a ist die äußere Charakteristik $e = f(i)$ einer 500-Perioden-Maschine für induktionsfreie (I) und praktisch rein induktive (II) Belastung aufgetragen. Die Erregerstromstärke ($i_2 = 1,5$ A) und die Drehzahl ($n = 3000$) sind konstant gehalten. Leerlauf- und Kurzschlußcharakteristik sind in Abb. 63 b und Abb. 64 wiedergegeben.

Zur Konstruktion des Potierschen Dreiecks ist in Abb. 63 b der für den Belastungsstrom $i = 10$ A (bei rein induktiver Belastung) gemessene Wert der Klemmenspannung e für $i_2 = 1,5$ A aufgetragen (Punkt A). Dann wird der aus der Kurzschlußcharakteristik Abb. 64 gefundene Erregerstrom i_{2k} für $i_k = 10$ A von A aus bis B eingezeichnet. Zieht man nun von B aus eine Parallele zu der an Anfang geradlinig verlaufenden Leerlaufcharakteristik, so erhält man den Schnittpunkt C mit der Leerlaufcharakteristik. Dann wird von C aus eine Senkrechte auf AB gezogen, und man erhält den 3. Punkt des Dreiecks ACD.

CD entspricht dem induktiven Spannungsabfall in Volt für 10 A Belastung und ist gleich $i^2 2 \pi f L$, woraus der Selbstinduktionskoeffizient L in Henry ermittelt werden kann.

Die Ankerrückwirkung Φ_{1r} für den Belastungsstrom 10 A ist dargestellt durch die Strecke AD und ausgedrückt in Erregerstrom.

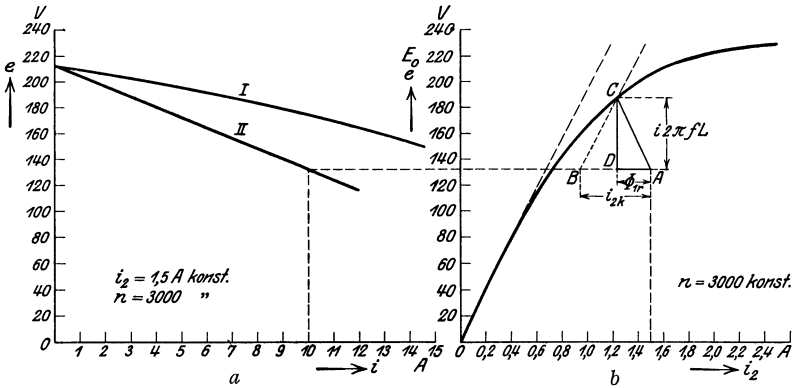


Abb. 63. Bestimmung des induktiven Spannungsabfalls und Ankerrückwirkung nach Potier.

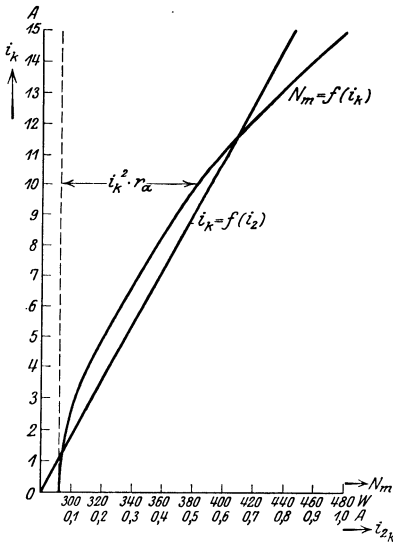


Abb. 64. Kurzschlußcharakteristik zur Abb. 63.

Aus dem Dreieck ergibt sich

$$CD = 55 \text{ Volt} \\ = 10 \cdot 2 \pi \cdot 500 \cdot L,$$

hieraus

$$L = \frac{55}{2 \pi \cdot 500 \cdot 10} \\ = 0,00175 \text{ Henry},$$

$$AD = \Phi_{1r} = 0,27 \text{ A.}$$

Aus dem Kurzschlußversuch (Abb. 64) ergibt sich für $i_k = 10$ A der Kurzschlußeffekt $p_k = i_k^2 r_a$ zu 90 Watt; also ist

$$r_a = \frac{p_k}{i_k^2} = \frac{90}{100} = 0,9 \Omega.$$

Der aus einer Gleichstrommessung bestimmte Widerstand beträgt 0,445 Ω .

d) Vektordiagramme.

In Abb. 65 ist das Diagramm für induktionsfreie Belastung ($\cos \varphi = 1$) dargestellt. Für $i = 10$ A ergibt sich aus der Kurve Abb. 63 die Klemmenspannung $e = 175$ V. An e wird der Ohmsche und der induktive Spannungsabfall angetragen, und man erhält die elektromotorische Kraft E . 90° in Voreilung gegen E liegt der diese elektromotorische Kraft erzeugende Kraftfluß Φ'_2 , den man — ausgedrückt in Ampere des Erregerstroms — aus der Leerlaufcharakteristik (Abb. 63b) findet. Φ'_2 ist die Resultierende aus dem für die Ankerrückwirkung in Betracht kommenden Feld Φ_{rr} , das in Phase mit i ist, und dem Erregerfeld $\Phi_2 = i_2$.

Das Diagramm für rein induktive Belastung ($\cos \varphi = 0$) zeigt Abb. 66.

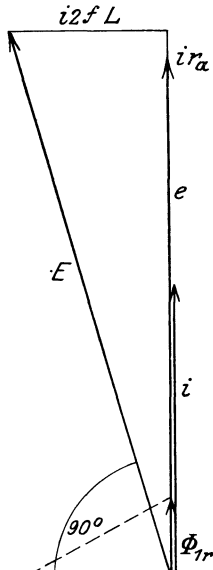


Abb. 65. Vektordiagramm bei induktionsfreier Belastung.

Die Zahlenwerte für beide Diagramme sind nachstehend zusammengestellt:

	Diagramm Abb. 65	Diagramm Abb. 66
$\cos \varphi$	= 1	0
Belastungsstrom i	= 10 A	10 A
Klemmenspannung $e =$	175 V	132 V
Ohmscher Spannungsabfall $i r_a$	= 9 V	9 V
Induktiver Spannungsabfall $i 2 f L =$	55 V	55 V
Elektromotorische Kraft E	= 194 V	187 V
Feld der Ankerrückwirkung Φ_1	= 0,27 A	0,27 A
Resultierendes Feld Φ_2'	= 1,34 A	1,23 A
Erregerfeld $\Phi_2 = i_2 =$	1,45 A	1,5 A

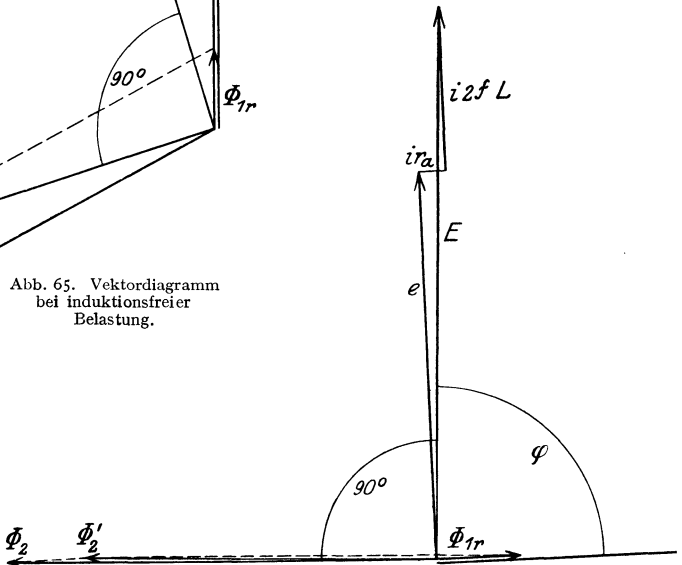


Abb. 66. Vektordiagramm bei rein induktiver Belastung.

6. Wechsel- und Drehstrommotoren¹⁾.

A. Synchronmotoren.

a) Bauart.

Die Synchronmotoren haben einen aus Blechen zusammengesetzten Anker, dem der Wechsel- oder Drehstrom zugeführt wird, und ein mit Gleichstrom erregtes Magnetfeld, das bei größeren Maschinen meist innerhalb des feststehenden Ankers rotiert. Sie sind also ebenso gebaut wie die synchronen Wechselstromerzeuger.

¹⁾ Kittler - Petersen: Allgemeine Elektrotechnik. 3. Bd. Stuttgart 1909. — Arnold, E.: Die Wechselstromtechnik. 4. u. 5. Bd. Berlin 1913.

b) Drehzahl.

Die Drehzahl n der Synchronmotoren ist bei allen Belastungen die gleiche und abhängig von der Frequenz f des zugeführten Wechselstroms und der Polzahl p des Motors. Es ist

$$\text{Drehzahl } n = \frac{f \cdot 120}{p}. \quad (26)$$

c) Anlauf.

Synchronmotoren laufen ohne besondere Anlaßwicklung auf dem Magnet-system nicht von selbst an. Sie müssen erst durch einen Hilfsmotor (Anwurf-motor) oder, wenn sie mit einer Gleichstrommaschine gekuppelt sind, durch diese

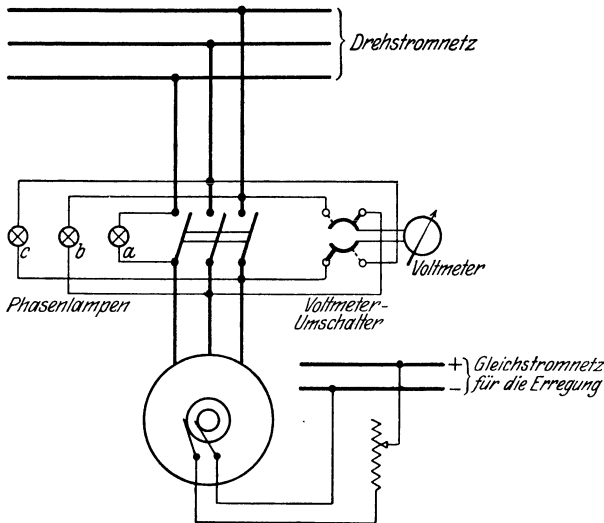


Abb. 67. Schaltbild des Drehstrom-Synchronmotors.

auf die synchrone Drehzahl gebracht werden. Vor dem Anschalten an das Netz müssen mehrere Bedingungen erfüllt sein. Das Anlassen hat wie folgt zu geschehen:

1. Der Motor muß auf die (annähernd) synchrone Drehzahl gebracht werden.
2. Der Motor wird erregt, bis seine Ankerspannung gleich der Netzspannung ist.
3. Die Drehzahl wird in kleinen Grenzen so lange reguliert, bis Phasengleichheit zwischen der Netzspannung und der vom Motor gelieferten Spannung vorliegt. Die Phasengleichheit wird meistens mit Lampen festgestellt.
4. Bei Drehstrommotoren ist ferner noch darauf zu achten, daß die Drehrichtung richtig ist.

Abb. 67 zeigt das Schaltbild zum Anlassen eines Drehstrom-Synchronmotors. Die Phasenlampen sind so angeordnet, daß Phasengleichheit vorliegt und der Schalter eingelegt werden kann, wenn die Lampe *a* dunkel ist, die Lampen *b* und *c* dagegen hell leuchten.

d) Einfluß der Erregung.

Durch Veränderung der Erregerstromstärke kann die Phasenverschiebung zwischen Motorspannung und Motorstrom beeinflußt werden. Bei Übererregung eilt der Strom der Spannung vor, bei Untererregung nach. Hiervon wird vielfach

Gebrauch gemacht, um durch Übererregung von Synchronmotoren den Leistungsfaktor stark induktiv belasteter Netze zu verbessern.

c) Überlastung.

Wird der Synchronmotor überlastet, so *fällt er außer Tritt* und bleibt stehen.

B. Asynchronmotoren.

a) Induktionsmotoren.

α) Allgemeines.

1. Bauart. Bei diesen besteht Ständer (Stator) und Läufer (Rotor) aus Blechen, die mit Nuten zur Aufnahme der Wicklung versehen sind. Der Läufer ist entweder mit einer in sich kurzgeschlossenen Wicklung versehen (**Kurzschlußanker**, Käfiganker), oder die Wicklung ist mit Schleifringen verbunden (**Schleifringanker**). Die Ständerwicklung ist gleich der der Generatoren.

2. Drehzahl. Die Drehzahl der Induktionsmotoren nimmt mit zunehmender Belastung ab. Diese Drehzahlverminderung wird **Schlupf** oder **Schlüpfung** genannt. Bezeichnet n_s die synchrone Drehzahl ($n_s = \frac{120f}{p}$) und n die wirkliche Drehzahl, so ist der

$$\text{Schlupf } \sigma = \frac{n_s - n}{n_s} \quad \text{oder} \quad \frac{(n_s - n) 100}{n_s} \% \quad (27)$$

Die Änderung der Drehzahl kann bei Motoren mit Schleifringankern ausgeführt werden durch Einschalten von Widerständen in den Rotorkreis.

3. Anlauf. Beim Anlauf nehmen die Motoren mit Kurzschlußanker einen Strom auf, der um ein Mehrfaches größer ist als der Normalstrom. Solche Motoren werden deshalb von den Elektrizitätswerken nur bis zu einer bestimmten Größe zugelassen. Bei Schleifringankermotoren kann die Anlaufstromstärke mittels Anlaufwiderständen in gewissen Grenzen gehalten werden.

4. Leistungsfaktor. Die Induktionsmotoren haben im Leerlauf einen geringen Leistungsfaktor, der mit zunehmender Belastung wächst, um dann bei Überlastung wieder abzunehmen.

β) Einphasenmotoren.

Einphaseninduktionsmotoren benötigen eine gegen die Hauptwicklung um 90° (elektrische Grade) versetzte Anlauf- oder Hilfswicklung, um das für den Anlauf notwendige Drehfeld zu erzeugen. Vor die Hilfswicklung werden Drosselspulen oder Kondensatoren geschaltet, um eine künstliche Phasenverschiebung zwischen Haupt- und Hilfsfeld herzustellen. Nach erfolgtem Anlauf wird die Hilfswicklung abgeschaltet.

γ) Drehstrommotoren¹⁾.

Die Ständerwicklung kann in Stern- oder Dreieckschaltung ausgeführt sein. Vielfach wird ein Stern-Dreieckschalter angewendet, mit dem die Wicklung für den Anlauf in Stern, für den Betrieb in Dreieck geschaltet wird, um so den Anlaufstrom herabzusetzen. Kleine Motoren können mittels eines dreipoligen Schalters direkt ans Netz angeschlossen werden. Bei Motoren mit Schleifringankern wird zuerst die Ständerwicklung mit dem Netz verbunden und dann der Anlaufwiderstand im Rotorkreis langsam verringert bis zum Kurzschluß. Bei manchen Motoren können nach erfolgtem Anlauf die Schleifringe unter sich kurzgeschlossen und dann die Bürsten abgehoben werden (Bürstenabhebevorrichtung).

¹⁾ Heubach, J.: Der Drehstrommotor. 2. Aufl. Berlin: Jul. Springer 1923.

Abb. 68 zeigt schematisch einen Drehstrommotor mit Schleifringanker, dessen Ständerwicklung in Dreieck und dessen Läuferwicklung in Stern geschaltet ist.

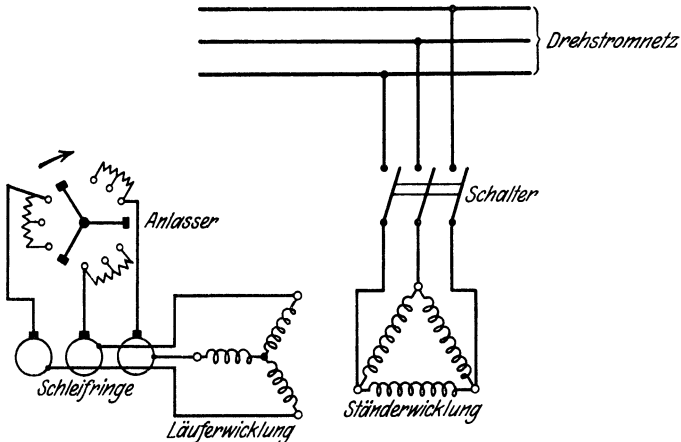


Abb. 68. Schaltbild des Drehstrommotors mit Schleifringanker.

b) Kollektormotoren.

Die Kollektor- oder Kommutatormotoren haben einen Anker mit Kollektor, wie er bei Gleichstrommaschinen benutzt wird, der sich in einem aus Blechen zusammengesetzten Magnetsystem dreht. Dies trägt entweder eine wie bei den Induktionsmotoren ausgeführte, in Nuten verteilte Wicklung, oder das Magnetsystem hat ausgeprägte Pole. Sie kommen als Einphasen- oder Drehstrommotoren zur Anwendung und werden für Hauptstrom- oder Nebenschlußcharakteristik gebaut. In ihrer Arbeitsweise ähneln sie den Gleichstromhauptstrom- oder Nebenschlußmotoren.

7. Umformer¹⁾.

A. Motorgeneratoren.

a) Allgemeines.

Motorgeneratoren bestehen aus zwei (oder mehr) mechanisch gekuppelten elektrischen Maschinen, von denen die eine als Motor, die andere als Generator dient. Sie können für alle Stromarten und Spannungen gebaut werden und kommen in erster Linie dort zur Anwendung, wo eine vom Null- bis zum Maximalwert einstellbare Spannung des Generators nötig ist.

Bezeichnet η_m den Wirkungsgrad des Motors und η_g den des Generators, so ist der gesamte Wirkungsgrad des Motorgenerators

$$\eta = \eta_m \cdot \eta_g \quad (28)$$

Bei den Zweigehäuseumformern stehen zwei getrennte, durch Kupplung miteinander verbundene Maschinen auf gemeinsamer Grundplatte, während bei den Eingehäuseumformern die beiden Maschinen von demselben Gehäuse umschlossen sind, das meist nur mit zwei Lagern ausgestattet ist.

¹⁾ Riemenschneider-Welter: Elektr. Umformer und Gleichrichter. Wien u. Leipzig 1915.

b) Gleichstrom-Gleichstrom.

Der Motor wird immer mit Nebenschlußcharakteristik ausgeführt. Um möglichst weitgehende Spannungsänderungen am Generator vornehmen zu können, wird der Generator meistens für Fremderregung (Netz oder besondere Erregermaschine) eingerichtet, die bei Hochspannungsmaschinen immer vorgesehen ist. Schaltung s. S. 120.

c) Gleichstrom-Wechselstrom.

Diese Umformung wird viel in der Funktechnik angewendet zur Erzeugung von mittelfrequenterem und hochfrequenterem Wechselstrom aus Gleichstrom¹⁾. Die großen Motorgeneratoren werden gewöhnlich als Zweigehäuseumformer gebaut, während die kleineren auch oft als Eingehäuseumformer Verwendung finden. Der Erregerstrom der Wechselstrommaschine wird gewöhnlich dem Gleichstromnetz entnommen. Schaltungen s. S. 122 bis 124.

d) Wechselstrom- (bzw. Drehstrom-) Gleichstrom.

Für den Antrieb kommen Asynchron- und Synchronmotoren zur Anwendung. Der Asynchronmotor ermöglicht einfachstes Anlassen des Umformers. Bei Umformern mit Synchronmotoren wird, wenn Gleichstrom zur Verfügung steht, gewöhnlich von der Gleichstromseite aus angelassen. Wird von der Wechselstromseite aus angelassen, müssen die im Abschnitt über Synchronmotoren angegebenen Maßnahmen (s. S. 108) für den Anlauf getroffen werden.

B. Einankerumformer²⁾.**a) Allgemeines.**

Der Einankerumformer besteht aus einem mit Gleichstrom magnetisierten Magnetgestell und einem im Magnetfeld rotierenden Anker. Der Anker trägt eine oder zwei voneinander getrennte Wicklungen, die nach Art der Gleichstrommaschinen ausgeführt sind. Der Wirkungsgrad ist höher als der der Motorgeneratoren. Die Spannung der Sekundärseite steht in einem bestimmten Verhältnis zu der Spannung auf der Primärseite und kann nur in gewissen Grenzen unter Verwendung besonderer Hilfsmittel verändert werden.

b) Gleichstrom-Gleichstrom.

Dieser Einankerumformer trägt immer zwei getrennte Ankerwicklungen, die mit je einem Kollektor verbunden sind.

Bezeichnet

e_1, e_2 die Spannungen auf der Primär- und Sekundärseite
und s_1, s_2 die Windungszahlen der primären und sekundären Ankerwicklung,
so ist

$$\frac{e_1}{e_2} \approx \frac{s_1}{s_2}. \quad (29)$$

Im Betrieb verhält sich der Umformer wie ein Nebenschlußmotor. Eine Veränderung seiner Erregung bedingt eine Veränderung der Drehzahl, aber nicht der Sekundärspannung. Der Sekundärstrom kann bei konstanter Primärspannung nur durch Einschalten von Widerständen verändert werden.

Er wird vielfach angewendet zum Betrieb von Projektionsbogenlampen und zum Laden transportabler Akkumulatoren. Zur Erzeugung von Gleichstromhochspannung ist er wegen der schwierigen Isolation der Ankerwicklung nicht geeignet.

¹⁾ Schmidt, K.: Die Maschinen für drahtlose Telegraphie. ETZ 1921, Heft 11 u. 12.

²⁾ Kittler - Petersen: Allgemeine Elektrotechnik. 3. Bd. Stuttgart 1909. — Arnold, E.: Die Wechselstromtechnik. 4. Bd. Berlin 1913.

c) Wechselstrom (bzw. Drehstrom)- Gleichstrom.

Diese Umformer haben gewöhnlich nur eine Ankerwicklung, die auf der einen Seite mit einem Kollektor, auf der anderen mit Schleifringen verbunden ist.

Bezeichnet

e_g die Gleichstromspannung, e den Effektivwert der Wechselspannung und n_p die Phasenzahl,

so ist

$$\frac{e}{e_g} = \frac{\sin \frac{\pi}{n_p}}{\sqrt{2}}. \quad (30)$$

Hiernach ist

$$\begin{aligned} \text{für den Einphasenumformer} \quad \frac{e}{e_g} &= 0,707, \\ \text{„ „ Drehstromumformer} \quad \frac{e}{e_g} &= 0,612. \end{aligned}$$

Im Betrieb verhält sich dieser Umformer wie ein Synchronmotor. Er läuft bei allen Belastungen mit der synchronen, durch die Netzfrequenz f und die Polzahl p des Umformers gegebenen Drehzahl n , wobei ist

$$n = \frac{120 f}{p}.$$

Der Leistungsfaktor der Energieaufnahme ist abhängig von der Höhe der Erregerstromstärke (wie beim Synchronmotor). Bei Untererregung nimmt der Umformer einen gegen die Netzspannung nachteilenden, bei Übererregung voreilenden Strom auf. Diese Eigenschaft wird ausgenutzt, um kleinere Spannungsänderungen auf der Gleichstromseite zu erzielen. Zu diesem Zweck werden vor die Schleifringe des Umformers Drosselspulen geschaltet, an deren Klemmen eine elektromotorische Kraft der Selbstinduktion tritt, die dem Strom um 90° voreilt. Diese elektromotorische Kraft setzt sich vektoriell zusammen mit der Schleifringspannung des Umformers zu der konstanten Netzspannung. Für das Laden von Akkumulatorenbatterien werden die Umformer oft mit Zusatzmaschinen versehen.

Das Anlassen wird zweckmäßig von der Gleichstromseite aus vorgenommen, da der wechselstromseitige Anlauf gewisse Schwierigkeiten bietet.

d) Gleichstrom-Wechselstrom (bzw. Drehstrom).

Die unter c) genannten Umformer sind umkehrbar, d. h. sie können ohne weiteres auch primär von der Gleichstromseite aus betrieben werden. Spannungsverhältnisse wie unter c) angegeben. Arbeitet der Umformer auf einen besonderen Kreis, d. h. nicht synchron auf ein unter Spannung stehendes Wechselstromnetz, so ist seine Drehzahl und damit die Frequenz abhängig von der Höhe der Erregung. Induktivitäten im Belastungskreis wirken auf den Umformer feldschwächend, d. h. sie erhöhen die Drehzahl; um ein Durchgehen zu verhindern, werden Zentrifugalschalter vorgesehen.

8. Gleichrichter¹⁾.

A. Allgemeines.

Gleichrichter dienen zur Umwandlung von Wechsel- bzw. Drehstrom in Gleichstrom.

B. Mechanische Gleichrichter.

a) Rotierende Gleichrichter.

Zur Gleichrichtung eines Einphasenstroms geringerer Spannung dient die in Abb. 69 schematisch dargestellte Anordnung. Auf einem aus zwei voneinander

¹⁾ Riemenschneider-Welter: Elektr. Umformer und Gleichrichter. Wien u. Leipzig 1915.

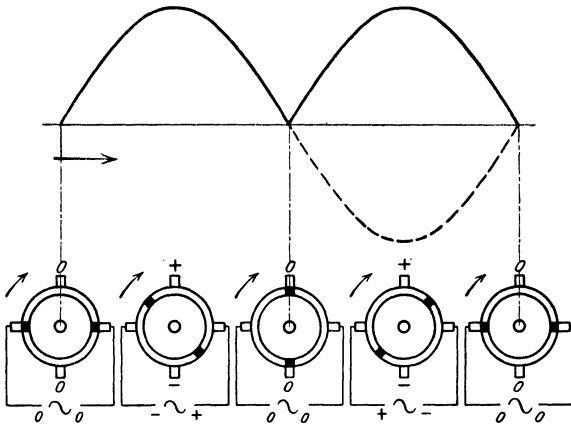


Abb. 69. Rotierender Gleichrichter.

isolierten Hälften bestehenden Schleifring sitzen vier um 90° gegeneinander versetzte Bürsten. Zwei gegenüberliegenden Bürsten wird der Wechselstrom zugeführt und von den beiden anderen Bürsten der Gleichstrom abgenommen. Der Schleifring wird von einem am gleichen Netz liegenden Synchronmotor angetrieben. Die Drehzahl des Schleifringes muß so gewählt werden, daß er während einer Periode eine halbe Umdrehung macht. Man erhält dann einen zwischen Null und dem Maximalwert des Wechselstroms pulsierenden Gleichstrom. In Abb. 69 sind für eine Periode die Stellungen des Schleifringes in 5 Figuren dargestellt.

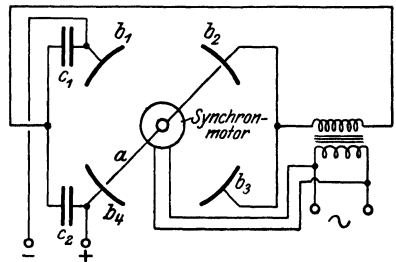


Abb. 70. Rotierender Hochspannungsgleichrichter.

Zur Erzielung hoher Gleichspannungen wird in der Röntgentechnik viel der in Abb. 70 dargestellte Gleichrichter benutzt. Das Drahtstück *a* rotiert synchron innerhalb der vier feststehenden Drahtbügel b_1 , b_2 , b_3 und b_4 . c_1 und c_2 sind Kondensatoren.

b) Pendelgleichrichter.

Hierbei schwingt ein gewöhnlich durch einen permanenten Magneten polarisierter Eisenanker im Wechselfeld. Mit dem Anker ist eine Feder verbunden, die den Gleichstromkreis abwechselnd so anschließt, daß die Polarität gewahrt bleibt. Abb. 71

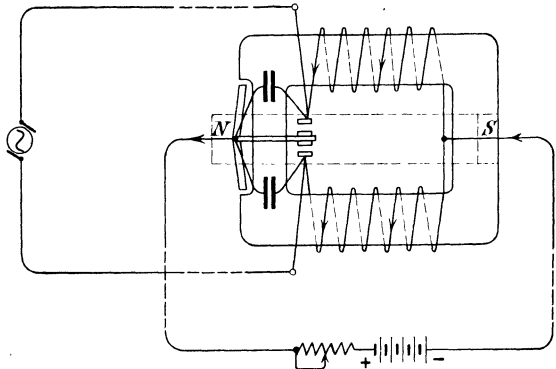


Abb. 71. Pendelgleichrichter.

zeigt einen Pendelgleichrichter der Deutschen Telephonwerke (System Falkenthal).

Die Pendelgleichrichter sind nur für die Umformung kleinerer Energiemengen bis etwa 250 Watt geeignet.

C. Elektrolytische Gleichrichter.

Diese beruhen auf der Ventilwirkung einiger Metalle in Verbindung mit einem Elektrolyten.

D. Gasgleichrichter.

Hierzu gehören die Quecksilberdampfgleichrichter und die Edelgasgleichrichter, vgl. S. 227.

Hochvakuumgleichrichter s. unter Elektronenröhren.

9. Transformatoren¹⁾.

A. Allgemeines.

Transformatoren sind Apparate, die elektrische Energie von einem ruhenden Leiterkreis auf einen anderen ebenfalls ruhenden und mit dem ersten magnetisch verketteten Leiterkreis übertragen. Der Primärseite (Primärwicklung) wird

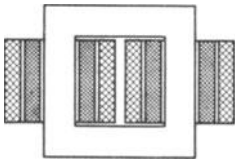


Abb. 72. Einphasenkerntransformator mit Röhrenwicklung.

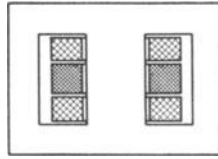


Abb. 73. Einphasenmanteltransformator mit Scheibenwicklung.

die Energie zugeführt, und an der Sekundärseite (Sekundärwicklung) wird die Energie wieder abgenommen. Haben die Primär- und die Sekundärseite verschiedene Spannungen, so unterscheidet man noch Oberspannungswicklung und Unterspannungswicklung. Die Wicklungen sind auf einen Eisenkern aufgebracht, der aus gegeneinander isolierten Blechen zusammengesetzt ist. Für den Aufbau des Eisenkerns verwendet man normale Dynamobleche, Spezialbleche und hochlegierte Bleche. Letztere haben einen Zusatz von Silizium und besonders geringe Eisenverluste. Nach der Bauart unterscheidet man Kerntransformatoren und Manteltransformatoren. Die Wicklungen liegen entweder übereinander (Röhrenwicklung) oder nebeneinander (Scheibenwicklung). Abb. 72 zeigt in schematischer Darstellung einen Einphasenkerntransformator mit Röhrenwicklung, Abb. 73 einen Einphasenmanteltransformator mit Scheibenwicklung. Vielfach wird der Eisenkern mit den Wicklungen in ein Ölbad gesetzt, das durch Wasser gekühlt wird (Öltransformatoren).

B. Die elektromotorische Kraft.

Bedeutet

s die Windungszahl einer Spule, Φ_m den Maximalwert des die Spule durchdringenden Kraftflusses, f die Frequenz,

so ist bei sinusförmigem Verlauf

$$\text{die elektromotorische Kraft } E = 4,44 s f \Phi_m 10^{-8} \text{ Volt,} \quad (31)$$

der maximale Kraftfluß $\Phi_m = q_e \mathfrak{B}_m$,

wobei q_e den reinen Eisenquerschnitt in cm^2 und \mathfrak{B}_m die maximale Induktion für das cm^2 darstellt.

¹⁾ Kittler, E.: Allgemeine Elektrotechnik. 2. Bd. Stuttgart 1909. — Arnold, E.: Die Wechselstromtechnik. 2. Bd. Berlin 1910.

C. Das Übersetzungsverhältnis.

Im Leerlauf ist auf der Primärseite die elektromotorische Kraft E_1 ungefähr gleich der primären Klemmenspannung e_1 ; für die Sekundärseite gilt in diesem Fall: $E_2 = e_2$.

Das Übersetzungsverhältnis

$$\dot{U} = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{e_1}{e_2} \approx \frac{s_1}{s_2}; \quad (32)$$

s_1 und s_2 sind die Windungszahlen der Primär- und Sekundärwicklung.

D. Arbeitsweise.

a) Leerlauf.

Der Kraftfluß Φ eilt den elektromotorischen Kräften E_1 und E_2 um 90° voraus. Die primäre Klemmenspannung e_1 ist gegen E_1 um 180° versetzt (unter Vernachlässigung des Ohmschen Widerstandes), während die sekundäre Klemmenspannung in Richtung mit E_2 fällt. Der Leerlaufstrom i_0 zerfällt in zwei Komponenten, von denen die wattlose Komponente i'_0 zur Erzeugung des Flusses Φ dient und mit diesem in Phase ist, während die Wattkomponente i''_0 die Eisenverluste zu decken hat. Abb. 74 zeigt das Diagramm für den Leerlauf. Der Winkel φ_0 gibt die Phasenverschiebung im Leerlauf an.

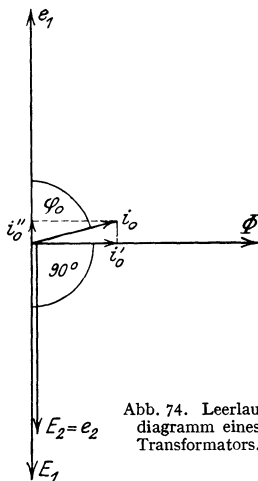


Abb. 74. Leerlaufdiagramm eines Transformators.

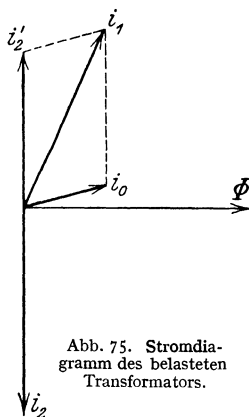


Abb. 75. Stromdiagramm eines belasteten Transformators.

b) Belastung.

Bei Belastung tritt auf der Primärseite ein Strom i_1 auf, der sich zusammensetzt aus dem Leerlaufstrom i_0 und dem auf die Primärseite übertragenen Sekundärstrom i'_2 (Abb. 75). Dieser Strom i'_2 ergibt sich aus der Beziehung:

$$i_2 s_2 = i'_2 s_1, \quad (33)$$

also

$$i'_2 = \frac{i_2 s_2}{s_1} = \frac{i_2}{U}.$$

Vernachlässigt man den Leerlaufstrom i_0 , so verhalten sich die Ströme auf der Primär- und Sekundärseite umgekehrt wie die Windungszahlen der Primär- und Sekundärseite; es ist also

$$\frac{i_1}{i_2} \approx \frac{s_2}{s_1} \approx \frac{1}{U}. \quad (34)$$

c) Wirkungsgrad.

Der Wirkungsgrad

abgegebene Leistung

$$\eta = \frac{\text{abgegebene Leistung}}{\text{abgegebene Leistung} + \text{Verluste im Eisen} + \text{Verluste in den Wicklungen}}$$

E. Drehstromtransformatoren.

Ein Drehstromtransformator kann angesehen werden als drei magnetisch verketete Einphasentransformatoren. Die Wicklungen der Primär- und Sekundärseite

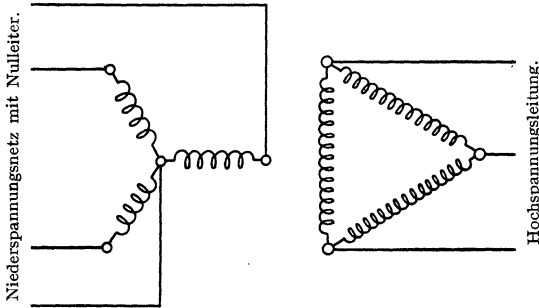


Abb. 76. Schaltung eines Drehstromtransformators.

können entweder in Stern oder in Dreieck geschaltet sein. Wird der Transformator benutzt in Drehstromanlagen mit Mittelleiter (Nulleiter) zur Herabsetzung der Hochspannung auf die Verbrauchsspannung, so ist gewöhnlich die Oberspannungswicklung (in diesem Fall Primärwicklung) in Dreieck und die Unterspannungswicklung in Stern geschaltet (Abb. 76).

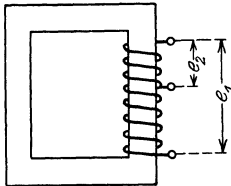


Abb. 77. Autotransformator (Sparttransformator).

F. Autotransformatoren.

Bei den Autotransformatoren (auch Sparttransformatoren genannt) bildet die Sekundärwicklung einen Teil der Primärwicklung (Abb. 77). Da hierbei nur ein Teil der abzugebenden Leistung transformiert zu werden braucht, ist der Wirkungsgrad höher als bei den gewöhnlichen Transformatoren.

10. Normen für die Bezeichnung von Klemmen.

A. Netzleitungen.

a) Gleichstrom.

- Positiver Leiter mit *P*
- Negativer Leiter „ *N*
- Mittel- oder Nulleiter bei Dreileiteranlagen „ *O*
- Leitung unabhängig von Polarität „ *L*

b) Einphasenstrom.

- Einphasenstrom, Zweileiter mit *R* und *T*
- „ Dreileiter „ *R, O* und *T*

c) Drehstrom.

Drehstrom mit 3 Leitungen	mit R, S und T
„ „ 4 „ (Nulleiter)	„ R, S, T und O
Leitung unabhängig von Polarität bzw. Phase	„ L

B. Maschinen.**a) Gleichstrom.**

Anker	mit A und B
Nebenschlußwicklung	„ C und D
Hauptstrom- bzw. Compoundwicklung	„ E und F
Wendepol- und Kompensationswicklung	„ G und H
Fremderregte Magnetwicklung	„ J und K

b) Einphasenstrom.

Anker (Primäranker)	mit U und V
Magnetwicklung (Gleichstrom)	„ J und K
Bei Einphasenmotoren mit Hilfsphase wird bezeichnet:	
die Hauptwicklung	mit U und V
„ Hilfswicklung	„ W und Z

c) Drehstrom.

Anker (Primäranker)	mit U, V und W
Magnetwicklung (Gleichstrom)	„ J und K
Sekundäranker (Schleifringanker)	„ u, v und w

Wiederholen sich Bezeichnungen an der gleichen Maschine, so sind dieselben durch Indizes zu unterscheiden, z. B. U_1, V_1 und U_2, V_2 .

C. Anlasser und Regulierwiderstände.**a) Gleichstrom.**

Anlasser	mit L, M und R
wobei L mit der Leitung,	
M mit der Magnetwicklung und	
R mit dem Anker verbunden wird.	
Magnetregulatoren	mit s, t und q
wobei s mit dem Schleifkontakt,	
t mit dem letzten Kontakt und	
q mit dem Ausschaltkontakt verbunden ist.	

b) Drehstrom.

Primäranlasser (die in den Zuführungen vom Netz liegen)	mit X, Y und Z
Anlasser (für Schleifringanker)	„ u, v und w
Magnetregulatoren für Einphasen- und Drehstromgeneratoren	
wie unter C. a angegeben.	

D. Transformatoren.**a) Einphasenstrom.**

Wicklung höherer Spannung (Oberspannungswicklung)	mit U und V
„ niederer „ (Unterspannungswicklung)	„ u und v

b) Drehstrom.

Bei verketteter Schaltung:

Wicklung höherer Spannung (Oberspannungswicklung) . . . mit U, V und W

„ niederer „ (Unterspannungswicklung) . . . „ u, v und w

Bei offener Schaltung:

Wicklung höherer Spannung mit U, V, W, X, Y und Z

„ niederer „ „ u, v, w, x, y und z

II. Schaltungsskizzen und Leistungsangaben einiger Maschinen und Anlasser.

A. Gleichstrommotoren.

a) Hauptstrommotor.

Motor mit Anlasser ist in Abb. 78 schematisch angegeben.

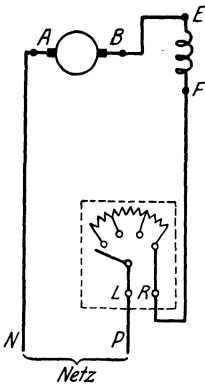


Abb. 78. Schaltbild eines Hauptstrommotors.

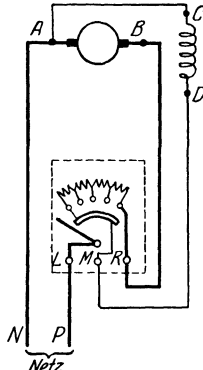


Abb. 79. Schaltbild eines Nebenschlußmotors mit einfachem Anlasser.

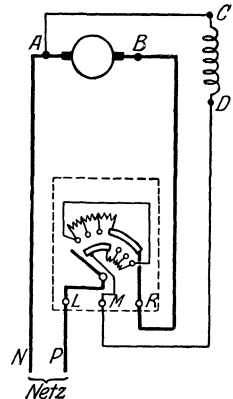


Abb. 80. Schaltbild eines Nebenschlußmotors mit Regulieranlasser.

b) Nebenschlußmotor.

Abb. 79 und Abb. 80 zeigen das Schaltbild eines Nebenschlußmotors mit einfachem Anlasser und kombiniertem Anlaß- und Regulierwiderstand.

c) Compoundmotor mit Wendepolen.

Hier ist darauf zu achten, daß die Compoundwicklung und die Wendepolwicklung richtig angeschlossen sind (vgl. S. 94 und 96). Abb. 81 und Abb. 82 zeigen das Schaltschema für beide Drehrichtungen des Motors. Die Drehrichtung kann hierbei durch Drehen einer am Klemmbrett vorgesehenen Klemmbrücke vorgenommen werden.

B. Drehstrommotoren.

Kleinere Drehstrommotoren mit Kurzschlußanker werden über einen dreipoligen Schalter direkt ans Netz angeschlossen (Abb. 83). Abb. 84 zeigt das Anschlußschema eines Drehstrommotors mit Schleifringanker und Anlasser.

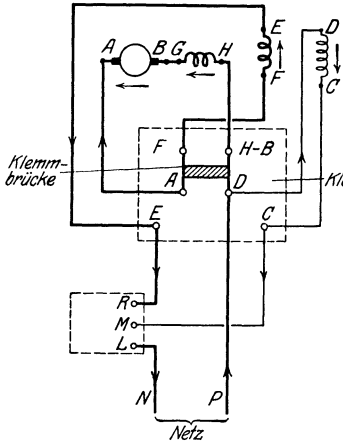


Abb. 81. Schaltskizze eines Compoundmotors. Rechtsdrehung.

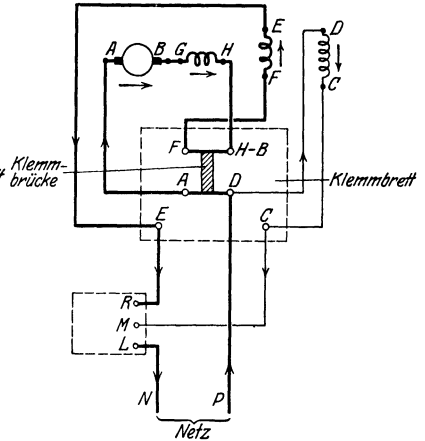


Abb. 82. Schaltskizze eines Compoundmotors. Linksdrehung.

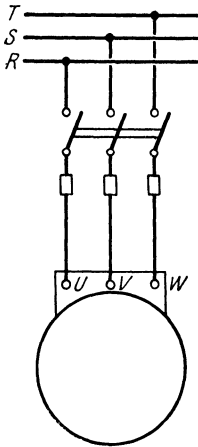


Abb. 83. Schaltbild für kleine Drehstrommotoren.

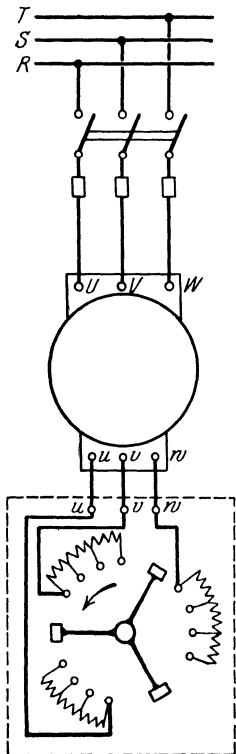


Abb. 84. Schaltbild für Drehstrommotoren mit Schleifringen und Anlasser.

C. Motorgeneratoren.

a) Gleichstromhochspannungsaggregat.

Das Anschlußschema des Hochspannungs-Gleichstrom-Gleichstrom-Umformers der A. E. G. zeigt Abb. 85. Die Hochspannungsmaschine hat einen Anker mit zwei Wicklungen und zwei

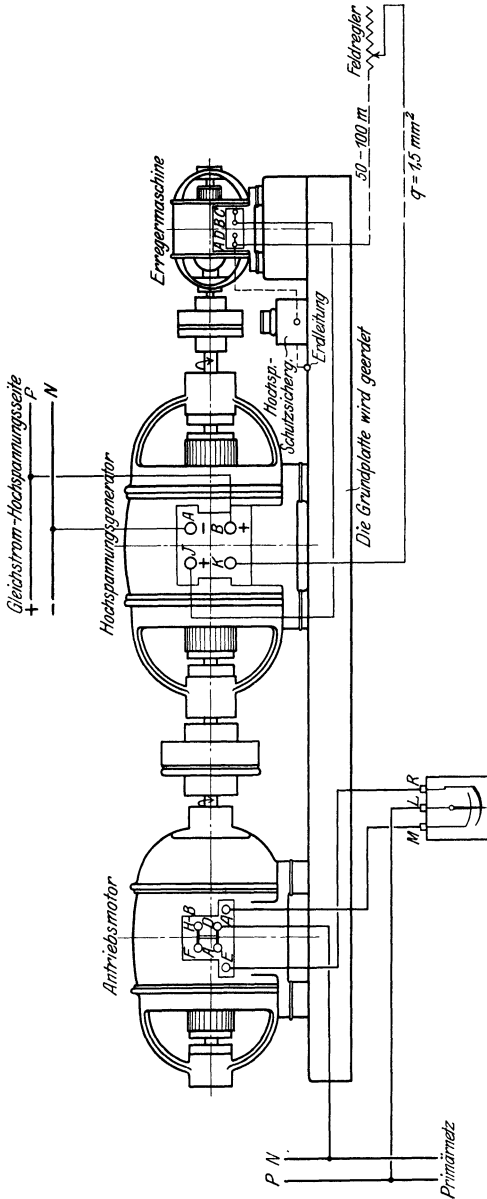


Abb. 85. Anschlußschema des Hochspannungs-Gleichstrom-Aggregats der A. E. G.

Kollektoren, die normal je 1000 Volt liefern. Die Kollektoren sind in Reihe geschaltet. Die Erregung liefert eine direkt gekuppelte Erregermaschine.

Motor	Generator	Erregermaschine
Type: HN 60 Spec.	Type: HNU 30 Spec.	Type: Gr 5 Spec.
Volt: 110	Volt: 2000	Volt: 50
Amp.: 12,7	Amp.: 0,3	Amp.: 2
kW: 1,1	kW: 0,6	kW: 0,1
n: 2700	n: 2700	n: 2700
	Err. Volt: 50	

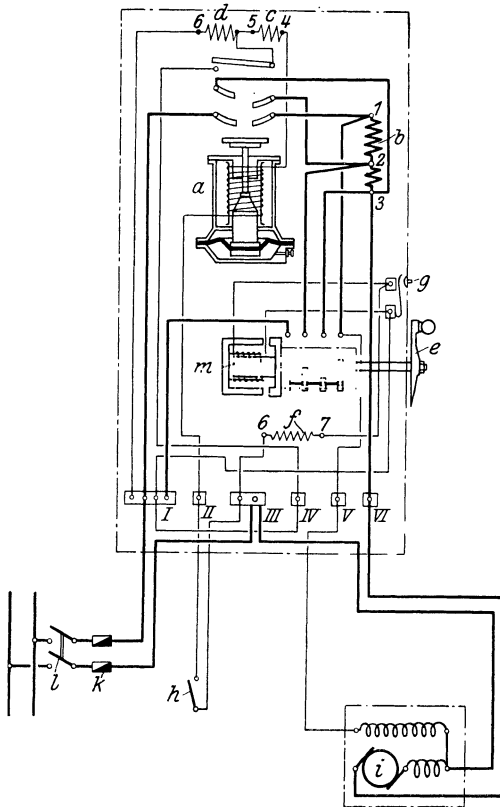


Abb. 86. Fernanlasser der A. E. G.

Der zu diesem Aggregat gehörige Anlasser ist für Handanlassen und für Fernanlassen vorgesehen. Seine Schaltung zeigt Abb. 86. Es bedeutet hier:

- | | |
|---|--|
| <i>a</i> selbsttätiges Anlaßrelais | <i>g</i> Druckknopf zum Kurzschließen für <i>m</i> |
| <i>b</i> Anlaßwiderstand | <i>h</i> Anlaßschalter für Fernanlassen |
| <i>c</i> Vorschaltwiderstand für <i>a</i> | <i>i</i> Motor |
| <i>d</i> Sparwiderstand für <i>a</i> | <i>k</i> Hauptsicherungen |
| <i>e</i> Handanlasser mit Min.-Spule <i>m</i> | <i>l</i> Hauptschalter |
| <i>f</i> Vorschaltwiderstand für <i>m</i> | <i>m</i> Min.-Spule des Handanlassers |

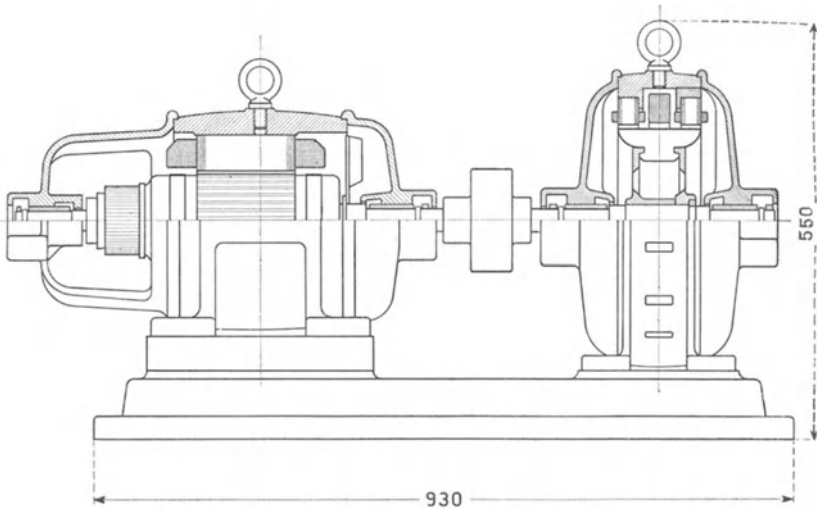


Abb. 87. Gleichstrom-Wechselstrom-Umformer von H. Boas.

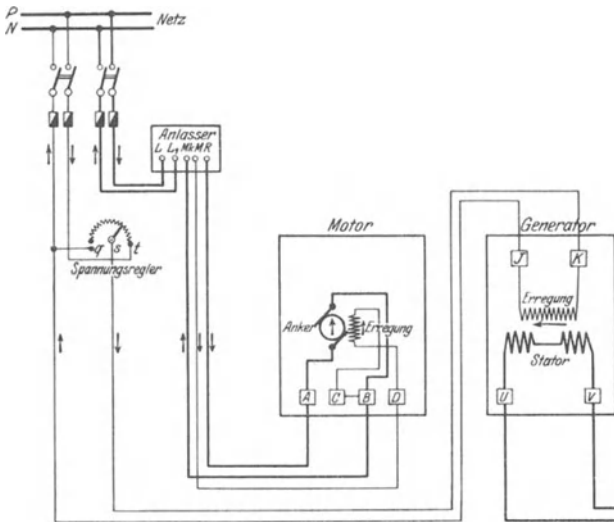


Abb. 88. Schaltung des Gleichstrom-Wechselstrom-Umformers der Abb. 87.

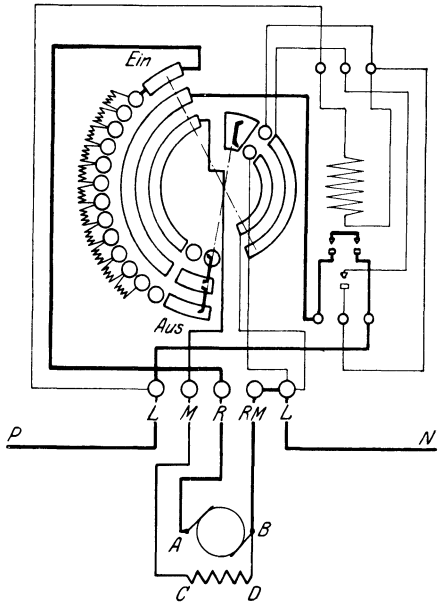
b) Gleichstrom-Wechselstromgeneratoren.

α) Zweigehäuseumformer der Firma Hans Boas, Berlin.

Abb. 87 zeigt diesen Umformer in Ansicht und im Schnitt. Die Schaltung ist in Abb. 88 wiedergegeben. Der Generator ist nach der Induktortype gebaut.

Motor	
Type: G 4/1800	kW: 4
Volt: 220	n: 1875
Amp.: 23	
Generator	
Type: W 5	cos φ: 0,8
Volt: 170	Frequenz: 500
Amp.: 22	n: 1875
kVA: 3	Err. Volt: 220

Der zugehörige Anlasser (Abb. 89) ist mit Nullspannungsausschalter versehen. Eine Regelung der Drehzahl kann mit diesem Anlasser nicht vorgenommen werden.



β) Eingehäuseumformer der A. E. G.

Die Schaltung zeigt Abb. 90. Der Generator ist nach der Wechselpoltype gebaut.

Motor	
Type: HN 60 Spec.	kW: 3,15
Volt: 200/340	n: 3000
Amp.: 19,5/11	
Generator	
Type: ESDE 203	cos φ: 0,8
Volt: 220	n: 3000
Amp.: 13,6	Frequenz: 500
kVA: 3	Err. Volt: 200/340.

Abb. 89. Anlasser für Umformer Abb. 87.

Neben dem Kollektor sind zwei mit der Ankerwicklung des Motors verbundene Schleifringe angebracht, die zu den Klemmen u_1 , v_1 führen, an die ein Frequenzmesser angeschlossen werden kann.

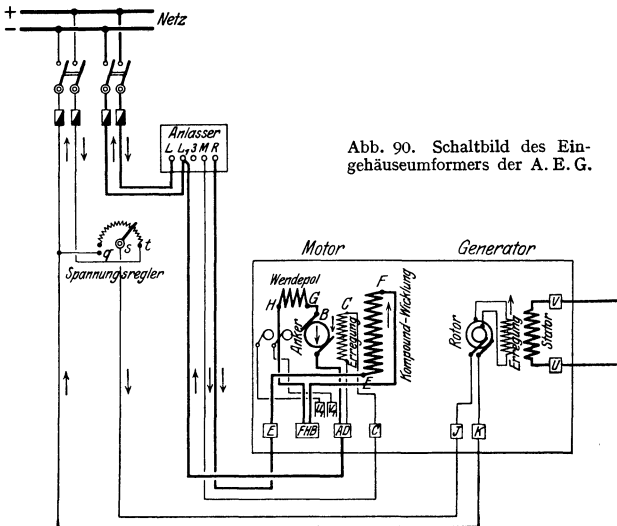


Abb. 90. Schaltbild des Eingehäuseumformers der A. E. G.

Die Schaltung des Anlagers Type ANF der A. E. G. gibt Abb. 91. Er hat Nullspannungsausschalter und ist für Regulieren der Drehzahl eingerichtet.

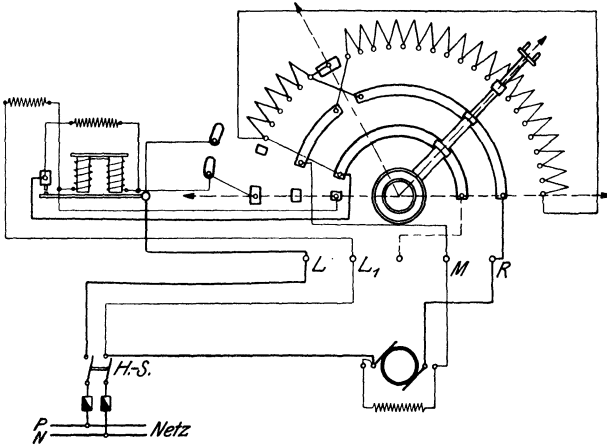


Abb. 91. Anlasser für Eingehäuseumformer der A. E. G.

γ) Eingehäuseumformer der Firmen C. Lorenz A. G., Berlin, und Elektromotorenwerke Heidenau.

Die Schaltung ist in Abb. 92 wiedergegeben. Der Generator ist nach der Induktortype gebaut.

Motor		Generator	
Type: E G W 3	kW: 2,94	Type: EMU 3 (MDF 923)	kVA: 2,5
Volt: 95/170	n: 2800/3600	Volt: 160	Frequenz: 470/600
Amp.: 32,5/20,5		Amp.: 15,5	n: 2800/3600

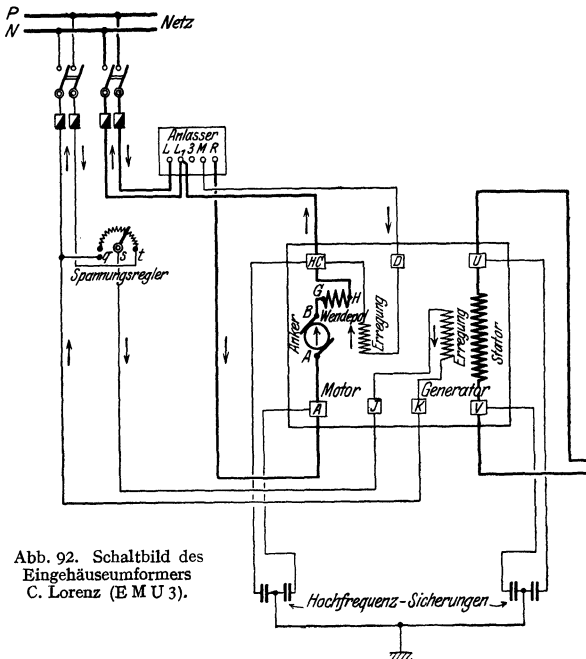


Abb. 92. Schaltbild des Eingehäuseumformers C. Lorenz (EMU 3).

Abb. 93 gibt die Ansicht dieses Umformers mit den Hauptmaßen. Zur Frequenzmessung dient ein Geber, der am Lagerschild auf der Generatorseite angebaut ist, in Verbindung mit einem Frequenzmesser.

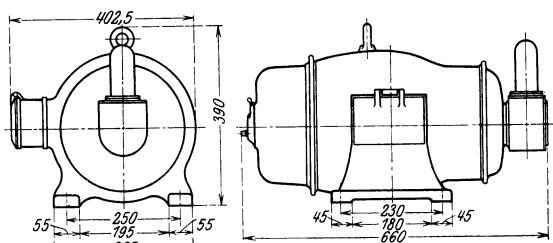


Abb. 93. Eingehäuseumformer von C. Lorenz (EMU 3).

12. Starkstromleitungen¹⁾.

A. Bestimmung des Querschnittes.

Bei der Bestimmung des Querschnittes von Leitungen sind vier Gesichtspunkte maßgebend: mechanische Festigkeit, Erwärmung, Spannungsverlust und Wirtschaftlichkeit. Die Berechnung auf Wirtschaftlichkeit kommt nur bei größeren Leitungsanlagen in Frage und wird deshalb hierauf nicht näher eingegangen.

a) Bemessung auf mechanische Festigkeit.

Der geringste zulässige Querschnitt beträgt:

für Leitungen an und in Beleuchtungskörpern	0,5 mm ²
„ Pendelschnüre	0,75 „
„ isolierte Leitungen in Rohr	1 „
„ ortsveränderliche Leitungen	1 „
„ isolierte Leitungen auf Isolatoren, deren Abstand nicht mehr als 1 m beträgt	1 „
„ isolierte Leitungen auf Isolatoren, deren Abstand 1 bis 20 m beträgt	4 „
„ blanke Leitungen in Gebäuden	4 „
„ blanke Leitungen im Freien auf Isolatoren in Abständen bis 20 m	4 „
„ Freileitungen auf Isolatoren in Abständen von 20 bis 35 m	6 „
„ Freileitungen auf Isolatoren in Abständen von mehr als 35 m	10 „

b) Bemessung auf Erwärmung.

Tabelle 3.

Zulässige Belastung für isolierte Leitungen und Schnüre aus Kupfer:

Querschnitt in mm ²	Höchstzulässige Stromstärke in Amp.	Sicherung für Amp.	Querschnitt in mm ²	Höchstzulässige Stromstärke in Amp.	Sicherung für Amp.
0,5	7,5	6	16	75	60
0,75	9	6	25	100	80
1	11	6	35	125	100
1,5	14	10	50	160	125
2,5	20	15	70	200	160
4	25	20	95	240	200
6	31	25	120	280	225
10	43	35	150	325	260

Über größere Querschnitte s. Uppenborn, Deutscher Kalender für Elektrotechniker 42, S. 617. 1925/26.

¹⁾ Uppenborn, F.: Deutscher Kalender für Elektrotechniker. — Kyser, H.: Die elektrische Kraftübertragung. 2. Bd. Berlin 1921. — Herzog - Feldmann: Berechnung elektr. Leitungsnetze in Theorie und Praxis. Berlin 1921. — Baur: Das elektrische Kabel. 2. Aufl. Berlin 1910. — Rössler: Fernleitung von Wechselströmen. Berlin 1905.

Umstehende Tabelle 3 gilt auch für blanke Kupferleitungen bis zu 50 mm² Querschnitt, jedoch nicht für solche mit größerem Querschnitt und für Freileitungen, die so zu bemessen sind, daß der stärkste vorkommende Strom keine für die Umgebung gefährliche Temperatursteigerung hervorrufen kann.

Tabelle 4. Zulässige Belastung für Bleikabel.

Quer- schnitt mm ²	Höchste dauernd zulässige Stromstärke in Ampere bei Verlegung im Erdboden								
	Ein- leiter- kabel bis 750 Volt	Zweileiterkabel bis			Dreileiterkabel bis			Vierleiterkabel bis	
		3000 Volt		10 000 Volt	3000 Volt		10 000 Volt	3000 Volt	10 000 Volt
		verseilt	kon- zentrisch		verseilt	kon- zentrisch			
1	24	19	—	—	17	—	—	16	—
1,5	31	25	—	—	22	—	—	20	—
2,5	41	33	—	—	29	—	—	26	—
4	55	42	—	—	37	—	—	34	—
6	70	53	—	—	47	—	—	43	—
10	95	70	70	65	65	55	60	57	55
16	130	95	90	90	85	75	80	75	70
25	170	125	120	115	110	100	105	100	95
35	210	150	145	140	135	120	125	120	115
50	260	190	180	175	165	150	155	150	140
70	320	230	220	215	200	185	190	185	170
95	385	275	270	255	240	220	225	220	205
120	450	315	310	290	280	255	260	250	240
150	510	360	360	335	315	290	300	290	275
185	575	405	405	380	360	330	340	330	310
240	670	470	470	—	420	385	—	385	—
310	785	545	550	—	490	455	—	445	—
400	910	635	645	—	570	530	—	—	—
500	1035	—	—	—	—	—	—	—	—
625	1190	—	—	—	—	—	—	—	—
800	1380	—	—	—	—	—	—	—	—
1000	1585	—	—	—	—	—	—	—	—

c) Bemessung auf Spannungsabfall.

α) Bezeichnungen.

q = Querschnitt des Leiters in mm²,

l = Länge der Leitung in m (Hin- und Rückleitung),

e = Betriebsspannung in Volt,

i = Stromstärke in Ampere,

r = Widerstand in Ohm,

ε = Spannungsabfall in Volt.

Für den Spannungsabfall wird im allgemeinen als zulässig angesehen bei Lichtanlagen bis 4%, bei Kraftanlagen bis 6% der Betriebsspannung.

α = Energieverlust auf der Leitung in Watt,

σ = Leitfähigkeit in $\frac{\text{m}}{\text{Ohm mm}^2}$.

Bei der Leitungsberechnung wird im Mittel gesetzt:

- für Kupfer $\sigma = 55$
 „ Aluminium $\sigma = 33$
 „ Zink $\sigma = 16$
 „ Eisen $\sigma = 7$

β) Berechnung des Leitungsquerschnitts für Gleichstrom.

Die Hauptgleichungen lauten:

$$\text{Widerstand } r = \frac{l}{q \sigma} \text{ Ohm,} \tag{35}$$

$$\text{Spannungsabfall } \varepsilon = i r = \frac{i l}{q \sigma} \text{ Volt,} \tag{36}$$

$$\text{Querschnitt } q = \frac{i l}{\varepsilon \sigma} \text{ mm}^2 \tag{37}$$

und

$$\text{Energieverlust } a = i \varepsilon \text{ Watt.} \tag{38}$$

1. Gleicher Leiterquerschnitt. Bei der in Abb. 94 dargestellten, von der Seite 0 aus gespeisten Leitung mit mehreren Stromentnahmestellen mit den Stromstärken i_1, i_2, \dots, i_n berechnet sich der maximale Spannungsabfall am Ende der Leitung unter Bildung der Summe der Strommomente zu:

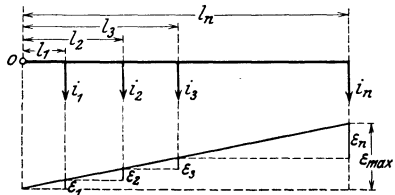


Abb. 94. Einseitig gespeiste Leitung (gleicher Querschnitt).

$$\varepsilon_{\max} = \frac{1}{q \sigma} (i_1 l_1 + i_2 l_2 + i_3 l_3 + \dots + i_n l_n) \text{ Volt} = \frac{\sum(i l)}{q \sigma} \text{ Volt} \tag{39}$$

und

$$\text{Querschnitt } q = \frac{\sum(i l)}{\varepsilon_{\max} \sigma} \text{ mm}^2. \tag{40}$$

Wird für l_1, l_2, l_3 usw. die einfache Länge eingesetzt, so muß für ε_{\max} auch nur die Hälfte des für die Hin- und Rückleitung gewählten maximalen Spannungsabfalles eingesetzt werden.

2. Gleiche Stromdichte. Soll für eine Leitung mit mehreren Stromentnahmestellen die Stromdichte $\frac{J}{q}$ in allen Leiterelementen

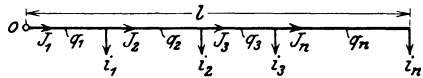


Abb. 95. Einseitig gespeiste Leitung (gleiche Stromdichte).

gleich groß sein, so berechnen sich die einzelnen Leiterquerschnitte (Abb. 95) zu:

$$q_1 = \frac{J_1 l}{\varepsilon \sigma} \text{ mm}^2, \quad q_2 = \frac{J_2 l}{\varepsilon \sigma} \text{ mm}^2, \quad q_n = \frac{J_n l}{\varepsilon \sigma} \text{ mm}^2. \tag{41}$$

3. Geringste Kupfermenge. Soll bei bekannter Stromverteilung eine Leitung für einen bestimmten maximalen Spannungsverlust die geringste Kupfermenge besitzen, so müssen die Querschnitte der einzelnen Strecken proportional der Quadratwurzel aus der sie durchfließenden Stromstärke gewählt werden. Also es muß sein:

$$\frac{q_n}{q_{n+1}} = \sqrt{\frac{J_n}{J_{n+1}}}. \tag{42}$$

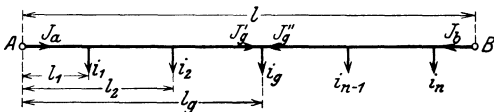


Abb. 96. Verzweigte Leitung.

4. Verzweigte Leitungen. Zur Bestimmung des Querschnitts verzweigter Leitungen, das sind Leitungen, die von beiden Seiten Strom zugeführt bekommen (Abb. 96), sucht man zuerst diejenige Abnahmestelle i_y , die den Strom von beiden Seiten erhält und in der also der größte Spannungsabfall auftritt.

...

Es ist

$$J_a = \frac{\sum_n^1 (i l)}{l} = \frac{i_n(l - l_n) + i_{n-1}(l - l_{n-1}) + \dots}{l} \quad (43)$$

und

$$J_b = \frac{\sum_n^m (i l)}{l} = \frac{i_1 l_1 + i_2 l_2 + \dots}{l} \quad (44)$$

$$J_a + J_b = \Sigma i. \quad (45)$$

Wenn J_a und J_b bekannt ist, kann J'_v und J''_g (vgl. die Abb. 96) gefunden werden. Es berechnet sich dann der

$$\text{Querschnitt } q = \frac{i_1 l_1 + i_2 l_2 + \dots J'_v l_g}{\varepsilon \sigma} \text{ mm}^2. \quad (46)$$

γ) Berechnung des Leitungsquerschnittes für Wechsel- und Drehstrom.

Für Leitungen kleineren Umfangs genügen die folgenden Berechnungsformeln. Für Einphasenleitungen berechnet sich der Leitungsquerschnitt:

$$q = \frac{2 N l 100}{e^2 \cos^2 \varphi \alpha \sigma} \text{ mm}^2 \quad (47)$$

und für Drehstromleitungen:

$$q = \frac{N l 100}{e^2 \cos^2 \varphi \alpha \sigma} \text{ mm}^2. \quad (48)$$

Es bedeutet hierbei:

- N die zu übertragende Leistung in Watt (für Einphasenstrom: $e i \cos \varphi$, für Drehstrom: $\sqrt{3} e i \cos \varphi$),
- l die einfache Länge der Leitung in m,
- e die Betriebsspannung in Volt,
- $\cos \varphi$ den Leistungsfaktor,
- α den prozentualen Wattverlust auf der Leitung,
- σ die Leitfähigkeit und
- q den Leitungsquerschnitt in mm^2 .

B. Durchhang der Leitungsdrähte¹⁾.

Bezeichnet

- d den Durchhang in m,
- a den horizontalen Abstand der Aufhängepunkte in m,
- h den senkrechten Höhenunterschied der Aufhängepunkte in m,
- G das Gewicht des Drahtes in kg pro m und 1 mm^2 Querschnitt,
- P die Zugspannung in kg pro mm^2 ,

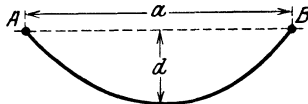


Abb. 97. Durchhang von Leitungen.

so ist, wenn Aufhängepunkte in gleicher Höhe (Abb. 97):

$$\text{der Durchhang } d = \frac{1}{8} \frac{a^2 G}{P} \text{ m.} \quad (49)$$

¹⁾ Sengel, A.: ETZ 1924, S. 185 u. 394.

Liegen die Aufhängepunkte in verschiedener Höhe (Abb. 98) so ist,

$$\left. \begin{aligned} \text{bezogen auf Punkt } B \text{ der Durchhang} \\ d_1 = \frac{1}{8} \frac{(a^2 G + 2 h P)^2}{a^2 G P} \text{ m,} \\ \text{bezogen auf Punkt } A \text{ der Durchhang} \\ d_2 = \frac{1}{8} \frac{(a^2 G - 2 h P)^2}{a G} \text{ m.} \end{aligned} \right\} (50)$$

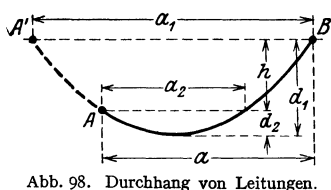


Abb. 98. Durchhang von Leitungen.

Für den in einer Kettenlinie durchhängenden Draht ergibt sich dessen

$$\text{Länge } L = a \left(1 + \frac{1}{24} \frac{G^2 a^2}{P^2} \right) \text{ m.} \quad (51)$$

[Über Durchhang von Antennendrähten s. S. 413.]

13. Selbsttätige Spannungsregulierungen.

Zur selbsttätigen Regelung der Netzspannung werden vorzugsweise Schnellregler verwendet, die durch pulsierendes Kurzschließen eines im Erregerstromkreis liegenden Widerstandes die Generatorspannung zwischen Leerlauf und Vollast zu beeinflussen vermögen.

Tirril-Schnellregler¹⁾ der A. E. G. für Gleich- und Wechselstrom wird meistens in Verbindung mit Erregermaschine verwendet. Ein Widerstand im Feld der Erregermaschine wird etwa 100 mal in der Sekunde kurzgeschlossen. Durch die Netzspannung wird die Zeitdauer dieses Kontaktschlusses beeinflusst. Sinkt beispielsweise durch Belastung die Netzspannung, so werden die Zeiten des Kontaktschlusses länger, und die Spannung kommt infolgedessen wieder auf den normalen Wert.

Schnellregler anderer Firmen (S. S. W., Brown, Boveri & Co. und Fuss) arbeiten auch mit einer von der Netzspannung abhängigen pulsierenden Beeinflussung des Erregerstromes.

IV. Telegraphen- und Fernsprechtechnik.

Bearbeitet von U. Meyer (1, 2, 6 bis 8) und O. Sattelberg (3 bis 5).

1. Elektrische Vorgänge auf Leitungen²⁾.

A. Differentialgleichungen.

a) Aufstellung der Differentialgleichungen.

Für die elektrischen Vorgänge auf Leitungen sind vier Leitungsconstanten von Wichtigkeit: Widerstand R , Selbstinduktion L , Kapazität C und Ableitung G . Es ist üblich, Zahlenangaben dieser Größen auf die Längeneinheit **km** zu beziehen; im folgenden sollen daher auch die Buchstaben R , L , C und G diese Constanten pro km, und zwar für Doppelleitung (Hin- und Rückleitung), bezeichnen, wobei auch die Erde die Rückleitung darstellen kann. (Berechnung der Selbstinduktion und Kapazität von parallelen Drähten s. S. 56 und S. 328.)

¹⁾ Näheres s. Grossmann: ETZ 1907, S. 1202.

²⁾ Näheres in Breisig, F.: Theoretische Telegraphie. Braunschweig 1910.

Herrscht an einem Punkt x der Leitung die Spannung \mathfrak{B}_x und der Strom \mathfrak{I}_x , am Punkt $x + dx$ entsprechend \mathfrak{B}_{x+dx} und \mathfrak{I}_{x+dx} , so müssen die Gleichungen bestehen

$$\mathfrak{B}_x - \mathfrak{B}_{x+dx} = R dx \mathfrak{I}_x + L dx \frac{\partial \mathfrak{I}_x}{\partial t} \quad \text{und} \quad \mathfrak{I}_x - \mathfrak{I}_{x+dx} = G dx \mathfrak{B}_x + C dx \frac{\partial \mathfrak{B}_x}{\partial t}$$

oder in Differentialform

$$-\frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial x} = R \mathfrak{I} + L \frac{\partial \mathfrak{I}}{\partial t}, \quad -\frac{\partial \mathfrak{I}}{\partial x} = G \mathfrak{B} + C \frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial t}. \quad (1)$$

Diese Gleichungen lassen sich durch Elimination einer der Größen \mathfrak{B} oder \mathfrak{I} zusammenfassen zu der **Telegraphengleichung**

$$\frac{\partial^2 \mathfrak{U}}{\partial x^2} = RG \mathfrak{U} + (RC + GL) \frac{\partial \mathfrak{U}}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 \mathfrak{U}}{\partial t^2}, \quad (2)$$

wobei für \mathfrak{U} sowohl \mathfrak{B} wie \mathfrak{I} gesetzt werden kann.

b) Integrationsbedingungen. Sprachfrequenzen.

Während am Ende der Leitung die Empfangsapparate liegen, kommen am Anfang bei der Telephonie und Telegraphie ganz verschiedene Grenzbedingungen in Betracht. Das Mikrophon erzeugt in den Fernsprechleitungen den Schall-schwingungen entsprechende Wechselströme bestimmter Frequenz, die so lange andauern, daß bei den praktisch vorkommenden Leitungslängen fast nur der eingeschwungene Zustand von Bedeutung ist. Als Grenzfrequenzen der Fernsprechströme kann man ungefähr angeben $\omega = 3000$ und 14000 (Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$); die menschliche Sprache enthält zwar noch bedeutend höhere Obertöne, aber diese sind für eine Verständigung nicht erforderlich und werden tatsächlich von den Fernsprechapparaten auch nicht übermittelt. Man bezeichnet $\omega = 5000$ als mittlere Kreisfrequenz der Fernsprechströme, da hier die wichtigsten Töne liegen.

Bei der Telegraphie wird an den Anfang der Leitung eine Spannungsquelle für eine gewisse Zeitdauer angeschaltet; um große Telegraphiergeschwindigkeiten zu erzielen, wird diese Dauer aber nicht so lang gemacht, daß unterdessen schon der eingeschwungene Zustand stets erreicht ist; in diesem Fall sind also wenigstens bei längeren Leitungen die Ausgleichsvorgänge wesentlich. Überdies ist für hohe Telegraphiergeschwindigkeiten ein möglichst steiler Anstieg des Endstromes erwünscht, da bei flachem Anstieg der Zeitpunkt des Ansprechens der Empfangsapparate durch schwache Rest- und Fremdströme zu stark beeinflußt wird. Es kommt daher gerade auf den Anfangsverlauf der Stromkurve an, wo die Ausgleichsvorgänge sich am stärksten bemerkbar machen.

Meist wird in der Leitungstelegraphie mit Gleichstrom gearbeitet, man kann aber auch Wechselspannungen als Träger der Telegraphierzeichen verwenden (Tonfrequenz- und Hochfrequenztelegraphie), wie es ähnlich in der Funktechnik geschieht. Der Verlauf der Ausgleichsvorgänge ist im wesentlichen unabhängig von der Spannungsart.

B. Andauernde Sinusschwingungen.

a) Integration der Differentialgleichungen.

Wenn am Leitungsanfang eine Wechselspannung von der Kreisfrequenz ω liegt, so ist auch \mathfrak{U} von der Form $\mathfrak{U}_x e^{j\omega t}$, dies in (2) eingesetzt, ergibt

$$\frac{\partial^2 \mathfrak{U}_x}{\partial x^2} = [RG + j\omega(RC + GL) - \omega^2 LC] \mathfrak{U}_x = \gamma^2 \mathfrak{U}_x,$$

wenn

$$\gamma^2 = (R + j\omega L)(G + j\omega C); \quad \gamma = \text{Fortpflanzungskonstante.} \quad (3)$$

Das allgemeine Integral ist dann unter Berücksichtigung von (1)

$$\mathfrak{B}_x = a_1 e^{\gamma x} + a_2 e^{-\gamma x}, \quad \mathfrak{I}_x = -a_1 e^{\gamma x} + a_2 e^{-\gamma x},$$

wobei

$$\mathfrak{Z}^2 = \frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}; \quad \mathfrak{Z} = \text{Wellenwiderstand.} \quad (4)$$

Spannung und Strom bestehen aus je zwei nach entgegengesetzter Richtung fortschreitenden Wellen, die rückläufige Welle kommt durch Reflexion am Leitungsende zustande. Zwischen Spannung und Strom jeder Welle besteht die Gleichung $\mathfrak{B} = \mathfrak{Z} \mathfrak{I}$, deswegen bezeichnet man die Größe \mathfrak{Z} als Wellenwiderstand.

Führt man statt der willkürlichen Integrationskonstanten a_1 und a_2 die Werte von Spannung und Strom am Ende der Leitung von der Länge l : \mathfrak{B}_e und \mathfrak{I}_e ein, so ergibt sich unter Benutzung hyperbolischer Funktionen (S. 25)

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{B}_x &= \text{Cos } \gamma(l-x) \mathfrak{B}_e + \mathfrak{Z} \text{Sin } \gamma(l-x) \mathfrak{I}_e, \\ \mathfrak{I}_x &= \text{Cos } \gamma(l-x) \mathfrak{I}_e + \frac{1}{\mathfrak{Z}} \text{Sin } \gamma(l-x) \mathfrak{B}_e. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Zwischen den Werten am Anfang \mathfrak{B}_a , \mathfrak{I}_a und denen am Ende gelten nach (5) die wichtigen Gleichungen:

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{B}_a &= \text{Cos } \gamma l \mathfrak{B}_e + \mathfrak{Z} \text{Sin } \gamma l \mathfrak{I}_e, \\ \mathfrak{I}_a &= \text{Cos } \gamma l \mathfrak{I}_e + \frac{1}{\mathfrak{Z}} \text{Sin } \gamma l \mathfrak{B}_e. \end{aligned} \right\} \text{Fernsprechgleichungen.} \quad (6)$$

Werden zwei Leitungen mit den Längen l_1 , l_2 und den Konstanten \mathfrak{Z}_1 , \mathfrak{Z}_2 und γ_1 , γ_2 hintereinandergeschaltet, so ergibt sich aus der Zusammenfassung der Gleichungen

$$\begin{aligned} \mathfrak{B}_a &= \text{Cos } \gamma_1 l_1 \mathfrak{B}_1 + \mathfrak{Z}_1 \text{Sin } \gamma_1 l_1 \mathfrak{I}_1, & \mathfrak{B}_1 &= \text{Cos } \gamma_2 l_2 \mathfrak{B}_e + \mathfrak{Z}_2 \text{Sin } \gamma_2 l_2 \mathfrak{I}_e, \\ \mathfrak{I}_a &= \text{Cos } \gamma_1 l_1 \mathfrak{I}_1 + \frac{1}{\mathfrak{Z}_1} \text{Sin } \gamma_1 l_1 \mathfrak{B}_1, & \mathfrak{I}_1 &= \text{Cos } \gamma_2 l_2 \mathfrak{I}_e + \frac{1}{\mathfrak{Z}_2} \text{Sin } \gamma_2 l_2 \mathfrak{B}_e. \end{aligned}$$

das Gleichungssystem

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{B}_a &= \left(\text{Cos } \gamma_1 l_1 \text{Cos } \gamma_2 l_2 + \frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_2} \text{Sin } \gamma_1 l_1 \text{Sin } \gamma_2 l_2 \right) \mathfrak{B}_e \\ &\quad + \left(\mathfrak{Z}_1 \text{Sin } \gamma_1 l_1 \text{Cos } \gamma_2 l_2 + \mathfrak{Z}_2 \text{Sin } \gamma_2 l_2 \text{Cos } \gamma_1 l_1 \right) \mathfrak{I}_e, \\ \mathfrak{I}_a &= \left(\text{Cos } \gamma_1 l_1 \text{Cos } \gamma_2 l_2 + \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1} \text{Sin } \gamma_1 l_1 \text{Sin } \gamma_2 l_2 \right) \mathfrak{I}_e \\ &\quad + \left(\frac{1}{\mathfrak{Z}_1} \text{Sin } \gamma_1 l_1 \text{Cos } \gamma_2 l_2 + \frac{1}{\mathfrak{Z}_2} \text{Sin } \gamma_2 l_2 \text{Cos } \gamma_1 l_1 \right) \mathfrak{B}_e. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Dies läßt sich unter Einführung von Hilfsgrößen c , \mathfrak{B}_a und \mathfrak{I}_e , deren Wert sich aus Gleichsetzung der entsprechenden Faktoren ergibt, in ähnlicher Form wie (6) schreiben:

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{B}_a &= \sqrt{\frac{\mathfrak{Z}_a}{\mathfrak{Z}_e}} \text{Cos } c \mathfrak{B}_e + \sqrt{\mathfrak{Z}_a \mathfrak{Z}_e} \text{Sin } c \mathfrak{I}_e, \\ \mathfrak{I}_a &= \sqrt{\frac{\mathfrak{Z}_e}{\mathfrak{Z}_a}} \text{Cos } c \mathfrak{I}_e + \frac{1}{\sqrt{\mathfrak{Z}_a \mathfrak{Z}_e}} \text{Sin } c \mathfrak{B}_e, \end{aligned} \right\} \text{inhomogene Leitung.} \quad (8)$$

Gleichungen dieser Form gelten allgemein für inhomogene Leitungen, dabei sind also drei Konstanten (statt der zwei bei homogenen Leitungen) vorhanden. Es ist jedoch zu beachten, daß diese Formeln nur eine Beziehung zwischen

den Spannungen und Strömen am Anfang und Ende darstellen, aber nichts über die Wellenfortpflanzung aussagen, denn c ist in diesem Falle nicht der Gesamtleitungslänge proportional, und \mathfrak{Z}_a und \mathfrak{Z}_e sind nicht unabhängig von dieser Größe.

b) Der Wellenwiderstand.

Der Wellenwiderstand (die Charakteristik) \mathfrak{Z} ist komplex ($\mathfrak{Z} = Z e^{j\varphi}$). Aus (4) ergibt sich

$$Z^2 = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}}, \quad \operatorname{tg} 2\varphi = \frac{\omega(GL - RC)}{GR + \omega^2 LC}$$

oder bei Einführung des Verlustwinkels δ ($\operatorname{tg} \delta = G/\omega C$) und einer entsprechenden Größe ε ($\operatorname{tg} \varepsilon = R/\omega L$)

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{\cos \delta}{\cos \varepsilon}}, \quad 2\varphi = \delta - \varepsilon \quad (9)$$

Da δ stets klein ist und ε mit steigender Frequenz abnimmt, nähert sich für große ω der absolute Betrag des Wellenwiderstandes Z dem Wert $\sqrt{L/C}$, der Phasenwinkel, der in allen praktischen Fällen negativ ist, wird dabei immer kleiner.

Der Leerlauf- und Kurzschlußwiderstand U_l und U_k ergibt sich als $\mathfrak{Z}_a/\mathfrak{Z}_e$ aus (6), wenn \mathfrak{Z}_e bezüglich \mathfrak{Z}_e gleich Null gesetzt wird, zu

$$U_l = \mathfrak{Z} \operatorname{Ctg} \gamma l, \quad U_k = \mathfrak{Z} \operatorname{Tg} \gamma l. \quad (10)$$

Also $\mathfrak{Z} = \sqrt{U_l U_k}$, diese Gleichung dient zur Berechnung von \mathfrak{Z} aus den am besten zur Messung geeigneten Größen U_l und U_k ; für inhomogene Leitungen gelten dieselben Gleichungen, wie sich leicht aus (8) ableiten läßt, nur tritt an Stelle von \mathfrak{Z} die Größe \mathfrak{Z}_a oder, bei Messung vom Ende aus \mathfrak{Z}_e , d. h. der Wellenwiderstand inhomogener Leitungen ist von beiden Enden aus gemessen verschieden. Mit zunehmender Leitungslänge nähern sich U_l und U_k beide dem Wert \mathfrak{Z} bezüglich \mathfrak{Z}_a oder \mathfrak{Z}_e , da sowohl $\operatorname{Ctg} x$ wie $\operatorname{Tg} x$ mit wachsendem x nach 1 konvergieren.

Wenn an eine Leitung mit dem Wellenwiderstand \mathfrak{Z} ein Apparat mit dem Widerstand \mathfrak{R} oder eine zweite Leitung mit dem Wellenwiderstand \mathfrak{R} geschaltet wird, so treten im allgemeinen Reflexionen an der Stoßstelle auf; man bezeichnet $p = \frac{\mathfrak{R} - \mathfrak{Z}}{\mathfrak{R} + \mathfrak{Z}}$ als Reflexionsfaktor. Die Reflexionen verschwinden, wenn $\mathfrak{R} = \mathfrak{Z}$ ist, setzt man dementsprechend in (5) $\mathfrak{Z}_e = \mathfrak{Z} \mathfrak{Z}_e$, so wird $\mathfrak{Z}_x = \mathfrak{Z} e^{\gamma(l-x)} \mathfrak{Z}_e$ und $\mathfrak{Z}_e = e^{\gamma(l-x)} \mathfrak{Z}_e$, es bleiben also nur die in Richtung wachsender x fortschreitenden Wellen übrig. Eine Reflexion braucht nicht immer die Leistungsaufnahme des angeschlossenen Apparates zu verringern, da bei entgegengesetzter Phase zwischen ankommender und reflektierter Welle die in das zweite Medium eindringende Welle eine größere Amplitude hat als die ankommende. *Größte Leistungsaufnahme* erzielt man, wenn \mathfrak{Z} und \mathfrak{R} gleichen Betrag und gleiche, aber entgegengesetzt gerichtete Phase haben, also konjugiert komplex sind; ein Satz, der ganz allgemeine Geltung für das günstigste Widerstandsverhältnis von Stromerzeuger und Stromverbraucher hat. Das Maximum der Leistungsaufnahme ist sehr flach, kleine Unterschiede zwischen \mathfrak{Z} und \mathfrak{R} sind nur von geringem Einfluß. Bei großen Unterschieden kann man die Widerstände durch Zwischenschaltung eines Transformators (Fernsprechübertragers) aneinander anpassen. Die Strom- und Spannungsgleichungen des *Übertragers* lassen sich in der Form schreiben:

$$\mathfrak{Z}_a = \frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{M}} \mathfrak{Z}_e + \frac{\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_2 - \mathfrak{M}^2}{\mathfrak{M}} \mathfrak{Z}_e, \quad \mathfrak{Z}_a = \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{M}} \mathfrak{Z}_e + \frac{1}{\mathfrak{M}} \mathfrak{Z}_e, \quad (11)$$

die der für inhomogene Leitungen (8) entspricht; die daraus abzuleitenden Wellenwiderstände des Übertragers müssen nach dem Vorhergehenden so gewählt werden, daß sie den Wellenwiderständen der angeschlossenen Leitungen oder den Widerständen der Apparate dem Betrage nach möglichst gleich sind.

c) Die Fortpflanzungskonstante.

Auch die Fortpflanzungskonstante γ ist komplex; wir setzen $\gamma = \beta + j\alpha$, β nennt man räumliche Dämpfung, α Wellenlängenkonstante; von besonderer Bedeutung ist das Produkt der Größen α und β mit der Leitungslänge l ; man bezeichnet $\beta l = \delta$ als **Dämpfungsexponenten** und $\alpha l = a$ als **Winkelmaß**. Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Wellen ist $v = \omega/\alpha$, ihre Wellenlänge $\lambda = 2\pi/\alpha$. Nach praktischen Erfahrungen ergibt sich, daß mit normalen Fernsprechapparaten bis $\beta l = 3$ eine gute Verständigung möglich ist, oberhalb $\beta l = 5$ jedoch kaum noch eine merkliche Übertragung stattfindet. Mit Rücksicht auf die in den Ämtern und Ortsleitungen eintretenden Verluste wird für die Fernleitungen selbst jetzt nur eine Dämpfung von $\beta l = 1,5$ zugelassen, aus dieser Bedingung ergibt sich der Abstand der einzuschaltenden Verstärker.

Aus (3) findet man

$$\left. \begin{aligned} 2\alpha^2 &= \omega^2 LC - GR + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}, \\ 2\beta^2 &= -\omega^2 LC + GR + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Unter Benutzung der Größen δ und ε erhält man auch hier etwas bequemere Formeln, nämlich

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega^2 LC}{\cos \varepsilon \cos \delta}} \cos \frac{\varepsilon + \delta}{2}, \quad \beta = \sqrt{\frac{\omega^2 LC}{\cos \varepsilon \cos \delta}} \sin \frac{\varepsilon + \delta}{2}. \quad (13)$$

Bei starkdrähtigen Freileitungen und Kabeln mit erhöhter Induktivität ist ε und δ klein, die Gleichungen vereinfachen sich dann zu

$$\alpha = \omega \sqrt{LC}, \quad \beta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (14)$$

Zur Messung der Dämpfung benutzt man auch den Leerlauf- und Kurzschlußwiderstand; aus (10) ergibt sich $\operatorname{Tg} \gamma l = \sqrt{U_k/U_l}$; setzt man dies gleich $e^{-\chi + i\psi}$, so ist

$$\operatorname{tg} 2\alpha l = \frac{\sin \psi}{\sin \chi}, \quad \operatorname{Tg} 2\beta l = \frac{\cos \psi}{\cos \chi}. \quad (15)$$

Für lange Leitungen versagt dieses Verfahren, da dann der Unterschied zwischen U_l und U_k sehr klein und $\operatorname{Tg} \gamma l$ nahezu 1 wird; in diesem Falle muß die Dämpfung aus Strom- und Spannungsmessungen am Anfang und Ende der Leitung bestimmt werden. Auch bei inhomogenen Leitungen ist, wie sich aus den Gleichungen (8) ergibt, $\sqrt{U_k/U_l} = \operatorname{Tg} c$ unabhängig davon, von welcher Seite aus die Scheinwiderstände gemessen werden; c umfaßt in diesem Falle auch die Reflexionsverluste innerhalb der Leitung.

Die Dämpfung einer Leitung ist um so stärker, je größer Widerstand und Ableitung sind, dagegen nimmt sie mit wachsender Selbstinduktion ab und erreicht ein Minimum für $\varepsilon = \delta$ (der Fall $\varepsilon < \delta$ ist praktisch bedeutungslos). Wenn $\varepsilon = \delta$ ist, ergibt sich aus (13)

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} \quad \text{und} \quad \beta = \sqrt{GR}, \quad (16)$$

Fortpflanzungskonstante und Dämpfung hängen also in diesem Fall nicht von der Frequenz ab (in Wahrheit allerdings doch wegen der Veränderlichkeit der Leitungskonstanten selbst, besonders der Ableitung); man bezeichnet daher eine

solche Leitung als „verzerrungsfreie“ Leitung. Die gewöhnlichen Leitungen besitzen alle eine gewisse Verzerrung, es ist gebräuchlich, als Verzerrungsfaktor (s. auch S. 135) den Ausdruck $\Delta = \beta_{7000} - \beta_{3000}$, also die Differenz der Dämpfungen bei den Kreisfrequenzen 7000 und 3000, zu bezeichnen; die verschiedene Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Wellen hat auf die Tonübermittlung keinen Einfluß, da unser Ohr Phasenverschiebungen der Obertöne nicht wahrnimmt¹⁾.

Besonders bei Kabeln, die ja kleine Selbstinduktion und große Kapazität haben, ist der Unterschied zwischen ε und δ groß, man kann daher durch künstliche Erhöhung der Selbstinduktion die Dämpfung ganz erheblich herabsetzen. Das kann einerseits dadurch geschehen, daß man die Leiter mit einer Eisenhülle umgibt, und zwar werden nach **Krarup** dünne Eisendrähte spiralig um die Einzeldrähte gewickelt, damit nicht der Widerstand zugleich durch Hautwirkung und Wirbelströme ungünstig beeinflußt wird. Dieses Verfahren findet hauptsächlich bei Seekabeln Anwendung. Eine zweite Möglichkeit bietet sich dadurch, daß man in gewissen Abständen Selbstinduktionsspulen in die Adern einschaltet; über die günstigste Bemessung der Größe und Abstände dieser Spulen sind zuerst von **Pupin** Regeln angegeben worden. Er hat gezeigt, daß eine solche mit Spulen ausgerüstete Leitung angenähert dieselben Eigenschaften hat wie eine homogene mit gleichmäßig verteilter Induktivität, solange auf die Wellenlänge mehrere Spulen kommen. Durch die Erhöhung der Induktivität wird auch der Wellenwiderstand vergrößert; um diesen nicht zu groß werden zu lassen, geht man nicht bis zum günstigsten Wert von L bei der Pupinisierung heran, besonders da dies bei der Flachheit des Minimums von β auch unwirtschaftlich wäre, sondern gibt den Spulen nur eine solche Selbstinduktion, daß der zugelassene Wert des Wellenwiderstandes erreicht wird. Mit zunehmender Frequenz wird die Wellenlänge kürzer, die Pupinsche Bedingung ist daher bei hohen Frequenzen nicht mehr erfüllt, und bei einer gewissen Frequenz ω_0 steigt die Dämpfung rasch so stark an, daß oberhalb dieser praktisch keine Energie mehr hindurchgelassen wird. Wenn s der Spulenabstand, L_0 die Spuleninduktivität ist, wird die **Grenzfrequenz** bestimmt durch $\omega_0 = 2/\sqrt{CsL_0}$. Es hat sich gezeigt, daß, um ausreichende Sprachverständigung zu erzielen, ω_0 größer als 14 000 sein muß, meist werden noch höhere Werte gewählt, s. S. 141; durch Einsetzen dieser Zahl in die oben angeführte Gleichung läßt sich der größte zulässige Spulenabstand s berechnen. Die mit Spulen belasteten Leitungen ähneln sehr den Kettenleitern.

C. Gleichstrom.

a) Dauerzustand.

Die Gleichungen für den Dauerzustand bei Gleichstrom folgen aus denen des vorigen Abschnittes, wenn man $\omega = 0$ setzt. Dieser Fall ist für kurze oberirdische Leitungen von Bedeutung, um den Zusammenhang zwischen Endstrom und Telegraphierspannung zu berechnen, denn bei ihnen ist die Einschwingzeit klein gegen die Dauer der Telegraphierzeichen, so daß die Ausgleichsvorgänge sich nicht sehr bemerkbar machen. Aus (3), (4) und (6) ergibt sich dann, wenn zugleich die Hyperbelfunktionen durch Näherungswerte ersetzt werden:

$$\left. \begin{aligned} V_a &= \left(1 + \frac{RGl^2}{2} \frac{1}{1 - 0,07 RG l^2}\right) V_e + Rl \left(1 + \frac{RG l^2}{6} \frac{1}{1 - 0,05 RG l^2}\right) \mathfrak{S}_e, \\ \mathfrak{S}_a &= \left(1 + \frac{RG l^2}{2} \frac{1}{1 - 0,07 RG l^2}\right) \mathfrak{S}_e + Gl \left(1 + \frac{RG l^2}{6} \frac{1}{1 - 0,05 RG l^2}\right) V_e. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Die Stromkurve hat hier sowohl am Anfang wie am Ende der Leitung sehr angenähert rechteckige Form.

¹⁾ Für den Einschwingvorgang macht sich allerdings auch die Frequenzabhängigkeit von α störend bemerkbar, man bezeichnet dies als „Verzerrung zweiter Art“.

Wenn in eine Leitung Stromwechsel geschickt werden, d. h. Telegraphierzeichen mit gleichem Abstand, so sind auch hierauf die Gleichungen des Dauerzustandes anwendbar. Die Spannungskurve Abb. 99 läßt sich bekanntlich in einfacher Weise nach Fourier in Sinusschwingungen von der Grundfrequenz der Spannungswechsel und ihrer ungeraden Oberschwingungen zerlegen; und auf diese Teilspannungen sind dann die Gesetze des vorigen Abschnittes einzeln anwendbar. Es ist leicht ersichtlich, daß eine Verzerrung der Kurvenform auftreten muß, da die Wellen höherer Frequenz sich im allgemeinen schneller, aber auch unter stärkerer Dämpfung fortpflanzen; auch zwischen Strom- und Spannungskurven werden wegen der Frequenzabhängigkeit des Wellenwiderstandes Unterschiede auftreten. Die wirklichen Telegraphierzeichen haben nun zwar ungleiche Abstände, aber man kann auf diese Weise doch einen ungefähren Anhalt für die Veränderungen der Kurvenformen erhalten, nur bei sehr langen Leitungen (Ozeankabeln) ist die Verzerrung so stark, daß diese Betrachtungsweise keinerlei Gültigkeit hat. Nach den allgemeinen Erfahrungen ist auf Landlinien Schnelltelegraphie bis zu solcher Geschwindigkeit möglich, bei der die dritte Oberschwingung noch gut übertragen wird; das ist besonders für die Verwendung von Selektionsmitteln bei Hochfrequenz als Trägerwellen der Telegraphierzeichen wichtig.



Abb. 99. Rechteckige Stromwechsel.

b) Einschwingvorgänge.

Es lassen sich drei verschiedene Ursachen unterscheiden, die auf den Verlauf der Stromkurve bei Einschwingvorgängen von Einfluß sind. Zunächst ist der Wellenwiderstand aller Leitungen, besonders aber der Kabel, kapazitiv. Beim Anlegen einer Gleichspannung fließt daher zuerst ein viel stärkerer Strom in die Leitung, als dem „Dauerwiderstand“ entspricht; die Kurve des Anfangsstromes (Abb. 100) hat keine rechteckige Form, sondern ähnelt der Ladestromkurve eines

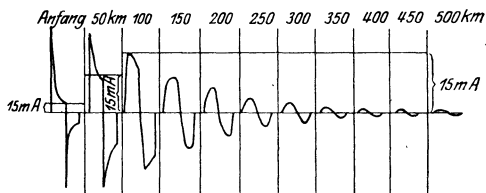


Abb. 100. Zeichenverzerrung bei Fortschreiten über eine Leitung.

Kondensators mit einem vorgeschalteten und einem parallel liegenden Widerstand. Dieser Umstand macht sich auch bei Kabeln geringer Länge bemerkbar; deswegen sind auf sie die Gleichungen (17) nicht anwendbar. Zweitens sind im allgemeinen die Fortpflanzungsgeschwindigkeit und die Dämpfung der Teilwellen, wie bereits erwähnt, von der Frequenz abhängig, dadurch erfährt die Kurvenform des Stromes eine mit der Länge des zurückgelegten Weges immer zunehmende Verzerrung. Schließlich treten auch noch dadurch Ausgleicherscheinungen auf, daß die Stromwellen an allen Unstetigkeitsstellen der Leitung (z. B. am Ende) Reflexionen erfahren; bei langen Leitungen ist dies allerdings belanglos, weil die reflektierten Wellen auf dem langen Wege so stark gedämpft werden, daß ihre Amplituden gegen die der ursprünglichen nicht in Betracht kommen. Diese Reflexionserscheinungen sind hauptsächlich für die Einschaltvorgänge an den kurzen, wenig Dämpfung besitzenden Leitungen der Starkstromtechnik von Wichtigkeit, sie machen sich aber bei kurzen Telegraphenleitungen auch bemerklich.

c) Verzerrungsfaktor und Längenmaß.

Es war früher (S. 134) eine Leitung, bei der $\varepsilon = \delta$ ist, als verzerrungsfrei bezeichnet, nach (16) ist bei ihr die Fortpflanzungsgeschwindigkeit $v_0 = 1/\sqrt{LC}$ und die

Dämpfung $\beta = \sqrt{RG}$ unabhängig von der Frequenz. Da nun nach Fourier jede beliebige Kurve, auch die einfache Anschaltung einer Gleichspannung, als die Übereinanderlagerung von dauernd bestehenden Sinusschwingungen verschiedener Frequenz aufgefaßt werden kann, die sich also in diesem Fall alle mit gleicher Geschwindigkeit und Dämpfung auf der Leitung fortpflanzen, so bleibt bei der verzerrungsfreien Leitung jede Strom- und Spannungskurve bei der Übertragung unverändert erhalten. Im allgemeinen Fall wird also die Differenz $\varepsilon - \delta$ ein Maß für die Verzerrung geben; aus praktischen Gründen wählt man aber nicht direkt diese Differenz, die schon wegen ihrer Frequenzabhängigkeit dafür nicht geeignet ist, als Verzerrungsmaß, sondern bezeichnet den Ausdruck $\omega(\varepsilon - \delta) : 2v_0$ als Verzerrungsfaktor. Das Produkt aus Verzerrungsfaktor σ und Abstand x des betrachteten Punktes vom Leitungsanfang nennt man Längenmaß X . Also

$$\left. \begin{aligned} \text{Verzerrungsfaktor } \sigma &= \frac{1}{2v_0} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C} \right) = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} - \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}, \\ \text{Längenmaß } X &= \sigma x. \end{aligned} \right\} (18)$$

Die Größe $v_0 = 1/\sqrt{LC}$ behält auch im allgemeinen Fall ihre Bedeutung als Fortpflanzungsgeschwindigkeit, da sie die größte Geschwindigkeit der Wellen hoher Frequenz darstellt und also das Eintreffen der ersten Störungen bestimmt.

Bei zu vernachlässigender Ableitung ($G = 0$) ist, wie ein Vergleich zwischen (14) und (18) zeigt, der Verzerrungsfaktor gleich der Dämpfung (Längenmaß gleich Dämpfungsexponent), dadurch vereinfacht sich die Berechnung der Stromkurve etwas. Allgemein kann man über den Verlauf des Stromes bei plötzlichem Anlegen einer konstanten Spannung an den Anfang einer unendlich langen Leitung folgendes sagen: Eine steile Wellenfront pflanzt sich mit der Geschwindigkeit v_0 über die Leitung fort; hinter der Front nimmt der Strom zunächst schnell an Stärke ab, aber mit wachsender Entfernung vom Leitungsanfang läßt dieser Stromabfall mehr und mehr nach, bei $X = 2$ bleibt der Strom hinter der Front noch nahezu konstant, bei größerem Längenmaß erfolgt ein weiterer Anstieg des Stromes, und schließlich wird der Wellenkopf unmerklich klein gegen den nachfolgenden langsam ansteigenden Strom, es gilt dann ($G = 0$ vorausgesetzt) näherungsweise die Formel

$$\mathfrak{I}_x = E \sqrt{\frac{C}{\pi R t}} e^{-\frac{x^2 RC}{2t}} \quad (\text{Thomsonkurve}).$$

Der Verlauf dieser Kurve und also auch die hier zulässige Telegraphiergeschwindigkeit hängt nur von der „Zeitkonstante“ RCx^2 ab, d. h. von dem Produkt aus Gesamtwiderstand und Gesamtkapazität des Kabels (KR-Gesetz). Bis zu $X = 2$ hat man, wie erwähnt, eine steile Wellenfront, die mindestens so hoch ist wie der Dauerstrom, man kann daher das Längenmaß 2 als Grenze der „kurzen“ Leitungen betrachten. Bei den sehr langen Leitungen ($X > 10$) kann man im allgemeinen die Thomsonkurve als Näherungsformel betrachten¹⁾.

d) Verbesserung der Kurvenform durch Hilfsschaltungen.

Eine zu große Verzerrung wird in der Landtelegraphie durch Unterteilung der Leitungen vermieden, indem in gewissen Abständen Übertragungen (Relais) (vgl. S. 166) eingeschaltet werden. Jeder Leitungsabschnitt stellt dann ein selbständiges Gebilde dar, das am Anfang vom Relais wieder eine rechtwinklige Spannungswelle erhält.

¹⁾ Wagner, K. W.: Die Aussichten der Telephonie und Schnelltelegraphie durch Ozeankabel. ETZ 31, S. 163, 192. 1910. — Wagner, K. W.: Eine neue künstliche Leitung zur Untersuchung von Telegraphierströmen und Schaltvorgängen. ETZ 32, S. 1289, 1321. 1912. — Wagner, K. W.: Schnelltelegraphie auf Ozeankabeln. ENT I, S. 114. 1924.

Ein Kabel, das an einen Kondensator angeschlossen ist, zeigt einen bedeutend steileren Anstieg des Empfangsstromes als ein Kabel ohne Kondensator. Dabei bedarf der Begriff „steiler“ jedoch einer Erläuterung, die zugleich eine Erklärung für die Wirkungsweise gibt, denn an sich ist der Stromanstieg zuerst genau der gleiche, weil der ungeladene Kondensator wie ein Kurzschluß wirkt; die zunehmende Aufladung des Kondensators stellt im weiteren Verlauf aber eine gegenelektromotorische Kraft dar, durch welche der weitere langsamer verlaufende Stromanstieg unterdrückt wird. Der Höchstwert des Empfangsstromes ist also geringer; die Anstiegskurve ist also nur steiler im Verhältnis zum Höchstwert; darauf kommt es jedoch an. Bei einer derartigen Schaltung würde jedes Anlegen einer Gleichspannung nur einen kurzen Stromstoß geben, um auch längere Zeichen (Striche) zu übertragen und um die Ladung des Kondensators wieder abzuleiten, wird ihm noch ein großer Widerstand parallel gelegt. Eine derartige Anordnung wird Maxwell-Erde genannt; sie wirkt auch, an den Anfang der Leitung gelegt, in ähnlicher Weise verbessernd auf die Kurvenform ein.

Statt einen Kondensator in Reihe zum Empfangsapparat zu legen, kann man auch eine Selbstinduktion parallel dazu schalten (Gegenstromrollen). Diese wirken gegenüber den plötzlichen Änderungen des Wellenkopfes als Drossel, während sie den Wellenschwanz am Empfangsapparat vorbeileiten; die Wirkung ist also die gleiche wie die des Kondensators. Sie werden sowohl am Anfang und Ende der Leitung wie auch an Zwischenpunkten eingeschaltet.

D. Gegenseitige Beeinflussung von Leitungen.

Verschiedene Leitungen können sich gegenseitig durch mangelhafte Isolation, durch kapazitive und induktive Kopplung beeinflussen. Bei Fernmeldeleitungen, die im allgemeinen auf weiten Strecken in geringem Abstand nebeneinander laufen, kann infolgedessen „Übersprechen“ eintreten. Um dies zu vermeiden, sind die beiden Adern einer Leitung in Kabeln miteinander verdreht, unter Benutzung verschiedener Drallschritte für die einzelnen Leitungen; dadurch wird erreicht, daß die Kopplungen sich im ganzen gegenseitig nahezu aufheben. Bei Freileitungen wird dasselbe durch „Kreuzungen“ erreicht, d. h. die Lage der *a*- und *b*-Ader am Gestänge wird in gewissen Abständen miteinander vertauscht. Da die Leitungen sehr häufig zu Viererleitungen (vgl. S. 180) zusammengefaßt werden, müssen auch „Platzwechsel“ der Leitungen stattfinden¹⁾. Bei Fernkabeln werden die bei der Fabrikation unvermeidlichen kleinen Kapazitätsunterschiede der Einzeladern bei der Montage durch besondere Hilfsmittel ausgeglichen²⁾. Die Stärke des Übersprechens wird in Kopplungszahlen gemessen, die dem Dämpfungsexponenten einer Leitung, über die man dieselbe Verständigung erzielen würde, entsprechen. Wenn βl größer als 8,5 ist, wirkt das Übersprechen auch bei Verstärkerbetrieb kaum noch störend.

Durch Starkstromleitungen können in Fernmeldeleitungen sehr starke Störungen hervorgerufen werden; besonders bei Überlandnetzen, wenn einseitige Erdschlüsse auftreten, und durch die Fahrleitungen der elektrischen Bahnen, die die Erde als Rückleitung benutzen. Eine Parallelführung beider muß daher nach Möglichkeit vermieden werden³⁾.

¹⁾ Pinkert, W.: Induktionsschutz für Fernsprechleitungen. Sonderheft der Telegr.- u. Fernspr.-Technik 1919, S. 108.

²⁾ Küpfmüller, K.: Abgleichung zur Verminderung von Induktionsstörungen in Mehrfach-Fernsprechkabeln. ETZ 44, S. 377, 450. 1923.

³⁾ Untersuchungen über Schwachstromstörungen bei Einphasen-Wechselstrombahnen, Oldenburg 1920.

E. Leitungsnachbildungen¹⁾.

a) Künstliche Leitungen.

Für eine Schaltung nach Abb. 101 (H- oder T-Schaltung) gelten, wie leicht abzuleiten ist, die Gleichungen

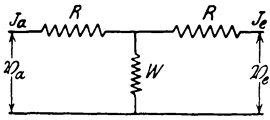


Abb. 101. Künstliche Leitung (H-Schaltung).

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{B}_a &= \frac{R+W}{W} \mathfrak{B}_e + \frac{R^2+2WR}{W} \mathfrak{I}_e, \\ \mathfrak{I}_a &= \frac{R+W}{W} \mathfrak{I}_e + \frac{1}{W} \mathfrak{B}_e, \end{aligned} \right\} (19)$$

deren Aufbau ganz (6) entspricht. Eine derartige Schaltung stellt also eine künstliche Leitung dar, deren Dämpfung bestimmt ist durch $\text{Cos} \beta l = \frac{R+W}{W}$ (α ist Null)

und deren Wellenwiderstand $\mathfrak{Z} = \sqrt{R^2 + 2WR}$ ist. Sie wird viel als Vergleichsleitung für Sprechversuche benutzt; um der Dämpfung eine Frequenzabhängigkeit, entsprechend den natürlichen Leitungen, zu geben, kann man sie dadurch verbessern, daß dem Widerstand W eine Kapazität parallel geschaltet wird. Wenn auch die Wellenlängenkonstante und der Phasenwinkel des Wellenwiderstandes nachgebildet werden sollen, müssen den Widerständen R noch Selbstinduktionen hinzugefügt werden; dann erhält das Gebilde aber eine Eigenschwingung und damit eine Grenzfrequenz wie die Pupinleitungen. Das Produkt aus Selbstinduktion und Kapazität darf also einen gewissen Wert nicht überschreiten; längere Leitungen müssen daher durch Aneinandersetzen solcher Glieder wie Abb. 101, die ein kurzes Leitungsstück darstellen, gebildet werden (Kettenleiter).

Die künstlichen Leitungen für den Duplexbetrieb in langen Telegraphenkabeln, wo es auf sehr genaue Nachbildung ankommt, werden unter stetiger Verteilung von Widerstand und Kapazität hergestellt, indem aus Stanniolbändern mit entsprechendem Widerstand Kondensatoren gewickelt werden und das Ende des Stanniolbandes eines Kondensators mit dem Bandanfang des nächsten verbunden wird. Im übrigen werden so vollkommene künstliche Leitungen fast nur für Versuchszwecke verwendet.

b) Nachbildung des Scheinwiderstandes.

Für die meisten betriebstechnischen Zwecke, Gegensprechbetrieb auf Telegraphenleitungen und bei Verstärkerschaltungen, kommt man mit Nachbildungen des Scheinwiderstandes aus, die sich mit einfacheren Hilfsmitteln herstellen lassen. Bei einer Freileitung kann in der Formel für den Wellenwiderstand $\mathfrak{Z} = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}$ die Ableitung G vernachlässigt werden, außerdem ist R klein gegen ωL ; man kann daher schreiben:

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - j \frac{R}{\omega L}\right)} = \sqrt{\frac{L}{C} \left(1 - j \frac{R}{2\omega L}\right)} = \sqrt{\frac{L}{C}} - \frac{jR}{2\omega \sqrt{LC}}. \quad (20)$$

Der Scheinwiderstand, der bei längeren Leitungen merklich gleich dem Wellenwiderstand ist [vgl. (10)], läßt sich also bei Freileitungen durch eine Reihenschaltung von Widerstand r und Kapazität K nachbilden, wobei deren Größen durch $r = \sqrt{L/C}$ und $K = 2\sqrt{LC}/R$ bestimmt sind.

Schwieriger ist die Nachbildung des Scheinwiderstandes von Pupinleitungen, da dabei sowohl die reelle wie die imaginäre Komponente eine Frequenzabhängigkeit besitzt. Lösungen sind von S. Hoyt²⁾ und K. Küpfmüller³⁾ angegeben

¹⁾ Lüschen, F., u. K. Küpfmüller: Leitungsnachbildungen in der Fernsprech- und Telegraphentechnik. Wissensch. Veröff. Siemens-Konzern 2, S. 401. 1922.

²⁾ Amerikan. Pat. Nr. 1 167 693.

³⁾ D. R. P. Nr. 330 964.

worden, wobei der Kunstgriff verwendet wird, dem Scheinwiderstand der Leitung durch Vorschaltung eines Parallelkondensators oder einer Verlängerungsleitung (H-Schaltung) eine leichter nachzubildende Abhängigkeit von der Frequenz zu geben. Eine genaue Nachbildung des Scheinwiderstandes von Pupinleitungen ist auch deswegen nicht möglich, weil er infolge von Unregelmäßigkeiten der Spulen und ihres Abstandes Schwankungen der Frequenzkurve zeigt.

In der Telegraphenpraxis hat sich eine Schaltung nach Abb. 102 zur Nachbildung des Scheinwiderstandes bewährt, die aus Widerständen und Kondensatoren besteht. Für oberirdische Leitungen genügt meist ein Kondensator, bei Kabeln werden bis zu drei mit zugehörigen Widerständen benutzt.

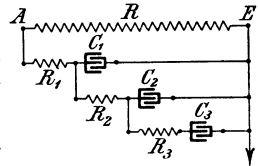


Abb. 102. Nachbildung des Scheinwiderstandes.

2. Fernsprech- und Telegraphenleitungen.

A. Freileitungen.

Ein großer Teil der Fernleitungen ist noch heute oberirdisch als Freileitung geführt. Als Drahtmaterial wird hauptsächlich Bronze und Hartkupfer benutzt mit einem Durchmesser von 3 bis 5 mm für die Hauptlinien, 2 mm für kürzere Verbindungsleitungen und 1,5 mm für Ortsnetze. Daneben sind aber auch, besonders für Telegraphenzwecke, Leitungen aus verzinktem Eisendraht vorhanden (4 bis 6 mm für Haupt-, 3 mm für Nebenlinien). Isolierter Draht kommt in der Hauptsache nur bei Kreuzungen mit Starkstromleitungen zur Anwendung. Die die Leitungen tragenden Isolatoren sind Porzellandoppelglocken; je nach der Drahtstärke sind drei verschiedene Größen gebräuchlich mit einer Höhe von 80, 100, 141 mm. Die Leitungen werden so gespannt, daß bei -25°C noch eine dreifache Sicherheit in bezug auf die Zerreißfestigkeit vorhanden ist. Der normale Abstand der Adern einer Doppelleitung beträgt 17,5 cm; dabei liegen die Adern in verschiedener Höhe, um die Induktion zwischen Nachbarleitungen herabzusetzen, zu diesem Zweck sind die Isolatoren eines Gestänges abwechselnd an U-förmigen und geraden Stützen befestigt. Die Stützen sitzen ihrerseits an eisernen Querträgern und diese bei Landlinien an imprägnierten Holzmasten oder innerhalb der Orte an eisernen Dachgestängen.

Die elektrischen Eigenschaften einiger Arten von Freileitungen sind in nachstehender Tabelle zusammengestellt.

Tabelle 5. Eigenschaften von Freileitungen.

Material	Durchmesser mm	R Ω/km	G $\mu\text{S}/\text{km}$	L mH/km	C $\mu\text{F}/\text{km}$	Z Ω	φ	α 1/km	β 1/km		
Bronze und Hart- kupfer	2	12,0	1	2,20	0,0054	770	$-22^{\circ}41'$	0,0189	0,00874	Fernsprech- doppel- leitungen bei $\omega = 5000$	
	3	5,4	1	2,02	0,0059	620	$-13^{\circ}6'$	0,0177	0,00476		
	4	3,0	1	1,90	0,0063	563	$-7^{\circ}55'$	0,0175	0,00299		
	5	2,0	1	1,82	0,0066	532	$-5^{\circ}21'$	0,0174	0,00217		
Eisen	3	52	1	9,9	0,0059	1560	$-22^{\circ}14'$	0,0420	0,0188		
	4	37,5	1	8,2	0,0063	1330	$-20^{\circ}19'$	0,0387	0,0157		
Bronze	3	3,5	0,1—1	3	0,009	Größte Betriebslänge 600—700km					Einfach- telegraphen- leitungen
Eisen	4	12	0,1—1	9	0,01	„	„	400 km			
	5	8	0,1—1	9	0,01	„	„	500 km			

Auch bei den Fernspreitleitungen ist der Wert der Ableitung nicht festliegend, da er stark vom Wetter abhängt; es ist hier $G = 1$ gesetzt worden, um auch für $Z, \varphi, \alpha, \beta$ bestimmte Werte angeben zu können. Die Angaben bei den Telegraphenleitungen beziehen sich auf tatsächliche Fernleitungen, die stets beträchtliche Längen von Kabeln in den Ortseinführungen enthalten.

B. Kabel.

Die Kabel besitzen den Vorzug, daß sie Störungen bedeutend weniger ausgesetzt sind als die Freileitungen, außerdem können dabei im Gegensatz zu letzteren auf der selben Strecke beliebig viel Leitungen geführt werden. Den Nachteil der höheren Kapazität und damit größeren Dämpfung hat man durch die künstliche Erhöhung der Induktivität zu beseitigen gelernt. Aus diesen Gründen werden für die Netze größerer Orte bereits fast ausschließlich Kabel verwendet, und auch bei den Fernleitungen geht man mehr und mehr zu Kabeln über. Die Unterwasserkabel stellen von jeher die einzige Möglichkeit zur Überbrückung von Meeren und breiteren Flußläufen dar.

Als Leitungsmaterial kommt Weichkupfer mit hoher Leitfähigkeit zur Verwendung. Besondere Sorgfalt erfordert die Isolation, wegen des geringen Aderabstandes. Früher galt Guttapercha als das beste Isoliermaterial für diese Zwecke, und die alten Telegraphenerdkabel sind damit gebaut; heute wird dieses teure Material fast nur noch für die Tiefseekabel verwendet; hier hat sich auch ein verwandtes Produkt „Balata“ neuerdings als sehr brauchbar erwiesen. Im übrigen wird fast ausschließlich Papierisolation angewandt. Bei den Fernsprekverbindungskabeln sind die Leiter locker mit zwei Papierstreifen spiralförmig umwickelt, durch die dabei auftretenden Hohlräume wird sowohl die Kapazität wie die Ableitung verringert. Nach der Verseilung wird das Kabel gut getrocknet und mit einem Bleimantel umpreßt, um den Zutritt von Feuchtigkeit zu verhindern. Die Kabel werden entweder in Zementkanäle eingezogen; meist aber als Erdkabel verlegt und erhalten dann über dem Bleimantel noch eine Eisenbewehrung. In den Teilnehmeranschlußkabeln sind bis zu 600 Doppeladern von 0,6 mm Durchmesser oder bis zu 500 Doppeladern von 0,8 mm vereinigt. Die Verbindungskabel haben stärkere Leiter; bei längeren Strecken würde trotzdem die Dämpfung zu groß sein, es wird deswegen die Selbstinduktion künstlich erhöht. Die Krarupkabel, die hauptsächlich als Unterwasserkabel Verwendung finden, erhalten ein oder auch zwei Umspinnungen aus Eisendraht von 0,2 oder 0,3 mm Stärke; das Eisen muß möglichst große Permeabilität und kleine Leitfähigkeit haben. Das erste große Pupinkabel, das Rheinlandkabel, hat 2- und 3-mm-Adern. Bei den neuen Kabeln ist man zu kleineren Drahtquerschnitten übergegangen, da inzwischen durch die Kathodenverstärker ein brauchbares Mittel zur Herabsetzung der Dämpfung zur Verfügung stand.

Die elektrischen Eigenschaften einiger papierisolierter Kabel sind in nachstehender Tabelle zusammengestellt; die Angaben beziehen sich auf eine Kreisfrequenz $\omega = 5000$.

Tabelle 6. Eigenschaften von Kabeln.

	Durchmesser mm	R Ω/km	G $\mu\text{S}/\text{km}$	L mH/km	C $\mu\text{F}/\text{km}$	Z Ω	φ	α 1/km	β 1/km		
Anschlußkabel	0,8	74	1	0,6	0,037	634	$-43^\circ 41'$	0,0843	0,0814		
Verbindungs- kabel	1,0	46	1	0,6	0,038	493	$-42^\circ 59'$	0,0682	0,0641		
	1,5	20,8	1	0,6	0,039	329	$-40^\circ 45'$	0,0483	0,0420		
	2,0	11,7	1	0,6	0,043	237	$-37^\circ 41'$	0,0402	0,0313		
Krarup- seekabel	2,0	11,34	1,4	10,8	0,0531	455	$-5^\circ 47'$	0,120	0,0128	Schweden- kabel	
Rheinland- kabel	2	11,5 + 5,5	0,64	141	0,0354	2000	$-35'$	0,354	0,00492	Pupiniert, Spulenab- stand 1,7 km	
	3	5 + 2,8	0,68	88	0,040	1480	$-25'$	0,298	0,00313		
Nor- mal- kabel	Stamm Vierer	0,9	57,6 + 9,1	0,70	100	0,035	1700	$-3^\circ 41'$	0,297	0,0203	Pupiniert, Spulenab- stand 2 km
		1,4	23,8 + 6,6	0,76	95	0,038	1584	$-1^\circ 43'$	0,300	0,0102	
		0,9	28,8 + 4,2	1,20	35	0,060	771	$-5^\circ 14'$	0,230	0,0220	
		1,4	11,9 + 2,9	1,28	35	0,064	742	$-2^\circ 19'$	0,237	0,0105	

Die Grenzfrequenzen ω_0 liegen bei den 2-mm-Adern des Rheinlandkabels und den Stammleitungen des Normalkabels bei ungefähr 16 600, bei den Viererleitungen des Normalkabels zwischen 21 000 und 22 000.

Die Werte sind naturgemäß ziemlichen Schwankungen unterworfen. Bei dem Normalkabel sind auch die Werte für die aus zwei Einzelleitungen gebildeten Kunstleitungen (Vierer) angegeben. Das Normalkabel enthält einen Kern mit 4 Adern, 0,9 mm stark, der von einem Bleimantel umgeben ist, um auch bei Störungen noch betriebsfähige Leitungen sicherzustellen. Um den Kern lagern sich 40 Doppeladern von 1,4 mm und 56 Doppeladern von 0,9 mm Durchmesser, sämtlich in Viererverseilung; der äußere Durchmesser des Bleimantels beträgt 54 mm. Für verkehrsreiche Strecken ist noch eine weitere Lage mit 68 Doppeladern von 0,9 mm in Aussicht genommen. Für die 1,4 mm starken Leitungen werden in Abständen von 150 km, für die 0,9 mm in 75 km Verstärker eingeschaltet.

Die alten Guttaperchakabel für Telegraphenzwecke haben einen Widerstand von 7 bis 8 Ohm/km, eine Kapazität von 0,20 bis 0,24 $\mu\text{F}/\text{km}$ und einen Wellenwiderstand von rund 120 Ω , sie werden in Längen bis zu höchstens 200 km betrieben. Bei kürzeren Telegraphenseekabeln ist der Widerstand kleiner als 4 Ω/km , Kapazität 0,20 bis 0,25 $\mu\text{F}/\text{km}$, Betriebslänge bis zu 500 km; bei langen Seekabeln wird der Widerstand noch kleiner, 1 bis 2 Ω/km , gemacht.

C. Amtsleitungen.

Als Abschlußkabel, die zur Einführung in die Gebäude usw. dienen, werden entweder Gummikabel oder Kabel mit fester Papierisolierung und Bleimantel verwendet. Die Systemkabel, innerhalb der Vermittlungsanstalten, hatten früher Baumwollseidenumspinnung, jetzt werden Lackpapierkabel verwendet, deren Adern einen Lacküberzug besitzen.

Auch die Schaltdrähte, meist mit 0,6-mm-Adern, haben zum größten Teil einen Lacküberzug und darüber feste, getränkte Papierumspinnung, außen sind sie mit Baumwolle umspinnen oder umklöppelt. Nur bei den leicht starker Feuchtigkeit ausgesetzten Zimmerleitungsdrähten hat man an der Gummiisolierung festgehalten.

3. Telegraphenalphabet und Telegraphiergeschwindigkeiten.

A. Bildung der Zeichen.

a) **Einfachstrom** (Abb. 103). Die Zeichen werden durch Schließungen des Stromkreises und Zwischenpausen dargestellt; während der letzteren herrscht die

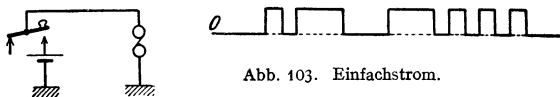


Abb. 103. Einfachstrom.

Telegraphierstromstärke Null. Im Empfänger ist eine Richtkraft vorgesehen, die den Anker in die Ruhelage zurückführt und ihn dort festhält. Der Strom muß so stark sein, daß er die Richtkraft überwinden und dem Anker die erforderliche Beschleunigung erteilen kann. Bei den neutralen Empfängern (Morse, Klopfer, neutr. Relais) dient als Richtkraft eine Spiralfeder, bei polarisierten Empfängern läßt man im allgemeinen den Stahlmagnet einseitig auf den Anker einwirken. Zur Erzielung guter Zeichen ist die Richtkraft der Stromstärke anzupassen.

b) **Doppelstrom** (Abb. 104) wird für Schnelltelegraphie fast immer benutzt. In den Pausen zwischen Punkten und Strichen der Morsezeichen fließt ein gleich

starker Strom entgegengesetzter Richtung (Trennstrom, Gegensatz zu Zeichenstrom). Den Empfängern sind meist polarisierte Relais vorgeschaltet, deren Anker in die neutrale Lage eingestellt sind, in welcher die Richtkraft des Dauermagneten

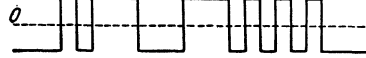
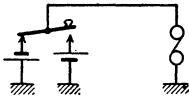


Abb. 104. Doppelstrom.

für beide Ankerstellungen gleich stark wirkt und das Umlegen die geringste Energie erfordert. Diese neutrale Ankerstellung läßt sich leicht auffinden; sie erleidet bei guten Relais nur geringfügige Änderungen und bedarf im allgemeinen auch bei schwankendem Zustande der Leitung keiner Nachregelung. Die Schaltung der Stromquellen ist meist so, daß der positive Pol als Trenn-, der negative Pol als Zeichenpol benutzt wird.

B. Telegraphenalphabete.

Die Telegraphenalphabete unterscheiden sich

α) durch Anzahl und Dauer (Morse),

β) durch den zeitlichen Abstand (Hughes),

γ) durch die Anordnung innerhalb gleicher Gruppen (Fünferalphabete) der Stromstöße.

Der kürzeste vorkommende Stromstoß wird Stromschritt genannt.

Die verschiedenen gebräuchlichen Telegraphenalphabete sind:

a) Internationales Morsealphabet (Tabelle 7a), aus Punkten und Strichen zusammengesetzt. 1 Punkt = 1 Stromschritt, 1 Strich = 3 Stromschritte; Abstand zwischen den Punkten und Strichen: 1 Stromschritt; Abstand der Buchstaben voneinander: 3 Stromschritte; Wortabstand: 5 Stromschritte.

b) Amerikanisches Morsealphabet (Tabelle 7b), für automatische Sender üblicher Bauart nicht geeignet, benutzt außer Punkten (1 Stromschr.) und Strichen (3 Stromschr.) auch doppelt lange Striche (6 Stromschritte) und ferner besondere Punktgruppen mit Abständen von 1 und 3 Stromschritten Länge.

Tabelle 7. Morsealphabete ¹⁾.

a		b		a		b	
(International)		(Amerikanisch)		(International)		(Amerikanisch)	
· —	a	· —		· · ·	s	· · ·	
— · · ·	b	— · · ·		—	t	—	
— · — ·	c	· · ·		· · —	u	· · —	
· · · ·	d	— · ·		· · · —	v	· · · —	
·	e	·		· — —	w	· — —	
· · — ·	f	· — ·		— · · —	x	· — · ·	
— · · ·	g	— — ·		— · — —	y	· · · ·	
· · · ·	h	· · · ·		— · · · ·	z	· · · ·	
· ·	i	· ·		· — — — —	1	· — — —	
· — — — —	j	— · — —		· · — — —	2	· · — · ·	
— · — —	k	— — —		· · · — —	3	· · · — ·	
· — · ·	l	— — —		· · · · —	4	· · · — —	
— —	m	— — —		· · · · ·	5	— — — —	
· ·	n	— ·		— · · · ·	6	· · · · ·	
— · — —	o	· ·		— · · · ·	7	— — — · ·	
· — — ·	p	· · · ·		— — — · ·	8	— · · · ·	
· — — — —	q	· · · · ·		— — — — ·	9	— — — — —	
· · ·	r	· · ·		— — — — —	0	· · · · ·	

¹⁾ Vollständige Zusammenstellung des internationalen Morsealphabets s. 6. Teil IV.

a		b
(International)		(Amerikanisch)
.	Punkt	. . —
— — —	Doppelpunkt	—
—	Semikolon
. — . — . — .	Komma	. — . — .
. . —	Fragezeichen	—
— — . . . — —	Ausrufungszeichen	— — — . .

c) Zeichen des Hughes-Telegraphen. Alle Zeichenstromschritte haben gleiche Länge; Bestimmung der abdruckenden Zeichen durch die Zeitabstände der Stromschritte.

d) Fünferalphabet. Alle Buchstaben besitzen gleiche Länge und bestehen aus je 5 Stromschritten. Jeder Schritt wird bei Einfachstrombetrieb durch einen Stromstoß oder eine Pause (Strom = Null), bei Doppelstrombetrieb durch einen

1		○	○	○	○	○	○	○	○		○	○	○					○	○	○	○		○	○		○	○		1
2	○	○	○	○	○	○	○	○	○																				2
3	○	○	○	○																									3
4	○		○	○	○																								4
5	○	○	○	○	○	○																							5

a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z Buchst.
 . / ' & 3 ! " ; 8 = \$ + ? - 9 0 1 4 : 5 7) 2 (6 , Zahlen x
 Irving Gleichlauf Glocke Übernutzt

1	○	○	○				○	○	○																				1
2				○	○	○	○	○	○																				2
3			○	○	○	○																							3
4	○	○	○				○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	4
5																													5

a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z é ê Ruhe
 1 8 9 0 2 f 7 h 2 6 (=) № 5 % / - ; ! 4 ' ? , 3 : & . Zahlen x
 Irving Glocke

1	○	○	○	○	○																								1
2	○		○				○	○	○	○																			2
3			○		○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	3
4	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	4
5	○																												5

a b c d e f g h i j k l m n o p q r s t u v w x y z Ruhe
 - 2 : \$ 3 City & £ 8 () . , 9 0 1 4 thru 5 7 ; 2 / 6 " Zahlen
 Schiller Zeile Glocke Abstand

× Gleichzeitig Abstand.

Abb. 105. Fünferalphabet.

positiven oder negativen Stromstoß gebildet. Die so entstehenden 32 verschiedenen Gruppen lassen durch Benutzung eines Wechsels die Übertragung der doppelten Zahl Buchstaben und Zeichen zu. Drei verschiedene Gruppierungen (s. Abb. 105) sind in Benutzung: Siemens & Halske, Western Electric (Murray) und Baudot.

e) Übertragung von Bildern. Alle Verfahren zerlegen die Bilder in einzelne Punkte, übertragen diese nacheinander und setzen sie im Empfänger wieder zum Bilde zusammen.

C. Anwendung der Alphabete in den verschiedenen Telegraphensystemen.

Die Morse-Systeme. Für den Betrieb mit Maschinentelegraphen wird nur das internationale Morsealphabet benutzt. Die Maschinensender arbeiten ausnahmslos mit Papierstreifen, welche die Schrift in Form von Lochgruppen enthalten. Diese letzteren werden in den Sendern in Stromstöße von entsprechender Anordnung und Dauer umgesetzt. Der Empfang erfolgt durch Abhören oder Aufzeichnung der Zeichen. Gleichlauf zwischen Sender und Empfänger ist nur bei Lochstreifenempfang (Creed) erforderlich.

Der Hughes-Apparat ist der einzige gebräuchliche Vertreter in dieser Gruppe und in weitem Umfange in Benutzung.

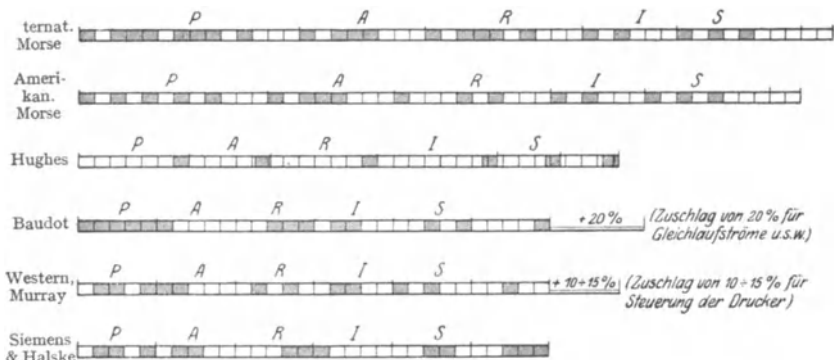


Abb. 106. Gegenüberstellung verschiedener Telegraphenalphabete.

Das Fünferalphabet erfordert genauen Gleichgang zwischen Sender und Empfänger.

Eine besondere Stellung nehmen die sog. Geh - Steh - Systeme (Start-stop) ein. Diese benutzen gleichfalls Fünferzeichen, benötigen aber nur einen angetönten Gleichgang. Zu den 5 Stromschritten jedes Buchstaben treten 1 bis 2 Steuerstromstöße, so daß das Alphabet um 20 bis 40% länger ist als das zugrundegelegte Fünferalphabet.

Die in Abb. 106 enthaltene Gegenüberstellung der verschiedenen Telegraphenalphabete läßt erkennen, welche Zeit bei jedem von ihnen unter Zugrundelegung gleicher Stromschritt-dauer erfordert wird, um das international gebräuchliche Normalwort *Paris* abzutelegraphieren. Die Alphabete stehen bezüglich des dazu erforderlichen Zeitbedarfes in folgendem Verhältnis:

Int. Morse	Am. Morse	Hughes	Baudot	Western El.	Siemens
= 48	: 46	: 34,4	: 36	: 33—34,5	: 30
= 1,6	: 1,53	: 1,15	: 1,2	: 1,1—1,15	: 1,0
= 1,0	: 0,96	: 0,72	: 0,75	: 0,69—0,72	: 0,625

Mithin besitzt der Siemens-Schnelltelegraph den günstigsten Wert.

Die Unterschiede zwischen den Systemen nach dem Fünferalphabet ergeben sich daraus, daß einmal der Baudot-Apparat besondere Synchronisierstromstöße erfordert, während der Siemens- und der Western-Electric-Apparat den Gleichlauf durch Wirkung der Telegraphierströme aufrecht-erhalten. Sodann erfordert das Western-Electric-System, das mit Empfängern mit Seitendruck gegenüber dem Streifendruck der anderen beiden Systeme arbeitet, für die Steuerung der Drucker 10 bis 15% der Telegraphierströme und somit der Telegraphierzeit.

D. Telegraphiergeschwindigkeiten.

a) **Maßstab.** Die Telegraphiergeschwindigkeit wird in Buchstaben/Minute, Wörtern/Minute oder auch roher in Telegrammen/Stunde angegeben. Im deutschen Verkehr zählen die Wörter im Mittel 6 Buchstaben plus Abstand, bei

vorwiegendem Code-Verkehr (Übersee) 7 Buchstaben plus Abstand; doch *wird international 1 Wort im Mittel zu 5 Buchstaben + Wortabstand gerechnet*. Die Telegrammlänge ist schwankend, 16 Wörter und 4 bis 5 Wörter für den Kopf, zusammen 20 bis 21 Wörter, können als Mittelwert gelten.

b) Handtempo. Werden die Morsezeichen mit der Hand gegeben und mittels Hörempfangs aufgenommen, so bildet die Fertigkeit der Beamten die obere Leistungsgrenze; 100 bis 120 Buchst./min sind im Dauerbetriebe, 150 Buchst. als Spitzenleistung zu erreichen. Leistungen darüber hinaus, bis zur Grenze von 250 Buchst./min, sind nur in Einzelfällen erreichbar.

c) Schnelltelegraphie. Hierunter werden Leistungen von mehr als 150 Buchstaben/min verstanden, die im Dauerbetriebe nur mit automatischer Zeichengung und mit Schreib- oder Druckempfang zu erzielen sind.

Die Leistung der Schnelltelegraphen wird bestimmt

1. durch das verwendete Alphabet (s. S. 142/3),

2. durch die Eigenschaften der Schnellgeber und Empfänger (s. S. 146 ff.),

3. durch die zwischen Schnellgeber und Schreib- oder Druckempfänger liegenden Einrichtungen (Leitung und Übertragungsrelais beim Drahtbetriebe, s. unten Tastrelais, drahtlose Sender und Empfänger im Funkbetriebe, s. dort) und durch das Verhältnis der Zeichenintensität zur Intensität vorhandener Störer.

d) Fremdströme. Nachteilig wirken Fremdströme, seien dies Erdströme oder durch benachbarte und kreuzende Starkstrom- und Telegraphenleitungen hervorgerufene Störer; der Einfluß der Störströme geht dahin, die Zeichen zu verzerren, insbesondere Anfang und Ende der Zeichen zeitlich zu verschieben, indem sich der Störstrom additiv oder subtraktiv dem mehr oder weniger geeigneten Anstieg und Abfall des Telegraphierstromes überlagert und so den Empfänger zu früh oder zu spät ansprechen läßt. Diese Störungen lassen sich dadurch unwirksamer machen, daß man das Verhältnis der Amplituden von Telegraphierstrom und Störer vergrößert, bis etwa 10 bis 20, oder aber den Doppelleitungsbetrieb wählt, der praktische Störungsfreiheit gewährleistet.

e) Berechnung der Telegraphiergeschwindigkeit für Leitungen¹⁾. Die Dauer des kürzesten Stromschrittes (t), der ohne besondere Kunstschaltungen mit gewöhnlichen elektromagnetischen Relais und Schreibern aufgenommen werden kann, ergibt sich näherungsweise aus der empirisch gefundenen Formel

$$t = x \cdot CR + y(m + 1),$$

worin CR das Produkt der gesamten Kapazität und des ganzen Widerstandes, die Zeitkonstante der betrachteten Leitung, x eine mit dem Verhältnis der Endwiderstände R_e zu dem Leitungswiderstand R wachsende Zahl (s. Tabelle 8), y den Ein-

Tabelle 8.

R_e/R	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,50
x	0,144	0,175	0,193	0,205	0,213	0,221	0,235	0,246

fluß des Gebers und der Übertragungsrelais, m die Zahl der Übertragungsrelais angibt; y beträgt bei Verwendung der üblichen elektromagnetischen Relais etwa 0,002 sec. Sind Leitungen durch Übertragungsrelais in Abschnitte geteilt, so ist der Abschnitt mit der größten Zeitkonstante bestimmend für die Telegraphiergeschwindigkeit. Der für t gefundene Wert stellt die Grenze dar, hinter der der praktische Betrieb etwas zurückbleibt.

Die angegebene Formel vernachlässigt die Selbstinduktion der Leitungen. In den Fällen, in welchen diese wirksam auftritt, also bei Leitungen mit vermehrter Induktivität nach Krarup oder Pupin, ergibt die Formel für t zu ungünstige Werte, die Telegraphiergeschwindigkeit ist alsdann größer, als die Formel angibt.

¹⁾ Wollin, E.: *Telegr.- u. Fernspr.-Technik* 10, Nr. 5, S. 49 ff. 1921. Vgl. auch Herbert: *Telegraphy*, S. 628 ff. London 1916.

Beispiel: Für eine Leitung von 350 km Länge mit den Werten $R = 7 \Omega/\text{km}$, $C = 0,2 \mu\text{F}/\text{km}$ (Guttaperchakabel) und insgesamt 140 Ohm Widerstand im Geber und im Empfangsrelais findet man:

a) für den Betrieb ohne Übertragungsrelais:

$$\frac{R_e}{R} = \frac{140}{7 \cdot 350} \approx 0,05, \quad \hat{t} = 0,144 \cdot 0,1715 + 0,002 = 0,0267 \text{ sec},$$

$$n = \frac{60}{5 \cdot 0,0267} = 450 \text{ Buchstaben/min nach dem Fünferalphabet, oder}$$

$$n_1 = \frac{60}{8 \cdot 0,0267} = 280 \text{ Morsezeichen/min;}$$

β) für den Betrieb mit einem Übertragungsrelais in 200 km Abstand vom Ende der Leitung:

$$\frac{R_e}{R} = \frac{140}{200 \cdot 7} = 0,1, \quad t = 0,175 \cdot 0,056 + 0,004 = 0,0138 \text{ sec; dementsprechend}$$

$$n = \frac{60}{5 \cdot 0,0138} = 870 \text{ Fünferzeichen oder } n_1 = \frac{60}{8 \cdot 0,0138} = 544 \text{ Morsezeichen in der Minute;}$$

γ) für den Betrieb mit zwei Übertragungsrelais bei einer Streckenteilung von 130—120—100 km:

$$\frac{R_e}{R} = \frac{140}{130 \cdot 7} \approx 0,15, \quad t = 0,193 \cdot 0,0237 + 0,006 = 0,01057 \text{ sec;}$$

$$n = \frac{60}{5 \cdot 0,01057} = 1135 \text{ Fünferzeichen oder } n_1 = \frac{60}{8 \cdot 0,01057} = 710 \text{ Morsezeichen in der Minute.}$$

Läßt man für die Morsezeichen eine gewisse Verzerrung der Schrift noch zu, so ergeben sich etwas höhere Zeichenzahlen.

Soll im Gegensprechen gearbeitet werden, so vermindert sich der gefundene Wert um 30 bis 40%.

Besondere Kunstschaltungen dienen zur Verbesserung der Stromform und erlauben eine wesentliche Erhöhung der Telegraphiergeschwindigkeit.

4. Telegraphensysteme.

A. Morseapparatsysteme.

a) Die Morsegeber.

α) Allgemeines. Handgeber. Die Taste stellt einen von Hand im Rhythmus der Morsezeichen zu bedienenden, einpoligen Umschalter dar (Schaltungen s. S. 165/6).

Die Doppeltaste besitzt statt eines zwei voneinander isolierte, gekuppelte Hebel und gestattet die zweipolige Umschaltung, u. a. das Geben von Doppelstromzeichen mit nur einer Stromquelle.

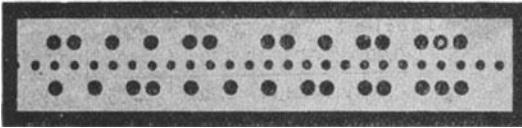


Abb. 107. Schriftprobe, Wheatsonestreifen.

Lochstreifen für Schnellgeber. Die Schnellgeber benutzen sämtlich gleichartige, gelochte Papierstreifen (Schriftprobe Abb. 107). Herstellung der

Lochschrift s. folgenden Abschnitt. Der Streifen ist 10,3 bis 10,4 mm (0,46 bis 0,48'') breit, 0,10 bis 0,11 mm (4 bis 4 $\frac{1}{2}$ mils) stark. Abstand der Führungslöcher (mittlere Lochreihe) von Mitte zu Mitte 2,54 mm (0,1''). Auf 30,5 cm (1 engl. Fuß) gehen 120 Führungslochabstände. Eine senkrechte Lochreihe, d. h. jedes Führungsloch, entspricht zwei Stromschritten gleich einer vollen Periode der Telegraphiergrundfrequenz.

Ein Wort in Morsezeichen gilt im Mittel 24 Führungslöcher gleich 48 Stromschritten. International gebräuchliches Normalwort ist *Paris* mit 48 Stromschritten einschließlich Wortabstand, dementsprechend mittlere Länge eines Buchstaben $48 : 5 = 9,6$ Stromschritte.

Gute Schnellgeber leisten bis 600 Wörter/min, entsprechend 36 m Lochstreifen in der Minute.

β) Geber von Wheatstone¹⁾ (Abb. 108). Der Lochstreifen *S* (Abb. 109)

wird durch Sternrad *R*, dessen Zähne in seine Führungslöcher greifen, vorwärts bewegt. Unter den beiden Zeichenlochreihen befinden sich die Nadeln *n* *n*₁, die durch die Wippe *w* abwechselnd niedergezogen und unter dem Zuge der auf die angelenkten Winkelhebel *h* *h*₁ wirkenden Spiralfedern *f* *f*₁ wieder gehoben werden. Die Nadeln sind um 1/2 Führungslochabstand versetzt, und ihre Bewegungen folgen aufeinander in regelmäßigen Abständen von der Dauer eines Stromschrittes. Können die Nadeln frei nach oben treten, etwa wenn kein Streifen eingelegt ist, so sind die Ausschläge der Hebel *h* *h*₁ so weit, daß durch die Stößer *s* *s*₁ der

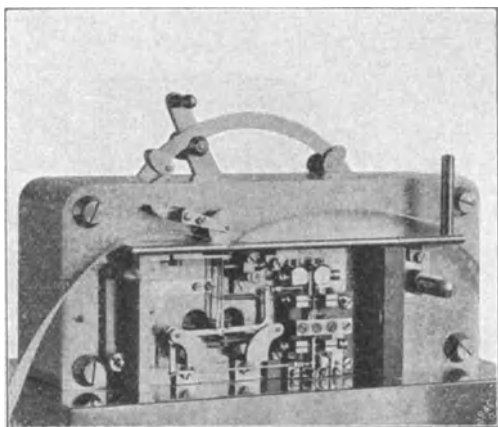


Abb. 108. Wheatstonegeber.

zweiarmige Kontakthebel *H* abwechselnd Trennstrom und Zeichenstrom sendet. Der Lochstreifen unterdrückt diese Bewegungen zum Teil; die Nadeln werden am Hochgehen gehindert, wenn sie auf vollen Streifen treffen, so daß dann der Hebel *H* in der durch die letzte Umschaltung erlangten Lage verharrt. *H* wird jedesmal auf die Zeichenseite umgelegt, wenn Nadel *n* ein Loch in der oberen Zeichenreihe vorfindet; seine Umschaltung auf Trennstrom erfolgt, wenn Nadel *n*₁ in der unteren Reihe ein Loch vorfindet. Es folgt hieraus, daß eine senkrechte Lochreihe einen Stromschritt Zeichenstrom mit nachfolgendem Trennstrom, eine Strichlochung drei Stromschritte Zeichenstrom mit nachfolgendem Trennstrom hervorbringt.

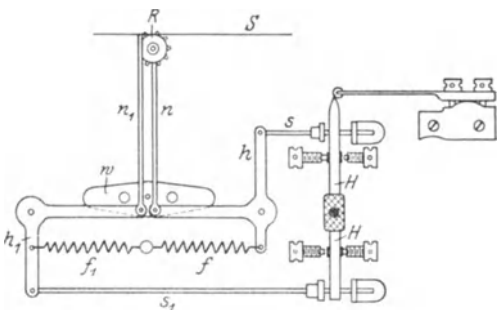


Abb. 109. Wheatstonegeber (schematisch).

Ein Führungsloch ohne Zeichenloch entspricht zwei Trennstromschritten. Der Antrieb des Laufwerks ohne Zeichenloch erfolgt meist durch Gewicht. Ein Windfang dient zur Erzielung gleichmäßigen Ganges. Die Geschwindigkeit ist in weiten Grenzen durch Verstellen eines Hebels regelbar. Für geringere Geschwindigkeiten Antrieb durch Federkraft. Ferner werden Geber mit Antrieb durch Gleichstrommotoren gebaut.

γ) Geber von Creed (Abb. 110). Eine Grundplatte enthält einen kleinen Elektromotor (110 oder 220 V Gleichstrom) und einen veränderlichen Reibschei-

¹⁾ Kraatz: Maschinentelegraphen, S. 6—26. Braunschweig 1906. — Herbert: Telegraphy, London 1916.

benetrieb. Das Abfühlwerk und die Streifenführung sitzen an einer nach Lösen einer Kordelschraube abnehmbaren Scheibe. Ersteres umfaßt zwei Winkelhebel, die an ihren wagerechten Enden je eine Abfühlnadel, an den senkrechten Enden einen

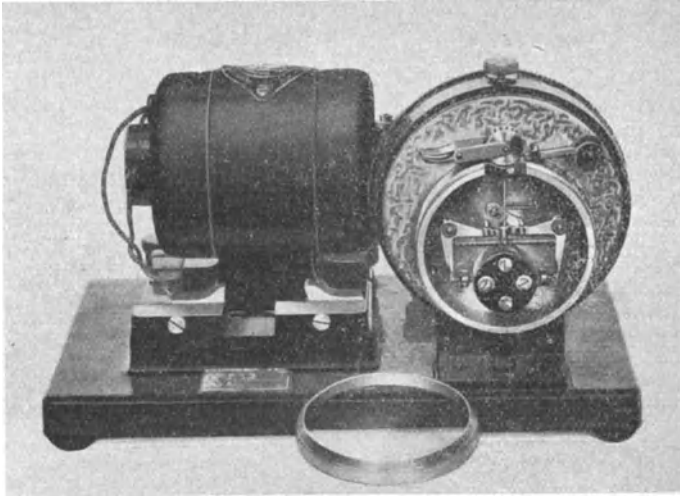


Abb. 110. Schnellgeber von Creed.

Kontakt tragen. Ein kleiner Exzenter hebt die Nadeln wie beim Wheatstonegeber abwechselnd aus dem Streifen aus. Die von den Abfühlnadeln gesteuerten Kontakte betätigen über einen Kondensator hinweg ein neutral gestelltes, polarisiertes

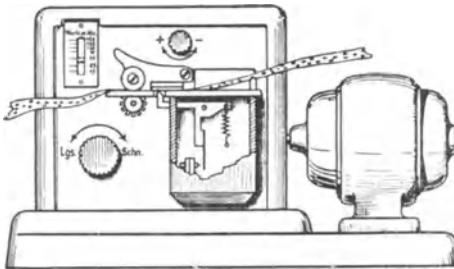


Abb. 111. Morschnellgeber von Siemens & Halske.

Sendereleais, an dessen Zunge die Leitung und an dessen Kontakten die Linienbatterien liegen.

δ) Geber von Siemens & Halske (Abb. 111). Der Antrieb des Sendestreifens erfolgt mit regelbarer, an einer Teilung ablesbarer Geschwindigkeit durch einen kleinen Elektromotor unter Zwischenschaltung einer Reibscheibenkupplung. Die Stromsendung wird durch ein neutral einzu-stellendes, polarisiertes Relais bewirkt, dessen Anker durch zwei die obere und untere Lochreihe des Streifens abtastende Fühlhebel gesteuert wird. Die von den letzteren ausgehenden Steuerstromstöße werden durch einen Kollektor zeitlich korrigiert, um eine genaue Zeichengebung zu gewährleisten. Das Kontaktwerk ist bequem auswechselbar eingerichtet, wodurch seine Reinigung und Einstellung ohne Störung des Betriebes ermöglicht wird. Der Gang des Gebers ist durch Wirkung eines Fliehkraftreglers selbst bei starken Netzschwankungen völlig gleichmäßig. Ein älteres Modell von ähnlicher Bauart besitzt den umlaufenden Kontakt nicht. Die Sender sind für den Anschluß an 110 oder 220 V Gleichstrom gebaut.

b) Morseschriftlocher (Schriftprobe Abb. 107).

α) Wheatstone locher ¹⁾ ²⁾, rein mechanisch, enthält in einem Führungsblock 5 Stanzstempel, die durch Anschlagen dreier Tasten mittels zweier Handklöppel in solcher Zusammensetzung durch den Stanzstreifen getrieben werden, daß (s. Abb. 112) entweder ein Abstand (Loch 1) oder ein Morsepunkt (Loch 1, 3, 4) oder ein Morsestrich (Loch 1, 2, 3, 5) erzeugt wird. Beim Rückgang der Tasten wird der Lochstreifen durch Sternrad und Hebelwerk um 1, im letzten Falle um 2 Führungslöcher vorgerückt. Es können auch zwei Streifen zugleich gelocht werden. Leistung 30 bis 50 Telegramme stündlich.

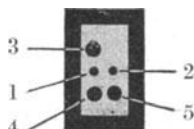


Abb. 112. Stempelsatz des Wheatstone Lochers.

β) Creedlocher, ältere Bauart ²⁾, pneumatisch, enthält wie der vorige 3 Tasten, die zum Öffnen und Schließen von Ventilen dienen. Durch letztere wird aus einer Rohrpostanlage usw. entnommene Druckluft entsprechenden Zylindern zugeführt, deren Kolben die Stanzstempel durch den Streifen treiben und den Vorschub bewirken. Schnelleres Arbeiten als bei α) infolge leichteren Ganges der Tasten. Zwei Locher in einem Gehäuse, einzeln oder zugleich benutzbar. Ein Papierspeicher enthält zwei doppelt gewickelte Rollen und je eine einfach und dreifach gewickelte Rolle; da jeder der beiden Locher bis zu 4 Streifen gleichzeitig lochen kann, lassen sich nach Bedarf 1 bis 8 gleichartige Streifen in einem Gange lochen, was für Zeitungsverkehr wesentlich ist.



Abb. 113. Creedlocher.

Creedlocher, neuere elektromechanische Bauart (Abb. 113). Durch Anschlag einer der Tasten wird eine mit mehreren Nocken versehene Hülse für 1 Umlauf mit einer elektrisch angetriebenen Welle verkuppelt. Einer der Nocken gibt zwei Satz Wählerschienen frei. Von dem vorderen, dem Differentialvorschub des Streifens dienenden Schienensatz legen sich alle mit Ausnahme einer Schiene mit Nasen gegen die angeschlagene Taste; die freie Schiene gleitet nach rechts und bringt einen bestimmten von mehreren Anschlägen in den Weg des von einem weiteren Nocken gesteuerten Vorschubhebels, so daß letzterer so weit ausholt, wie dies der Länge des zu stanzenden Zeichens entspricht. Sodann tritt ein weiterer Nocken in Tätigkeit und bewegt den Stanzblock, der einen Stempelsatz nach

¹⁾ Kraatz: Maschinentelegraphen. Braunschweig 1906.

²⁾ Herbert: Telegraphy, S. 311—329. London 1916.

Abb. 114 enthält, nach rechts. Zu jedem der Stanzstempel gehört eine Schiene im hinteren Wählerschienenatz. Die Köpfe der Stanzstempel treffen auf die linken Enden der Schienen und suchen diese nach rechts zu verschieben. Die Schienen, deren zugehörige Stempel durchgestanzt werden sollen, legen sich mit Nasen gegen den niedergedrückten Tastenhebel, so daß bei weiterem Vorrücken des Stempelblocks das ganze Zeichen mit einem Male eingestanzt wird. Es folgt das Zurückführen des Stempelblocks, der Vorschub des Streifens um die Länge des gestanzten Zeichens, das Rückstellen der beiden Schienenätze und das Auskuppeln der Nocken-hülse.

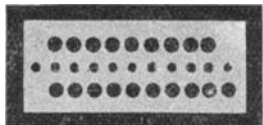


Abb. 114. Stempelsatz der Locher von Gell u. Kleinschmidt.

Breite des betreffenden Zeichens vor. Auswahl der zu betätigenden Stanzstempel (s. Abb. 114) durch einen jeder Taste zugeordneten Kamm, dessen Vorsprünge dem betreffenden Zeichen entsprechend durch mehrfache Hebelübertragung auf die auszuwählenden Stanzstempel einwirken. Das Durchschlagen erfolgt mittels Elektromagneten. Jeder Kamm trägt ferner einen Vorsprung, der die Breite des Vorschubs regelt. Ein zweiter Elektromagnet zieht einen Hebel zurück, bis er — mittelbar — durch einen solchen Vorsprung aufgehalten wird; nach Loslassen der Taste kehrt der Hebel in die Ruhe zurück und dreht dabei

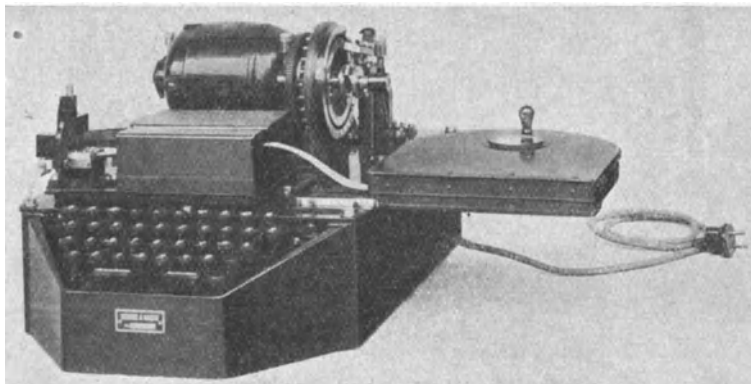


Abb. 115. Morsetastenlocher von Siemens & Halske.

ein Sternrad, das seinerseits den Streifen mitnimmt. Leistung dieses wie der folgenden Tastenlocher 50 bis 60 Telegramme stündlich und mehr.

δ) Kleinschmidtlocher, dem vorigen nicht unähnlich, doch in mehrfacher Hinsicht einfacher gebaut. Enthält nur einen Elektromagneten (Stromverbrauch 0,7 A bei 110 V) für das Stanzen und den Streifenvorschub. Ein gewöhnliches und ein verstärktes Modell, letzteres zum gleichzeitigen Lochen von 4 Streifen.

ε) Tastenlocher von Siemens & Halske (Abb. 115). Bei Anschlag einer Taste werden bestimmte Segmente eines Schleifringes mit Spannung verbunden. Gleichzeitig mit dem Sperren der angeschlagenen Taste erfolgt das Einkuppeln eines Bürstenarmes mit einem Motor. Der Bürstenarm verbindet bei seinem

¹⁾ Herbert: Telegraphy, S. 311—329. London 1916.

Umlauf über einen zweiten Schleifring hinweg zwei Stanzelektromagnete — je einen für die Herstellung der oberen und der unteren Lochreihe — und einen Vorschubelektromagnet in der durch den Wähler der angeschlagenen Taste bestimmten Folge und Häufigkeit, so daß die Lochungen des gewünschten Zeichens nacheinander hergestellt werden. Die Führungslöcher müssen vorher hergestellt sein. Nach einem Umlauf erfolgt die Auskupplung der Bürsten und Entriegelung der Taste. Mit Hilfe einer Wechsellvorrichtung, die durch Anschlag eines „Zahlenabstandes“ oder „Buchstabenabstandes“ den einen oder anderen Satz des Wählers zur Wirkung bringt, gelingt es, mit nur 40 Tasten die sämtlichen Buchstaben, Zahlen, abgekürzten Zahlen und sonstigen Zeichen des Morsealphabets ohne Benutzung einer Kombinationstaste herzustellen. Die Locher werden für 110 und 220 V Gleichstrom gebaut.

c) Morseschriftempfänger.

α) Klopfer zur Aufnahme der Morsezeichen nach dem Gehör. Der neutrale Klopfer trägt auf einer hohl stehenden Holzplatte eine wiederum hohl angebrachte Metallplatte und auf dieser den Elektromagnet mit leichtem Anker. Regelung durch Heben und Senken des Elektromagneten und durch Änderung der Spannung der Abreißfeder. Rollenwiderstand 160Ω , Betriebsstrom 10 bis 15 mA. — Der polarisierte Klopfer (Abb. 116) hat dieselbe Anordnung des Magnetsystems wie das Flügelankerrelais. Wicklung differential, 2 mal 300Ω , Betriebsstrom 10 bis 15 mA. Auch für Ruhestrombetrieb geeignet. — Neben diesen beiden gibt es noch mehrere andere Formen.

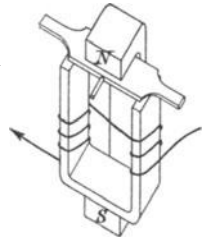


Abb. 116. System des polarisierten Klopfers.

β) Farbschreiber. Der Elektromagnet besitzt bei dem deutschen Postmodell hohle Schenkel und einen hohlen geschlitzten Anker. Das freie Ende des Ankerhebels umfaßt die Achse des Farbrädchen. Ein Federtriebwerk mit Windfangregler treibt den Papierstreifen und das Farbrädchen an, der Ankerhebel enthält eine Vorrichtung, die es erlaubt, die Zeichen entweder durch Stromschließungen (Arbeitsstrom) oder durch Stromunterbrechungen (Ruhestrom) hervorzubringen. Widerstand der Wicklung 2 mal 300Ω , Betriebsstrom 10 bis 15 mA. Papierstreifen etwa 9,5 mm breit, 0,08 mm stark, Vorschub etwa 2,75 cm/sec. Leistung bis etwa 100 Buchstaben/min.

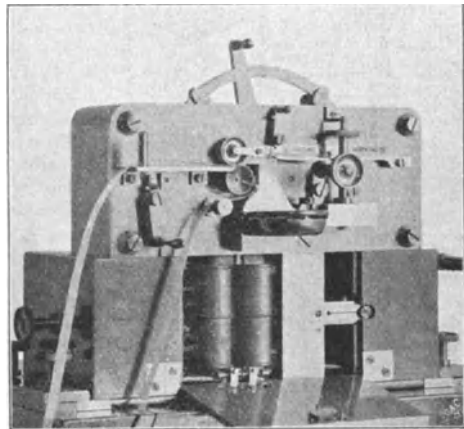


Abb. 117. Wheatstoneempfänger.

γ) Schreiber von Wheatstone [Abb. 117¹⁾]. Ein Laufwerk, das dem des Senders von Wheatstone gleicht, treibt den Morsestreifen mit einer zwischen 3 und 20 m/min regelbaren Geschwindigkeit an.

Das Elektromagnetsystem ist ähnlich gebaut wie das des Standardrelais. Abb. 118 zeigt Anker und Farbrädchen. *NS* sind die Pole eines Hufeisenmagneten, *ns* die beiden auf gemeinsamer Achse sitzenden leichten Anker, die zwischen den vier

¹⁾ Kraatz: Maschinentelegraphen. Braunschweig 1906. — Herbert: Telegraphy, S. 342 ff. London 1921.

Polen zweier stabförmiger Elektromagnete spielen. Hebel h umfaßt mit einer Klaue die Achse des Farbrädchens F . Die Drehung des letzteren ist entgegen-

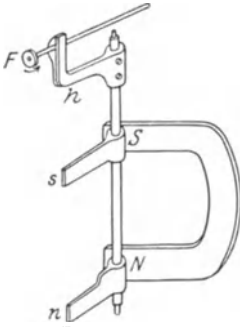


Abb. 118. Wheatstone-empfänger.

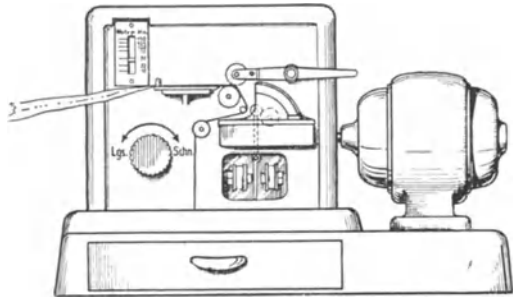


Abb. 119. Morseschnellempfänger von Siemens & Halske.

gesetzt zu der Bewegung des Streifens. Eine Schraube dient zum Verstellen der Elektromagnete gegen die beiden Ankerungen; Rechtsdrehung begünstigt die Zeichen, Linksdrehung die Abstände. Ferner ist die Vormagnetisierung der Ankerungen durch Nähern und Entfernen des Dauermagneten regelbar. Wicklung differential, 2 mal 100 bis 550 Ω , Selbstinduktion etwa 3 H, Betriebsstrom bei hintereinandergeschalteten Rollen 15 bis 20 mA. Bei höherer Wortgeschwindigkeit ist es vorteilhaft, die Wirkung der Selbstinduktion durch eine in Reihe mit dem Empfänger zu schaltende Maxwellanordnung zu verringern, bestehend aus einem Widerstand von etwa 1000 Ω parallel zu einem Kondensator von etwa 3 μF . Leistung bis zu 2000 Buchst./min.

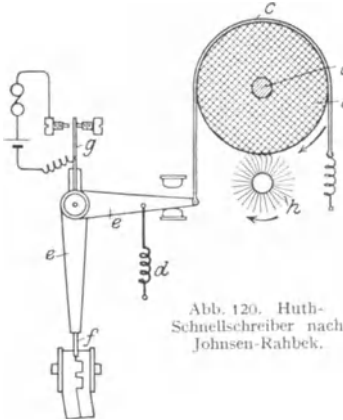


Abb. 120. Huth-Schnellschreiber nach Johnsen-Rahbek.

die Ankerbewegungen überträgt. Widerstand der Rollen 200 Ω , Betriebsstrom 10 bis 20 mA, Leistung bis 2000 Buchst./min.

e) Der Schnellschreiber von Huth¹⁾ nach Johnsen-Rahbek (Abb. 120) besitzt eine umlaufende Achse b mit einer Walze a aus Achat oder einem anderen geeigneten Halbleiter und ein Nickelstahlband c . Läßt man zwischen c und b durch den Halbleiter a hindurch eine Spannung wirken, so wird das Band durch elektrostatische Anziehung von der Walze mitgenommen und dreht den Winkelhebel e . Letzterer trägt einen Schreibstift f , der die Bewegungen auf einem Papierstreifen aufzeichnet. Eine Spiralfeder d führt den beweglichen Teil nach Aufhören des Stromes in die Ruhelage zurück. Ferner kann ein Kontaktarm g

¹⁾ Rottgardt, K.: Zeitschr. f. techn. Phys. 2, S. 315. 1921; Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 1921, S. 224 ff.; Bergmann, L.: Zeitschr. f. techn. Phys. 4, S. 11. 1923; Journ. Inst. El. Eng. 61, Nr. 320, S. 713 bis 725. London 1923.

angebracht werden, der die gleichzeitige Benutzung der Vorrichtung als Übertragungs- oder Tastrelais erlaubt. Bürste h dient dazu, die Halbleiterwalze von entstehendem Staub zu befreien. Die Umlaufzahl der Halbleiterwalze und der Papiervorschub sind in geeigneten Grenzen regelbar. Leistung 2000 Buchstaben/min und höher. Widerstand der Anordnung etwa 200 000 Ω , erforderliche Stromstärke nur etwa 0,05 mA, doch ist eine örtliche Vorspannung von 40 bis 70 V und eine Erhöhung dieser Spannung durch die eingehenden Telegraphierzeichen um 10 bis 20 V für das Ansprechen erforderlich. Die Anordnung stellt einen Kondensator von weniger als 0,01 μF dar.

d) Die Wellenschriftempfänger.

α) Der Undulator (Lauritzen, Abb. 121). Die Achse des Hebers H trägt zwei Magnetstäbchen $N S$, deren Pole den Polschuhen p zweier Stabelektromagnete gegenüberstehen. Zwei leichte Federn f , die auf einem einstellbaren Schlitten sitzen, dienen als Richtkraft und erlauben die Regelung der Nullstellung. Einstellung der Empfindlichkeit durch Veränderung des Abstandes der Polschuhe p von den Magnetstäben und durch Vermehrung oder Verminderung der Reibung zwischen Heberöhrchen und Papierstreifen. Der letztere wird durch Federkraft mit regelbarer Geschwindigkeit fortbewegt. Rollenwiderstand 2 mal 400 Ω , Betriebsstrom 0,1 bis 4 mA, je nach Geschwindigkeit. — Der Undulator von Creed besitzt das gleiche Elektromagnetsystem. Der Streifenzug erfolgt durch einen kleinen Elektromotor und ist mittels eines Reibscheibenantriebs regelbar eingerichtet. Der Heber ist aus Metall. Die Streifenführung und das Elektromagnetsystem sind bequem gegeneinander verstellbar.

β) Der Heberschreiber (Syphon-Rekorder von W. Thomson, Abb. 122) enthält einen starken Dauermagnet, zwischen dessen Polschuhen ein Eisenzylinder sitzt. In dem Raum zwischen beiden schwingt eine leichte, an Kokonfäden aufgehängte Drehspule, die in der Regel bei etwa 6 cm Länge, 1,8 cm Breite zahlreiche Umwindungen von 4 bis 800 Ω Widerstand besitzt. An einem wagerechten Faden ist an einem Sattel das Heberöhrchen befestigt. Zwei Kokonfäden übertragen die Bewegungen der Drehspule auf den Heber. Zur Verringerung der Reibung zwischen Heber und Papierstreifen erteilt ein kleiner, von außen gesteuerter oder auf Selbstunterbrechung geschalteter Elektromagnet der Heberaufhängung eine vibrierende Bewegung. Einregelung der Fadenspannung und des schwingenden Systems so, daß seine Eigenschwingung der Grundschwingung der Telegraphierfrequenz möglichst nahekommt. Beschränkung der Ausschlagweite auf 3 bis 4 mm durch Einstellung eines Nebenschlusses zur Drehspule. Antrieb des Streifens durch einen Elektromotor besonderer Bauart. Betriebsstrom mindestens 0,03 mA, Leistung nicht wesentlich über 300 Buchstaben/min.

Von S. & H. wird ein Drehspulen-Schnellschreiber¹⁾ ähnlicher Bauart hergestellt. Drehspule: 2000 Windungen zu 6000 Ω ; Leistung 750 Buchstaben/min. bei 2 mA Betriebsstrom.

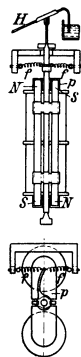


Abb. 121. Undulator.

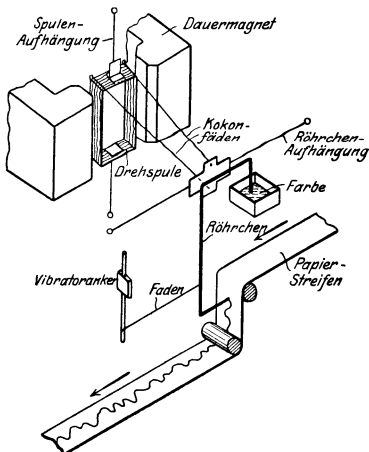


Abb. 122. Heberschreiber.

¹⁾ Jipp, A., u. W. Mittel: ENT 2, S. 184. 1925.

γ) Der Tintenschreiber¹⁾ (Gen. El. Co., Abb. 123) enthält einen Topf-Elektromagnet, bei welchem zwischen Kern und oberer Deckplatte ein schmaler Hohlmantel ausgespart ist. Auf der Deckplatte ist am Ende eines federnden Armes ein wagerechtes Schreibröhrchen angebracht. An der Mitte des Armes ist außerdem eine leichte Zylinderspule befestigt, die in den Hohlraum zwischen Kern und Platte taucht. Fließt ein Strom durch die Spule, so wird sie axial über den Magnetkern im einen oder anderen Sinne verschoben und nimmt bei dieser Bewegung den Schreibfederarm mit. Die Spule ist an vier je für sich einstellbaren, kreuzweise verlaufenden Fäden aufgehängt. Das Schreibröhrchen berührt mit dem hinteren Ende den Papierstreifen, während das Vorderende in einen schmalen

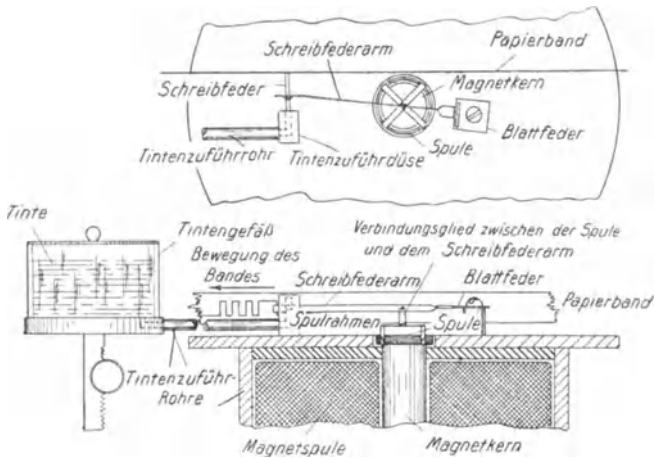


Abb. 123. Tintenschreiber.

Schlitz eines mit Tinte gefüllten Rohres greift. Die Oberflächenspannung der Flüssigkeit verhindert das Ausfließen. Der Streifen wird vor dem Eintritt in den Schreiber zwischen Bürsten von anhaftendem Staub befreit. Der Streifenvorschub erfolgt durch eine in einem Abstände vom Empfänger aufgestellte Zugvorrichtung. Zwischen beiden sitzen die aufnehmenden Beamten. Die Spule hat 600 Umwindungen und 100Ω und erzeugt bei 100 Wörtern/min und 4 mA Strom Ausschläge von 3,2 mm. Höhere Geschwindigkeiten erfordern stärkeren Strom.

e) Lichtschreiber.

Die Lichtschreiber dienen zur photographischen Aufnahme von Morsezeichen und stellen die empfindlichsten, allerdings im Betriebe kostspieligsten Morseschrift-Empfänger dar. Die auf dem Einthoven-Galvanometer beruhenden Schreiber sind fast aperiodisch.

α) Lorenschreiber (1908). Der elektromagnetische Teil ist ein starker Hufeisenmagnet mit einem Einthovenschen Fadeneinsatz, letzterer gebildet aus einem Messingrohr mit längsseits eingelassenen Polschuhen, zwischen denen ein 4μ starker Goldfaden von 150Ω ausgespannt ist. Empfindlichkeit 10^{-8} A. Regelung der Empfindlichkeit durch Ändern der Fadenspannung und mittels Nebenschlusses. Beleuchtung des Fadens durch eine Bohrung der Polshuhe durch eine Glühlampe (3 bis 4 V, 0,6 A). Eine lichtstarke Optik vergrößert die Ausschläge 60fach. Das Fadenbild kann auf einer Mattscheibe scharf eingestellt und durch ein einzuklappendes Prisma auf eine Zylinderlinse und den Bromsilberstreifen gelenkt werden, der durch Motorantrieb durch Entwickler, Fixage und

¹⁾ Electrician 1922, S. 554/55.

Spülwasser bewegt wird. Weißes Fadenbild auf dunklem Grunde. — Eine zweite, empfindlichere Bauart enthält statt der Stahlmagnete Elektromagnete für 110 oder 220 V. Leistet bis etwa 300 Wörter/min.

β) Huthschreiber. Ein Eisenring ist mit zwei radial nach innen laufenden, an den inneren, einander gegenüberliegenden Enden polschuhartig ausgebildeten Eisenkernen versehen. Letztere tragen mit Kühlflächen ausgerüstete, große Spulen, so daß zwischen den Polschuhen ein starkes Feld entsteht. Gewicht der Anordnung gegen 30 kg. Zwischen den Polschuhen ist ein etwa 100 mm langer Wollaston-Draht ausgespannt. Beleuchtung des Fadens durch eine Bohrung der Polkerne. Entwicklung usw. selbsttätig. Empfindlichkeit 10^{-10} bis 10^{-11} A.

γ) Hoxieschreiber¹⁾ (Gen.El.Co.), dem Vibrationsgalvanometer nachgebildet. Empfangsspulen und ein Polarisationsmagnet sind fest angeordnet. Ein zwischen den Polen des letzteren ausgespanntes, leichtes Eisenband gerät bei Eingang von Wechselströmen in Schwingungen. Letztere werden einem Spiegel mitgeteilt, der dann auf einem Photopapierstreifen die Wellenzüge durch einen wandernden Lichtstrahl aufzeichnet. Das Instrument besitzt eine ausgeprägte, vom Gewicht des schwingenden Teiles und von der Fadenspannung abhängige, scharf abstimmbare Eigenschwingung. Die Leistung soll bis zu 600 Wörter/min betragen.

f) Morsetypendrucker [Creedsystem²⁾].

Lochstreifenempfänger (Abb. 124). Das neueste Modell arbeitet im Gegensatz zu einer älteren Form ohne Druckluft. Der mit Führungslöchern versehene

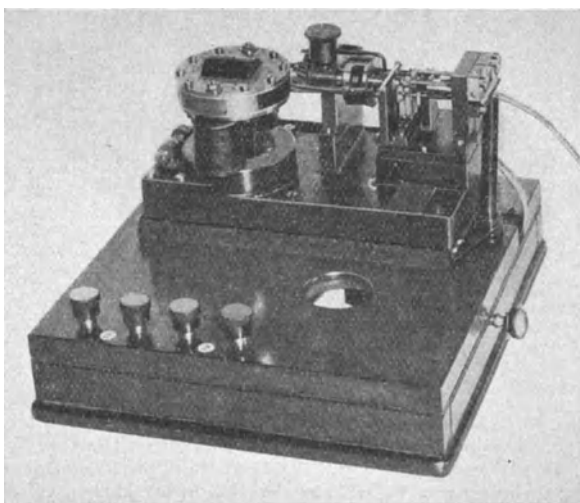


Abb. 124. Creed-Lochstreifenempfänger.

Streifen wird gleichmäßig schnell und in angenähertem Gleichgang zu dem fernen Sender durch den Lochstempelsatz gezogen. Bei jedem Umschlag des Ankers des Linienrelais erfolgt eine Lochung; oberhalb der Führungslöcher wird bei Beginn, unterhalb derselben am Ende eines Zeichenstromes ein Loch hergestellt. Der Streifen wird durch einen Stößer, der in die scharfen Zähne eines Korrektionsrades eingreift, kurz vor dem Auftreffen des Stanzstempels in seiner Stellung berichtigt und bis zum Zurückziehen des Stempels festgehalten; die letztere

¹⁾ Electrician 1922, S. 554/55.

²⁾ Electrician Nr. 2227, S. 105f. 1921.

Einrichtung gleicht Unterschiede im Gleichgang und Ungleichmäßigkeiten der eingehenden Morsezeichen von zusammen etwa 20% noch aus. Leistung bis 200 Wörter/min. (Andere Lochstreifenempfänger von Bille, Judd & Fraser, Siemens & Halske.)

Drucker (Abb. 125). In dem Modell 1921 ist ebenfalls der Druckluftantrieb verlassen. Eine durch einen $\frac{1}{10}$ PS-Elektromotor angetriebene Hauptwelle trägt eine Anzahl Nocken, die im Verlaufe einer Umdrehung alle für den Abdruck eines Zeichens erforderlichen Vorgänge bewirken. Die Welle überträgt ferner auf eine zweite Achse, welche mittels Reibkupplung einen Typenkopf und einen mit diesem fest verbundenen Arm antreibt. Der Typenkopf enthält 53 einzelne, an Blattfedern axial bewegliche Typen, die vor einem über eine Gummirolle laufenden Papierstreifen vorübergedreht werden. Der Vorgang beginnt mit dem

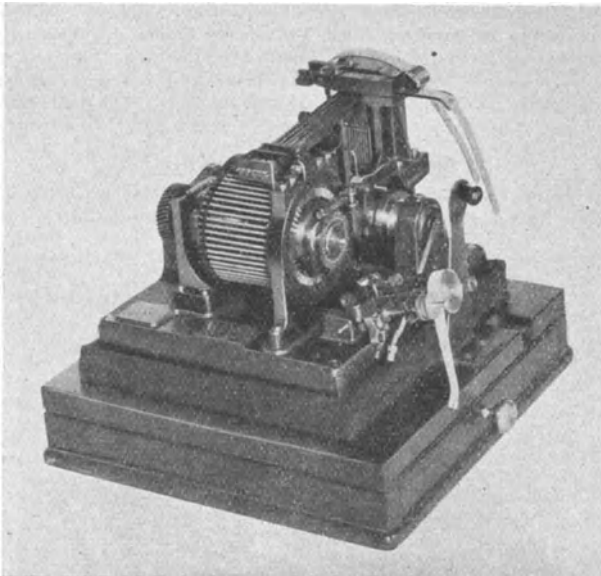


Abb. 125. Creddrucker.
(Druckstreifenführung abgeklappt.)

Loslassen von 10 Paar Wählernadeln, die gegen den Lochstreifen stoßen bzw. durch vorgefundene Löcher hindurchtreten. Die Bewegung dieser letzteren Nadeln wird sodann auf die entsprechenden von 20 Wählerscheiben übertragen, die um einige Millimeter gedreht werden. Die Ränder der 20 Scheiben sind in entsprechender Weise gezahnt und öffnen einem bestimmten von 53 rings um die Scheiben angeordneten Hebeln eine Nute, in die dieser Hebel, der dem zu druckenden Buchstaben entspricht, einfällt und dadurch in den Weg des Typenkopfes tritt. Letzterer wird angehalten, und ein Hammer trifft von hinten auf die Type, die gegen den Streifen gepreßt und dadurch abgedruckt wird. Es folgt Rückführen in die Ruhelage, Freigabe des Typenkopfes und Vorschub des Druck- und des Lochstreifens. Leistung zu 150 bis 200 Wörter/min angegeben.

Zu einem vollständigen Creedsatz¹⁾ gehören noch Relais (S. 168), Tastenlocher (S. 149), Streifengeber (S. 148) und ein Undulator (S. 153).

¹⁾ S. auch Petzold, W.: Das Creed-System. *Telegr.-Praxis* 5, S. 565. 1925.

B. Hughes-Typendrucker [Abb. 126¹⁾].

Geber und Nehmer sind vereinigt und werden durch Gewicht oder Elektromotor (24, 110 oder 220 V) gemeinsam angetrieben. Die Umlaufzahl läßt sich durch einen Fliehkraftregler zwischen 100 und 130/min einstellen. Der Geber enthält 28 Tasten, davon 26 je mit einem Buchstaben und einer Zahl oder einem

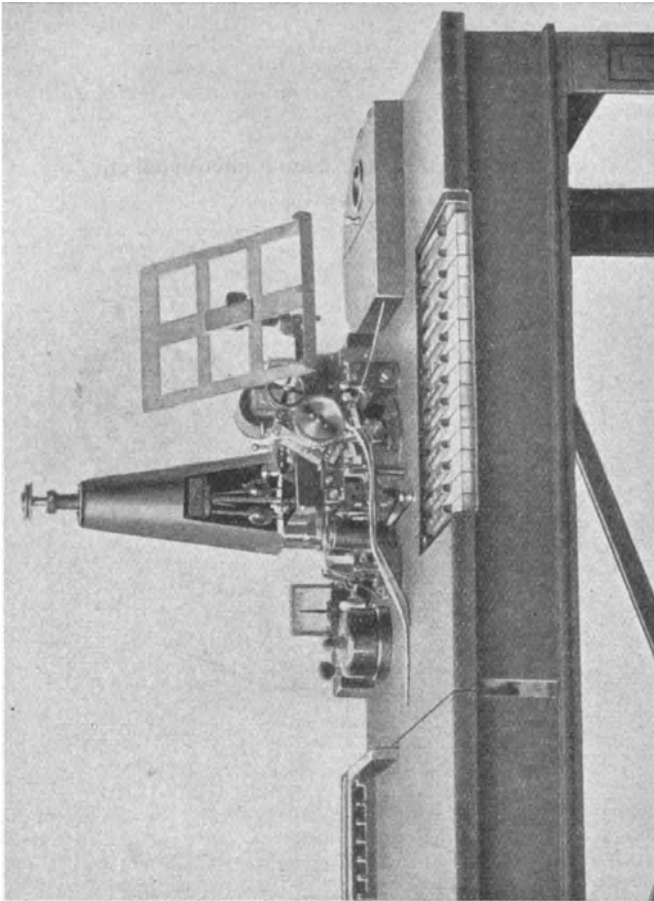


Abb.126. Typendrucktelegraph nach Hughes.

Satzzeichen belegt, ferner je einen Buchstaben- und Zahlenwechsel. Bei Niederdrücken einer Taste wird einer von 28 in einer Büchse untergebrachten Stiften gehoben. Die bewegliche Lippe eines umlaufenden Schlittens läuft auf den Stift auf und legt dadurch den Kontakthebel an den Batteriekontakt. Im Gegenam verursacht der entsandte Stromstoß Abwerfen des Ankers des Elektromagneten und Einkuppeln der Druckachse. Letztere berichtigt die Phase des mit dem

¹⁾ Näheres in Strecker: Telegraphentechnik. Berlin 1917.

gebenden Schlitten gleich schnell umlaufenden Typenrades und führt sodann den Zeichenabdruck und den Vorschub des gummierten Druckstreifens herbei. Gleichphasigkeit wird erzielt, indem nach Herstellung gleicher Umlaufzahl vor Beginn der Sendung die Typenräder in die Nullstellung gebracht und mit dem Buchstabenwechsel gleichzeitig ausgelöst werden. Die Zeichen werden im Geber zur Kontrolle abgedruckt. Das Drucken, Kuppeln und Entkuppeln nimmt etwa $\frac{1}{7}$ Umlauf in Anspruch. Man kann folglich jeden fünften der alphabetisch folgenden Buchstaben in der gleichen Schlittenumdrehung senden, was maximal $5\frac{3}{5}$, für gewöhnlichen Text jedoch nur 1,54 Buchstaben je Umlauf, mithin eine minutliche Leistung von 150 bis 200 Buchstaben ergibt. Die Schlittenlippe bedeckt in der Regel $2\frac{1}{2}$ Stiftintervalle gleich $\frac{5}{56}$ Umläufen, so daß der Stromschritt bei 120 Umläufen/min etwa 0,045 sec dauert. Widerstand der Rollen 2mal 600 Ω , Betriebsstrom 15 bis 25 mA.

C. Typendrucker nach dem Fünferalphabet.

a) Reihentelegraphen.

Bei den Reihentelegraphen fließen die an mehreren Lochern vorbereiteten Sendestreifen an einem Maschinensender zusammen, welcher die Telegramme der Reihe nach mit hoher Geschwindigkeit abgibt. Für die Aufnahme dient ein einziger Schreiber oder Drucker.



Abb. 127. Tastenlocher des Siemens-Schnelltelegraphen.

Schnelltelegraph von Siemens & Halske¹⁾, der einzige gebräuchliche Reihentelegraph mit Fünferalphabet (Alphabet s. Abb. 105, S. 143), benutzt Maschinensender und -druckempfänger, die bis zu 800 bis 900 Buchst./min zu leisten vermögen, und Tastenlocher für die Herstellung der Sendestreifen.

Der Locher (Abb. 127) enthält 32 Tasten und — den fünf Zeichenlochreihen des Lochstreifens (Abb. 128) entsprechend — fünf Stanzelektromagnete. Bei Anschlag einer Taste erhalten bestimmte von diesen Elektromagneten Strom und erzeugen die gewünschte Lochung. Ein Vorschubelektromagnet rückt nach erfolgter Lochung jedesmal den Papierstreifen um eine Zeichenbreite (= 2,5 mm) vor. — Der Sender (Abb. 129) besitzt als wesentliche Teile ein Abfühlwerk mit Streifenzug und einen in fünf Segmente geteilten Schleifring mit umlaufenden Bürsten. Letztere vollbringen einen Umlauf in der Zeit, in welcher der gelochte

¹⁾ Telegr.- u. Fernsprechtechnik 1913, H. 12/13/14.

Streifen um eine Zeichenbreite vorrückt. Das Abfühlwerk enthält fünf unter den Zeichenlochreihen des Lochstreifens liegende, mit 5 Wechselkontakten gekuppelte Abfühlhebel, welche bestrebt sind, in die Löcher des Streifens einzufallen. Die Stellung der Wechselkontakte wird über den Schleifring hinweg auf ein Senderelais übertragen, dessen Anker folglich in der durch die Lochungen des Sendestreifens vorgeschriebenen Folge Zeichen- und Trennströme in die Leitung sendet.

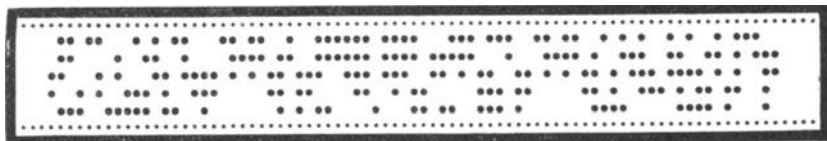


Abb. 128. Lochstreifen des Siemens-Schnelltelegraphen ($\frac{1}{2}$ der nat. Größe).

Sobald ein Streifen durch den Sender hindurchgelaufen ist oder aus diesem herausgenommen wird, schaltet ein Relais selbsttätig auf Gleichlaufzeichen um. Eine weitere Vorrichtung gestattet das Aussenden von Glockenzeichen, des sog. Haltzeichens, an das Gegenamt, darin bestehend, daß während des Abganges

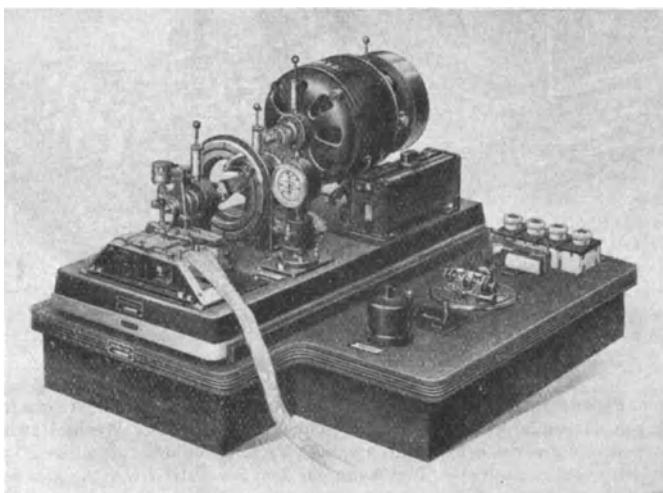


Abb. 129. Geber des Siemens-Schnelltelegraphen.

von Gleichlaufzeichen das Senderelais in bestimmten Abständen die Stromfolge — — — — — aussendet, die im fernen Empfänger einen Wecker anschlagen läßt. — Die Hauptteile des Empfängers (Abb. 130) sind: der Antrieb mit Gleichlaufregler, die Aufnahmeeinrichtung, die Übersetz- und Druckeinrichtung. Ein Gleichstrom-Nebenschlußmotor treibt eine Achse an, die wesentlich einen Arm mit einer Anzahl Schleifbürsten und ein Typenrad trägt und durch eine durch die eingehenden Telegraphierströme gesteuerte Reglereinrichtung in genauem Gleichgang und in gleicher Phase mit den Bürsten des fernen Senders erhalten wird. Die Regelung erfolgt in doppelter Weise: durch Ein- und Ausschalten eines festen, im Ankerkreise des Motors liegenden Widerstandes werden kurze, stoßartig auftretende Geschwindigkeitsunterschiede, durch Änderung des Feldreglers

lange und langsam einsetzende Unterschiede ausgeglichen. Der geschilderten Gleichlaufregelung und weiterhin der Aufnahme der eingehenden Telegraphierzeichen dienen zwei von acht Schleifringen. Die Aufnahme erfolgt abwechselnd in der einen oder anderen von zwei Gruppen von je fünf polarisierten Relais. Ist die Aufnahme der fünf einen Buchstaben bildenden Stromstöße beendet, so erfolgt die Umschaltung beider Relaisgruppen, derart, daß die zweite Relaisgruppe den nächsten Buchstaben aufnimmt, während der in der ersten Gruppe aufgespeicherte Buchstabe im nächsten Umlauf der Typenradachse auf einem gummierten Papierstreifen zum Abdruck gebracht wird. Der Abdruck erfolgt in der Weise, daß in dem Augenblick, wo der übermittelte Buchstabe dem Papierstreifen gegenübersteht, ein Stromschluß über die sechs Übersetzer-Verteilerringe zustande kommt

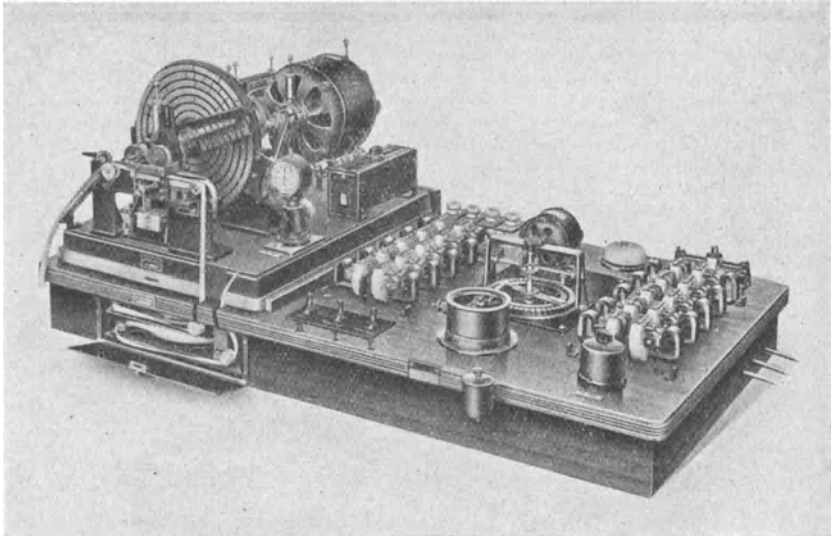


Abb. 130. Empfänger des Siemens-Schnelltelegraphen.

und der Papierstreifen durch Anziehen des Ankers des Druckelektromagneten kurz gegen das umlaufende Typenrad geschleudert wird. Der Wechsel zwischen Buchstaben und Zeichen erfolgt durch axiales Verschieben des zweizeiligen Typenrades. Neben dem gedruckten Text kann ein dem Sendestreifen völlig gleichender Lochstreifen durch Anschalten eines gewöhnlichen Tastenlochers an eine dritte Relaisgruppe, die Stanzrelais, hergestellt werden. — Die Apparate sind für 110 oder 220 V gebaut; Strombedarf bei 110 V 3 bis 4 A.

b) Mehrfachtelegraphen.

Im Gegensatz zu den Reihentelegraphen sind bei den Mehrfachtelegraphen mehrere — 2, 3, 4, 6, 8 — Geber und im Gegenamt ebensoviele Empfänger vorgesehen, die paarig zusammenwirken. Diese Teilapparate arbeiten mit Geschwindigkeiten zwischen 180 und 300 Buchstaben/min, sei es mit Handgebern oder Streifensendern, und werden durch einen umlaufenden Schalter, den Verteiler, im Wechsel der Reihe nach mit der Leitung verbunden. Das Mehrfachprinzip deutet Abb. 131 an.

α) Baudot - Multiplex ¹⁾, das älteste der heute benutzten Mehrfachsysteme. Verwendet Handgeber, die fünf Tasten enthalten. Die empfangenen Stromstöße

¹⁾ Kraatz: Mehrfachtelegraphen. Braunschweig 1914.

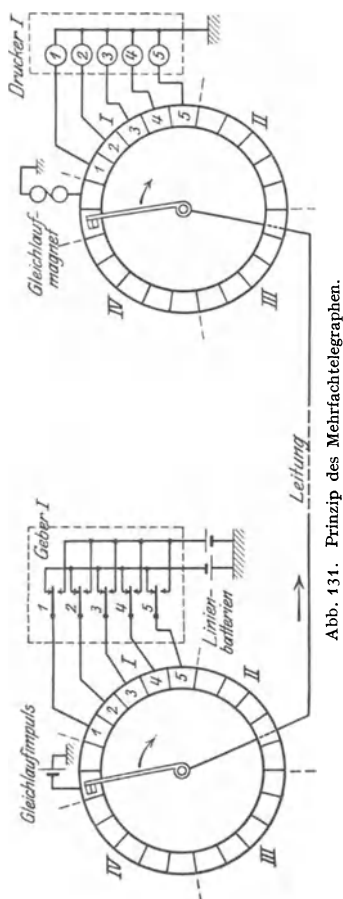


Abb. 131. Prinzip des Mehrfachtelegraphen.

letzteren Anordnung geht bei jedem Bürstenumlauf die doppelte Laufzeit des Stromes von einem zum anderen Amte als Verlust von der verfügbaren Sendezeit ab, was einschließlich der Dauer der Synchronisierströme bei einem Vierfachsatz 20 bis 25% Verluste an Telegraphierzeit ergibt.

β) Western Union Multiplex¹⁾, meist als 2-, 3- oder

¹⁾ Vgl. Telegr.- u. Fernspr.-Technik 1922, H. 1/2. — P. M. Rainey: Electrical World, 3. April 1915. — Mercy: Ann. des P.T.T., Dez. 1919; Journal Télégraphique Nr. 10 bis 11. 1923.

werden in den Empfängern (Übersetzern) (Abb. 132) aufgespeichert, die Zeichen auf rein mechanischem Wege übersetzt und von dem umlaufenden Typenrade auf einem Papierstreifen abgedruckt. Verteiler (Abb. 133) verbinden die Leitung abwechselnd mit den verschiedenen Arbeitsplätzen. Die Bürsten der miteinander verkehrenden Verteiler werden in Gleichlauf und gleicher Phase erhalten, indem die Bürsten des sog. korrigierten Verteilers etwa $1/2\%$ schneller als die des korrigierenden Verteilers angetrieben und durch Wirkung besonderer Synchronisierströme so oft wie nötig in die richtige Phase zurückgedreht werden. Der Antrieb von Verteiler und Empfängern erfolgt durch Elektromotor oder, meist, durch elektrisch aufgewundene Gewichte. Baudot verwendet das auch von den übrigen Fünferalphabetensystemen benutzte Prinzip der kleinen Kontakte, das darin besteht, von jedem Stromschritt nur den mittleren, gut ausgebildeten Teil der Stromkurve für den Empfang auszunutzen, den unregelmäßigen Anstieg und Abfall dagegen von den Empfängern fernzuhalten. Umlaufzahl der Verteilerbürsten in der Regel 180, entsprechend 180 Buchstaben/min für jeden Arbeitsplatz. Es werden 2-, 3-, 4-, 6- und 8fach-Sätze gebaut. Neuerdings bevorzugt man besonders in Kabelleitungen den Gegensprechbetrieb, während die ältere Betriebsweise einen Richtungswechsel vorsieht, derart, daß während der ersten halben Bürstenumdrehung in der einen, während der zweiten Hälfte in der anderen Richtung gesandt wird; bei der

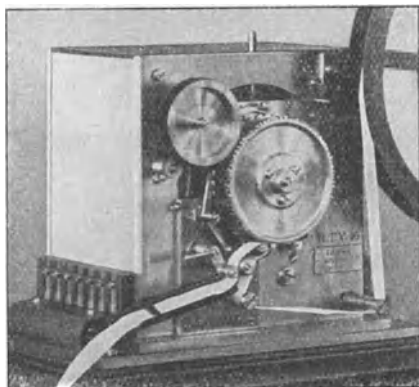


Abb. 132. Baudotübersetzer.

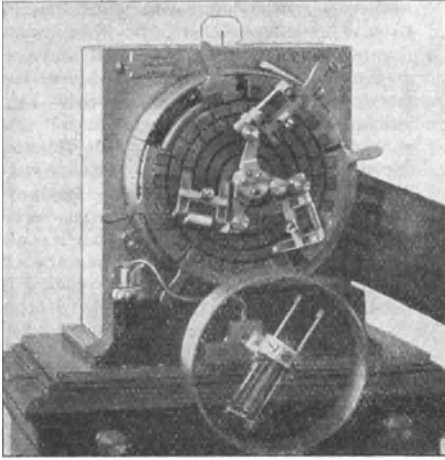


Abb. 133. Baudotverteiler.

4-fach-Satz gebaut. Lochstreifen-sendung und Blattdruck-empfang. Sehr gleichmäßiger Antrieb der Verteilerbürsten durch phonische Räder, die von Stimmgabeln gesteuert werden. Die Berichtigung der Phase der Verteilerbürsten durch die Telegraphierströme ohne besondere Synchronisierimpulse, im übrigen in grundsätzlich ähnlicher Weise wie beim Baudotsystem durch Rückdrehen der ein wenig voreilenden Bürsten des korrigierten Verteilers bis zur Erreichung der richtigen Phase. Meist getrennte Verteiler für das Senden und den Empfang. Umlaufzahl 150 bis 300; demnach Leistung 2-, 3- bzw. 4 mal 150 bis 300 Zeichen/min. Für die Steuerung der Blattdruck-

Empfänger — Wechsel, Zeile, Wagenrücklauf — sind 10 bis 15% aller Zeichen nötig, um die die Nutzleistung sinkt. Dies ist in allen Fällen wesentlich, in denen Apparat oder Leitung der Grenze der Telegraphiergeschwindigkeit nahekommen. Strombedarf bei 110 V etwa 6 A. — Der Western Electric Multiplex ähnelt dem vorstehenden System.

γ) Murray-Multiplex¹⁾ verwendet als Antrieb für die Verteiler gleichfalls phonische Räder; Phasenberichtigung der Bürstenarme wie beim Baudot durch besondere Synchronisierstromstöße. Streifenlocher und -sender. Blattdruckempfänger, die dem alten Murray-Schnellübersetzer ähneln.

c) Geh-Steh-Systeme [start-stop²⁾].

α) Pendeltelegraph von Siemens & Halske (Abb. 134) verwendet das Fünferalphabet des Schnelltelegraphen derselben Firma. Der Sender enthält ein Tastenwerk wie der Schnelltelegraphenlocher. Bei Anschlag einer Taste wird diese gesperrt und der Bürstenarm eines Sendeverteilers ausgelöst. Die Bürsten entsenden

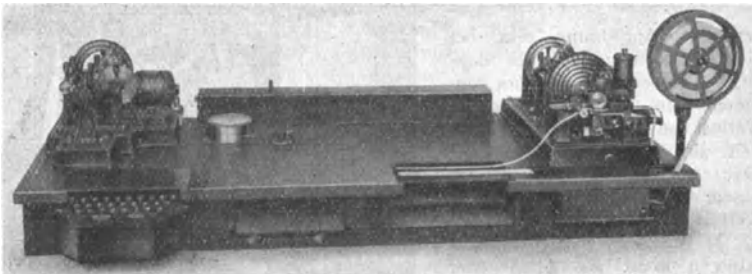


Abb. 134. Siemens-Pendeltelegraph.

¹⁾ Herbert: *Telegraphy*, S. 491 ff. London: 1916; ferner *Telegraph and Telephone Journal*, Nov. 1914 bis Juli 1915.

²⁾ *Zeitschr. f. Fernmeldetechn.* 1923, H. 5/6.

einen Auslöse- und fünf Telegraphierstromstöße in die Leitung. Nach beendetem Umlauf wird ausgekuppelt und eine zweite Achse in Gang gesetzt, die u. a. die Tastensperre aufhebt. Der Sender gibt blind, d. h. ohne Kontrolldruck. Neben dem Handgeber ist ein Streifensender vorgesehen. — Der den Fünferzeichen vorangehende Steuerstromstoß löst im Empfänger einen Bürstenarm aus, der über einen Verteiler hinweg die eingehenden fünf Stromstöße den fünf Aufnahmerelais zuführt. Nach beendetem Umlauf wird ausgekuppelt und gleichzeitig ein zweiter Bürstenarm in Gang gesetzt, der einen sechsringigen Übersetzerverteiler bestreicht und mit einem zweizeiligen Typenrade auf gemeinsamer Achse sitzt. Zeichendruck wie beim Schnelltelegraphen von Siemens & Halske. Ein Empfangslocher kann automatisch angeschaltet werden. Antrieb der Achsen durch eine starke Spiralfeder, die durch einen kleinen Elektromotor aufgezogen wird. Leistung bis 240 Buchstaben/min; bei dieser Geschwindigkeit ist der Stromschritt 0,018 sec lang. Gebaut für 110 V, Stromverbrauch im Mittel 0,8 A. Ein neues Modell¹⁾ weicht in mehreren Punkten ab und leistet nach Angaben der Firma bis 480 Buchst./min.

β) Teletype²⁾ benutzt das Murray-Fünferalphabet mit vorgehendem und nachfolgendem Steuerstromstoß. Antrieb von Sender und Empfänger durch einen gemeinsamen Elektromotor von $\frac{1}{40}$ PS mit Fliehkraftregler. Der Empfänger gleicht fast völlig dem Übersetzer von Baudot. Für den Empfang der Zeichen ist jedoch nur ein Elektromagnet vorhanden, dessen Anker mittels einer Art mechanischen Verteilers nacheinander auf die Stellung der fünf Sucher wirkt. Der Sender enthält 32 Tasten in der gebräuchlichen Anordnung. Bei Druck auf eine von ihnen werden eine oder mehrere von fünf Schienen, die quer unter den Tastenhebeln verlaufen, verschoben und lösen zugehörige Kontakthebel aus; gleichzeitig wird eine Nockenwelle eingekuppelt, die die fünf Wählerschienen sperrt, die ausgelösten Kontakthebel der Reihe nach freigibt und überdies die Aussendung des einleitenden und abschließenden Steuerstromes bewirkt. Nach der Sendung werden die Wählerschienen entsperrt, wird die Nockenwelle entkuppelt. Im fernen Empfänger bewirkt der erste Steuerstromstoß die Einkupplung der Typenradachse. Die fünf folgenden, die Zeichengruppierung bildenden Stromstöße werden auf fünf Wählerglieder übertragen. Wie beim Baudot-Übersetzer ist in dieser Zeit das im vorigen Umlauf aufgenommene Zeichen abgedruckt worden. Beiden gleichzeitig vollzogenen Vorgängen folgt das Rückstellen und Neurichten der fünf Sucher, und sodann das Rückstellen der Wählerglieder und das Entkuppeln der Typenradachse nach vollendetem Umlauf. Der Empfänger des gebenden Apparates liefert Kontrolldruck. Auf kürzeren Leitungen wird mit Einfachstrom von 60 mA gearbeitet, auf längeren unter Vorschaltung polarisierter Linienrelais. Höchstleistung 200 bis 250 Buchst./min. Durch Vertauschen der fünf Wählerschienen und Aufsetzen eines entsprechend eingeteilten Typenrades läßt sich zwecks Verhinderung des Abhörens durch Unberufene das Alphabet vielfach verändern.

γ) Kleinschmidt hat Schreibmaschinenform und druckt auf fortlaufende Papierrollen (Blattdruck). Typenhebelwerk und Papierwalze sind der Underwood-Schreibmaschine entnommen. Bei Druck auf eine der 32 Tasten erfolgt Kupplung des Senders mit dem Motor und Aussendung des Auslösestromes und der fünf Zeichenströme durch nur einen einzigen Kontakt. Im Empfängerteil wirkt ein Elektromagnet nacheinander auf fünf Wählerschienen, die den den empfangenen Strömen entsprechenden Typenhebel kuppeln und dadurch zum Abdruck bringen. Ähnlich kommt die Zeilenschaltung und die Rückführung des Papierschlittens zustande. Leistung etwa die des Teletype.

δ) Western Electric. Streifenlocher und -sender und Blattdruckempfänger, von letzterem zwei verschiedene Typen, werden durch Send- und Empfangsverteiler in der Gegensprechschaltung oder für abwechselndes Senden mit der

¹⁾ Lüschen, F.: ETZ, 45. S. 795. 1924.

²⁾ El. Rev. 1922, S. 355 ff.

Leitung verbunden. Für beide Verteiler dient ein gemeinsamer, mit empfindlichem Regler versehener Nebenschlußmotor, mit dem die Verteilerbürsten für je eine Umdrehung gekuppelt werden. Vor und nach dem Fünferzeichen je ein Steuerstromstoß. Für besondere Zwecke können mehrere Empfänger in Reihe durch eine Leitung verbunden werden; vom Geber aus findet durch eine jedem Empfänger zugeordnete Wählereinrichtung eine Verteilung der Telegramme in der Weise statt, daß nur ein bestimmter Empfänger anspricht, während die anderen ruhen. Leistung bis 60 Wörter/min. Strombedarf Gleichstrom 110 V, 3 A.

D. Bildtelegraphie ¹⁾.

a) Telautographie. Schwarz-Weiß-Zeichnungen, Handschriften usw. werden bei den meisten bisher versuchten Verfahren mit Isoliertinte auf eine Metallfolie aufgetragen. Letztere wird auf einen Zylinder gespannt und ähnlich der Phonographenwalze durch einen Kontaktstift in engen Schraubenlinien abgetastet. Jedesmal beim Bestreichen einer schriftbedeckten Stelle wird ein Stromstoß in die Leitung entsandt und am fernen Ende in einem synchron laufenden Empfänger elektromechanisch, elektrochemisch oder durch Ablenken oder Abblenden eines Lichtstrahles photographisch aufgezeichnet. Sekundlich lassen sich etwa 100, bei empfindlichen Empfängern und sonst günstigen Verhältnissen auch mehr Bildpunkte übertragen. Die Enge der Schraubenlinie bestimmt die Feinheit der Wiedergabe; weiter als $\frac{1}{4}$ bis $\frac{1}{3}$ mm darf kaum gegangen werden. Synchronismus läßt sich erzielen, wenn an bestimmter Stelle des Gebezyinders ein Synchronisierstrom geschlossen wird, der den Empfangszyylinder, den man ein wenig schneller umlaufen läßt, so lange festhält, bis der Sendezyylinder gleichfalls die Nullstellung erreicht hat.

b) Selenmethode. Auch für die Übertragung von Halbtonbildern geeignet. Das Bild wird als durchsichtiger Film auf einen Zylinder gewickelt und in Schraubenlinien Punkt für Punkt durch eine lichtempfindliche Selenzelle abgetastet, auf welche das Licht einer elektrischen Lampe durch den Bildfilm hindurch wirkt. So werden die Helligkeitsschwankungen in Stromschwankungen umgesetzt. Letztere wirken nach dem Kornschen Vorgange im Empfänger auf ein Einthoven-Fadengalvanometer, welches einen Lichtstrahl mehr oder weniger stark abblendet. Der Lichtstrahl fällt auf ein zylindrisch aufgebrachtes, zum Sender synchron fortbewegtes Blatt Bromsilberpapier, welches zum Schluß entwickelt und fixiert wird.

c) Reliefverfahren, benutzt nach bestimmtem Verfahren hergestellte Gelatinebilder, die für die verschiedenen Helligkeitsgrade verschiedene Bildschichtstärken besitzen. Das Abtasten der Bildpunkte erfolgt wie vor, die Umwandlung in Stromschwankungen durch Übertragung der Bewegungen des Tastgriffels auf ein Mikrophon. Belin benutzt als Empfänger ein Duddel-Galvanometer und photographische Aufzeichnung und will mit derartigen Einrichtung 300 bis 400 Wörter in 4 bis 5 min zu übermitteln imstande sein.

d) Codesystem. Der Helligkeitsgrad der Bildpunkte wird am Sendeorte in Buchstaben ausgedrückt, denen je ein bestimmter Lichtwert beigelegt ist. Die Buchstaben werden dann übermittelt und in einer besonderen Schreibmaschine, bei der die betreffenden Typenhebel Raster von der verabredeten Lichttönung tragen, abgeschrieben, so daß das gewünschte Bild entsteht. Ein Halbtonporträt erfordert nach Korn die Übertragung von mindestens 10 000 Bildpunkten, das sind 1000 Wörter von je 10 Buchstaben, doch ist Kürzung auf etwa $\frac{1}{3}$ möglich. Schwarz-Weiß-Bilder hingegen gestatten die Zusammenfassung von je 5 Bildpunkten zu einem Element, wenn man eine Art Fünferalphabet anwendet, so daß dem Halbtonverfahren gegenüber eine wesentliche Kürzung eintritt.

¹⁾ Korn: u. a. Zeitschr. f. Feinmechanik 1922, S. 205 ff. — Isakson: Journ. Am. Inst. El. Eng. 1922, S. 811 ff. — Korn: Bildtelegraphie. Leipzig 1923 (Samml. Göschen).

5. Telegraphierschaltungen, Relais.

A. Telegraphierschaltungen.

a) Arbeitsstrom-Morseschaltung (Abb. 135). Die Taste T verbindet abwechselnd Batterie B oder Empfänger E mit der Leitung L . Als Empfänger dient der Farbschreiber oder Klopfer, der während der Sendepausen empfangsbereit ist.

b) Ruhestrom-Morseschaltung (Abb. 136). Die Zeichen kommen durch Stromunterbrechung, nicht durch Stromschließung wie bei a) zustande. Die Schaltung besitzt den Vorteil, daß nur eines der Ämter mit einer Stromquelle ausgerüstet

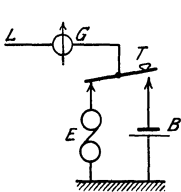


Abb. 135. Arbeitsstrom-Morseschaltung.

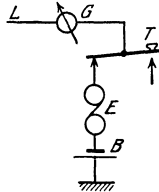


Abb. 136. Ruhestrom-Morseschaltung.

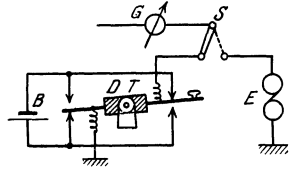


Abb. 137. Doppelstrom-Morseschaltung mit ungeteilter Stromquelle.

zu sein braucht. Als Empfänger benutzbar der Morse-Farbschreiber oder polarisierte Klopfer.

c) Doppelstromschaltung zum abwechselnden Geben (Abb. 137). Nach dem Senden muß der Schalter S stets auf Empfang umgestellt werden. Im Wheatstonebetriebe wird diese Schaltung nicht selten angewandt, in welchem Falle E einen Schnellmorseempfänger, die Doppeltaste DT einen Wheatstonesender darstellen würde. Sind statt einer ungeerdeten zwei geerdete Stromquellen vorhanden, so ist die Schaltung der Taste bzw. des Senders einpolig, wie in der folgenden Abb. 138, auszuführen.

d) Gegensprechen in Brückenschaltung (Abb. 138). In einer Diagonale der Wheatstoneschen Brücke liegt der Empfänger E , in der zweiten der Sender. Die Leitung muß durch eine künstliche Leitung (s. S. 139) nachgebildet werden, was außer im Betriebe längerer Kabel in ausreichend genauer Weise durch eine zwei- bis dreistufige Kunstleitung nach Varley geschehen kann, bestehend aus einem Widerstande R und Kondensatoren C in Reihe mit Verzögerungswiderständen R' . Als Brückenarme b kommen meist reine Widerstände, seltener induktive Widerstände, Kondensatoren oder Kombinationen von diesen zur Anwendung.

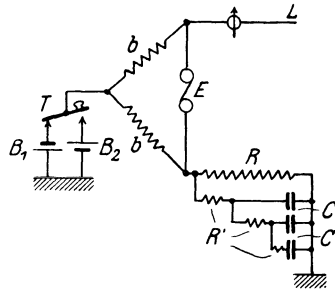


Abb. 138. Brücken-Gegensprechschaltung.

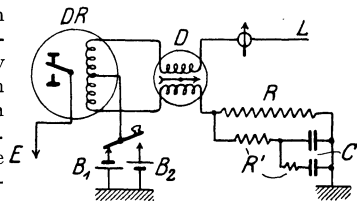


Abb. 139. Differential-Gegensprechschaltung.

e) Gegensprechen in Differential-schaltung (Abb. 139). Das Empfangsrelais DR besitzt zwei gleiche Spulen, die vom abgehenden Strome entgegengesetzt durchflossen werden, während der ankommende Strom beide Spulen im gleichen Sinne bzw. nur eine Spule durchfließt. Eine künstliche Leitung dient wie unter d) dazu, die wirkliche Leitung L nach-

zubilden. Ein Differentialgalvanometer D ermöglicht die Beobachtung der eingehenden Linienströme.

f) Simultanschaltung für gleichzeitige Telegraphie und Telephonie (Abb. 140). Letztere arbeitet wie üblich in Doppelleitungsschaltung. Die hohe Induktivität

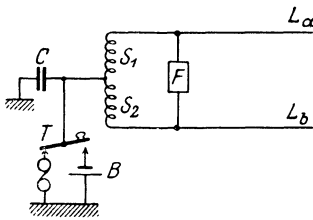


Abb. 140. Schaltung für gleichzeitige Telegraphie und Telephonie.

der Spulen $S_1 S_2$ verhindert den Übergang der Sprechströme. Die Telegraphierströme werden durch den Kondensator C (oder eine noch wirksamere Schaltung) abgeflacht, treten dann in die Spulen $S_1 S_2$ ein, die sie entgegengesetzt durchfließen, und verlaufen über a - und b -Draht, um im Gegenamt auf dem gleichen Wege in den Empfänger zu gelangen.

g) Doppelleitungsbetrieb, in den Schaltungen $a-e$ durch Ersetzen der Erdrückleitung durch eine metallische Rückleitung ausführbar. In der Regel wird jede Doppel-

leitung eine besondere ungeerdete Stromquelle erfordern.

h) Telegraphie mit Wechselströmen. Statt einer Gleichspannung wie bei Einfachstrom wird eine Wechselspannung zum Senden benutzt; in den Pausen ist die Stromstärke Null. Die einfache Wechselstromtelegraphie wird als Summerbetrieb häufig verwendet.

Eine Mehrfachtelegraphie, früher mit unzulänglichen, mechanischen Abstimmitteln von Mercadier versucht, ist neuerdings als Hochfrequenz- und Tonfrequenztelegraphie verwirklicht. Die Hochfrequenztelegraphie¹⁾ auf oberirdischen Fernsprech-Doppelleitungen mit über den Sprechfrequenzen liegenden Periodenzahlen (5 bis 30 000, weiter gegriffen 3 bis 50 000 Perioden) ermöglicht außer dem gewöhnlichen Gespräch 10 und mehr mit Schnelltelegraphen ausnutzbare, überlagerte Verbindungen in jeder Richtung; der Betrieb ist aber nur bei gutem Zustande der Leitung und bei Abwesenheit atmosphärischer Störungen zuverlässig. — Die Vielfach-Tonfrequenztelegraphie²⁾ will durch Benutzung von Fernkabeln mit geeigneten elektrischen Eigenschaften den Leitungsstörungen entgegen. Wegen der Grenzfrequenz der normalen Pupinkabel sind nur Frequenzen von 400 bis etwa 2000 Perioden, und nur bei entsprechender Bauart der Kabel auch höhere Frequenzen, benutzbar. Die Entwicklung der Tontelegraphie ist noch nicht abgeschlossen.

B. Telegraphenrelais.

a) Verwendung. Relais werden benutzt:

zur Unterteilung von Leitungen zur Erzielung höherer Telegraphiergeschwindigkeiten (vgl. Abschn. 3 D; S. 145);

zur Vorschaltung vor Empfangswerke, die zur unmittelbaren Aufnahme der Zeichen nach Bauart oder Empfindlichkeit nicht geeignet sind;

zur Vermittlung des Überganges zwischen einer Telegraphierweise auf die andere. (Beispiel: Tastrelais zwischen Drahttelegraphie und Funksender.)

b) Erfordernisse, die die Relais zu erfüllen haben, sind:

schnelles Umlegen des Ankers,

sichere Kontaktgebung ohne Prellen,

geringer Leistungsverbrauch, insbesondere bei den für den Empfang telegraphischer Zeichen bestimmten Relais (Linienrelais).

Die Erfüllung dieser Forderungen hängt von der zweckentsprechenden Bauart ab, u. a. von der schnellen Entmagnetisierung des Eisens, von der Verwendung

¹⁾ Wagner, K. W.: ETZ 1920, S. 706, 1025. — Colpitts u. Blackwell: Electrician 1921, S. 445, 451, 485, 551.

²⁾ Lüschen, F.: ETZ 1923 S. 29.

einer geeigneten Eisensorte, von der Stärke des Dauermagneten, von der Kleinhaltung der den Anker bildenden schwingenden Massen und deren Lagerung möglichst nahe dem Schwerpunkt, von dem Hub des Ankers zwischen den Kontakten.

Die für die Stromgebung nutzbare Zeit wird verkürzt: um die Zeit des Umlagens des Ankers von einem Anschlag an den anderen — **Umschlagzeit** — und die Zeit der Prallungen, die der Anker infolge der Massenwirkungen an dem eben erreichten Anschlag ausführt — **Prallzeit**; Umschlag- und Prallzeit betragen bei den weiter unten beschriebenen Relaisarten je 0,002 bis 0,003 sec. Den Ankerhub macht man im Drahtbetriebe etwa 0,1 mm groß. Der Kontaktdruck zwischen Anker und Anschlag liegt bei 15 bis 25 mA in der Größenordnung von 20 g.

c) Flügelankerrelais (Abb. 141), in Deutschland hauptsächlich verwendet. Zwischen den Polen NS eines hufeisenförmigen Dauermagneten ruht rechts der U-förmige, verschiebbare, mit geschlitzten Flachkernen versehene Elektromagnet. Zwischen dessen Polen und dem linken Pol des Stahlmagneten ist an senkrechter Achse ein zweiflügeliger Eisenblechanker angebracht. Vorn am Anker sitzt eine Zunge, die zwischen zwei auf einem Schlitten durch Drehen eines Schlüssels seitlich verstellbaren Kontakten spielt. Differentialwicklung 2 mal 2000Umw., 2 mal 75Ω , Zeitkonstante etwa 0,005. Betriebsstromstärke 10 bis 30 mA.

d) Standardrelais (Abb. 142), in England verwendet. Eine senkrecht angeordnete Achse x trägt zwei Weicheisenanker $a a'$ und oben eine zwischen den auf einem verstellbaren Schlitten sitzenden Kontakten spielende Zunge Z . Die Anker werden durch die dahinterliegenden Pole NS eines Hufeisen-Stahlmagneten D polarisiert. Rechts und links von den vorderen Enden der Anker $a a'$ ruhen zwei stabförmige, mit Polschuhen $p p'$ versehene Elektromagnete M ; deren Wicklungen sind so geschaltet, daß immer entgegengesetzte Pole einander gegenüberstehen. Differentialwicklung 2 mal 100 Ω (B-Typ), Zeitkonstante etwa 0,010; 2 mal 200 Ω (A-Typ).

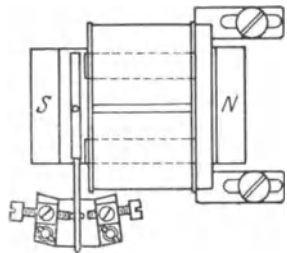


Abb. 141. Deutsches Flügelankerrelais.

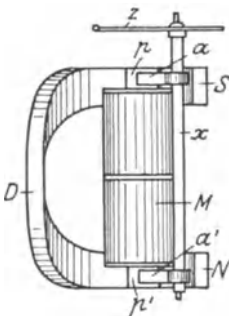


Abb. 142. Englischs Standardrelais.

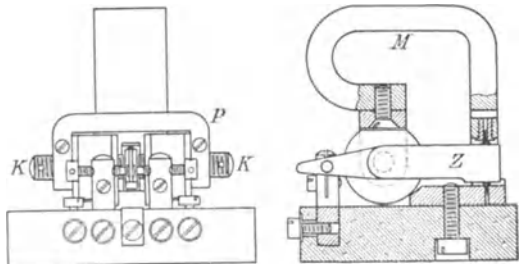


Abb. 143. Siemensrelais.

e) Siemensrelais (Abb. 143). Ein U-förmiges Weicheisenjoch P trägt zwei koaxiale, verstellbare Polkerne KK , auf denen die Spulen angebracht sind. In der Mitte des Joches P greift ein Dauermagnet M an, in dessen anderem Pol der Anker Z gelagert ist. Wicklung je nach Verwendungszweck verschieden. Wegen der geringen Prallungen und kurzen Umschlagzeit gut als Tastrelais (s. S. 581) geeignet. Am Siemens-Schnelltelegraphen als Senderrelais mit einem Kontakt-

schlitten und in verstellbaren Muttern liegenden Kontaktschrauben ausgestattet, welche das Herausnehmen der letzteren zur Reinigung und Wiedereinsetzen ohne Veränderung der Kontaktweite zulassen.

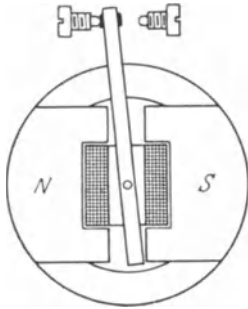


Abb. 144. Creedrelais
(schematisch).

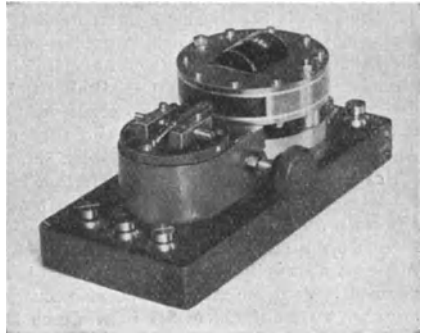


Abb. 145. Creedrelais.

f) Carpenter-Creedrelais (Abb. 144 u. 145), ein neueres Relais englischen Ursprungs, enthält einen ringförmigen Stahlmagnet mit diametral gegenüberstehenden Polen. Mit letzteren sind zwei U-förmige, nach innen sich öffnende Weicheisen-Polschuhe magnetisch verbunden. Der Anker ist in der Achse des Ringmagneten zweiflügelig gelagert und von der Wicklung umgeben. Die im Anker entstehenden Pole schwingen zwischen den vier Vorsprüngen der Polschuhe des Dauermagneten. Neuerdings werden statt der Ringmagnete Hufeisenmagnete verwendet.

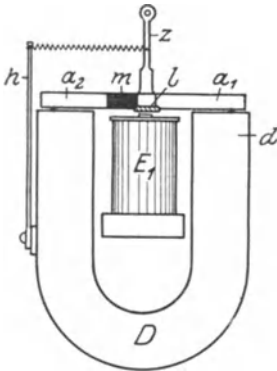


Abb. 146. Baudotrelais.

g) Baudotrelais (Abb. 146). Ein stehend angeordneter Hufeisen-Dauermagnet D trägt einen auf Stahlspitzen in Pfannen gelagerten, zylindrischen Anker $a_1 a_2$, dessen Eisenweg einseitig durch ein eingesetztes Messingstück m magnetisch unterbrochen ist. Das längere, über die Mitte reichende Eisenstück a_1 trägt eine senkrechte Zunge z , deren Platinstift zwischen regelbaren Kontakten spielt, und ferner jederseits einen flachen Eisenlappen l , welche beide durch den magnetischen näheren Pol d des Dauermagneten vormagnetisiert sind. Senkrecht unter den Enden dieser Lappen stehen zwei Stabelektromagnete $E_1 E_2$,

die so geschaltet sind, daß hindurchfließende Ströme die nach oben gerichteten Pole entgegengesetzt magnetisieren, so daß der Anker im einen oder anderen Sinne umgelegt wird. Ein mit Reibung drehbarer Hebel h mit einer feinen Spiralfeder dient als Stromzuführung zum Anker und als zusätzliche Richtkraft.

C. Übertragungen, Umschalteneinrichtungen.

a) Übertragungen. Leitungen, die elektrisch zu lang sind, um eine ausreichende Telegraphiergeschwindigkeit zu ermöglichen, werden zur Erhöhung der letzteren in geeignete Abschnitte geteilt (vgl. Abschn. 3 D, S. 145) und die Abschnitte durch Übertragungsrelais verbunden. Je nach der Betriebsweise werden die Übertragungsrelais verschieden zusammengeschaltet. Strommesser erleichtern die

Beobachtung des Betriebes und des Zustandes der Leitungen. Umschalter erlauben das Auftrennen beider Leitungsabschnitte, und Morsetasten und -empfänger sind vorgesehen, um bei aufgetrennter Leitung mit den anderen Ämtern in Verbindung treten zu können. Häufig werden Anrufeinrichtungen — meist Zeit-

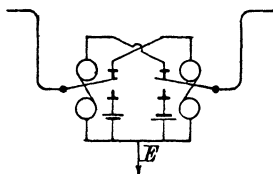


Abb. 147. Einfachübertragung für Einzelstrom.

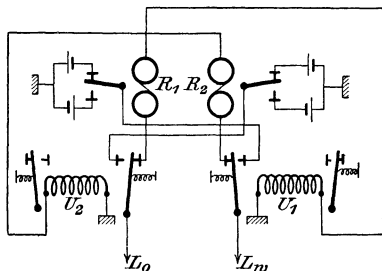


Abb. 148. Einfachübertragung für Doppelstrom.

relais, die nicht auf die Telegraphierströme, sondern erst nach einer längeren Stromsendung ansprechen — zur selbsttätigen Anzeige eingehender Anrufe benutzt.

α) Übertragung (Abb. 147) zum abwechselnden Senden der Endämter mit Einfachstrom.

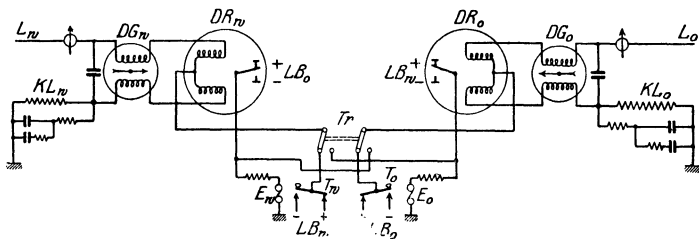


Abb. 149. Doppelstrom-Gegensprechübertragung.

β) Dieselbe (Abb. 148) für Doppelstrombetrieb. Besondere neutrale Relais $U_1 U_2$ mit trägem Anker schalten die Leitungszweige $L_0 L_{rv}$ nach Bedarf auf die eine oder andere Senderichtung um, wie die Abb. erkennen läßt.

γ) Doppelstrom-Gegensprechübertragung in Differentialschaltung (Abb. 149). DR sind die Wicklungen der Differential-Linienrelais, DG die Rollen von differential geschalteten Galvanometern, KL die zum Ausgleich der Leitungen benutzten künstlichen Leitungen. Die Verbindungen des Trennschalters TR sind mit eingezeichnet; mit E sind die über einen Widerstand angeschlossenen Überwachungsklopfer bezeichnet.

δ) Doppelstromübertragung für den gleichzeitigen Betrieb einer Sendeleitung und einer Empfangsleitung (Abb. 150).

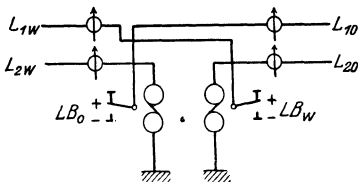


Abb. 150. Doppelstrom-Einfachübertragung für zwei Leitungen.

b) Umschalter. Früher waren Stöpselumschalter mit einander kreuzenden, isolierten Metallschienen für die Herstellung der Verbindungen zwischen Leitung, Apparat und Stromquelle üblich. Jetzt werden nur noch Klinkenumschalter (Abb. 151) verwendet, die für Leitung, Apparat und Stromquellen je eine Trennklinke enthalten. Bei normaler Schaltung verläuft die Verbindung über Blitzableiter, Sicherung und Verteiler

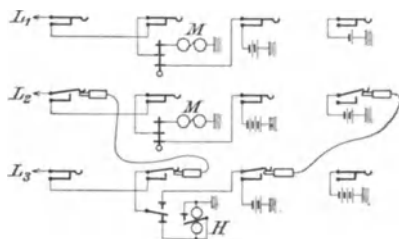


Abb. 151. Klinkenumschalter.

zur Leitungsklinke, weiter zur Apparatklinke und zum Apparat. Die gewöhnliche Telegraphierspannung liegt fest an dem Auflager der Batterieklinke und ist über die Klinkenfeder an den Apparat geführt. Ersatzspannungen liegen an anderen Klinkenfedern. Der Wechsel des Apparates, der Leitung oder der Telegraphierspannung erfolgt mittels loser Schnüre mit zwei Stöpseln. Die Klinkenumschalter werden für Einfach- und Doppelleitungsbetrieb hergestellt.

6. Fernsprechapparate.

A. Mikrophon.

Die Mikrophone der Teilnehmer werden entweder von einer kleinen besonderen Ortsbatterie (O.B.), zwei Trockenelementen, oder über die Anschlußleitung vom Amt aus einer Zentralbatterie (Z.B.) gespeist. Man unterscheidet demgemäß in der Fernsprechtechnik O.B.- und Z.B.-Systeme.

Das Kohlenkugelmikrophon für O.B.-Schaltung in der meist gebrauchten Ausführungsform enthält in einer Blechdose, die im Mikrophonträger mit Schalltrichter leicht einzusetzen ist, einen Kohlenblock mit 7 Höhlungen, diesem steht in geringem Abstand die die Dose vorn abschließende, 0,5 mm starke Kohlenmembran gegenüber, die Höhlungen enthalten je 9 Kohlekügelchen von 1,5 mm Durchmesser; sein Widerstand beträgt 20 bis 50 Ω . Das Kohlenkörnermikrophon für Z.B.-Schaltung unterscheidet sich hiervon nur dadurch, daß zwischen Membran und Kohleklotz mit Hilfe eines weichen Filzringes eine Höhlung hergestellt ist, die Kohlekörner oder -pulver enthält; Widerstand 250 bis 300 Ω . Der durch das Mikrophon fließende Gleichstrom hat in beiden Fällen ungefähr 0,1 A Stärke. Die elektromotorische Kraft des durch die Schallwellen erzeugten Wechselstromes ist von der Größenordnung 1 V.

B. Fernhörer.

Die jetzt gebräuchlichen Fernhörer besitzen zwei (bei dem kleineren Dosenfernörer einen) halbringförmigen Dauermagneten, die rechtwinklig aufgesetzten, geschlitzten Polschuhe tragen die Wicklungen, die einen Widerstand von insgesamt 60 Ω (Z.B.) oder 100 bis 200 Ω (O.B.) haben (vgl. auch S. 542).

C. Fernsprechrelais.

Es sind verschiedene Ausführungsformen in Gebrauch. Das Normalrelais (Abb. 152) besitzt eine Spule, der zweite Magnetschenkel trägt den rechtwinklig gebogenen Anker *a*, dessen horizontaler Teil mittels eines Hartgummistiftes auf die oberhalb liegenden Federn wirkt. Die übereinander angeordneten Kontaktfedern sind durch Hartgummi- oder Pertinaxplättchen an ihrem Befestigungspunkt voneinander isoliert (Federpackung); es können drei solche Federsätze nebeneinander auf einem Relais angebracht werden. Häufig wird die Spule unterteilt,

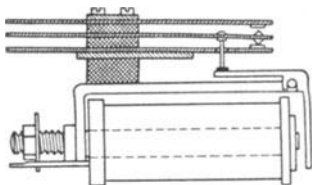


Abb. 152. Normales Fernsprechrelais.

um verschiedene Stromkreise anschließen zu

können (Differentialrelais, Haltewicklung). Der Federdruck beträgt je nach der Spannung der Federn 10 bis 500 g, zur Betätigung sind entsprechend 30 bis 1000 Amperewindungen erforderlich. Die Ansprechzeit beträgt 0,003 bis 0,012 sec. Durch ein über die Spule geschobenes Kupferrohr, als Kurzschlußwindung, kann die Abfallzeit bis auf 0,6 sec vergrößert werden (Verzögerungsrelais).

D. Wähler.

Die Wähler, die wichtigsten Organe der Selbstanschlußämter, finden auch an anderen Stellen, z. B. zum Verteilen der eingehenden Anrufe in Handämtern, Verwendung. Sie beruhen auf dem Prinzip, daß durch eine Reihe von Stromstößen die an die Adern angeschlossenen Kontaktarme schrittweise über Kontaktkränze geschaltet werden.

Bei dem Leitungswähler (Abb. 153) wird durch die erste Stromstoßreihe

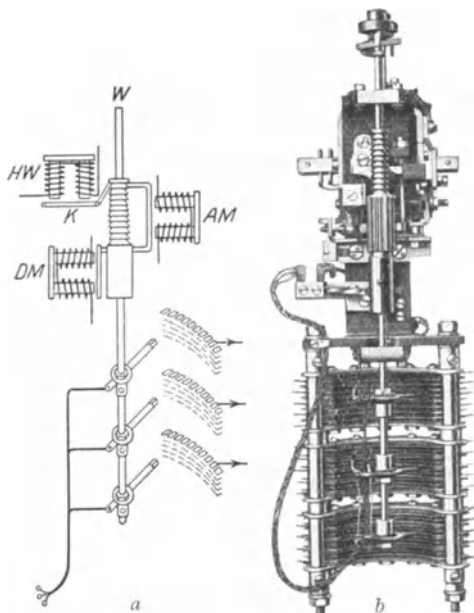


Abb. 153. Leitungswähler.

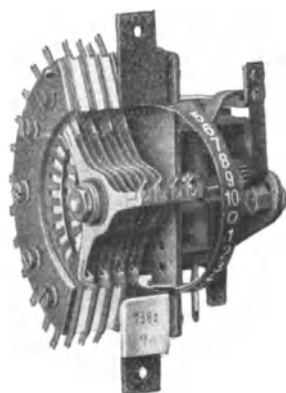


Abb. 154. Vorwähler.

der Hebemagnet *HM* erregt und dadurch die Achse mit den drei Kontaktarmen um so viel Stufen gehoben, wie die Anzahl der Stromstöße beträgt. Die zweite Stromstoßreihe gelangt infolge der Wirkung verschiedener Relais zum Drehmagneten *DM*, der eine Drehung der Achse bewirkt. Ein Auslösemagnet *AM*, dessen Anker mit den Sperrklinken verbunden ist, dient zur Zurückführung des Wählers in den Anfangszustand unter dem Einfluß einer Feder und der Schwerkraft. Bei 10 Kontaktkränzen mit je 10 Kontakten ist es so möglich, zwischen 100 Anschlußleitungen zu wählen.

Der Vorwähler (Abb. 154) ist einfacher gebaut; er hat nur einen Drehmagneten, der die Kontaktarme über 10 oder 25 Kontakte führt und auch bei Auflösung der Verbindung durch selbsttätiges Weiterschalten den Wähler wieder in die Anfangsstellung bringt.

Zur Erzeugung der Stromstöße beim Teilnehmer dient die Wählscheibe, die mit dem Finger um einen der gewünschten Ziffer entsprechenden Winkel gedreht wird und beim Rücklauf mittels eines Federkontaktes die erforderlichen

Stromöffnungen und -schließungen bewirkt. Bei der „freien Wahl“ werden die Stromstöße entweder durch Selbstunterbrecher am Wähler oder durch besondere Relaisunterbrecher oder umlaufende Maschinen erzeugt.

E. Verstärker für Leitungen.

Als Verstärker werden Wolframkathodenröhren (neuerdings Röhren mit Oxydkathode) verwendet. Die hauptsächlich in Betracht kommenden Zwischenverstärker arbeiten mit einer Anodenspannung von 220 V, der Heizstrom beträgt 1,1 A bei 3,5 bis 3,8 V Fadenspannung, Sättigungsstrom ungefähr 8 mA, Durchgriff 7 bis 9%, Steilheit 0,5 bis 0,7 mA/V. Die Abhängigkeit der Verstärkung von der Frequenz ist durch geeigneten Bau der Röhre so gewählt, daß sie entzerrend wirkt, d. h. der Verzerrung durch die Leitungen entgegenarbeitet. Für

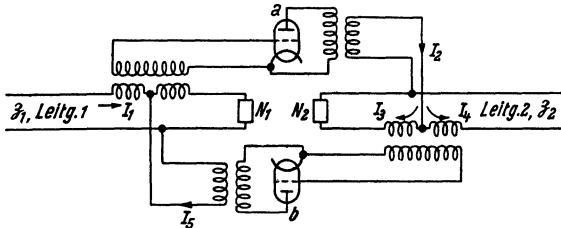


Abb. 155. Zweiröhrenschtaltung.

Endverstärker kommen kleinere Röhre zur Verwendung. Zur Vermeidung von Reflexionsverlusten müssen die hohen Röhrenwiderstände (20 000 bis 30 000 Ω) durch Übertrager den Wellenwiderständen der Leitungen angepaßt werden.

Um einen Gegensprechverkehr zu ermöglichen, sind besondere Schaltungen erforderlich. Abb. 155 zeigt das Prinzip der am häufigsten verwendeten Zweiröhrenschtaltung. Die in der Leitung 1 ankommenden Ströme werden durch den Vorübertrager zur Röhre *a* geleitet; der dort verstärkte Strom \mathfrak{I}_2 kann nicht auf den Vorübertrager des Verstärkers *b* wirken, wenn $\mathfrak{I}_3 = \mathfrak{I}_4$ ist, d. h. wenn die Nachbildung N_2 dem Scheinwiderstand \mathfrak{Z}_2 der Leitung 2 gleich ist. Da es im allgemeinen nicht möglich ist, mit einfachen Mitteln die Nachbildung genau dem Scheinwiderstand anzupassen, wird allerdings eine gewisse Rückkopplung doch eintreten; sie erreicht aber keine störenden Beträge, solange

$$\left| \frac{\mathfrak{I}_4}{\mathfrak{I}_1} \right| < \frac{1}{2} \sqrt{\left| \frac{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{N}_1}{\mathfrak{Z}_1 - \mathfrak{N}_1} \right| \cdot \left| \frac{\mathfrak{Z}_2 + \mathfrak{N}_2}{\mathfrak{Z}_2 - \mathfrak{N}_2} \right|}$$

In ungünstigen Fällen kann die Verstärkung durch Schwächungswiderstände, die parallel zum Verstärker liegen, herabgesetzt werden, um die vorstehende Bedingung zu erfüllen.

7. Stromquellen und Hilfsapparate.

A. Stromquellen.

a) Primärelemente.

Trockenelemente werden beim O.B.-System als Mikrophonstromquelle benutzt. Sie haben anfänglich eine EMK von rund 1,5 V, die aber bald sinkt, so daß man im allgemeinen mit im Mittel 1 V rechnen kann. Gute Trockenelemente liefern 100 Ah, wenn sie alle Viertelstunden 3 Minuten lang über einen Widerstand von

5 Ω geschlossen werden. Ältere Elemente, deren Spannung zur Mikrophonspeisung nicht mehr ausreicht, werden noch für Telegraphenzwecke bei kleinen Ämtern aufgebraucht, hier kommen in geringem Umfange auch Kupferelemente noch zur Verwendung.

b) Sammler.

Die am häufigsten gebrauchten Stromquellen sind die Bleisammler, von denen je nach dem Strombedarf verschiedene Typen zur Verwendung kommen. Während bei den Fernsprechämtern durchweg Batterien von 24 V oder bei Wählerämtern 60 V benutzt werden, ist für Telegraphenzwecke der Spannungsbedarf sehr verschieden, je nach dem Leitungswiderstand; die Batterien sind daher in Gruppen von je 10 oder 20 V unterteilt. Die Ladung der Sammler erfolgt in Orten mit Gleichstromnetzen unmittelbar aus dem Netz, bei Wechselstrom mit Hilfe von rotierenden Umformern oder von Gleichrichtern.

c) Netzspeisung.

Die Motore der Maschinensender werden unmittelbar an das Ortsnetz angeschlossen. In geringem Umfang werden auch Ruhe- und Arbeitsstromleitungen aus dem Netz unter Vorschaltung von Widerständen zur Abdrosselung der Spannung betrieben. Neuerdings sind für den letzteren Zweck und für die Speisung von Fernsprechnebenstellen aus dem Netz die Glimmlampen eingeführt worden.

d) Maschinen.

Neben den Motorgeneratoren, Umformern und Dynamos zur Batterieladung und zur direkten Speisung werden noch eine ganze Reihe besonderer Maschinen gebraucht. Die *Rufmaschinen*, meist kleine Einankerumformer, liefern Wechselstrom von 25 Perioden zur Betätigung der Wecker. Die Signalmaschinen, mit den Rufmaschinen oder auch besonderen Antriebsmotoren gekuppelt, bestehen aus einer Anzahl von Unterbrechungsscheiben, um aus Gleichstrom Summerströme von 133 und 400 Perioden und regelmäßig wiederkehrende Stromstöße für Signale (Flackerzeichen usw.) zu erzeugen. Bei kleineren Ämtern und Nebenstellenanlagen wird der Weckstrom durch mechanische Polwechsler erzeugt; bei O.B.-Sprechstellen wird zum gleichen Zweck der Kurbelinduktor benutzt.

B. Sicherungen.

a) Schmelzsicherungen.

Neben den normalen Sicherungen der Starkstromtechnik werden zum Schutz der Leitungen und Apparate noch verschiedene andere Ausführungen angewandt. Die Grobsicherungen für 8 und 2 A enthalten einen Rheotan- oder Feinsilberdraht in einer kleinen Glasröhre; auch die Batteriesicherungen für 3 A (höchstens 60 V) beruhen auf dem Durchschmelzen eines ausgespannten Drahtes; dabei wird zugleich aber noch ein Signal betätigt.

Die Feinsicherungen enthalten eine Heizspule von 5 bis 33 Ω Widerstand, die eine Lötstelle aus Woodschem Metall umgibt; beim Weichwerden des Lotes wird ein Stift durch Federkraft verschoben oder gedreht (Umkehrpatrone, Drehstern- und Dreharmsicherung). Diese Sicherungen sprechen erst eine gewisse Zeit nach Überlastung an, je nach der Ausführung nach 15 bis 40 sec bei Strömen von 0,25 bis 0,5 A.

Zur Strombegrenzung werden auch häufig Widerstände in die Batterie-zuleitungen gelegt, unter Umständen induktive zur Abflachung von Stromspitzen.

b) Spannungssicherungen.

Zum Schutz gegen atmosphärische Ladungen und gegen Beeinflussungen durch Hochspannungsleitungen ist bisher der empfindlichste Apparat der Luft-

leerblitzableiter. Bei ihm stehen in einem ausgepumpten Glasrohr zwei Kohlestückchen in geringem Abstand einander gegenüber; er spricht bei 300 bis 400 V an. Neuerdings ist es gelungen, die Empfindlichkeit auf rund 100 V zu steigern, indem eine Edelgasfüllung (Argon) benutzt wird und die Kohleelektroden durch solche aus einer Kalium-Quecksilberlegierung ersetzt werden¹⁾.

Bei Fernspreleitungen wird meist der Kohlenblitzableiter verwendet, zwei durch ein 0,15 mm starkes durchlöcherteres Zellitplättchen getrennte Kohlestücke in Luft (700 bis 800 V).

Die Blitzableiter und Sicherungen werden in Sicherungskästchen oder -leisten zusammengefaßt.

Zum Schutze der Fernhörer gegen Knallgeräusche, die von Stromstößen herühren, werden Frittröhren oder ähnlich wirkende lose Kontakte zwischen einer Feder und einer umlaufenden Scheibe benutzt.

C. Kondensatoren und Drosseln.

a) Fernsprechkondensatoren.

Zwei Stanniol- (neuerdings auch Aluminium-)Streifen werden mit zwischengelegtem dünnen Papier zusammengewickelt, gut getrocknet, getränkt und in ein Zinkkästchen (50 × 45 × 35 mm) eingeschlossen. Normale Größen 0,5, 1, 2 und 4 μ F. Durchschlagsfestigkeit 400 V Gleichspannung; $\text{tg } \delta$ 0,01 bis 0,1 bei $\omega = 5000$, mit der Frequenz ansteigend, da ein Teil des Stanniolbandes als vorgeschalteter Widerstand wirkt. Ähnliche Kondensatoren werden auch von verschiedenen Firmen mit höherer Durchschlagsfestigkeit (1000 und 2000 V) hergestellt.

b) Fernsprechübertrager und Drosselspulen.

Allgemein wird bei den Übertragern und Drosseln das Eisen unterteilt, um die Wirbelstromverluste herabzusetzen, und zwar werden meist Bündel aus dünnen

Eisendrähten verwendet. Während die älteren Formen einen gestreckten Eisenkern besitzen, wird neuerdings des besseren magnetischen Schlusses halber ein kreisförmiger Eisenkern bevorzugt (Ringübertrager). Die Induktionsspulen dürfen innerhalb der Fernsprechapparate nur wenig Platz beanspruchen, bei ihnen hat man daher an der einschenkigen Form festgehalten; auf einem Eisenkern von ungefähr 1 cm Durchmesser und 6 bis 11 cm Länge, der aus rund 0,5 mm starken Drähten zusammengesetzt ist, liegen die mehrlagigen Wicklungen. Die O.B.-Spule, die die Mikrophonspannung herauftransformieren soll, hat ein größeres Übersetzungsverhältnis von ungefähr 18, wobei der Widerstand der Primärwicklung 1Ω , der Sekundärwicklung 200Ω beträgt; dagegen weicht das Übersetzungsverhältnis der Z.B.-Spule, die im wesentlichen nur den Gleichstrom vom Fernhörer abhalten soll, nicht sehr von 1 ab, bei Widerständen der Wicklungen von 16 und 22Ω . Auch der Übertrager von Münch ist ein

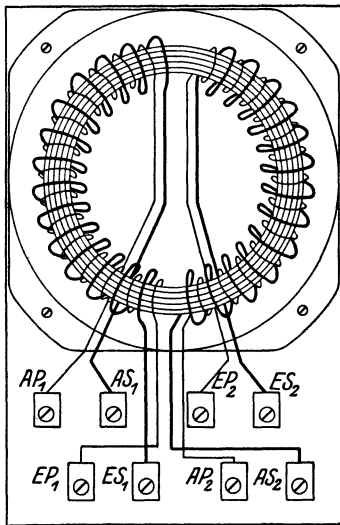


Abb. 156. Ringübertrager.

¹⁾ Schröter, F.: Über Edelgas-Vakuumsicherungen. Zeitschr. f. techn. Phys. 4, S. 208. 1923.

einschenklicher Transformator, bei dem aber auch über den Wicklungen sich noch ein Eisenmantel aus Drahtbündeln befindet; die Wicklungen haben je 2,2 H Selbstinduktion und Widerstände von 200 und 250 Ω . Er wird jetzt fast ganz durch den Ringübertrager verdrängt, bei diesem (Abb. 156) ist der ringförmig geschlossene Kern aus dünnen Eisendrähten mit 4 Spulen aus seidenumsponnenem Kupferdraht (je 1600 Windungen, 51 Ω) umwickelt, der umwickelte Ring ist durch eine Blechhaube geschützt; eine größere Form hat gleichfalls 4 Spulen mit je 1200 Windungen und 20 Ω Widerstand. Auch die Pupinspulen haben einen ähnlichen Aufbau, d. h. ringförmigen Kern aus dünnem Eisendraht oder gepresstem Eisenpulver, aber mit einer Umwicklung aus starkem Kupferdraht (um die Zeitkonstante, das Verhältnis von Selbstinduktion zu Widerstand möglichst groß zu erhalten); die Wicklungen beider Adern liegen auf demselben Kern.

Jeder Übertrager läßt sich unter Hintereinanderschaltung der Spulen auch als Drossel verwenden; so werden z. B. die Ringübertrager als Abzweigspulen für Viererleitungen benutzt. Daneben sind in der Fernsprechtechnik noch die verschiedensten Drosselspulen in Gebrauch, bei einigen Arten läßt sich die Selbstinduktion durch Verschiebung des Eisenmantels verändern.

D. Meßinstrumente.

Für die betriebsmäßige Überwachung der Leitungen dienen:

a) **Galvanoskop**, für einfache Verhältnisse, einen winkelförmigen Stahlmagneten enthaltend, der je nach Stromrichtung mit dem einen oder anderen Schenkel in eine Spule eintaucht. Eine zweite empfindlichere Form besitzt einen festen Stahlmagneten. Widerstand 15 bis 30 Ω , Empfindlichkeit etwa 1 mA.

b) **Differentialgalvanometer** für Differential-Gegensprechen, empfindliches, gut gedämpftes Drehspulinstrument, zwei getrennte Windungen zu je 32 Ω mit Nebenschlüssen von je 8 Ω . Zwei Meßbereiche, 12 und 60 mA.

c) **Strommesser**, Drehspulinstrumente von sehr geringem Widerstand, Meßbereiche 50 und 250 mA.

Die Einrichtungen zur Eingrenzung von Störungen sind auf den Ämtern an Prüfschränken zusammengefaßt. Die Feststellung der genauen Lage von Kabelfehlern geschieht mit der Kabelmeßeinrichtung, die zur Vornahme aller Gleichstrommessungen mit Hilfe von Spiegelgalvanometer und Widerständen dient.

In neuerer Zeit gewinnen die Wechselstrommeßmethoden infolge der fortgeschrittenen Technik mehr und mehr an Bedeutung. Die Frankesche Maschine, zur Ausführung von Kompensationsmessungen bei Wechselstrom sehr gut geeignet, besitzt im selben Feld zwei Anker, deren einer verschieden tief in das Feld hineingeschoben werden kann, während der zweite sich gegen den ersten verdrehen läßt, so daß das Verhältnis der Amplituden und die Phasenverschiebung beider Spannungen in bekannter Weise veränderbar ist. Daneben finden verschiedene Arten der Wechselstrombrücken ausgedehnte Verwendung, besonders auch zur Messung des Scheinwiderstandes von Leitungen¹⁾.

8. Fernsprechsaltungen.

A. Teilnehmersaltungen.

a) **O.B.-Gehäuse**. Zwischen den Leitungen eines O.B.-Gehäuses (Abb. 157) liegt zunächst der Kurbelinduktor Y, der im Ruhezustand kurzgeschlossen und von der b-Leitung abgeschaltet ist. Bei Drehung der Achse verschiebt sie sich in der Pfeilrichtung, dadurch wird der über die Achse verlaufende Kurzschluß unterbrochen und die Induktorwicklung über γ , x (die beide vom Gestell isoliert sind) an die b-Ader gelegt, die Wickströme fließen also nur in die Leitung. Hinter dem Induktor liegt je nach der Stellung des Haken- oder Gabelumschalters u ,

¹⁾ Vgl. auch Kaspareck, P.: Neuere Geräte für Wechselstrommessungen an Fernsprecheitungen. Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 1924, Heft 8 u. 9.

der durch Abnehmen des Fernhörers betätigt wird, der Wecker W oder der Fernhörer F mit der Sekundärseite der Induktionsspule \mathfrak{S} ; die Primärseite dieser liegt im Mikrophonstromkreis,

der im Ruhezustand durch eine zweite Feder des Hakenumschalters unterbrochen ist. Mittels einer Taste T kann die Sekundärseite der Induktionsspule kurzgeschlossen werden, um die Lautstärke im Fernhörer zu erhöhen. Bei dem Tischapparat sind die Leitungen an ein besonderes Klemmenbrettchen geführt, an dem alle Schaltungen in der auf der linken Seite der Abb. 157 dargestellten Weise vorgenommen werden können; die Einschaltung eines zweiten Weckers kann an Stelle des Verbindungsdrabtes zwischen den Klemmen MB und Lb erfolgen.

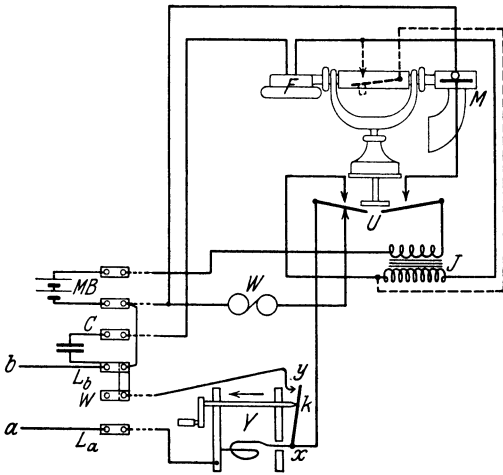


Abb. 157. Schaltung des O.B.-Tischgehäuses.

b) Z.B.-Gehäuse. Bei der Z.B.-Schaltung erfolgt der Anruf des Amtes selbsttätig durch Abnehmen des Hörers, ein Kurbelinduktor ist daher überflüssig.

Zwischen den Adern liegt der Wecker W , der durch einen Kondensator C gegen Gleichstrom verriegelt ist (Abb. 158), und das Mikrophon M ; in diesem Falle ist der Fernhörer durch Induktionsspule angeschlossen. Das Mikrophon erhält nur Strom, wenn der Fernhörer abgenommen ist, dabei wird zugleich auf dem Amt ein Relais zum Ansprechen gebracht. Bei Tischapparaten schließt der Hakenumschalter, der von der Gabel betätigt wird, in der Sprechschaltung den Kondensator C kurz, um dem Speisestrom einen zweiten Weg über den Wecker zu geben, so daß bei wagerechter Haltung des Mikrophons das Amtsrelais nicht stromlos gemacht wird.

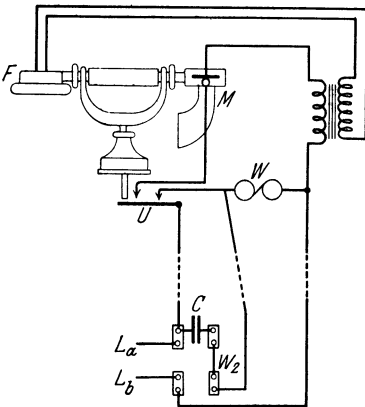


Abb. 158. Schaltung des Z.B.-Tischgehäuses.

c) Nebenstellen. Um eine bessere

Ausnutzung der Leitungen zu erreichen, dürfen für jede Amtsleitung bis zu fünf

Nebenstellen eingerichtet werden. Bei der Zentralschaltung stellt die Hauptstelle ein kleines Amt dar, das die Verbindungen zwischen den Nebenstellen untereinander und mit dem Amt vermittelt, entweder mit Hilfe von Stöpseln, Klinken und Schnüren oder bei kleineren Anlagen durch Drucktasten und Hebelumschalter; die Nebenstellen sind einzeln durch besondere Leitungen mit der Hauptstelle verbunden. Bei der Reihenschaltung führt die Amtsleitung nacheinander zu allen Sprechstellen, die sich durch Umschalter in die Leitung einschalten können; Schauzeichen zeigen den übrigen Teilnehmern dabei an, daß die Leitung besetzt ist. Die Amtsanrufe gehen nur bei der Hauptstelle ein,

die sie durch Umschaltelinrichtungen (Linienwähler) an die gewünschte Stelle weitergibt. Auch die Nebenstellen können sich untereinander durch Linienwähler verbinden.

Die Stromversorgung der Nebenstellenmikrophone bei Z.B.-Schaltung erfolgt entweder durch eine bei der Hauptstelle aufgestellte besondere Batterie oder über die eine Amtsleitung aus der Zentralbatterie des Amtes mit Erde als Rückleitung, zum Teil wird auch eine dritte Ader als Speiseleitung benutzt.

B. Vermittlungsämter für Handbetrieb.

a) Amtseinrichtungen. Die in einem ankommenden Kabel vereinigten Leitungen entsprechen ganz verschiedenen Teilnehmernummern; um die für die Herstellung von Verbindungen unbedingt notwendige Ordnung herbeizuführen, werden die Außenleitungen zunächst an den Hauptverteiler geführt. Dieser ist ein langgestrecktes eisernes Gestell; auf der einen Seite sind in senkrechten Reihen die Sicherungsleisten angeordnet, an denen die Außenleitungen aufgeteilt sind, auf der anderen Seite in wagerechten Reihen Lötösenstreifen, von wo die Systemkabel zum Vielfachfeld weiterführen. Die Verbindung zwischen beiden Seiten innerhalb des Gestells wird durch Schaltdrähte in möglichst übersichtlicher



Abb. 159. Klinke und Stöpsel.

Weise hergestellt. Ein zweites ähnliches Gestell, der Zwischenverteiler, ist hinter dem Vielfachfeld angeordnet, um von hier die Leitungen wieder nach Bedarf auf die Abfrageplätze zu verteilen. In dem Verteilerraum befinden sich auch die Relaisgestelle, Batteriesicherungen und Gesprächszähler.

Das Vielfachfeld enthält die Klinken, in die zur Herstellung der Verbindungen Stöpsel eingeführt werden. Um jeder Beamtin die Möglichkeit zu geben, die Klinken aller Teilnehmer zu erreichen, ist eine sehr gedrängte Anordnung notwendig. Ein Einzelfeld eines B-Platzes (s. S. 178) enthält auf einer Fläche von 120 cm Breite (2 Arbeitsplätze) und 86,4 cm Höhe 10 800 Klinken, das ist die Höchstzahl von Anschlußleitungen, die zu einem Amt zusammengefaßt werden. Das Feld befindet sich an der Vorderseite eines Vielfachumschalteschranke, dessen Tischplatte Raum für die Stöpsel, Tasten usw. bietet. Je nach Größe des Amtes ist eine Reihe solcher Schränke nebeneinander aufgestellt, so daß das Feld sich entsprechend wiederholt, während die Kabel im Innern der Schränke verlaufen. Die zusammengehörigen Klinken einer Teilnehmerleitung in den verschiedenen Einzelfeldern liegen in Parallelschaltung zueinander. Die Klinken und Stöpsel (Abb. 159) sind im allgemeinen dreiteilig, da außer den Sprechadern noch eine dritte „C“-Ader für die Zeichengebung notwendig ist; diese ist mit der Klinkenhülse verbunden. Je 20 Vielfachklinken sind zu einem Streifen zusammengefaßt, indem die Hülsen in einen Hartgummistreifen eingelassen sind. In derselben Weise ist das Vielfachfeld für die Verbindungsleitungen nach anderen Ämtern und zwischen A- und B-Platz aufgebaut. Im Abfragefeld, das keine Vielfachschtaltung besitzt, sind die Klinken etwas weitläufiger angeordnet, und bei jeder Klinke befindet sich ein Anrufzeichen (Glühlämpchen). Auch den Schnüren, die in den Stöpseln endigen, sind solche Lämpchen als Schlußzeichen zugeordnet.

b) Schaltungen. Es sind die verschiedensten Amtsschaltungen in Gebrauch, die sich nicht nur in Nebensächlichkeiten, sondern grundsätzlich voneinander unterscheiden (O.B.-Schaltung, Western-, Ericsson-, Siemens & Halske-Schaltung) und deren Beschreibung im einzelnen hier nicht möglich ist¹⁾. Als Beispiel soll hier nur das Wesentliche der Western-Schaltung mit Dienstleitungs-

¹⁾ Vgl. Streckler, K.: Die Telegraphentechnik. 7. Aufl. Berlin 1923.

betrieb dargestellt werden, die für deutsche Verhältnisse die größte Bedeutung besitzt. (Die Berliner Ämter haben allerdings, außer einigen älteren, Ericsson-Schaltung.) Beim Dienstleitungsbetrieb müssen stets zwei Beamtinnen, die aber auf verschiedenen Ämtern sitzen können, bei der Herstellung einer Verbindung mitwirken. Die A-Beamtin fragt ab und teilt über eine Dienstleitung der B-Beamtin des gewünschten Amtes die anzurufende Nummer mit, diese führt die Verbindung aus und gibt der A-Beamtin die verwendete Verbindungsleitung an, damit auch der Anrufende daran angeschlossen wird. Bei der Darstellung des Stromlaufes in Abb. 160 sind die Anker getrennt von den zugehörigen Relais gezeichnet, aber mit denselben Buchstaben (Relais große, Anker kleine Buchstaben) bezeichnet, ein Index an den Relais gibt die Zahl der betätigten Anker an, dadurch wird eine größere Übersichtlichkeit erreicht.

Es bedeuten: *V_h* Hauptverteiler, *V_z* Zwischenverteiler, *VK* Vielfachklinken, *AK* Abfragekline, *AL* Anruf Lampe, *SL* Schlußzeichenlampe, *AS* Abfragestöpsel, *VS* Verbindungsstöpsel, *Ut* Übertrager, *F* Fernhörer, *M* Mikrophon.

Wenn der Teilnehmer seinen Hörer abnimmt, erhält das Anrufrelais *AR* am A-Platz Strom, *AL* leuchtet auf. Die Beamtin führt *AS* in *AK* ein, dadurch erhält das Trennrelais *TR²* Strom, *AR* wird abgeschaltet, *AL* erlischt; der Teilnehmer erhält jetzt seinen Mikrophonstrom über *Ut*, da dabei *SR₁* anspricht, ist *SL₁* kurzgeschlossen. Die A-Beamtin schaltet ihren Sprechapparat durch Umlagen des Umschalters *AU* in die Leitung ein und nimmt die Wünsche des Teilnehmers entgegen; darauf tritt sie durch Drücken der Diensttaste *DT* in eine nach dem gewünschten Amt führende Dienstleitung *DL* ein und teilt, sobald diese frei ist, die Nummer des Anzurufenden der B-Beamtin mit, während diese ihr die zu benutzende Verbindungsleitung *VL* angibt. Je nachdem, welche Beamtin nun zuerst ihren Verbindungsstöpsel einführt, ist der Verlauf der Schaltvorgänge etwas verschieden, aber im Ergebnis derselbe. Wird zuerst am A-Platz *VS* in *VK* gesteckt, so leuchtet hier *SL₂* auf, da *SR₂* wegen des hohen Widerstandes von *UR¹* (am B-Platz) nicht anspricht; *UR¹* selbst wird erregt und schließt den Stromkreis für *UR_n³*. Dieses Relais ist zwischengeschoben, weil drei Anker betätigt werden sollen und eine so starke Belastung bei einem über die Verbindungsleitung erregten Relais zu unsicher wäre. Durch *BR_n³* wird, neben Vorbereitung anderer Stromwege, zunächst nur *SL* zum Leuchten gebracht und so der B-Beamtin davon Kenntnis gegeben, daß die richtige Verbindungsleitung gestöpselt ist. Die B-Beamtin prüft die verlangte Teilnehmerleitung auf Freisein, indem sie mit dem Stöpselknopf die Klinkenhülse berührt; bei besetzten Leitungen liegt an der Hülse Spannung und über die *a*-Leitung, den Anker *b r* und die dritte Wicklung der Induktionsspule fließt ein Strom, der im Fernhörer ein Knacken hervorruft. Ist die Leitung frei, so wird der Stöpsel ganz eingeführt, dadurch wird über die *c*-Leitung (die „besetzte“ Hülse erhält jetzt Spannung) das Trennrelais *TR²* des zweiten Teilnehmers und *BR²* erregt, *HR³* ist noch kurzgeschlossen. Durch *BR²* wird *SL* zum Erlöschen gebracht und der Rufunterbrecher *RU* an die *a*-Ader gelegt, dieser schickt in regelmäßigen Abständen Wechselstrom in die Leitung, wodurch der Wecker beim Teilnehmer ertönt, und legt in den Pausen die Leitung an Erde. Sobald nun der gerufene Teilnehmer seinen Hörer abnimmt und dadurch einen Gleichstromweg zwischen *a*- und *b*-Leitung freigibt, wird in der nächsten Rufpause (*RU* an Erde) *RR¹* erregt. Dadurch wird der Kurzschluß von *HR³* unterbrochen, dieses spricht an, öffnet noch an einer zweiten Stelle den Kurzschlußweg, damit es auch beim Stromloswerden von *RR* weiter erregt bleibt, und schaltet die Verbindung durch. Durch das dabei erfolgende Ansprechen von *SR¹* wird *UR¹* über eine Windung geringeren Widerstandes erregt, so daß am A-Platz *SL₂* durch *SR₂* zum Verlöschen gebracht wird und die A-Beamtin die fertige Herstellung der Verbindung erkennen kann. Bei Gesprächsschluß wird durch Anhängen der Hörer *SR₁* und *SR₂* stromlos, *SL₁* und *SL₂* leuchten auf; die A-Beamtin trennt, dadurch wird auch der Stromkreis für *UR¹* unterbrochen und *SL* gibt durch Aufleuchten der B-Beamtin die Aufforderung zum Trennen.

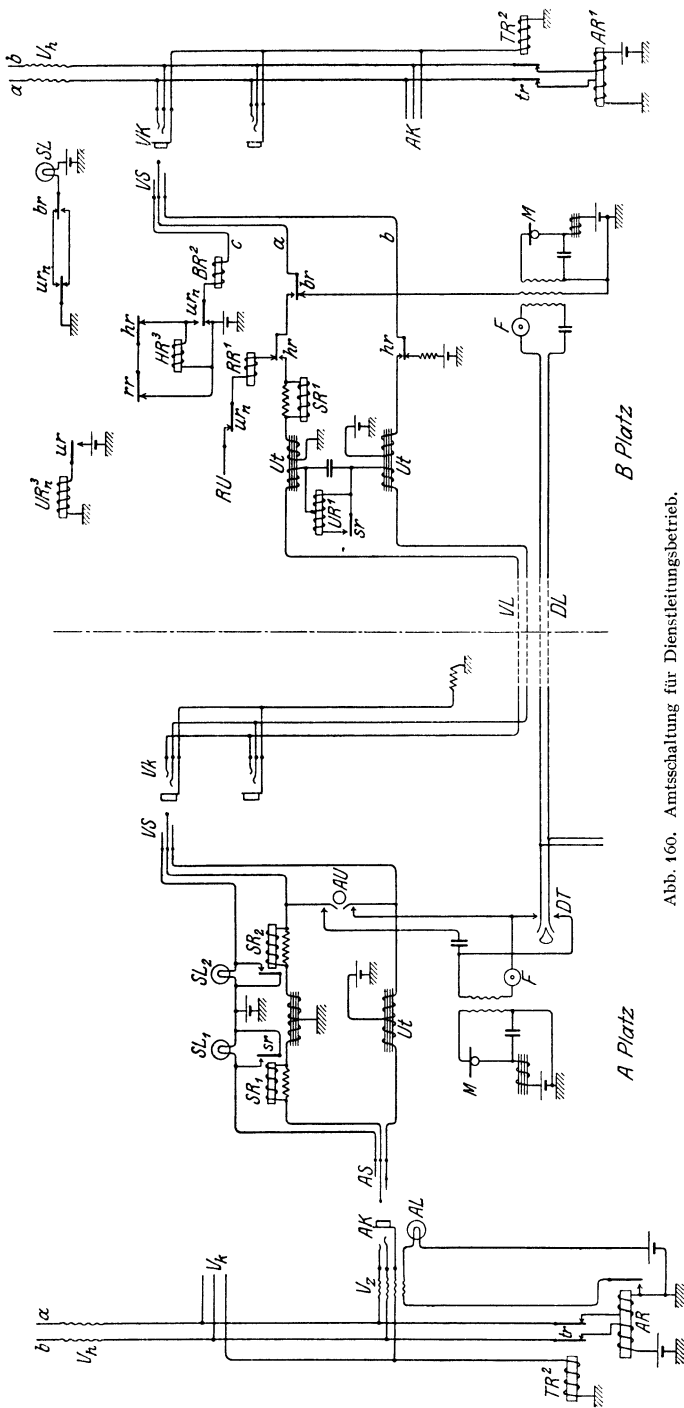


Abb. 160. Amtsschaltung für Dienstleistungsbetrieb.

C. Selbstanschlußämter¹⁾.

Jeder ankommenden Leitung ist im allgemeinen erst ein Vorwähler zugeordnet, um an teureren Linienwählern zu sparen. Durch Abnehmen des Hörers erhält der Drehmagnet des Vorwählers Strom, der sich aber selbst unterbricht, so daß der Wähler schrittweise weitergeschaltet wird, bis er auf eine freie Leitung zu einem Linienwähler trifft. Auch hier erfolgt die Besetztprüfung dadurch, daß die *c*-Ader besetzter Leitungen Spannung führt. Die erste Stromstoßreihe wirkt nun auf den Hebemagneten des Linienwählers unter Mitwirkung verschiedener Relais, am Ende der Reihe läßt ein Verzögerungsrelais seine Anker abfallen und bereitet dadurch einen Stromweg für den Drehmagneten statt des Hebemagneten vor, so daß die zweite Stromstoßreihe auf den Drehmagneten wirkt. Bei größeren Ämtern (mehr als 100 Anschlüsse) reicht ein Linienwähler nicht aus, in diesem Falle befindet sich hinter dem Vorwähler ein Gruppenwähler, dessen Bau genau dem Linienwähler entspricht, dessen Drehmagnet aber selbsttätig nach der ersten Stromstoßreihe einen freien zweiten Gruppenwähler aufsucht, so daß die nächste Stromstoßreihe auf diesen wirkt, usw. Der letzte Gruppenwähler sucht dann einen freien Linienwähler der eingestellten Hundertgruppe auf. Die Arme jedes Wählers sind dabei in Vielschaltung an die Kontaktkränze einer Reihe von Wählern der vorhergehenden Gruppe gelegt. Auch die Signalgebung (Rufen, Besetztanzeige usw.) erfolgen selbsttätig.

Einen Übergangszustand bilden die halbselfsttätigen Ämter, bei denen Abfragebeamtinnen die Wünsche der Teilnehmer entgegennehmen und dann durch einen Zahlengeber die Einstellung der Wähler veranlassen.

D. Leitungsschaltungen.

Um eine bessere Ausnutzung der Leitungen zu erreichen, werden Kunstleitungen benutzt, bei denen die eine Doppelleitung als *a*-Ader, die zweite Doppelleitung als *b*-Ader für ein drittes Gespräch dient. Abb. 161 stellt eine derartige Schaltung dar, bei der die Viererleitung außerdem noch als Telegraphenleitung dient. Statt der Übertrager werden auch entsprechend geschaltete Abzweigschaltungen benutzt, um eine gegenseitige Störung der Kreise zu verhindern. Bei pupinisierten Leitungen sind die Pupinspulen der Stammleitungen für die Viererleitung unwirksam, da ihre übereinander liegenden Wicklungen in letzterem Falle entgegengesetzt vom Strom durchlaufen werden; es müssen daher besondere Viererspulen eingeschaltet werden, die nun so gewickelt sind, daß sie in den Stammkreisen unwirksam sind.

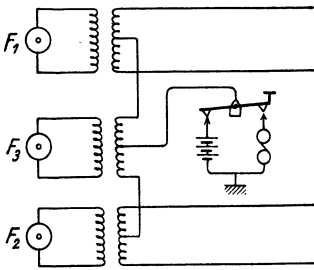


Abb. 161. Mehrfache Ausnutzung von Leitungen.

¹⁾ Lubberger, F.: Die Schaltungsgrundlagen der Fernsprechanlagen mit Wählerbetrieb. München 1924.

Zweiter Teil.

Mathematisch-physikalische Grundlagen der Hochfrequenztechnik.

I. Allgemeines über Schwingungen¹⁾.

Bearbeitet von K. Wirtz.

1. Grundbegriffe.

Die engen mathematischen und physikalischen Beziehungen zwischen mechanischen Schwingungsvorgängen und periodisch verlaufenden elektrischen Erscheinungen haben dazu geführt, Begriffe und Bezeichnungen der mechanischen Schwingungslehre auf die entsprechenden elektrischen Vorgänge zu übertragen.

Elektrische Schwingungen und Wellen nennt man daher Vorgänge, bei denen z. B. Strom oder Spannung periodischen Richtungsänderungen unterworfen sind.

Periodendauer T = Zeit zum einmaligen Durchlaufen aller Schwingungszustände.

Schwingungszahl, Periodenzahl, Frequenz $= \frac{1}{T}$ = Zahl der Schwingungen in 1 Sekunde = f Hertz.

Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ = Zahl der Schwingungen in 2π Sekunden.

Wechselzahl $z = 2f = 2/T$.

Wellenlänge $\lambda = v \cdot T$ = Weg, den Schwingungszustand während einer Periode zurücklegt, wobei

Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Welle = v ; in Luft $v = c = 3 \cdot 10^{10}$ cm/sec, in anderen Stoffen mit Dielektrizitätskonstante ϵ und Permeabilität μ :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}. \quad (1)$$

Beziehungen zwischen den Einzelgrößen:

$$f = \frac{1}{T}, \quad f = \frac{\omega}{2\pi}, \quad \lambda = \frac{v}{f} = v \cdot T = \frac{2\pi v}{\omega}, \quad \omega = \frac{2\pi v}{\lambda}. \quad (2)$$

Schwingungsweite, Scheitelwert, Amplitude = Höchstwert der veränderlichen Größe, z. B. des Stromes.

¹⁾ Literatur: Drude, P.: Physik des Äthers. Stuttgart: F. Enke 1912. — Rohmann, H.: Elektrische Schwingungen. Berlin: G. J. Göschen 1920. — Zenneck, J.: Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphie. Stuttgart: F. Enke 1905.

2. Schwingungsarten.

A. Schwingungsverlauf und Dämpfung.

a) Ungedämpfte und gedämpfte Schwingungen.

Ungedämpfte Schwingungen: Die Scheitelwerte bleiben ungeändert.

Gedämpfte Schwingungen: Die Scheitelwerte nehmen ab.

b) Dämpfung (vgl. S. 80 und 87).

α) Ursachen der Dämpfung.

Wird in einem schwingenden Leitergebilde die Leistungszufuhr unterbrochen, so müssen infolge der Verluste die Schwingungen abklingen; die Scheitelwerte von Spannung und Strom sinken mit der Zeit, es entstehen gedämpfte Schwingungen.

Ursachen der Dämpfung können sein: Kupferverluste im Ohmschen Widerstand, magnetische Hysteresisverluste, dielektrische Verluste, Wirbelstromverluste (z. B. in benachbarten Leitern); Glimm- und Sprühverluste, Strahlungsverluste.

β) Dämpfungsziffer und Dämpfungsdekrement.

Für einen gedämpften, sinusförmigen Strom wird alsdann der Zeitwert:

$$i_t = J_0 \cdot e^{-\delta \cdot t} \cdot \sin \omega t,$$

wo $\delta =$ **Dämpfungsziffer**.

Der Quotient zweier um eine Periode auseinander liegender Zeitwerte i_t und i_{t+T}

$$\frac{i_t}{i_{t+T}} = \frac{J_0 \cdot e^{-\delta t}}{J_0 \cdot e^{-\delta(t+T)}} = e^{\delta \cdot T} = k \quad (3)$$

heißt Dämpfungsverhältnis; sein natürlicher Logarithmus

$$\text{Dämpfungsdekrement} = \ln k = \delta \cdot T = \vartheta, \quad (4)$$

ein Widerstand R , der so groß gedacht ist, daß in ihm bei Durchgang des Schwingungsstromes durch Erwärmung der nämliche Leistungsverbrauch entsteht wie durch die sämtlichen Verlustursachen: Verlustwiderstand, Dämpfungswiderstand oder auch **Wirkwiderstand**.

Für ein Leitergebilde mit der Kapazität C , der Selbstinduktion L und dem Wirkwiderstand R wird

$$\delta = \frac{R}{2L}. \quad (5)$$

In einem bestimmten Augenblick ist die gesamte, im Schwingungskreis verfügbare Schwingungsarbeit a teils in C als elektrische Arbeit $a_e = \frac{e_c^2 \cdot C}{2}$, teils in L als magnetische Arbeit $a_m = \frac{i_L^2 \cdot L}{2}$ aufgespeichert und es ist $a = a_e + a_m$.

Ist $a_e = 0$, so hat a_m seinen Höchstwert und umgekehrt. Infolge der Verluste nimmt a ebenfalls ab nach einem Exponentialgesetz.

Das *Dämpfungsdekrement* läßt sich auch darstellen als *Quotient der während einer Periode in R verbrauchten Arbeit* $\frac{J^2 \cdot R}{2} T$ und *der gesamten, während dieser Periode verfügbaren Arbeit* $\frac{J^2 \cdot L}{2}$, da

$$\vartheta = \frac{1}{2} \frac{1/2 J^2 R \cdot T}{1/2 J^2 \cdot L}, \quad (6)$$

Die erforderliche Zeit t_p zum **Abklingen des Stromes** vom Anfangswert J_0 auf $\frac{J_0}{\rho}$ berechnet sich aus

$$\frac{i_t}{i_{t+t_p}} = \frac{e^{-\delta t}}{e^{-\delta(t+t_p)}} = e^{\delta t_p} = \rho$$

zu

$$t_p = \frac{\ln \rho}{\delta} \text{ Sekunden} \tag{7}$$

und die zu t_p gehörige Zahl f_p der Perioden:

$$f_p = \frac{\ln \rho}{\delta T} = \frac{\ln \rho}{\vartheta} \text{ Perioden.} \tag{8}$$

Somit ist auch

$$\frac{1}{\delta} = \text{Zahl der Sekunden,}$$

$$\frac{1}{\vartheta} = \text{„ „ Perioden,}$$

die verstreichen müssen, bis die Schwingungsweite auf $\frac{1}{e} = \frac{1}{2,718}$ ihres Anfangswertes abgeklungen ist.

Einführung der **Wellenlänge** λ des Schwingungskreises mittels der Gleichung $\lambda = 3 \cdot 10^{10} \cdot 2\pi \sqrt{CL}$ liefert die folgenden wichtigen

γ) Beziehungen zwischen R , ϑ und λ :

$$\left. \begin{aligned} \vartheta &= \frac{R}{2L} \cdot \frac{1}{f} = \frac{R}{L} \cdot \frac{\pi}{\omega} = \pi \cdot \omega \cdot C \cdot R = \pi \cdot R \sqrt{\frac{C}{L}} \\ &= \frac{1}{152} \cdot \frac{C_{cm} \cdot R_{\Omega}}{\lambda_m} = \frac{1}{1,692} \frac{\lambda_m \cdot R_{\Omega}}{L_{cm}} \end{aligned} \right\} \tag{9}$$

B. Quasistationäre und nicht stationäre Schwingungen.

Quasistationäre Schwingungen: Veränderliche Größe nur abhängig von Zeit, nicht vom Ort, hat also im bestimmten Augenblick an allen Stellen des Leitergebildes den nämlichen Wert, was z. B. gilt für Gebilde, deren Abmessungen klein sind gegen λ .

Nichtstationäre Schwingungen: Veränderliche Größe ändert sich nicht nur mit der Zeit, sondern auch mit dem Orte, hat also in einem bestimmten Augenblick an den verschiedenen Stellen des Leitergebildes verschiedene Werte (z. B. gerade Antenne, Kabel, Erscheinungen bei Schaltvorgängen).

C. Sinusförmige und verzerrte Schwingungen.

Sinusförmige Schwingungen: Zeitwerte der veränderlichen Größe darstellbar durch die Ordinaten einer Sinuslinie.

Verzerrte Schwingungen: Kurve der Zeitwerte befolgt nicht das Sinusgesetz; sie ist zerlegbar in eine Grundschwingung und eine mehr oder weniger große Zahl von Oberschwingungen (höhere Harmonische), d. h. die Zeitwerte sind darstellbar durch eine Fouriersche Reihe.

D. Modulierte Schwingungen.

Die in der drahtlosen Telegraphie verwendeten modulierten Schwingungen werden erzeugt durch Beeinflussung einer ungedämpften Hochfrequenzschwingung,

z. B. der Antennenschwingung, oder der zur Leitungstelephonie benutzten Hochfrequenzströme. Die Beeinflussung erfolgt dabei meist durch einen periodisch und verhältnismäßig langsam verlaufenden Vorgang, der z. B. beim Telefonieren ursprünglich auf Widerstandsänderungen eines Mikrophons hinausläuft, die entweder durch unmittelbares Einschalten des Mikrophons in die Antenne oder unter Vermittlung z. B. einer Pungs-Drossel oder einer Steuerröhre die Ver-

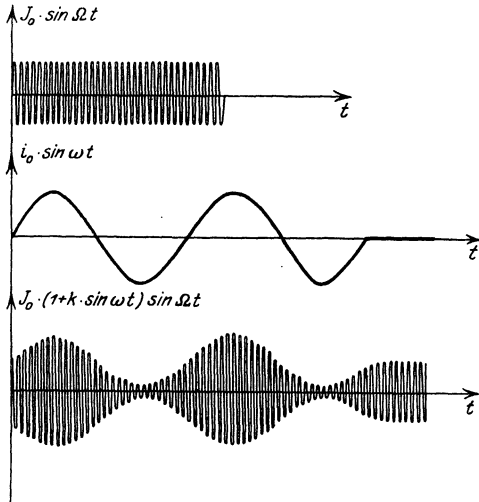


Abb. 162. Modulierte Schwingungen.

Grenzwerte:

$$J_0 + i_0 \quad \text{und} \quad J_0 - i_0.$$

Zeitwert der modulierten Schwingung:

$$i_m = J_0(1 + k \cdot \sin \omega t) \cdot \sin \Omega t \quad (11)$$

i_m somit sinusförmige Schwingung mit Scheitelwert $J_0(1 + k \cdot \sin \omega t)$ und Kreisfrequenz Ω .

Für $k = 1$: **durchmodulierte Schwingung** mit Kleinstbetrag des Hochfrequenzscheitelwertes $i_m = 0$.

Mit

$$\begin{aligned} J_0(1 + k \cdot \sin \omega t) \sin \Omega t &= J_0 \cdot \sin \Omega t + k \cdot J_0 \cdot \sin \omega t \cdot \sin \Omega t \\ &= J_0 \sin \Omega t + \frac{k \cdot J_0}{2} \cdot \cos(\Omega + \omega)t + \frac{k \cdot J_0}{2} \cos(\Omega - \omega) \cdot t \end{aligned}$$

folgt, daß modulierte Schwingung aus drei Schwingungen besteht, deren Scheitelwerte und Frequenzen:

1. J_0 und Ω ,
2. $\frac{k \cdot J_0}{2}$ „ $\Omega + \omega$,
3. $\frac{k \cdot J_0}{2}$ „ $\Omega - \omega$.

änderung der Hochfrequenzströme, d. h. ihre Modulation, bewirken. Die Hochfrequenzschwingung dient hierbei nur als Träger des langsam verlaufenden Vorganges nach der Empfangsstelle.

Einfachster Fall: Beeinflussung eines ungedämpften Hochfrequenzstromes

$$J_t = J_0 \cdot \sin \Omega t$$

durch einen sinusförmig und langsam verlaufenden Vorgang:

$$i_t = i_0 \cdot \sin \omega t.$$

Abb. 162 erläutert den Vorgang. Es entsteht ein modulierter Hochfrequenzstrom mit der **Modulationsziffer k**

$$k = \frac{i_0}{J_0}, \quad k \leq 1. \quad (10)$$

Hieraus wichtige Folgerungen für Radiotelephonie und für Verwendung modulierter Schwingungen zu Sende- und Empfangszwecken nach Vorschlag von Joos und Zenneck¹⁾.

Die Hochfrequenzschwingung mit der Frequenz Ω bezeichnet man als **Trägerwelle**, die Niederfrequenzwelle mit der Frequenz ω als **Modulationswelle**, während die beiden neuen, infolge der Modulation entstandenen Wellen mit den Frequenzen $\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$, **Seitenwellen** genannt werden.

Da jeder Modulationswelle zwei Seitenwellen entsprechen, entstehen bei der Modulation durch einen verzerrten Wechselstrom eine der Zahl der Oberwellen entsprechende Zahl von Seitenwellen, deren Gesamtheit mit den Grund- und den Oberwellen das Frequenzband darstellt (vgl. auch 5. Teil VI).

E. Überlagerung.

Unter Überlagerung versteht man das Zusammenwirken von zwei Schwingungen mit nahezu gleichen Frequenzen auf einen dritten Schwingungskreis, z. B. der Schwingungen einer Antenne und eines Hilfskreises auf einen Detektorkreis. Näheres S. 258.

Ungedämpfte, rein sinusförmige Schwingungen mit den Periodenzahlen f_1 und f_2 liefern dann im Detektorkreis Schwebungen mit der Frequenz $f_s = f_1 - f_2$, die nach Gleichrichtung durch den Detektor als Ton mit Tonhöhe f_s wahrgenommen werden.

Sind die beiden einander überlagerten Schwingungen dargestellt durch

$$i_1 = J_1 \cdot \sin \omega_1 t, \quad i_2 = J_2 \cdot \sin \omega_2 t$$

(Abb. 163), so wird die durch Überlagerung entstehende Schwingung:

$$\left. \begin{aligned} i &= i_1 + i_2 = J_1 \cdot \sin \omega_1 t + J_2 \cdot \sin \omega_2 t \\ &= J_1 \cdot \sin \omega_1 t + J_2 \cdot \sin \omega_2 t + J_2 \cdot \sin \omega_1 t - J_2 \cdot \sin \omega_1 t \\ &= J_2 (\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) + (J_1 - J_2) \sin \omega_1 t \\ &= 2 J_2 \cdot \sin \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t \cdot \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t + (J_1 - J_2) \sin \omega_1 t. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Das erste Glied stellt einen Hochfrequenzstrom der Frequenz $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ dar, dessen Scheitelwerte im Rhythmus der Schwebungsfrequenz $\omega_1 - \omega_2$ sich ändern und der z. B. bei Überlagerungsempfang den nach der Gleichrichtung hörbaren Schwebungston mit der Tonhöhe $f_1 - f_2$ liefert. Das zweite Glied stellt einen rein sinusförmigen Hochfrequenzstrom dar, mit der über der Hörbarkeitsgrenze liegenden Frequenz ω_1 , der verschwindet für $J_1 = J_2$. Ist $\omega_1 + \omega_2$ ein einfaches Vielfaches von $\omega_1 - \omega_2$, so entstehen vollkommen reine Schwebungen.

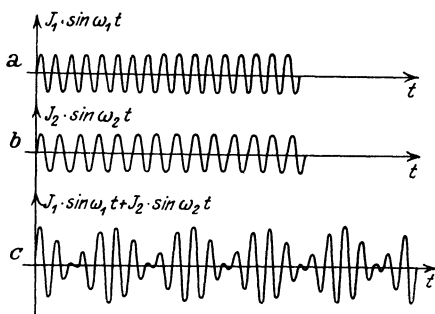


Abb. 163. Überlagerung. Schwebungen.

¹⁾ Joos, G. u. J. Zenneck: Der Empfang von Hochfrequenzschwingungen mit Niederfrequenzmodulation. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 22, S. 93. 1923. Ferner Manz, E.: Experimentelle Untersuchungen über Röhren-Tonsender mit Fremdsteuerung. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 2. 1923.

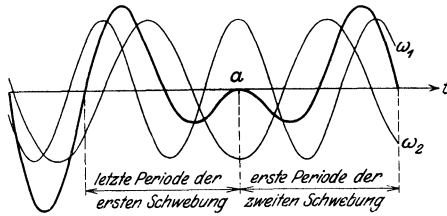


Abb. 164. Schwingungen.

Abb. 164 zeigt, daß im Punkte a , d. h. an der Grenze von zwei Schwingungsperioden, ein Phasensprung um 180° eintritt, eine Erscheinung, die es z. B. unmöglich macht, die Frequenz $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ mit einem Wellenmesser nachzuweisen.

F. Schwingungsverlauf und Erregung.

a) Freie Schwingungen entstehen, wenn dem Schwingungsgebilde ein elektrischer Arbeitsvorrat zugeführt und darauf die Zufuhr unterbrochen wird, so daß es frei mit seiner Eigenperiodendauer und Eigendämpfung ausschlagen kann. Dabei nehmen die Schwingungsweiten wegen der Verluste, der Dämpfung des Schwingungsgebildes dauernd ab. Sie sind stets gedämpfte Schwingungen.

b) Erzwungene Schwingungen entstehen, wenn dem Schwingungsgebilde dauernd die Schwingungen einer Wechselstromquelle aufgedrückt werden. Ist Leistungszufuhr gleich Leistungsverbrauch, so haben die Schwingungen gleichbleibende Scheitelwerte, weshalb sie als *ungedämpfte Schwingungen* bezeichnet werden, obwohl das Schwingungsgebilde Verluste, Dämpfung hat. Die Periodendauer ist dabei ausschließlich durch die Periodendauer der aufgedrückten Schwingung bestimmt. Beispiel: Wechselstrommaschine arbeitet auf Kreis mit Kapazität und Selbstinduktion. Eine Zwischenstufe sind:

c) Freie ungedämpfte Schwingungen, bei denen die Periodendauer durch die Bestimmungsstücke des Leitergebildes (Kapazität, Selbstinduktion, Widerstand) festgelegt ist, durch dauernden Arbeitsnachschub aber gleichbleibende Scheitelwerte zustande kommen, wie z. B. bei Lichtbogenschwingungen und Röhrensendern.

d) Wellenzuggruppen entstehen, wenn die Arbeitszufuhr nicht dauernd, sondern in Zwischenräumen erfolgt, wie z. B. bei Knall- und Löschfunkenerrégern, wo der Schwingungskreis angestoßen wird, dann gedämpft ausschwingt, wieder angestoßen wird usf. Die Zahl der Wellenzüge in der Sekunde heißt **Gruppenfrequenz**.

G. Resonanz.

Resonanz oder Abstimmung liegt vor, wenn Eigenperiodendauer des Schwingungsgebildes = Periodendauer der aufgedrückten Schwingung.

H. Fortschreitende und stehende Wellen.

a) Allgemeines.

α) Begriff der fortschreitenden und stehenden Wellen.

1. Fortschreitende Wellen sind Wellen, bei denen die elektrischen Zustandsänderungen sich längs des Leitergebildes fortpflanzen. Dabei ist die

$$\text{Fortpflanzungsgeschwindigkeit } v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}},$$

wobei c = Lichtgeschwindigkeit = $3 \cdot 10^{10}$ cm/sec, ϵ = Dielektrizitätskonstante, μ = Permeabilität der Umgebung des Leiters. Da für Luft $\epsilon = 1$, $\mu = 1$, wird $v = c = 3 \cdot 10^{10}$ cm/sec.

2. Stehende Wellen bilden sich aus, wenn eine fortschreitende Wellenbewegung mit einer in entgegengesetzter Richtung laufenden Wellenbewegung zusammen trifft. Es entstehen alsdann auf dem Leitergebilde

3. Knoten und Bäuche. In den Knoten ist keine Zustandsänderung vorhanden, in den Bäuchen hat sie ihren größten Wert.

$$\text{Entfernung zweier aufeinander folgender Knoten} = \frac{\lambda}{2}.$$

Bei einem geraden, in der Mitte erregten Leiter liegt im einfachsten Fall, d.h. bei der Grundschwingung, an den Enden ein Stromknoten und ein Spannungsbauch, in der Mitte ein Strombauch und ein Spannungsknoten (Abb. 173, S. 189).

β) Grundgleichung für die Wellenbewegung.

Aus den Beziehungen für einen Doppelleiter mit gleichförmig verteilter Kapazität C und Selbstinduktion L :

$$-\frac{\partial V}{\partial x} = Ri + L \cdot \frac{\partial i}{\partial t}, \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = C \cdot \frac{\partial V}{\partial t} \quad (13)$$

folgt die sog.

$$\text{Telegraphengleichung: } \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{\partial u}{\partial t} - \frac{1}{CL} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = 0 \quad (14)$$

(vgl. S. 130), die bei Vernachlässigung von R übergeht in:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - \frac{1}{CL} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = 0, \quad (15)$$

und deren Lösung durch Einsetzen von $u = V$ oder $u = i$ die Zeitwerte für Spannung V oder Strom i an irgendeiner Leiterstelle liefert, wenn man die Grenzbedingungen einführt.

b) Fortschreitende Wellen längs Drähten.

α) Allgemeine Lösung der Gleichung.

Die Schwingungszustände für fortschreitende Wellen lassen sich durch die allgemeine Lösung der Gl. (15) von D'Alembert

$$V = f_1(x + v \cdot t) + f_2(x - v \cdot t) \quad (16)$$

darstellen, wo f_1 und f_2 Funktionen sind, die sich aus den physikalischen Bedingungen ergeben, und $v = \frac{1}{\sqrt{CL}}$ die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Wellen bedeutet.

β) Unendlich lange Drähte.

Anfangszustand zur Zeit $t = 0$: $V = \varphi(x)$, $\frac{dV}{dt} = \psi(x)$ wird erfüllt durch die Funktionen:

$$f_1(x) = \frac{1}{2} \cdot \varphi(x) + \frac{1}{2v} \int_0^x \psi(x) dx, \quad f_2(x) = \frac{1}{2} \varphi(x) - \frac{1}{2v} \int_0^x \psi(x) dx.$$

Sonderfälle:

1. Soll (Abb. 165) $V = A$ für $t = 0$ und $x = 0$; $V = 0$

und $\frac{dV}{dx} = 0$ für $x \neq 0$, so

muß zu beliebiger Zeit $t \neq 0$:

$$V = \frac{1}{2} f_1(x + vt) + \frac{1}{2} f_1(x - vt),$$

d. h.: der Spannungsunterschied $\frac{A}{2}$ wandert nach beiden Seiten von der Anfangsstelle $x = 0$ mit der Geschwindigkeit v fort (Abb. 166).

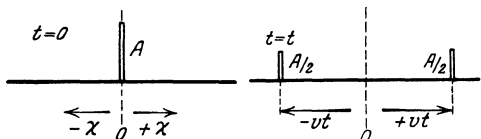


Abb. 165.

Abb. 166.

Fortschreitende Wellen.

2. An Anfangsstelle $x = 0$ dauernd sinusförmige Spannung $e = A \cdot \sin \omega t$ aufrecht erhalten. Zu beliebiger Zeit sind dann die Spannungen V_l links und V_r rechts vom Anfangspunkt dargestellt durch

$$V_r = \frac{A}{2} \cdot \sin \omega \left(t - \frac{x}{v} \right), \quad V_l = \frac{A}{2} \cdot \sin \omega \left(t + \frac{x}{v} \right) \quad (17a)$$

und die Stromwerte i_r und i_l nach Gl. (13) $C \cdot \frac{\partial V}{\partial t} = - \frac{\partial i}{\partial x}$:

$$i_r = +v \cdot C \cdot \frac{A}{2} \cdot \sin \omega \left(t - \frac{x}{v} \right), \quad i_l = -v \cdot C \cdot \frac{A}{2} \cdot \sin \omega \left(t + \frac{x}{v} \right), \quad (17b)$$

d. h. vom Anfangspunkt $x = 0$ wandern nach beiden Seiten sinusförmige Spannungs- und Stromwellen, wobei die nach rechts laufenden Wellen von i_r und e_r unter sich gleichphasig, die nach links laufenden Wellen von i_l und e_l um 180° gegeneinander verschoben sind (Abb. 167).

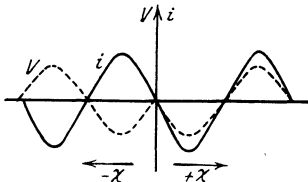


Abb. 167. Fortschreitende Wellen.

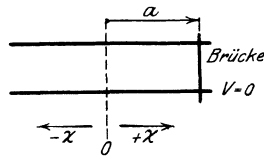


Abb. 168. Doppelleitung mit Brücke.

3. Doppelleitung mit Brücke (Abb. 168). Grenzbedingung: An der durch einen widerstandslosen Querdraht dargestellten Brücke muß dauernd $V = 0$ sein.

Diese Bedingung wird erfüllt, wenn man sich von der in der Entfernung $+a$ vom Anfangspunkt $x = 0$ gelegenen Brücke nach links eine Welle laufend denkt, für die dauernd an der Brücke $V_r = -V_l$. Damit ist auch rechts von der Brücke dauernd $V = 0$ oder eine links von der Brücke erregte, nach rechts laufende Welle erzeugt an der Brücke eine nach links laufende Welle, wobei die Spannungswelle mit einer Phasenverschiebung von 180° , die Stromwelle mit der Phasenverschiebung 0° zurückgeworfen wird. Die gegeneinander laufenden Wellen bilden eine stehende Welle und es wird:

$$\left. \begin{aligned} V &= V_r + V_l = \frac{A}{2} \cdot \sin \omega \frac{a-x}{v} \cdot \cos \omega \left(t - \frac{a}{v} \right), \\ i &= i_r + i_l = C \cdot v \cdot \frac{A}{2} \cdot \cos \omega \frac{a-x}{v} \cdot \sin \omega \left(t - \frac{a}{v} \right). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Für die Knotenpunkte der Spannungswelle muß sein: $a - x = 0, \frac{v}{\omega} \pi, 2 \frac{v}{\omega} \pi \dots$, d. h. sie liegen an der Brücke und ferner an Stellen $\frac{\lambda}{2}, \frac{2\lambda}{2}, \frac{3\lambda}{2} \dots$ links von ihr.

γ) Begrenzte Drähte.

1. Freie Drahtenden. Sinusförmige Erregung bei $x = 0$. Drahtenden rechts bei $x = a$. Nach links Erstreckung der Drähte ins Unendliche. Grenzbedingung: $i = 0$ für $x = a$.

Von links kommen die Wellen

$$i_l = v \cdot C \cdot \frac{A}{2} \cdot \sin \omega \left(t - \frac{x}{v} \right), \quad V_l = \frac{i_l}{v \cdot C}.$$

Grenzbedingung erfüllt durch Stromquelle in a , die eine weitere, von rechts nach links laufende, in a reflektierte Welle liefert, für die bei $x = a$ dauernd $i_l = -i_r$.

Bedingung erfüllt durch eine Welle, für die $i_r = -v \cdot C \cdot \sin \omega \left(t - \frac{a}{v} + \frac{x \cdot a}{v} \right)$, $V_r = -\frac{i}{v \cdot C}$. Sie liefert mit der ursprünglichen eine stehende Welle, deren Stromknoten am Ende und links vom Ende in Entfernungen $\frac{\lambda}{2}$, $2 \frac{\lambda}{2}$, $3 \frac{\lambda}{2} \dots$ und deren Spannungsknoten bei $\frac{\lambda}{4}$, $3 \frac{\lambda}{4}$, $5 \frac{\lambda}{4} \dots$ liegen.

Auflegen einer Brücke an den Spannungsknoten läßt die Welle unverändert.

In Wirklichkeit wird die von links kommende Welle an den Drahtenden reflektiert, die Stromwelle mit 180° , die Spannungswelle mit 0° Phasenverschiebung.

2. Einführen der Drähte in ein zweites Dielektrikum (Abb. 169). Da v im zweiten Dielektri-

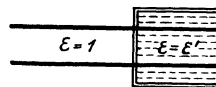


Abb. 169. Doppelleitung, eingeführt in ein zweites Dielektrikum.

kum (z. B. Flüssigkeit) übergeht in $v_\epsilon = \frac{v}{\sqrt{\epsilon}}$, wird $\lambda_\epsilon = \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{v}{\sqrt{\epsilon}}$, d. h.

$$\frac{\lambda}{\lambda_\epsilon} = \sqrt{\epsilon}. \quad (19)$$

An der Brücke tritt Reflexion ein. Die nach links zurücklaufende Welle wird teilweise an Grenzschicht wieder zurückgeworfen, teilweise durchsetzt sie die Grenzschicht. Ist Entfernung der Brücke von Grenz-

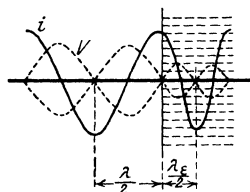


Abb. 170. Schwingungsvorgang beim Einführen des Leiters in ein zweites Dielektrikum.

schicht = $\frac{\lambda_\epsilon}{2}$ oder ein ganzzahliges Vielfaches von $\frac{\lambda_\epsilon}{2}$, so kommt eine stehende Welle zustande, wie z. B. in Abb. 170. Messung von λ und λ_ϵ liefert Dielektrizitätskonstante ϵ .

c) Stehende Wellen.

α) Gerader, in der Mitte erregter Leiter.

Zur Beschreibung stehender Schwingungen dient

$$i_x = J \cdot \sin a \cdot x \cdot \sin (a \cdot v \cdot t + \varphi)$$

als Lösung von Gl. (15). Mittels der

Grenzbedingungen: $i_x = 0$ für $x = 0$ und $x = l$; $l =$ Leiterlänge, $x =$ Entfernung vom unteren Ende (Abb. 171) folgt: $\sin al = 0$, d. h. $al = p \cdot \pi$, wo p eine beliebige ganze Zahl und

$$i_x = J \cdot \sin \frac{p \cdot \pi}{l} \cdot x \cdot \sin \left(\frac{p \cdot \pi}{l} v \cdot t + \varphi \right) \quad (20)$$

und mit $C \cdot \frac{\partial V_x}{\partial t} = -\frac{\partial i_x}{\partial x}$:

$$V_x = \frac{1}{C \cdot v} \cdot J \cdot \cos \frac{p \pi}{l} \cdot x \cdot \cos \frac{p \pi}{l} \cdot v \cdot t. \quad (20a)$$

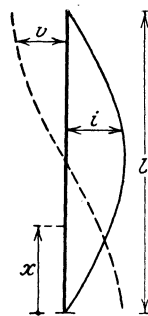


Abb. 171. Stehende Wellen des in der Mitte erregten Leiters.

Für $p = 1$ erhält man die Grundschwingung (Abb. 172a), für $p = 2, 3, 4 \dots$ die Oberschwingungen. Welche von diesen Schwingungen entstehen, abhängig von Art der Erregung. Tritt nur die p te Oberschwingung auf, so entstehen außer an den Enden noch weitere Stromknoten, die Leiter in p gleiche Abschnitte von der Länge $\frac{\lambda}{2}$ teilen (Abb. 172b u. c).

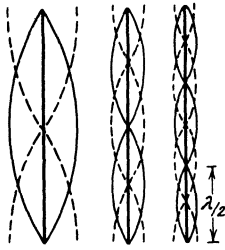


Abb. 172 a. 172 b. 172 c.

Abb. 172 a bis 172 c. Stehende Wellen.
Grund- und Oberschwingungen.

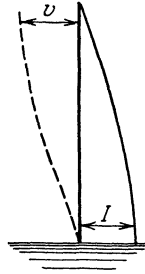


Abb. 173 a.

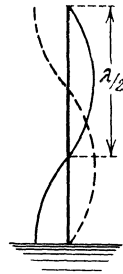


Abb. 173 b.

Abb. 173 a u. 173 b. Gerader, geerdeter,
am unteren Ende erregter Leiter.

β) Gerader, geerdeter, am unteren Ende erregter Leiter.

Verbindung des Endes $x = 0$ mit Erde bringt dort V_x auf Null (Abb. 173 a). Die Grenzbedingungen gehen über in: $i_x = 0$ für $x = l$, $V_x = 0$ für $x = 0$, woraus folgt:

$$\left. \begin{aligned} i_x &= J \cdot \cos \frac{p \pi}{l} x \cdot \sin \frac{p \pi}{l} v \cdot t, \\ V_x &= \frac{1}{C \cdot v} \cdot J_0 \cdot \sin \frac{p \pi}{l} x \cdot \cos \frac{p \pi}{l} \cdot v \cdot t, \quad p = \frac{2n + 1}{2} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Möglich jetzt nur Oberschwingungen mit Frequenzen gleich dem ungeradzahigen Vielfachen der Grundschwingung, da jede am unteren Ende einen Spannungs-, am oberen Ende einen Stromknoten aufweisen muß (Abb. 173 b).

Vergleich der Abb. 171 und 173 a zeigt: Geerdeter Draht schwingt bei gleicher Frequenz genau so wie die eine Hälfte des freien, in der Mitte erregten Drahtes von doppelter Länge.

3. Strahlung¹⁾.

A. Allgemeines.

Von jedem Schwingungsgebilde wandert ein Teil N_s , der in ihm verfügbaren Arbeitsmenge in Form elektromagnetischer Strahlungsleistung, deren Träger der Äther ist, in die Umgebung und liefert damit einen Beitrag zur Gesamtdämpfung des Schwingungsgebildes.

Als Maß für die Strahlungsfähigkeit des Gebildes dient der Strahlungswiderstand w_s , d. i. ein Widerstand, so groß gedacht, daß

$$i^2 \cdot w_s = N_s.$$

Geschlossene Leiter, deren Abmessungen klein sind gegen die Wellenlänge, ferner parallele Drähte liefern keine nennenswerte Strahlung.

Der für die Anwendung wichtigste Fall ist die Strahlung eines geradlinigen, geerdeten Leiters, da die Strahlungsverhältnisse der verschiedenen Antennenformen in großer Entfernung zurückgeführt werden können auf einen geradlinigen Leiter von bestimmter Länge, die als Strahlhöhe oder wirksame Höhe bezeichnet und die gleichmäßig von einem Strome durchflossen wird, der gleich ist dem Strom im Strombauch der Antenne.

¹⁾ Martens, F. F.: Physikalische Grundlagen der Elektrotechnik II. S 372ff. Braunschweig: Vieweg & Sohn 1915. Übersichtliche, ausführliche Ableitung der folgenden Gleichungen.

Grundlage für Berechnung der Strahlungsleistung:

B. Satz von Poynting.

Strahlungsarbeit dA_s durch Flächenelement df einer um Leiterelement ds mit Halbmesser R gelegten Kugel

$$dA_s = \frac{1}{4\pi} \cdot e_t \cdot h_t \cdot df \cdot dt. \quad (22)$$

e_t = Zeitwert der elektrischen Feldstärke,
 h_t = Zeitwert der magnetischen Feldstärke.

C. Elektrisches und magnetisches Feld eines Leiterelements.

a) Allgemeine Gleichungen für die Feldstärken.

Die Lösung der Maxwellschen Gleichungen liefert für den Zeitwert der elektrischen Feldstärke e_t in Richtung von R (Abb. 174) und der magnetischen Feldstärke h_t in Richtung eines Breitengrades für das gleichförmig vom Strome $i_t = J_0 \cdot \sin \omega t$ durchflossene Leiterelement ds :

$$\left. \begin{aligned} e_t &= \frac{c \cdot \lambda \cdot J_0}{2\pi} \cdot \frac{ds}{R^3} \sin \vartheta \left[\sin \psi + \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \psi - \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \right)^2 \sin \psi \right], \\ h_t &= \frac{\lambda \cdot J_0}{2\pi} \cdot \frac{ds}{R^3} \cdot \sin \vartheta \left[\cos \psi - \frac{2\pi R}{\lambda} \sin \psi \right], \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

$$\text{wo } \psi = \omega \left(t - \frac{R}{c} \right).$$

In Umgebung von ds zwei Gebiete zu unterscheiden: Nahgebiet und Strahlungsgebiet.

b) Gleichungen für das Nahgebiet.

Nahgebiet gekennzeichnet durch: R groß gegen ds und klein gegen $\frac{\lambda}{2\pi}$.
 Gln. (23) gehen über in:

$$\left. \begin{aligned} e_t &= - \frac{c \cdot \lambda \cdot J_0}{2\pi} \cdot ds \cdot \frac{1}{R^3} \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \omega \left(t - \frac{R}{c} \right), \\ h_t &= J_0 \cdot ds \cdot \frac{1}{R^3} \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \omega \left(t - \frac{R}{c} \right). \end{aligned} \right\} \quad (23a)$$

h_t bleibt hinter e_t in der Phase um 90° zurück. In der Nähe von ds wechselt infolgedessen $e_t \cdot h_t$ das Vorzeichen, d. h. die Strahlungsleistung flutet in der einen Hälfte der Periode aus ds heraus und in der nächsten teilweise wieder nach ds zurück (s. auch S. 193).

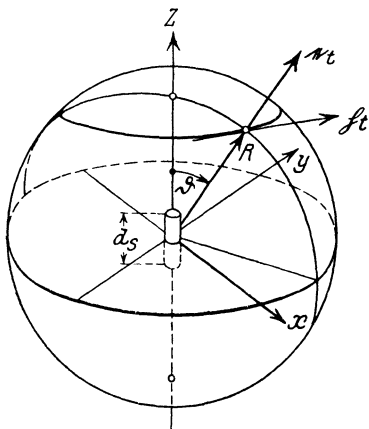


Abb. 174. Magnetisches und elektrisches Feld eines Leiterelements.

c) Gleichungen für das Strahlungsgebiet.

Strahlungsgebiet gekennzeichnet durch: R groß gegen $\frac{\lambda}{2\pi}$. Gln. (23) werden:

$$\left. \begin{aligned} e_t &= 2\pi \cdot c \cdot \frac{ds}{\lambda} \cdot \frac{1}{R} \cdot J_0 \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \omega \left(t - \frac{R}{c} \right), \\ \mathfrak{h}_t &= -2\pi \cdot \frac{ds}{\lambda} \cdot \frac{1}{R} \cdot J_0 \sin \vartheta \cdot \sin \omega \left(t - \frac{R}{c} \right). \end{aligned} \right\} \quad (23b)$$

e_t und \mathfrak{h}_t sind gleichphasig. Energieströmung im Strahlungsgebiet daher stets nach außen gerichtet.

d) Scheitelwerte der elektrischen und magnetischen Feldstärke in der Äquatorialebene.

Sie folgen aus den Gln. (23b) mit $\vartheta = 90^\circ$ und $\sin \omega \left(t - \frac{R}{c} \right) = 1$ zu:

$$\mathfrak{E}_0 = 2\pi \cdot c \cdot \frac{ds}{\lambda} \cdot \frac{1}{R} \cdot J_0, \quad \mathfrak{H}_0 = 2\pi \cdot \frac{ds}{\lambda} \cdot \frac{1}{R} \cdot J_0. \quad (24)$$

D. Mittlere Strahlungsleistung durch Kugelfläche mit Halbmesser R um ds .

Nach dem Satz von Poynting und den Gln. (23b) wird der Zeitwert n_t der Strahlungsleistung durch in der Breite $90 - \vartheta$ (Abb. 174) liegende Kugelzone $df = 2\pi \cdot R^2 \cdot \sin \vartheta \cdot d\vartheta$:

$$n_t = 2\pi^2 \cdot c \cdot \left(\frac{ds}{\lambda} \right)^2 \cdot J_0^2 \cdot \sin^3 \vartheta \cdot d\vartheta \cdot \sin^2 \left[\omega \left(t - \frac{R}{c} \right) \right],$$

woraus sich mit

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega \left(t - \frac{R}{c} \right) dt = \frac{1}{2}$$

als mittlere Strahlungsleistung n_s durch Kugelzone df ergibt:

$$n_s = \frac{1}{T} \int_0^T n_t \cdot dt = \pi^2 \cdot c \cdot \left(\frac{ds}{\lambda} \right)^2 \cdot J_0^2 \cdot \sin^3 \vartheta \cdot d\vartheta$$

und schließlich durch Integration über ganze Kugelfläche mit

$$\int_0^\pi \sin^3 \vartheta \cdot d\vartheta = \frac{4}{3}$$

die gesamte mittlere Strahlungsleistung N_s durch die ganze Kugelfläche

$$N_s = \frac{4}{3} \pi^2 \cdot c \cdot \left(\frac{ds}{\lambda} \right)^2 J_0^2 = \frac{8}{3} \pi^2 \cdot c \cdot \left(\frac{ds}{\lambda} \right)^2 i^2 \text{ Erg/sec} = 1579 \left(\frac{ds}{\lambda} \right)^2 \cdot i^2 \text{ Watt}, \quad (25)$$

wo $i = \frac{J_0}{\sqrt{2}} =$ wirksame Stromstärke. Ferner

E. Strahlungswiderstand.

$$\text{Strahlungswiderstand } w_s = 1579 \left(\frac{ds}{\lambda} \right)^2 \text{ Ohm.} \quad (26)$$

F. Strahlungsvorgang. Kraftlinienfeld.

a) Nahgebiet. Die elektrischen Kraftlinien, die aus dem Leiter austreten (Abb. 175), haben trotz ihrer hohen Fortpflanzungsgeschwindigkeit von $3 \cdot 10^5$ km/sec sich noch nicht weit vom Leiter entfernt, wenn infolge der hohen Wechselgeschwindigkeit bereits das Zurückfluten eines Teiles der Kraftlinien in den Leiter beginnt. So kommt es, daß an der Grenze von Nah- und Strahlungsgebiet ein Teil der Kraftlinien sich abschnüren (Abb. 175) und in den Leiter zurückziehen, bis der Leiter entladen ist, eine Erscheinung, die bei langsamen Wechselströmen sich der Beobachtung entzieht.

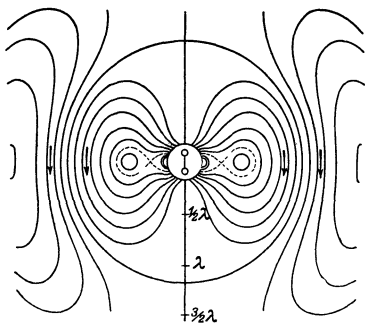


Abb. 175. Strahlungsfeld eines Dipols.

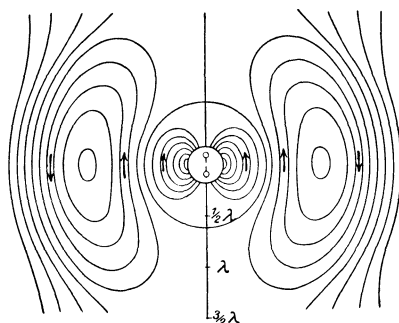


Abb. 176. Strahlungsfeld eines Dipols.

b) Strahlungsgebiet. Darauf wird der Leiter umgeladen, worauf er Kraftlinien mit entgegengesetzter Richtung aussendet, die auf die abgeschnürten (Abb. 176) Kraftlinien abstoßend wirken. Dadurch entstehen in einiger Entfernung vom Leiter, im Strahlungsgebiet, rings um den Leiter geschlossene Kraftlinienräume, die mit Lichtgeschwindigkeit weiter wandern, sich dauernd erweitern und ihren Arbeitsvorrat in die Ferne tragen.

Das Hin- und Herfluten der Arbeitsmengen im Nahgebiet findet seinen mathematischen Ausdruck in dem Vorzeichenwechsel des Produktes $e_t \cdot h_t$, der durch die Phasenverschiebung von 90° zwischen e_t und h_t bedingt ist und die im Strahlungsgebiet Null ist, weshalb dort $e_t \cdot h_t$ dauernd sein Vorzeichen behält und der vom Leiter in den Raum übertragene Arbeitsvorrat dauernd in einer Richtung weiterwandert.

G. Scheitelwerte der elektrischen und magnetischen Feldstärke eines geerdeten, geraden Leiters.

Da der geerdete Leiter elektrisch gleichwertig ist einem im Raume freien Leiter, dessen untere Hälfte durch das Spiegelbild des geerdeten Leiters dargestellt ist, d. h. der die doppelte Länge des geerdeten Leiters hat, erhält man die Scheitelwerte der elektrischen und magnetischen Feldstärke des geerdeten, geraden Leiters von der Länge l in der Äquatorialebene und der großen Entfernung R (Strahlungsgebiet) durch Einsetzen von $2l$ an Stelle von d_s mittels der Gln. (24) zu:

$$\mathcal{E}_0 = 4\pi \cdot c \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{1}{R} \cdot J_0, \quad \mathcal{H}_0 = 4\pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{1}{R} \cdot J_0. \quad (27)$$

H. Mittlere Strahlungsleistung des geerdeten, geraden Leiters.

Gl. (25) liefert durch Einsetzen von $2l$ an Stelle von ds , und da Strahlung des geerdeten Leiters nur durch über Erde gelegene Halbkugel erfolgt, durch Teilung mit 2:

$$N_s = \frac{16 \cdot \pi^2 \cdot c}{3} \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \cdot J_0^2 \text{ Erg/sec} = 1579 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \cdot i^2 \text{ Watt.} \quad (28)$$

J. Strahlungswiderstand des geerdeten, geraden Leiters.

$$w_s = 1579 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \text{ Ohm.} \quad (29)$$

K. Strahlungsvorgang bei geerdetem, geradem Leiter.

Der zeitliche Verlauf der elektrischen Kraftlinien ergibt sich, wenn man die unteren Hälften der Bilder 175 u. 176 durch eine wagerechte, gut leitende Fläche

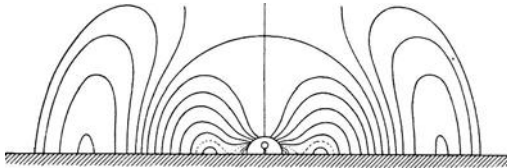


Abb. 177. Strahlungsfeld des geerdeten Leiters.

sich ersetzt denkt. Die Kraftlinien können in diese leitende Fläche nicht eintreten und ihre Fußpunkte laufen auf der Erdoberfläche weiter (Abb. 177 u. 178).

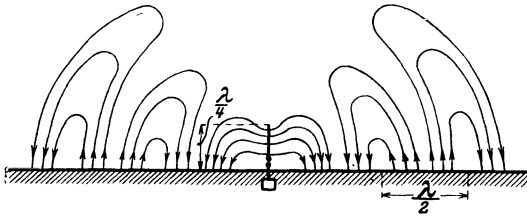


Abb. 178. Fortschreitendes elektrisches Feld des geerdeten, geraden Leiters.

Dieser Verlauf, der unter der Voraussetzung einer gut leitenden Bodenschicht, z. B. bei Seewasser, zustande kommt, erfährt vielfach Änderungen durch die Beschaffenheit des Zwischengeländes. Weiterhin haften bei ihrer Ausbreitung die oberen Teile des Kraftlinienfeldes an Ionenschichten in der Atmosphäre. Näheres s. diesen Abschnitt III, S. 262.

II. Die Vorgänge in Schwingungskreisen.

Bearbeitet von K. Wirtz.

1. Kondensatorkreise.

A. Der einfache, freischwingende Kondensatorkreis.

a) Gleichung für die Eigenperiodendauer.

Für den Kreis mit C , L , R (Abb. 179) gilt:

$$i \cdot R + L \cdot \frac{di}{dt} + \int i \frac{dt}{C} = 0, \quad (30)$$

woraus durch Differentiation und mit $i = \frac{dq}{dt}$:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{i}{CL} = 0, \quad \frac{d^2 q}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{q}{CL} = 0. \quad (31)$$

Lösung: $i = c \cdot e^{\gamma t}$, womit nach Einsetzen von i in die erste der Gln. (31) sich eine quadratische Gleichung für γ ergibt, mit den Lösungen:

$$\gamma = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{CL}}.$$

2 Fälle: 1. γ reell, d. h. $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$: Stetige Entladung;

2. γ imaginär, d. h. $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$: Oszillatorische Entladung.

Oszillatorische Entladung. Für

$$\sqrt{\frac{1}{CL} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} = \omega, \quad \frac{R}{2L} = \delta \quad (32)$$

werden

$$\gamma_1 = -(\delta - j \cdot \omega), \quad \gamma_2 = -(\delta + j \cdot \omega)$$

und die allgemeinen Lösungen der zweiten der Gln. (31)

$$q = c_1 \cdot e^{-(\delta - j \cdot \omega)t} + c_2 \cdot e^{-(\delta + j \cdot \omega)t} = e^{-\delta t} \cdot (a \cdot \cos \omega t + b \cdot \sin \omega t),$$

$$+ a = c_1 + c_2, \quad b = j(c_1 - c_2)$$

oder

$$q = \sqrt{a^2 + b^2} \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin(\omega t + \psi), \quad \operatorname{tg} \psi = \frac{b}{a}$$

und

$$i = \frac{dq}{dt} = \sqrt{a^2 + b^2} \cdot \sqrt{\omega^2 + \delta^2} \cdot \sin(\omega t + \psi - \varphi), \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega}{\delta}.$$

Da für $t = 0$:

$$q = Q_0 e_0 C = \sqrt{a^2 + b^2} \sin \psi, \quad -\delta \sqrt{a^2 + b^2} \cdot \sin \varphi + \delta \sqrt{a^2 + b^2} \cdot \cos \varphi = 0$$

folgt:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega}{\delta}, \quad \sin \psi = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \delta^2}} = \omega \sqrt{CL}, \quad \sqrt{a^2 + b^2} = \frac{Q_0}{\sin \varphi} = \frac{Q_0}{\omega} \sqrt{\frac{C}{L}},$$

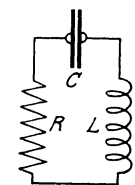


Abb. 179. Freischwingender Kondensatorkreis

mithin:

$$\left. \begin{aligned} q &= \frac{e_0}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin(\omega t + \varphi), & i &= \frac{e_0}{\omega L} \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin \omega t, \\ \operatorname{tg} \varphi &= \frac{2\omega L}{R}. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

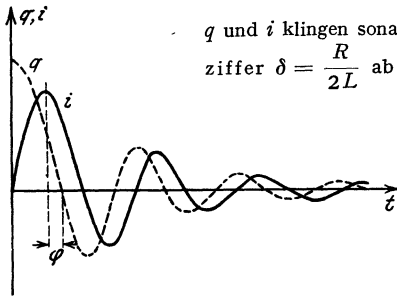


Abb. 180. Freie, gedämpfte Schwingung.

q und i klingen sonach sinusförmig mit der Dämpfungsziffer $\delta = \frac{R}{2L}$ ab (Abb. 180).

Erster, größter Scheitelwert von i aus $\frac{di}{dt} = 0$:

$$J_0 = e_0 \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot e^{-\frac{\delta}{\omega} \cdot \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\delta}}.$$

Aus

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{2\pi}{T} = \sqrt{\frac{1}{CL} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \\ &= \frac{1}{\sqrt{CL}} \cdot \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{4L}} \end{aligned}$$

folgt:

Periodendauer oder Eigenschwingungsdauer

$$T = \frac{2\pi \sqrt{CL}}{\sqrt{1 - \frac{R^2 C}{4L}}} = 2\pi \sqrt{CL + \left(\frac{R}{2L}\right)^2} = 2\pi \sqrt{CL + \delta^2}, \quad (34)$$

Wellenlänge

$$\lambda = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^{10} \sqrt{CL} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\vartheta}{2\pi}\right)^2}. \quad (35)$$

Meist δ^2 oder ϑ^2 vernachlässigbar gegen 1, weshalb:

$$T = 2\pi \sqrt{CL}, \quad \lambda = 3 \cdot 10^{10} \cdot T = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^{10} \sqrt{C \cdot L}. \quad (36)$$

Für $\vartheta = 0,4$ Fehler mit Gl. (36) nur 0,2%.

b) Stromeffekt gedämpfter Schwingungen.

$$i^2 = a \int_0^{\infty} (J_0 \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin \omega t)^2 dt = a J_0^2 \cdot \frac{\omega^2}{4\delta(\delta^2 + \omega^2)}$$

oder mit $\omega = 2\pi f$, $\delta = f \cdot \vartheta$:

$$i^2 = \frac{a \cdot J_0^2}{4f \cdot \vartheta} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{\vartheta}{2\pi}\right)^2} \approx \frac{a \cdot J_0^2}{4f \vartheta} \approx \frac{a \cdot J_0^2}{4\delta}. \quad (37)$$

a = Zahl der Entladungen in 1 Sekunde.

c) Überlappen der Wellenzüge,

das bei Löschfunkensendern zur Tonunreinheit führt, tritt ein, wenn eine neue Entladung bereits einsetzt, bevor der vorangegangene Schwingungszug abgeklungen ist. Unter der Annahme, daß die Schwingung praktisch verklungen ist, wenn ihr

Scheitelwert auf $\frac{1}{p}$ des Anfangswertes gesunken, tritt nach Gl. (8) S. 183 Überlappen ein bei a Entladungen in 1 Sekunde, wenn

$$\frac{\ln p}{\vartheta} \cdot \frac{\lambda_m}{3 \cdot 10^{10}} > \frac{1}{p}. \quad (38)$$

Verkleinerung von a und λ beseitigt es.

B. Gleichstromquelle und Kondensator.

Die Differentialgleichung

$$\frac{d^2V}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{dV}{dt} + \frac{V}{CL} = \frac{E}{L}$$

für den Kreis Abb. 181, wo $E =$ Ladespannung der Gleichstromquelle, hat die nämliche Bauart wie die Gl. (31). Sie zeigt daher, daß Ladung oszillatorisch erfolgt, wenn

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$$

und daß Kondensatorspannung V_c dargestellt ist durch

$$V_c = E \left(1 - e^{-\frac{R}{2L} \cdot t} \cdot \cos \frac{t}{\sqrt{CL}} \right), \quad (39)$$

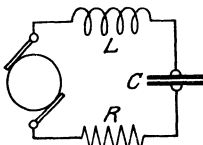


Abb. 181. Gleichstromquelle und Kondensator.

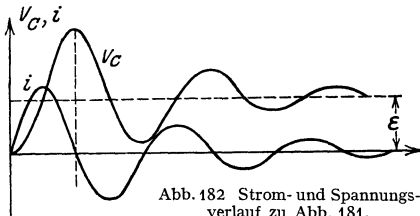


Abb. 182 Strom- und Spannungsverlauf zu Abb. 181.

d. h. Kondensatorspannung überschreitet zuerst Ladespannung und erreicht nahezu den Wert $2E$, um dann mit sinkenden Scheitelwerten pendelnd sich schließlich auf den Wert E einzustellen (Abb. 182). Auf dem Kondensator kann daher bei oszillatorischer Aufladung die Arbeitsmenge

$$A \approx \frac{4E^2 \cdot C}{2},$$

d. h. nahezu die vierfache Arbeitsmenge, wie bei aperiodischer Ladung, aufgespeichert werden.

C. Wechselstromquelle und Kondensator.

a) Gleichung für den nichtstationären Zustand.

Wird der Kreis Abb. 183 von einer Wechselstromquelle mit der sinusförmigen Spannung

$$e_t = E \cdot \sin \omega t$$

gespeist, so entsteht beim Schließen des Kreises zunächst ein nichtstationärer Stromzustand. Die Lösung der Differentialgleichung

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{i}{CL} = \frac{de_t}{dt}$$

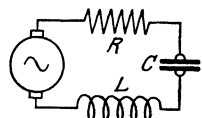


Abb. 183. Spannungsresonanzschaltung.

liefert, sofern $e_t = 0$ für $t = 0$ und $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$, für den Zeitwert des Stromes:

$$i_t = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin(\omega t + \varphi) + A \cdot e^{-\frac{R}{2L} \cdot t} \cdot \sin \omega' t, \quad \omega' = \frac{1}{\sqrt{CL}}, \quad (40)$$

d. h. i_t ist dargestellt durch die Übereinanderlagerung eines quasistationären und eines oszillatorisch abklingenden Schwingungszustandes, der durch den Schaltvorgang mit der Eigenperiodendauer ω' des Kreises angestoßen wird.

b) Gleichung für den quasistationären Zustand.

Der oszillatorische Vorgang, der durch die Spannung der Wechselstromquelle beim Einschalten ausgelöst wird, klingt rasch ab, worauf Gl. (40) übergeht in die Gleichung für den quasistationären Zustand:

$$i_t = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin(\omega t + \varphi),$$

oder

$$i = \frac{e}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}, \quad e = \frac{E}{\sqrt{2}}, \quad (41)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}, \quad (42)$$

c) Spannungsresonanz.

Da $\frac{1}{\sqrt{CL}} = \omega' =$ Eigenfrequenz des Kreises Abb. 183 und Resonanz eintritt,

wenn $\omega' = \omega =$ Maschinenfrequenz, so folgt als Resonanzbedingung:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0. \quad (43)$$

Im Resonanzfall pendeln, sofern das Einschalten bei $e_t = 0$ erfolgt, Strom und Kondensatorspannung im Rhythmus der Maschinenspannung hinauf und erreichen die Grenzwerte:

$$i_t = \frac{E}{R}, \quad i_r = \frac{e}{R}; \quad E_{Cr} = \frac{E}{R} \cdot \frac{1}{\omega C} = \frac{\omega \cdot E}{2\delta}, \quad e_{Cr} = \frac{\omega \cdot e}{2\delta}. \quad (44)$$

Ferner verschwindet Phasenverschiebung φ zwischen i und e .

Das Verhältnis:

$$\frac{e_{Cr}}{e} = \frac{\omega}{2\delta} = \frac{\pi}{\delta} \quad (45)$$

bezeichnet man als Überspannungsverhältnis.

Sowohl die Kondensatorspannung e_C als auch die Spannung e_L an der Spule können beide gleichzeitig wesentlich größere Werte annehmen als die Maschinenspannung. Beide Spannungen werden um so größer, je kleiner δ , d. h. je kleiner die Dämpfungsziffer, d. h. die Verluste im Schwingungskreis. Die Erscheinung heißt: Spannungsresonanz.

d) Resonanzkurve.

Resonanzkurven (Abb. 184 u. 185) heißen die Kurven

$$i = f(\omega), \quad i = f(C), \quad i = f(L).$$

Ihre Gipfel liegen um so tiefer und sie verlaufen um so flacher, je größer der Verlustwiderstand R oder die Dämpfungsziffer δ (Abb. 185).

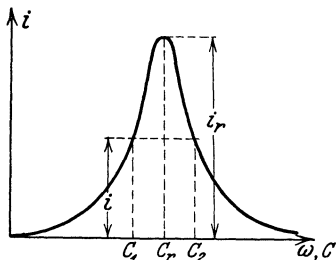


Abb. 184. Resonanzkurve.

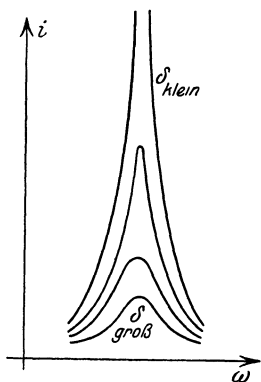


Abb. 185. Resonanzkurven $i = f(\omega)$ für verschiedene Dämpfungsziffern.

Verwendung finden die Kurven zur Ermittlung des Dämpfungsdekrements. Die Kurve

$$i = f(\omega) \quad \text{für} \quad \omega' = \text{const.}$$

liefert z. B. das Dämpfungsdekrement des Kreises Abb. 183 mittels:

$$\vartheta = \pi \left(\frac{\omega^2}{\omega'^2} - 1 \right) \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}}. \quad (46)$$

Zur Aufnahme der Kurve wird meist bequemer ω' an Stelle von ω durch Änderung von C oder L geändert. Dann gelten die Beziehungen:

$$\vartheta = \pi \cdot \frac{C_2 - C_r}{C_r} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}} \quad \text{oder} \quad \vartheta = \pi \cdot \frac{L_2 - L_r}{L_r} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}}, \quad (46a)$$

oder wenn man C bzw. L so einstellt, daß gleiche Werte von i links und rechts vom Resonanzpunkt sich ergeben:

$$\vartheta = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_r} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}} \quad \text{oder} \quad \vartheta = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{L_2 - L_1}{L_r} \sqrt{\frac{i^2}{i_r^2 - i^2}}. \quad (46b)$$

e) Phasensprung.

Gl. (42) geht mit $\frac{1}{CL} = \omega'^2$ über in:

$$\text{tg } \varphi = \frac{\omega^2 - \omega'^2}{\frac{R}{L} \cdot \omega},$$

woraus nach Gln. (4) und (5) S. 182 mit $\frac{R}{L} = \frac{\vartheta \cdot \omega}{\pi}$ folgt:

$$\text{tg } \varphi = \frac{\pi}{\vartheta} \cdot \frac{\omega^2 - \omega'^2}{\omega^2}$$

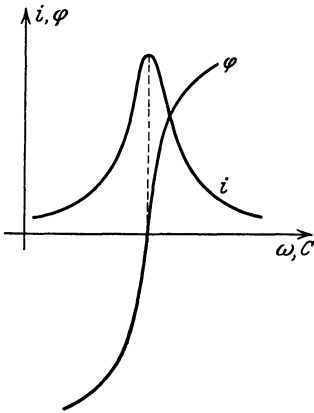


Abb. 186. Resonanzkurve und Phasensprung.

oder, da $\frac{\omega^2 - \omega'^2}{\omega'^2} = \frac{(\omega - \omega')(\omega + \omega')}{\omega'^2}$ und in der Nähe des Resonanzpunktes $\omega \approx \omega'$, sich ergibt:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2\pi}{\vartheta} \cdot \frac{\omega - \omega'}{\omega'} = \frac{2\pi}{\vartheta} \cdot x. \quad (47)$$

Die Gleichung zeigt, daß kleine Verstimmungen x in der Nähe des Resonanzpunktes große Änderungen von φ bewirken (Abb. 186), d. h. ein Phasensprung eintritt, der um so größer, je kleiner die Dämpfung ϑ .

f) Resonanzkurven beim Einschalten von eisengeschlossenen Spulen.

Einschalten einer eisengeschlossenen Spule an Stelle von L in Abb. 183 ergibt vielfach andere Erscheinungen, die dadurch bedingt sind, daß einmal eine Verzerrung der Kurvenform, ferner aber auch eine Änderung des Selbstinduktionskoeffizienten der Spule mit der Eisensättigung entsteht. Infolgedessen erhält man bei Aufnahme der Resonanzkurve eines Schwingungskreises mit eisengeschlossener Spule die Kurve Abb. 187. Beginnt man mit der Aufnahme bei kleinen Frequenzen, so ist der Strom klein und infolgedessen der Selbstinduktionskoeffizient der Spule groß, die Eigenfrequenz des Kreises somit klein. Vergrößert man die aufgedrückte Frequenz, so wächst der Strom, der Selbstinduktionskoeffizient sinkt, da sich das Eisen mehr und mehr sättigt, die Eigenfrequenz des Kreises wird größer, so daß der Resonanzpunkt gleichsam fortläuft bei Annäherung der aufgedrückten Frequenz an die Eigenfrequenz. Es entsteht eine „verbogene“ Resonanzkurve¹⁾, von der die gestrichelten Teile unstabil sind und nicht verwirklicht werden können (Kipperscheinung).

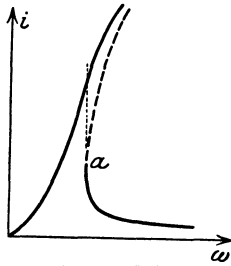


Abb. 187. Verbogene Resonanzkurve.

g) Stromresonanz.

Während bei Spannungsresonanz e_C und e_L die aufgedrückte Spannung um ein Vielfaches überschreiten können, können in der Schaltung Abb. 188 gleichzeitig die Ströme i_C im Kondensator und i_L in der Spule Mehrfache des unverzweigten Stromes i werden, und i kann einen Kleinstwert erreichen.

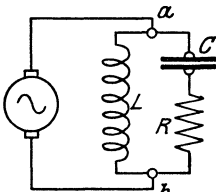


Abb. 188. Stromresonanzschaltung.

Diese Erscheinung läßt sich am einfachsten übersehen, wenn man die Widerstände der nebeneinander geschalteten, zwischen a und b in Abb. 188 liegenden Zweige durch die komplexen Größen darstellt:

$$j \cdot \omega L \quad \text{und} \quad R - \frac{j}{\omega C},$$

deren Kombinationswiderstand:

$$w_k = \frac{j \cdot \omega L \cdot \left(R - \frac{j}{\omega C} \right)}{j \cdot \omega L + R - \frac{j}{\omega C}}$$

¹⁾ Rudenberg, R.: Elektrische Schaltvorgänge, S. 290. Berlin: J. Springer 1923.

der im Resonanzfall $\omega = \omega' = \frac{1}{CL}$ oder $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$ übergeht in:

$$w_r = \frac{L}{C \cdot R} = \frac{\omega^2 \cdot L^2}{R}. \quad (48)$$

eine in der Hochfrequenztechnik vielbenutzte Gleichung, die zeigt, daß w_r die Dimension eines Ohmschen Widerstandes hat und für unverzweigten Strom i , Kondensatorstrom i_C und Spulenstrom i_L die Werte liefert:

$$i_r = \frac{e}{w_r}, \quad i_{Cr} = \frac{e}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}, \quad i_{Lr} = \frac{e}{\omega L}. \quad (49)$$

i ist sonach im Resonanzfall ein reiner Wirkstrom, $\varphi = \angle(e, i) = 0$.

Je kleiner R , um so größer w_r ; im Grenzfalle $R = 0$ würde $i_r = 0$.
Das Verhältnis

$$\frac{i_L}{i_r} = \frac{\omega L}{w_r} = \frac{\pi}{\vartheta}$$

heißt Überstromverhältnis.

2. Gekoppelte Kreise (vgl. auch S. 560ff.).

A. Allgemeines.

a) Erscheinungen.

Gekoppelte Kreise sind Wechselstromkreise, die derart in Wechselwirkung treten können, daß der Strom im einen einen Strom im anderen erregt.

Allgemein verursacht bei nicht zu loser Kopplung die Rückwirkung des sekundären auf den primären Kreis eine Vergrößerung des Widerstandes um den sog. Übertragungswiderstand und eine Verkleinerung der Selbstinduktion des primären Kreises. Die weiteren Erscheinungen hängen ab von der Schwingungsart im Erregerkreis.

Bei erzwungenen, von dem Primärkreis etwa durch eine Wechselstrommaschine dem Sekundärkreis aufgedrückten Schwingungen, herrscht in beiden Kreisen nur eine, die Schwingungsfrequenz des Erregerkreises, jedoch lassen sich nacheinander zwei Frequenzen einstellen, für die z. B. bei Reihenschaltung von C , L und R der Strom einen Höchstwert annimmt, die sog. Resonanzfrequenzen.

Führt der Erregerkreis freie, gedämpfte Schwingungen, so bilden sich in jedem der beiden Kreise zwei Schwingungen mit verschiedenen Frequenzen, den sog. Koppelfrequenzen aus, die gleichzeitig nebeneinander nachgewiesen werden können und die sich mit den Resonanzfrequenzen S. 204 decken.

Freie, ungedämpfte Schwingungen des Erregerkreises liefern Resonanzfrequenzen in Verbindung mit den Zieherscheinungen (s. 5. Teil I, 4).

b) Kopplungsarten.

3 Kopplungsarten: induktive oder magnetische (Abb. 189), kapazitive oder elektrische (Abb. 190), galvanische oder Widerstandskopplung (Abb. 191).

Verschiedene Kopplungsarten können auch gleichzeitig wirksam sein, z. B. die induktive und galvanische (Abb. 192). Die Kopplung heißt dann gemischte.

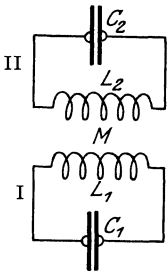


Abb. 189. Rein induktive oder magnetische Kopplung.

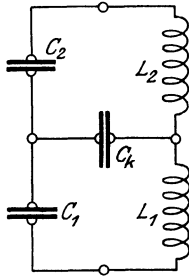


Abb. 190. Kapazitive Kopplung.

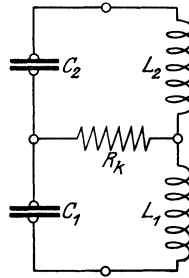


Abb. 191. Widerstands- oder galvanische Kopplung.

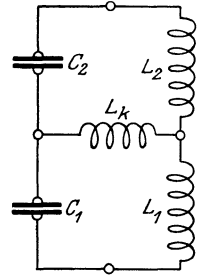


Abb. 192. Gemischte Kopplung.

c) Kopplungsziffer.

Das Maß für die Stärke der Kopplung ist die Kopplungsziffer k , wo

$$k = \frac{X_m}{\sqrt{X_1 \cdot X_2}} \tag{50}$$

und X_m = scheinbarer Wechselstromwiderstand, der die Kopplung vermittelt,

X_1 = „ „ „ des Kreises I,
 X_2 = „ „ „ „ „ II.

Für rein induktive Kopplung (Abb. 189) ist

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \tag{51}$$

M = Koeffizient der Gegeninduktion zwischen I und II.

Gemischte Kopplung (Abb. 192)

$$k = \frac{\omega L_k}{\sqrt{\omega(L_1 + L_k) \omega(L_2 + L_k)}} = \frac{L_k}{\sqrt{(L_1 + L_k)(L_2 + L_k)}} \tag{52}$$

Kapazitive Kopplung (Abb. 190)

$$k = \frac{1}{\omega C_k} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\omega C_I} \cdot \frac{1}{\omega C_{II}}}} \tag{53}$$

wo $\frac{1}{C_I} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_k}$, $\frac{1}{C_{II}} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_k}$.

B. Wechselwirkung zwischen gekoppelten Kreisen.

a) Erregung mit ungedämpften, erzwungenen Schwingungen.

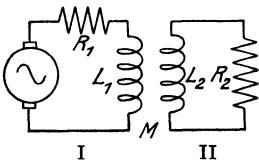


Abb 193 Transformator.

α) Induktive Kopplung.

1. Wechselstromquelle und Transformator.
 Widerstandserhöhung. Übertragungswiderstand. Verkleinerung der Selbstinduktion.

i_1 erregt in II (Abb. 193), wenn M = Koeffizient der gegenseitigen Induktion zwischen I und II, den Strom

$$i_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{i_1 \cdot \omega \cdot M}{Z_2}, \quad \angle(E_2, i_2) = \varphi, \quad \text{tg } \varphi = \frac{R_2}{\omega L_2}, \quad Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}.$$

Sonach Komponente i'_2 von i_2 in Richtung von $E_2 = i_1 \cdot \omega M$ (Abb. 194)

$$i'_2 = \frac{i_1 \omega \cdot M}{Z_2} \cdot \cos \varphi = \frac{i_1 \omega M}{Z} \cdot \frac{R_2}{Z_2},$$

ferner Komponente i''_2 von i_2 senkrecht zu E_2

$$i''_2 = \frac{i_1 \omega M}{Z_2} \cdot \sin \varphi = \frac{i_1 \omega M}{Z_2} \cdot \frac{\omega L_2}{Z_2}.$$

i'_2 induziert in I eine EMK, die für $i_1 = 1$ den Wert hat $\left(\frac{\omega \cdot M}{Z}\right)^2 \cdot R_2$, um 180° gegen i_1 verschoben ist und sonach wie Spannung an R von der Maschinenspannung gedeckt werden muß, d. h. als scheinbare Widerstandserhöhung von I infolge der Rückwirkung von II auf I aufgefaßt werden kann, die als Übertragungswiderstand bezeichnet wird. Der Scheinwiderstand R'_1 von I wird somit

$$R'_1 = R_1 + \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \cdot R_2. \quad (54)$$

i''_2 induziert in I eine EMK, die für $i_1 = 1$ den Wert hat $\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \cdot \omega L_2$, i_1 um 90° voreilt, d. h. wie negatives L wirkt und somit die scheinbare Verkleinerung des induktiven Widerstandes darstellt. Der Induktionskoeffizient L'_1 von I wird infolgedessen:

$$L'_1 = L_1 - \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \cdot L_2. \quad (55)$$

Durch die Rückwirkung des Kreises II auf I erfährt somit Kreis I eine

$$\text{Widerstandsvergrößerung} = \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \cdot R_2,$$

$$\text{Verkleinerung seiner Selbstinduktion} = \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \cdot L_2.$$

2. Wechselstromquelle und Kondensatorkreise. I und II enthalten Kapazitäten (Abb. 195).

Alsdann ist

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2},$$

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2},$$

und aus dem zugehörigen Strahlenbild ersieht man, daß

$$\cos \varphi = \frac{R_2}{Z_2}, \quad \sin \varphi = \frac{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}{Z_2};$$

Mithin geht infolge der Rückwirkung von II auf I R_1 in R'_1 , L_1 in L'_1 über, wo

$$R'_1 = R_1 + \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \cdot R_2, \quad L'_1 = \left(L_1 - \frac{1}{\omega^2 C_1}\right) - \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \left(L_2 - \frac{1}{\omega^2 C_2}\right). \quad (56)$$

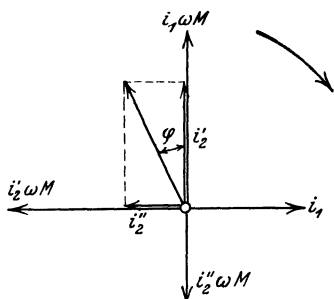


Abb. 194. Strahlenbild für induktiv gekoppelte Kreise.

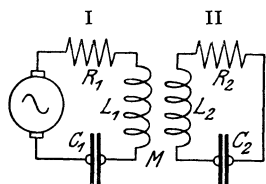


Abb. 195. Induktiv gekoppelte Resonanzkreise.

Die Vergrößerung $\left(\frac{\omega M}{Z_2}\right) R_2$ des Widerstandes im Primärkreis oder der in den Primärkreis übertragene Widerstand ist um so größer, je genauer die Abstimmung zwischen I und II.

Ferner wird

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{E}{\sqrt{\left[R_1^2 + \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2\right]^2 + \omega^2 \left[\left(L_1 - \frac{1}{\omega^2 C_1}\right) - \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \left(L_2 - \frac{1}{\omega^2 C_2}\right)\right]^2}} \\ i_2 &= \frac{E}{Z_2 \cdot \sqrt{\left[R_1^2 + \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2\right]^2 + \omega^2 \left[\left(L_1 - \frac{1}{\omega^2 C_1}\right) - \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \left(L_2 - \frac{1}{\omega^2 C_2}\right)\right]^2}} \end{aligned} \right\} \quad (57)$$

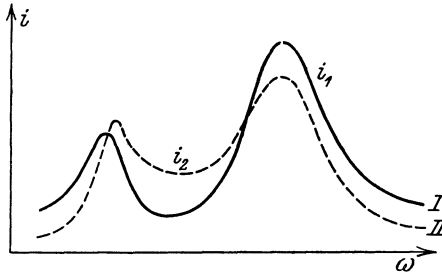


Abb. 196. Resonanzkurven gekoppelter Kreise.

3. Resonanzkurve.

Aufnahme der Resonanzkurven mit Schaltbild 195 liefert infolge der Rückwirkung von II auf I nicht wie Anordnung Abb. 184 nur eine Resonanzstromstärke, sondern zwei größte Stromwerte, oder die beiden gekoppelten Kreise haben zwei Resonanzfrequenzen (Abb. 196), die jedoch nicht gleichzeitig auftreten, wie

bei frei schwingenden Kreisen, sondern nur getrennt nacheinander eingestellt werden können.

4. Resonanzfrequenzen.

Die Gleichungen für die Kopplungsfrequenzen ergeben sich für $R_1 = \text{const.}$ aus der Bedingung, daß i_1 und i_2 einen Höchstwert erreichen sollen, nach Gln. (57) aus der Beziehung:

$$L_1 - \frac{1}{\omega^2 C_1} - \left(\frac{\omega M}{Z_2}\right)^2 \cdot \left(L_2 - \frac{1}{\omega^2 C_2}\right) = 0.$$

Hieraus folgt unter Vernachlässigung von R_2 gegen $\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$, d. h. für

$$Z_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2},$$

ferner für

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_1}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{C_2 \cdot L_2}}, \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}},$$

die Gleichung:

$$\omega^4(1 - k^2) - \omega^2(\omega_1^2 + \omega_2^2) + \omega_1^2 \omega_2^2 = 0$$

mit den Wurzeln:

$$\omega^2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 \pm \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4k^2 \omega_1^2 \omega_2^2}}{2(1 - k^2)},$$

d. h. es werden **die zwei Resonanzfrequenzen:**

$$\left. \begin{aligned} \omega' &= \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 - \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4k^2 \omega_1^2 \omega_2^2}}{2(1 - k^2)}}, \\ \omega'' &= \sqrt{\frac{(\omega_1^2 + \omega_2^2) + \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4k^2 \omega_1^2 \omega_2^2}}{2(1 - k^2)}}. \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

In jedem der beiden Kreise entstehen nach den Gl. (58) die nämlichen zwei Resonanzfrequenzen I und II, was in Wirklichkeit nicht immer zutrifft, da Vernachlässigung von R_2 gegen $\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$ nicht immer zulässig, wie die Kurven Abb. 196 zeigen, wo Kreis I und II verschiedene Resonanzfrequenzen haben. Sonderfälle.

1. k nahezu 1.

$$\omega' \approx \sqrt{\frac{\omega_1^2 \cdot \omega_2^2}{\omega_1^2 + \omega_2^2}}, \quad \omega'' \approx \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{1 - k^2}}. \quad (59)$$

2. k klein gegen 1.

$$\omega' \approx \frac{\omega_2}{\sqrt{1 + k^2}}, \quad \omega'' \approx \frac{\omega_1}{\sqrt{1 - k^2}}. \quad (60)$$

3. $\omega_1 = \omega_2 = \omega$. Resonanz zwischen I und II.

$$\omega' \approx \frac{\omega}{\sqrt{1 + k}}, \quad \omega'' \approx \frac{\omega}{\sqrt{1 - k}}. \quad (61)$$

Die günstigste Kopplung im Resonanzfall, für die i_2 einen Höchstwert annimmt, ergibt sich, wenn man mit Gl. (57) bildet $\frac{di_2}{dM} = 0$ zu:

$$M = \frac{\sqrt{R_1 \cdot R_2}}{\omega}. \quad (62)$$

β) Kapazitive Kopplung.

Ähnliche Überlegungen wie unter α) führen zu den Resonanzfrequenzen bei kapazitiver Kopplung:

$$\left. \begin{aligned} \omega' &= \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 - \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4k^2 \omega_1^2 \cdot \omega_2^2}}{2}}, \\ \omega'' &= \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 + \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4k^2 \omega_1^2 \cdot \omega_2^2}}{2}}. \end{aligned} \right\} \quad (63)$$

ω_1 und ω_2 hängen bei kapazitiver Kopplung nicht nur von C_1 bzw. C_2 , sondern beide auch ab von C_k , d. h. es ist z. B. für Anordnung Abb. 190:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C_I \cdot L_1}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{C_{II} \cdot L_2}}, \quad k = \frac{\sqrt{C_I \cdot C_{II}}}{C_k},$$

wo

$$C_I = \frac{C_1 \cdot C_k}{C_1 + C_k}, \quad C_{II} = \frac{C_2 \cdot C_k}{C_2 + C_k}.$$

b) Gekoppelte, frei und gedämpft schwingende Kondensatorkreise.

α) Koppelfrequenzen.

Entlädt sich der Kondensator C_1 (Abb. 197), so wandert die auf C_1 aufgespeicherte Arbeitsmenge A_0 bis auf die Verluste nach II, hierauf zurück nach I, und nun wiederholt sich der Vorgang bis zum Verbrauch von A_0 (Abb. 198).

In jedem der beiden Kreise I und II mit den Eigenfrequenzen ω_1 und ω_2 können, im Gegensatz zu a. 3. S. 204, **gleichzeitig zwei Schwingungen**

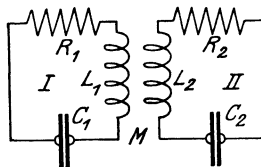


Abb. 197. Gekoppelte, frei schwingende Kondensatorkreise.

nachgewiesen werden mit den beiden, infolge der Kopplung entstehenden neuen Frequenzen ω' und ω'' .

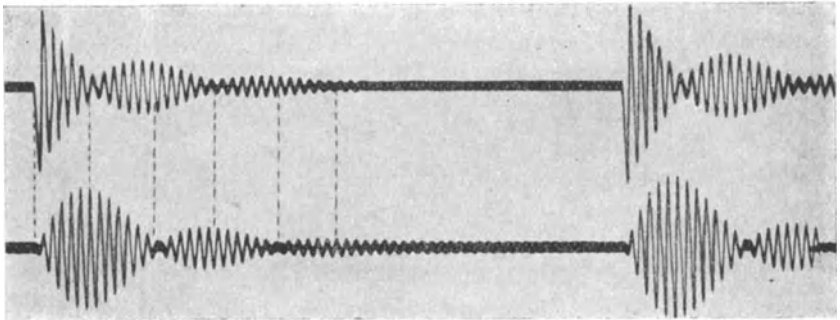


Abb 198. Schwebungserscheinung bei fester Kopplung von Primär- und Sekundärkreis des Knallfunkenerregers.

Unter Vernachlässigung der Ohmschen Widerstände in I und II ergibt die Lösung der Differentialgleichungen ¹⁾:

$$R_1 \cdot i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + V_1 = 0, \quad R_2 \cdot i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} + V_2 = 0,$$

$$i_1 = C_1 \cdot \frac{dV_1}{dt}, \quad i_2 = C_2 \cdot \frac{dV_2}{dt}$$

die **Kopffrequenzen**

$$\left. \begin{aligned} \omega' &= \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 + \sqrt{(\omega_1^2 + \omega_2^2)^2 - 4\omega_1^2\omega_2^2(1-k^2)}}{2(1-k^2)}}, \\ \omega'' &= \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 - \sqrt{(\omega_1^2 + \omega_2^2)^2 - 4\omega_1^2\omega_2^2(1-k^2)}}{2(1-k^2)}}, \end{aligned} \right\} \quad (64)$$

wo immer

$$\omega' < \omega_1, \quad \omega'' > \omega_2$$

und die ω' und ω'' entsprechenden Wellenlängen λ' und λ'' :

$$\left. \begin{aligned} \lambda' &= \sqrt{\frac{\lambda_1^2 + \lambda_2^2 - \sqrt{(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)^2 + 4k\lambda_1^2\lambda_2^2}}{2}}, \\ \lambda'' &= \sqrt{\frac{\lambda_1^2 + \lambda_2^2 + \sqrt{(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)^2 + 4k\lambda_1^2\lambda_2^2}}{2}}. \end{aligned} \right\} \quad (65)$$

ω' und ω'' decken sich mit den Resonanzfrequenzen Gln. (58). λ' und λ'' rücken um so weiter auseinander, je größer k .

Zur Bestimmung von k viel verwendete Gleichung:

$$k = \frac{\lambda_2^2 - \lambda_1^2}{\lambda_1^2 + \lambda_2^2} = \frac{\lambda_2^2 - \lambda_1^2}{2\lambda^2} \approx \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda}. \quad (66)$$

β) Dämpfungsdekremente.

$$\vartheta' = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-k}}, \quad \vartheta'' = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+k}}. \quad (67)$$

¹⁾ Oberbeck, A.: Über den Verlauf der elektrischen Schwingungen bei den Teslaschen Versuchen. Wiedem. Ann. 55, S. 623. 1895.

γ) Spannungen und Ströme.

Ströme bei Resonanz zwischen beiden Kreisen, d. h. für: $C_1 L_1 = C_2 L_2 = O$:

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= i'_2 + i''_2 \\ &= \frac{V_1}{2} \cdot \sqrt{C_1 C_2} \cdot \frac{1}{O\sqrt{1-k}} \sin \frac{1}{O\sqrt{1-k}} t - \frac{V_1}{2} \cdot \sqrt{C_1 C_2} \cdot \frac{1}{O\sqrt{1+k}} \sin \frac{1}{O\sqrt{1+k}} t, \\ V_2 &= V_1 \cdot \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}. \end{aligned} \right\} \quad (68)$$

δ) Schwebungen.

i'_2 und i''_2 liefern im Resonanzfall $\omega_1 = \omega_2$ einen scharf ausgeprägten Schwebungsvorgang (Abb. 198). **Zahl der Schwebungen:**

$$s = f'' - f' = f \left(\frac{1}{\sqrt{1-k}} - \frac{1}{\sqrt{1+k}} \right) \approx f \cdot k. \quad (69)$$

Zur Ermittlung von k verwendbare Gleichung:

$$k \approx \frac{s}{f}. \quad (70)$$

ε) Stromeffect und Dämpfungsdekrement.

Sehr lose Kopplung vorausgesetzt, wird $i'_2 = i''_2 = i_2$ und

$$\left. \begin{aligned} \text{Stromeffect } i_2^2 &= C \cdot \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2} \frac{1}{\left(1 - \frac{f_2}{f_1}\right)^2 + \left(\frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2\pi}\right)^2}, \\ i_{2r}^2 &= C \cdot 4\pi^2 \frac{1}{\vartheta_1 \cdot \vartheta_2 (\vartheta_1 + \vartheta_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (71)$$

(i_{2r} = Resonanzstromstärke, C = Konstante), woraus:

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = 2\pi \left(1 - \frac{f_2}{f_1}\right) \sqrt{\frac{i_2^2}{i_{2r}^2 - i_2^2}}. \quad (72)$$

Gl. (72) benutzt zur Bestimmung von $\vartheta_1 + \vartheta_2$ mit Hilfe der Resonanzkurve $i_2^2 = f(f_2)$.

Genauere Rechnung führt zu den folgenden Gleichungen:

1. lose Kopplung: $(2\pi k)^2 < (\vartheta_1 - \vartheta_2)^2$, wo $f_1 = f_2 = f$:

$$\left. \begin{aligned} \vartheta'_1 &= \frac{1}{2}(\vartheta_1 + \vartheta_2) + \frac{1}{2}\sqrt{(\vartheta_1 - \vartheta_2)^2 - 4\pi^2 k^2}, \\ \vartheta'_2 &= \frac{1}{2}(\vartheta_1 - \vartheta_2) - \frac{1}{2}\sqrt{(\vartheta_1 - \vartheta_2)^2 - 4\pi^2 k^2}; \end{aligned} \right\} \quad (73)$$

2. feste Kopplung: $(2\pi k)^2 > (\vartheta_1 - \vartheta_2)^2$:

$$f'_1 = f \sqrt{1 - \sqrt{k^2 - \left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{2\pi}\right)^2}}, \quad f'' = f \sqrt{1 + \sqrt{k^2 - \left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{2\pi}\right)^2}}, \quad (74)$$

$$\vartheta'_1 = \frac{1}{2}(\vartheta_1 + \vartheta_2) \frac{f''}{f}, \quad \vartheta'_2 = \frac{1}{2}(\vartheta_1 + \vartheta_2) \frac{f''}{f}. \quad (75)$$

C. Entkopplung¹⁾ (vgl. auch S. 562).

Hierunter versteht man die Beseitigung unerwünschter elektromotorischer Kräfte, die in Teilen von Schwingungskreisen infolge der Kopplung mit anderen entstehen, z. B. der von einem Röhrensender herrührenden EMKe.

Allgemein erzielt man die Entkopplung durch Erzeugung einer elektromotorischen Kraft von gleichem Verlauf, gleichem Scheitelwert und gleicher Phase, aber entgegengesetzter Richtung, wie die zu beseitigende, und zwar entweder

a) durch **Stromverzweigung**, d. h. neue, stromführende Verbindungen zwischen den beiden Kreisen;

b) ohne Stromverzweigung, d. h. **durch einen Hilfskreis** mit Selbstinduktion, Kapazität und Widerstand, wobei Scheitelwert durch Größe der Zusatz-EMK der Kopplung, Phase durch Verstimmung des Hilfskreises eingestellt werden.

Die Entkopplung durch Stromverzweigung erfolgt, ähnlich wie die Abgleichung einer Wheatstoneschen Brücke, durch ein Näherungsverfahren, bei dem Zusammensetzung des Hilfszweiges und seiner Anschlußpunkte an die zu entkoppelnden Kreise verändert werden, bis die Entkopplung erreicht ist. Sie läßt sich ausführen für eine bestimmte Frequenz oder für alle Frequenzen.

Anhaltspunkte für die experimentelle Durchführung liefert die Aufstellung der Bedingungsgleichungen für das Verschwinden der EMK in dem zu entkoppelnden Zweig, wenn die Art der Kopplung zwischen beiden Kreisen bekannt ist. Ist Kopplungsart nicht bekannt, so ist man ausschließlich auf umständliches Ausprobieren angewiesen.

Als dann zweckmäßiger Verfahren b), das sich besonders dann eignet, wenn entweder die erwünschte Welle λ_E und die Störwelle λ_S sehr nahe beieinander liegen oder Störwelle λ_S viel stärker als λ_E .

Ein Beispiel für die zahlreichen möglichen Anordnungen zu diesem Verfahren gibt Abb. 199. A ist der Primärkreis,

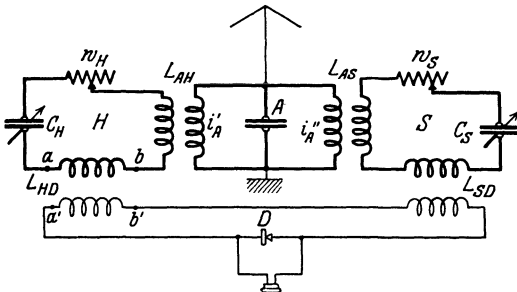


Abb. 199. Schaltbild zur Entkopplung mittels Hilfskreis.

S der Sekundärkreis eines Empfängers, H der Hilfskreis zur Entkopplung. Gleichzeitig mit S und H ist ein aperiodischer Detektorkreis D gekoppelt.

Schritte zur Entkopplung: 1. Primär abstimmen auf λ_E .

2. H öffnen, mit C_S nacheinander abstimmen auf λ_E und λ_S und darauf C_S auf mittlere Stellung zwischen beiden Resonanzlagen einstellen, wenn λ_E und λ_S wenig verschieden. Bei großem Unterschied zwischen λ_E und λ_S wird S auf λ_E abgestimmt.

3. H schließen. Dämpfung in H durch passende Wahl von w_H groß machen. Abwechselnd C_H und L_{HD} ändern, bis Entkopplung erreicht, wobei unter Umständen auch Vorzeichen von L_{HD} verändert werden muß (durch Vertauschen der Spulenden ab oder $a'b'$).

Die **Entkopplungsbedingung** verlangt, daß die von H und S in D induzierten EMKe sich aufheben. Im Sonderfalle $i'_A = i''_A = i_A$ muß daher:

$$i_A \cdot \left\{ \omega^2 L_{AH} \cdot L_{HD} \left[w_S + j \left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S} \right) \right] - \omega^2 L_{AS} \cdot L_{DS} \left[w_H + j \left(\omega L_H - \frac{1}{\omega C_H} \right) \right] \right\} \\ : \left[w_S + j \left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S} \right) \right] \left[w_H + j \left(\omega L_H - \frac{1}{\omega C_H} \right) \right] = 0,$$

¹⁾ Korshenewsky, N. v., u. M. Wien: Entkopplung elektrischer Systeme. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 356. 1922. — Meissner, A.: Über Mehrfachantennenanlagen. Telefunken-Zeitung Nr. 29, S. 11. 1923.

woraus durch Trennung des reellen und imaginären Teiles folgt:

$$L_{AH} \cdot L_{HD} \cdot w_S - L_{AS} \cdot L_{SD} \cdot w_H = 0 \quad (a),$$

$$\frac{\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}}{w_S} - \frac{\omega L_H - \frac{1}{\omega C_H}}{w_H} = 0 \quad (b),$$

wobei (a) Gleichheit der Scheitelwerte, (b) Gleichheit der Phasen der in D erregten Schwingungen bedeutet. Da ω in Gl. (a) nicht vorkommt, ist die Einstellung der Kopplung unabhängig von λ_E . In der allgemeinen Entkopplungsgleichung verschwindet ω nur, d. h. die Entkopplung für alle λ_E ist nur möglich, wenn die Dämpfungen von H und S (w_H und w_S) gleich sind.

Soll alle λ_E nicht mit verschwinden, so müssen die Dämpfungen von H und S verschieden sein.

Der Einfluß der Entkopplung auf Stärke i_E der Empfangswelle λ_E ist, wie die Rechnung zeigt, abhängig 1. vom Unterschied des Dekrementes ϑ_H des Hilfskreises und des Dekrementes ϑ_S des Sekundärkreises, weshalb ϑ_H groß, ϑ_S klein zu wählen ist; 2. vom Frequenzunterschied $\Delta \omega_0$ der Empfangs- und Störwelle und der Verstimmung $\Delta \omega_E$ des Sekundärkreises gegen die Frequenz von λ_E .

Die Schwächung der Empfangswelle ist unwesentlich bis zu $\Delta \omega_0 = \frac{\vartheta_S}{\pi}$; sie wird um so kleiner, je kleiner ϑ_S und L_{SD} . Ist $\Delta \omega_0$ groß gegen $\frac{\vartheta_S}{\pi}$, ferner ϑ_S klein gegen ϑ_H , so wächst die Schwächung schnell mit $\Delta \omega_0$, d. h. dem Unterschied zwischen λ_E und λ_S .

3. Strahler, Antennen (s. auch S. 378 ff).

A. Zweck.

Da geschlossene Leitergebilde kein nennenswertes Strahlungsvermögen haben, müssen die Schwingungserreger der Sendestellen mit offenen Leitergebilden vereinigt werden, denen die Aufgabe zufällt, die vom Erreger gelieferte Schwingungsleistung in die Ferne zu übertragen. Sie führen den Namen Strahler oder Antennen.

Die wichtigsten Antennenformen mit allseitiger Strahlung sind die **T-Antenne** und die **Schirmantenne**, während für teilweise gerichtete Strahlung hauptsächlich die **Γ -Antenne** benutzt wird. Zum Empfang dient außer diesen Formen in ausgedehntem Umfang die **Rahmenantenne**. Luftfahrzeuge benutzen einen durch ein Gewicht beschwerten, herabhängenden Draht.

Die Sendarantenne wird so erregt, daß in ihrem Fußpunkt ein Strombauch entsteht.

Als Gegengewicht dient ein Drahtgebilde, das in das feuchte Erdreich verlegt oder bei trockenem Boden isoliert, in geringer Höhe über der Erde aufgehängt wird und bei Luftfahrzeugen durch das Metallgerippe des Fahrzeugs dargestellt ist.

Maßgebende Größen für die **Wirksamkeit einer Antenne** sind folgende

B. Bestimmungsstücke:

- | | |
|---|--|
| 1. Wirksame oder dynamische Kapazität C_A und statische Kapazität C_s gegen Erde oder gegen das Gegengewicht. | 5. Strahlhöhe oder wirksame Höhe h_s |
| 2. Wirksame Selbstinduktion L_A . | 6. Antennenformziffer. |
| 3. Wellenlänge λ_A der Eigenschwingung. | 7. Magnetisches und elektrisches Feld. |
| 4. Verkürzungs- und Verlängerungsziffer β und γ . | 8. Strahlungswiderstand w_s . |
| | 9. Gesamter Wirkwiderstand w_A . |
| | 10. Wirkungsgrad η_A . |

a) Kapazität.

Die statische Kapazität C_s entspricht einer gleichmäßigen Spannungsverteilung. Sie kann gemessen werden in der Bruckenschaltung mit langsamen Wechselströmen. Beim Betrieb einer Antenne mit Hochfrequenzströmen entstehen im allgemeinen ungleichförmige Spannungsverteilungen, wie z. B. bei einem geraden, in seiner Grundwelle schwingenden Draht (Abb. 174 u. 172, S. 189 u. 190). Diesen nicht stationären Zuständen entsprechen dynamische Kapazitäten C_A , die verschieden sind für die verschiedenen möglichen Schwingungszustände. Für den geraden Leiter wird bei der Grundwelle:

$$C_A = \frac{2}{\pi} C_s.$$

b) Selbstinduktion.

Zu unterscheiden ist der Selbstinduktionskoeffizient L_s für stationäre Strom- und Spannungszustände von dem Koeffizienten L_A für nicht stationäre Zustände. Für den geraden, geerdeten und in seiner Grundwelle schwingenden Leiter ist:

$$L_A = \frac{2}{\pi} \cdot L_s.$$

c) Eigenwellenlänge.

α) Grundgleichung.

Zur Berechnung der Eigenwelle λ_A dient die Kirchhoff-Thomsonsche Gleichung (S. 196):

$$\lambda_A = 2\pi \sqrt{C_A \cdot L_A}.$$

(C_A in elektrost. c-g-s. E., L_A in elektrom. c-g-s. E., λ_A in cm.) Sie liefert für den geraden, geerdeten Leiter von der Länge l bei der Grundschiwingung:

$$\lambda_A = 4l.$$

Bei beliebiger Antennenform wird:

$$\lambda_A = \zeta \sqrt{C_s \cdot L_s}, \quad 4 \cong \zeta \cong 2\pi. \quad (76)$$

Je gleichmäßigere Stromverteilung in der Antenne, wie bei Antennen mit großer Endkapazität, um so mehr nähert sich ζ dem Wert 2π .

β) Näherungsgleichungen.

Zur angenäherten, raschen Ermittlung von λ_A eignen sich die folgenden, von Meissner¹⁾ angegebenen Beziehungen:

Gerader Draht	$\lambda_A \approx 4,1 \cdot l_i,$
„ „ gegen Boden geneigt	$\lambda_A \approx 4,2 l_i,$
„ „ 1 m über Boden	$\lambda_A \approx 5 l_i,$
T-Antenne, schmal	$\lambda_A \approx 4,5 l_i \div 5 l_i,$
T-Antenne, breit	$\lambda_A \approx 5 l_i \div 7 l_i,$
„ Breite b , Höhe $\frac{b}{2} \div \frac{b}{3}$	$\lambda_A \approx 9 l_i \div 10 l_i,$
Schirmantenne, je nach Drahtzahl	$\lambda_A \approx 6 l_i \div 8 l_i,$
„ mit größter Drahtzahl	$\lambda_A \approx 8 l_i \div 10 l_i.$

l_i = Länge der längsten Strombahn, vom Fußpunkt gerechnet.

Weitere Hilfsmittel zur Berechnung von λ_A s. im folgenden unter d, β.

¹⁾ Meissner, A.: Über die Bestimmung der Eigenschwingung von Antennen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 7, S. 425. 1913.

d) Verkürzungs- und Verlängerungszahl.

α) Zulässige Grenzwerte.

Einschalten eines Kondensators in eine Antenne verkleinert ihre Betriebskapazität und verkürzt damit ihre Wellenlänge auf $\lambda = \beta \cdot \lambda_A$, wo $\beta < 1$ die Verkürzungszahl. Mittlerer Grenzwert 0,7.

Vergrößerung der Wellenlänge auf $\lambda = \gamma \cdot \lambda_A$ wird durch Einschalten einer Selbstinduktion erreicht. Die Verlängerungszahl γ darf bei Empfangsantennen wesentlich größer sein als bei Senderantennen.

β) Ermittlung der Wellenlänge bei Verkürzung und Verlängerung.

I. Allgemeiner Fall. Die Wellenlängen, die infolge einer Verkürzung oder Verlängerung entstehen, lassen sich nach K. W. Wagner¹⁾ finden, wenn man die Lösung der Gleichungen

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -C_1 \cdot \frac{\partial V}{\partial t}, \quad \frac{\partial V}{\partial x} = -L_1 \cdot \frac{\partial i}{\partial t},$$

in denen C_1 und L_1 Kapazität und Selbstinduktion der Längeneinheit des homogenen Teils des Strahlers, mit Hilfe der Grenzbedingungen so umformt, daß man eine Beziehung gewinnt zwischen der im Fußpunkt der Antenne eingeschalteten Selbstinduktion L_0 und der Kapazität C_0 (Abb. 200) einerseits und der durch L_0 und C_0 bedingten Eigenwechselzahl andererseits. Die Rechnung ergibt eine transzendente Gleichung von der Form:

$$\text{ctg } \mu = \frac{L_0}{L} \mu - \frac{C}{C_0} \cdot \frac{1}{\mu}, \tag{77}$$

deren Wurzeln zeichnerisch bestimmt werden.

$C = C_1 \cdot l$, $L = L_1 \cdot l$, $l =$ Länge des homogenen Strahlerteils.

Die Wurzeln μ_k der Gl. (77) sind die Abszissen der Schnittpunkte der zwei Kurven

$$y = \text{ctg } \mu, \quad y = \frac{L_0}{L} \mu - \frac{C}{C_0} \frac{1}{\mu},$$

von denen die zweite eine Hyperbel, deren Asymptoten die y -Achse und eine unter Winkel α gegen y -Achse geneigte Gerade, wo

$$\text{tg } \alpha = \frac{L_0}{L}.$$

Den Schnittpunkten entsprechen als Wurzeln von Gl. (77) die Abszissen

$$\mu_k = k \pi + \varepsilon_k, \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

Die ε_k sind aus Abb. 201 abzugreifen. Mit den Wurzeln μ_k erhält man Grund- und Oberwellen zu

$$\lambda_k = \frac{2 \pi l}{\mu_k}. \tag{78}$$

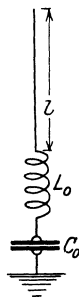


Abb. 200. Kapazität und Selbstinduktion im Strombauch des geraden Leiters.

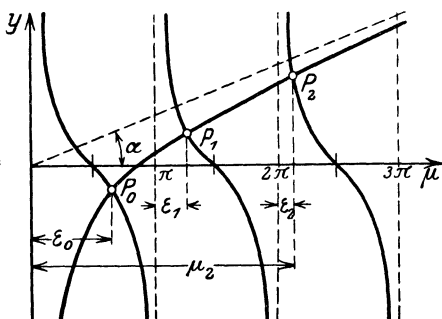


Abb. 201.

¹⁾ Wagner, K. W.: Zur Elektrodynamik von Strahlerkreisen. Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 146. 1919.

2. Kapazitiv verkürzter Leiter. $L = 0$. Gl. (77) geht über in

$$\operatorname{ctg} \mu = -\frac{C}{C_0} \cdot \frac{1}{\mu}.$$

Die zeichnerische Darstellung vereinfacht sich, wenn man statt dessen setzt:

$$\operatorname{tg} \mu = -\frac{C_0}{C} \cdot \mu, \quad (79)$$

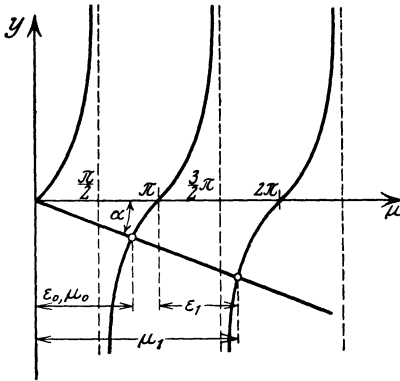


Abb. 202. Ermittlung der Wellenlänge kapazitiv verkürzter Leiter.

eine Gleichung, deren Wurzeln die Schnittpunkte der Kurven

$$y = \operatorname{tg} \mu, \quad y = -\frac{C_0}{C} \mu$$

sind, von denen die zweite eine im zweiten Quadranten, unter dem Winkel α gegen die Abszissenachse verlaufende Gerade (Abb. 202), wo

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{C_0}{C}.$$

Den Schnittpunkten entsprechen als Wurzeln von Gl. (79) die Abszissen

$$\mu_k = k \cdot \pi + \varepsilon_k, \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

deren Werte zur Berechnung der Wellenlänge λ_k nach Gl. (78), Abb. 201 entnommen werden.

3. Induktiv verlängerter Leiter. $C_0 = \infty$. Gl. (77) wird:

$$\operatorname{ctg} \mu = \frac{L_0}{L} \cdot \mu, \quad (80)$$

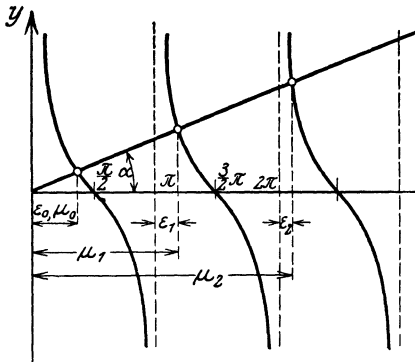


Abb. 203. Ermittlung der Wellenlänge induktiv verlängerter Leiter.

deren Wurzeln Abszissen der Schnittpunkte der Kurven (Abb. 203):

$$y = \operatorname{ctg} \mu, \quad y = \frac{L_0}{L} \cdot \mu,$$

von denen die zweite eine unter Winkel α gegen Abszissenachse verlaufende Gerade, wo

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{L_0}{L}.$$

Die Abszissen μ_k der Schnittpunkte sind Abb. 203 zu entnehmen, worauf die Wellenlänge sich wieder mit Gl. (78) berechnen läßt.

e) Strahlhöhe oder wirksame Höhe h_s .

Die Fernwirkung eines geraden, geerdeten Leiters bei beliebiger Stromverteilung ist proportional $\int i dl$, wo i Stromstärke im Element dl . Er läßt sich ersetzen durch einen geraden Leiter der Länge h_s , der gleichförmig vom Strom i_0 durchflossen wird und die nämliche Fernwirkung ausübt, wenn h_s so gewählt

wird, daß $i_0 h_s = \int i \cdot dl$, i_0 = Strom im Strombauch des ursprünglichen Leiters oder

$$h_s = \frac{\int_0^l i \cdot dl}{i_0}. \quad (81)$$

h_s = Strahlhöhe oder wirksame Höhe.

Auch jede andere Antennenform mit beliebiger Stromverteilung kann durch einen geraden Leiter mit gleicher Strahlungsleistung ersetzt werden, wenn man

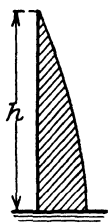


Abb. 204 a. Stromverteilung des geraden, in seiner Grundwelle schwingenden Leiters.

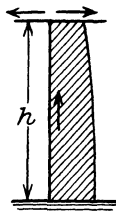


Abb. 204 b. Stromverteilung der T-Antenne

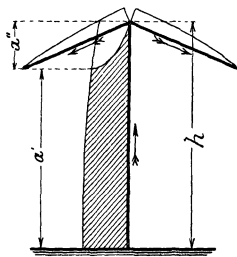


Abb. 204 c. Stromverteilung der Schirmantenne.

für die einzelnen Leiterstücke mittels ihrer Stromverteilungskurven die Projektionen von $i \cdot dl$ auf die senkrechte Achse des Leitergebilde und hieraus $\int i \cdot dl$ ermittelt (Abb. 204 a, b, c).

f) Antennenformziffer.

Allgemein kann die Strahlhöhe h_s dargestellt werden durch

$$h_s = \alpha \cdot h, \quad (82)$$

wo α = Antennenformziffer, h = wahre Höhe einer beliebigen Antennenform.

Näherungswerte:

$$\text{Gerader Draht } h_s = \frac{2}{\pi} \cdot h,$$

Gerader Draht mit Verlängerungsspule

$$h_s \approx \frac{h}{2},$$

$$\text{T-Antenne } h_s \approx h,$$

Schirmantenne $h_s \approx$ Höhe des unteren Schirmrandes $a' + \frac{1}{3}$ Schirmhöhe a'' .

Durch Einführung von h_s in die Gln. (27) bis (29), S. 193 u. 194 für den geraden geerdeten Leiter ergeben sich die folgenden unter g bis i angegebenen Werte für eine beliebig geformte Antenne.

g) Magnetisches und elektrisches Feld.

Scheitelwert \mathfrak{H}_0 des sinusförmigen, magnetischen Wechselfeldes in Äquatorialebene und in Entfernung R :

$$\mathfrak{H}_0 = 4 \pi \cdot \frac{h_s}{\lambda} \cdot \frac{J_0}{R}. \quad (83)$$

J_0 = Scheitelwert des Stromes im Strombauch (Fußpunkt) der Sendeantenne.
Scheitelwert \mathfrak{E}_0 des elektrischen Feldes = Scheitelwert der sinus-

förmigen in der Längeneinheit eines geraden Empfangsleiters erregten elektromotorischen Kraft

$$\mathfrak{E}_0 = 4\pi \cdot \frac{h_s}{\lambda} \cdot \frac{J_0}{R} \cdot 3 \cdot 10^{10} \text{ (c-g-s)} = 120 \cdot \pi \cdot \frac{h_s}{\lambda} \cdot \frac{J_0 \text{ Amp}}{R_{\text{cm}}} \text{ Volt/cm.} \quad (84)$$

h) Gesamte Strahlungsleistung durch Halbkugel mit Halbmesser R .

$$\left. \begin{aligned} N_s &= \frac{C}{6} \mathfrak{E}_0^2 \cdot R_{\text{cm}}^2 \text{ Erg} = 5 \cdot 10^{15} \cdot \mathfrak{E}_0 \cdot R_{\text{km}}^2 \text{ Watt} \\ &= 1579 \cdot \left(\frac{h_s}{\lambda}\right)^2 \cdot i_0^2 \text{ Amp Watt} \end{aligned} \right\} \quad (85)$$

$$i_0 = \frac{J_0}{\sqrt{2}} = \text{Wirksame Stromstärke im Strombauch.}$$

i) Strahlungswiderstand.

Für eine beliebig geformte Antenne mit der Strahlhöhe h_s ergibt sich, sofern man

$$N_s = 1579 \left(\frac{h_s}{\lambda}\right)^2 \cdot i_0^2 = w_s \cdot i_0^2$$

setzt, der Strahlungswiderstand:

$$w_s = 1579 \left(\frac{h_s}{\lambda}\right)^2 \text{ Ohm.} \quad (86)$$

Er stellt einen im Strombauch der Antenne eingeschaltet gedachten Widerstand dar, in dem eine N_s gleiche Leistung in Joulesche Wärme umgesetzt wird.

k) Meterampere.

Als Maß für die Leistungsfähigkeit eines Strahlers dient vielfach das Produkt $i_0 \cdot h_s$ aus wirksame Stromstärke im Strombauch und Strahlhöhe, die sog. Meterampere, die sich nach Gl. (85) aus N_s , w_s und h_s berechnen zu:

$$i_0 \cdot h_s = h_s \sqrt{\frac{N_s}{w_s}}. \quad (87)$$

l) Gesamter Wirkwiderstand.

$$w_A = w' + w_v.$$

w' = Wirkwiderstand von Antenne nebst Erdung oder Gegengewicht,

w_v = Wirkwiderstand der Abstimmittel (Spulen, Kondensatoren).

$$w' = w_s + w'_v.$$

w_s = Strahlungswiderstand, w'_v = gesamter Verlustwiderstand der Antenne nebst Erdung oder Gegengewicht. Die Teilbeträge von w'_v sind bedingt durch Verluste durch Joulesche Wärme in den Antennendrähten, Glimm- und Sprühererscheinungen, Wirbelströme in Halteseilen und benachbarten Leitern, dielektrische Verschiebungsströme in der Umgebung, Isolationsströme, Erdströme.

m) Wirkungsgrad.

$$\eta_A = \frac{i_0^2 \cdot w_s}{i_0^2 \cdot w_A}. \quad (88)$$

C. Anordnung des Gegengewichts¹⁾.

Zur Erzielung eines großen Wirkungsgrades ist ein möglichst kleiner Widerstand der Erdung anzustreben. Zu dem Zwecke müssen die Ströme vom Gegengewicht nach dem Sender von den Stellen großer Stromdichte auf gut leitenden Bahnen zur Senderstelle geführt, d. h. in schlecht leitender Erde selbst verlaufende Ströme möglichst vermieden werden. Näheres s. S. 402.

D. Richtwirkung (vgl. 5. Teil VII),

Zur Beurteilung der Richtwirkung eines Strahlers dient seine **Fernwirkungskennlinie**, eine Kurve, die sich ergibt, wenn man vom Fußpunkt des Strahlers in einer Ebene, z. B. der Äquatorialebene, die Scheitelwerte seiner Feldstärke in verschiedenen Richtungen als Strahlen aufträgt und deren Endpunkte verbindet.

Gerader Leiter, T- und Schirmantenne strahlen in der Äquatorialebene der Leiterachse bei gleichmäßiger Bodenbeschaffenheit und gleichmäßigem Zustand der Atmosphäre nach allen Richtungen gleichmäßig. Ihre Fernwirkungskennlinie ist ein Kreis.

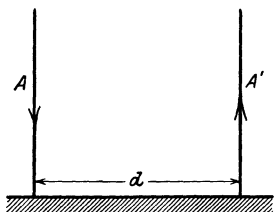


Abb. 205. Zwei gerade, parallele Leiter.

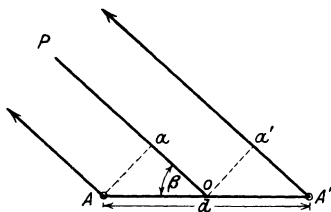


Abb. 206. Gangunterschied der Wellen von zwei geraden, parallelen Leitern.

Nach einzelnen Richtungen bevorzugte Strahlung wird erzielt durch

1. mehrere Luftleiter, die in der Phase verschobene Ströme führen;

2. besondere Leiterformen, wie geknickte Antenne, Erdantenne, Sternantenne.

Gesichtspunkte zur Ermittlung der Kennlinie. Gesamtfeld an bestimmter Stelle ergibt sich aus den Teilfeldern der einzelnen Leiter, die nach Größe und Phasenverschiebung zusammzusetzen sind.

Phasenverschiebung der Teilfelder = der künstlich durch Art der Erregung erzeugten Phasenverschiebung φ der Ströme in den einzelnen Leitern + Phasenverschiebung ψ , die durch Gangunterschied der Wellen, bezogen auf Ausgangspunkt, entsteht.

Einfachster Fall: Zwei parallele, in Entfernung d voneinander aufgestellte Leiter AA' (Abb. 205 u. 206). Ausgangspunkt O . Gangunterschied der Wellen von $A =$ Voreilung um $0 a$. Phasenverschiebung ψ aus:

$$\frac{d \cdot \cos \beta}{\lambda} = \frac{t}{T} = \frac{\psi}{2\pi}, \quad \psi = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \beta.$$

Phasenverschiebung ψ' der Welle aus A' entsprechend Nacheilung um $0 a = -\psi$. Somit Zeitwert der Teilfelder f_A und $f_{A'}$ in P :

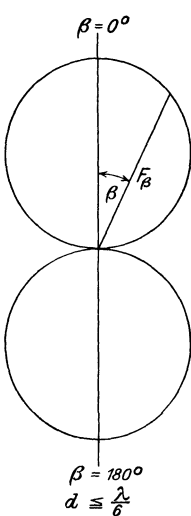
$$f_A = F_A \cdot \sin \left[\omega t + \frac{\pi d}{\lambda} \cos \beta \right], \quad f_{A'} = F_{A'} \cdot \sin \left[\omega t + \varphi - \frac{\pi d}{\lambda} \cos \beta \right].$$

¹⁾ Meissner, A.: Über den Erdwiderstand von Antennen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 18, S. 322. 1921. — Bucher, E.: The Alexanderson system for radio communication. General Electric Review 23, S. 820. 1920. — Bouvier, P.: Antennen mit Vielfacherdung. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 22, S. 9. 1923.

Zeitwert des Gesamtfeldes f für $F_A = F_{A'}$

$$f = 2 \cdot F_A \cdot \cos \left[\frac{\pi \cdot d}{\lambda} \cos \beta - \frac{\varphi}{2} \right] \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\varphi}{2} \right).$$

Scheitelwert F_β des Gesamtfeldes in Richtung P :



$$F_\beta = 2 \cdot F_A \cdot \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \beta - \frac{\varphi}{2} \right)$$

und für $\varphi = 180^\circ$:

$$F_\beta = 2 F_A \cdot \sin \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \beta \right). \tag{89}$$

Für $d \leq \frac{\lambda}{6}$ Sinus mit Bogen vertauschbar, mithin:

$$F_\beta = 2 F_A \cdot \frac{\pi \cdot d}{\lambda} \cos \beta. \tag{90}$$

Fernwirkungskennlinie somit dargestellt durch zwei sich berührende Kreise (Abb. 207).

Fernwirkungskennlinie für $d = \frac{3}{4} \lambda$ (Abb. 208) ungünstiger.

Verwendung eines dritten in 0 (Abb. 206) aufgestellten Leiters, der doppelt so stark erregt und mit A in Phase schwingt, liefert Kennlinie Abb. 209. Strahlung nach rückwärts somit beseitigt.

Vermehrung der Leiterzahl, passend gewählte Aufstellung und Erregung der einzelnen Leiter führt zu stark verminderter Seitenstrahlung.

Anordnung mit stetig veränderbarer Strahlungsrichtung: Das Radiogoniometer von Bellini und Tosi: Zwei mit ihren Ebenen senkrecht zueinander

Abb. 207. Fernwirkungskennlinie von zwei geraden Leitern.

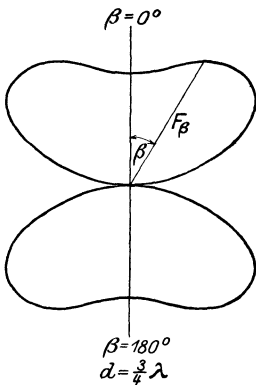


Abb. 208. Fernwirkungskennlinie von zwei geraden Leitern.

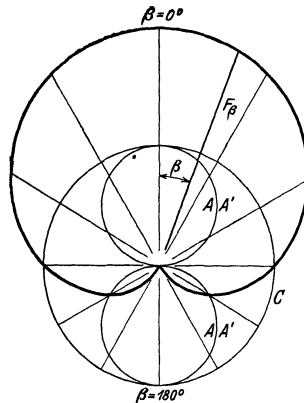


Abb. 209. Fernwirkungskennlinien von drei geraden Leitern.

angeordnete feste Spulen, von denen jede mit einem Leiterpaar wie AA' (Abb. 205) verbunden ist. Beide Leiterpaare liegen in senkrecht sich kreuzenden Ebenen. In Mitte der beiden festen Spulen eine um senkrechte Achse drehbare Spule, die vom Hochfrequenzreglerkreis gespeist wird und die die Antennenpaare erregt.

Näheres hierüber und die anderen, oben erwähnten Anordnungen, insbesondere auch die für Richtempfang vorzüglich geeignete Rahmenantenne, s. 5. Teil VII.

4. Die Erregung von Schwingungskreisen.

A. Knallfunkenenerger.

Um a rasch aufeinander folgende gedämpfte Schwingungszüge in der Zeiteinheit zu erhalten, legt man in den Kreis III Abb. 210 eine Funkenstrecke F und lädt C_1 unter Zwischenschaltung eines Transformators T auf. Sobald die Zündspannung V_0 der Funkenstrecke erreicht ist, setzt die oszillatorische Entladung ein, die nach kurzer Zeit abgelaufen ist, worauf sich C_1 neu auflädt und der Vorgang sich wiederholt. F steuert somit die Entladungen.

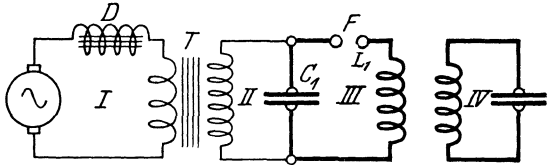


Abb. 210. Schaltung für Knallfunkenenerger.

Streng auseinanderzuhalten sind in Anordnung Abb. 210 der Hochfrequenzkreis III einerseits und die zwei Niederfrequenzkreise I und II andererseits.

Der Hochfrequenzkreis. C_1 und L_1 sollen möglichst verlustfrei sein. Die Elektroden von F bestehen aus Zink, sind kugel-, platten- oder auch ringförmig. Periodendauer und die ihr entsprechende Wellenlänge der Hochfrequenzströme berechnen sich mittels der Gln. (34) und (35) S. 196 aus C_1 , L_1 und R_1 und können durch passende Wahl von C_1 und L_1 auf beliebige Werte gebracht werden. Aus der auf C_1 aufgespeicherten Arbeitsmenge $\frac{C_1 \cdot V_0^2}{2}$ ergibt sich ferner bei a Entladungen in der Sekunde die

$$\text{Hochfrequenzleistung} = a \cdot \frac{C_1 \cdot V_0^2}{2}. \quad (91)$$

Die Niederfrequenzkreise. Während in Kreis III nur Hochfrequenzströme fließen, führen die Kreise I und II ausschließlich Niederfrequenzströme, deren Periodenzahl $f = \frac{p \cdot n}{120}$, wo p Polzahl, n Drehzahl der Wechselstrommaschine in der Minute bedeutet.

Kreis I und II werden aufeinander abgestimmt, d. h. die Bestimmungsstücke sind so zu bemessen, daß die Eigenperiodendauer des gesamten Kreises übereinstimmt mit der ihm aufgedrückten Periodendauer der Wechselstrommaschine. Diese Resonanzbedingung findet ihren Ausdruck in der

$$\text{Gleichung von Seibt}^1) T = 2\pi \cdot \sqrt{C_1 \cdot L_{2T}(1 - k^2)}, \quad (92)$$

wo L_{2T} = Selbstinduktionskoeffizient der Sekundärspule, k = Kopplungsziffer zwischen Primär- und Sekundärkreis des Transformators. Bei gegebenem C_1 und L_{2T} läßt sich die Gleichung erfüllen durch Änderung von T und k . Meist ändert man nur k , und zwar mittels der Drossel D mit verschiebbarem Eisenkern, die bei Löschfunkensendern als Tondrossel bezeichnet wird.

Einfacher als mittels der Seibtschen Gleichung lassen sich die erforderlichen Maßnahmen zur Resonanzeinstellung der zwei Niederfrequenzkreise überlegen an Hand der bekannten Ersatzschaltung des sekundär mit Kapazität belasteten Transformators.

Der Vorzug dieser Resonanzeinstellung liegt zunächst darin, daß die Kondensatorspannung bei gleicher Erregung der Wechselstrommaschine viel höhere Werte annimmt als ohne sie, und daß ferner diese hohe Spannung nicht

¹⁾ Seibt, G. Über Resonanzinduktoren und ihre Anwendung in der drahtlosen Telegraphie. ETZ 25, S. 276. 1904.

bestehen kann, wenn die Funkenstrecke durchschlagen, die Resonanzbedingung also gestört wird. Hauptsächlich hierdurch wird der Lichtbogenbildung und damit dem Inaktivwerden des Funkens vorgebeugt.

Die Spannung am Kondensator pendelt nun bei Resonanz in den Niederfrequenzkreisen im Rhythmus der aufgedrückten Wechselspannung allmählich hinauf und erreicht, wenn die Funkenstrecke so weit gestellt ist, daß sie nicht durchschlagen wird, asymptotisch einen Höchstwert, der eintritt, wenn die von der Maschine gelieferte und die in Kreis I und II durch Kupfer- und Eisenverluste verbrauchte Leistung einander gleich sind.

Nachteile der Knallfunkenerreger sind: 1. Die Funkenfolge läßt sich nicht so regelmäßig gestalten, daß beim Senden mit Knallfunkenerrern an der Empfangsstelle ein reiner Ton entsteht. Infolgedessen starke Beeinflussung des Empfangs durch atmosphärische Störungen.

2. Bei größerer Funkenzahl wird die Funkenstrecke zwischen den einzelnen Entladungen nicht hinreichend entionisiert, es kann infolgedessen dazu kommen, daß der Transformator einen dauernden Lichtbogen unterhält und die Strecke inaktiv wird.

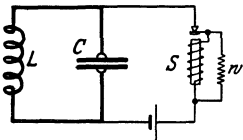


Abb. 211. Summerschaltung.

3. Kopplung von Kreis III mit einem zweiten Hochfrequenzkreis IV führt zum Entstehen der beiden Koppelwellen in jedem der Kreise III und IV (S. 205).

Diese Nachteile fallen weg, wenn an Stelle der Knall- eine Löschfunkenstrecke benutzt wird.

Abb. 211 stellt die sog. **Summerschaltung**¹⁾ dar, die zur Erregung von kleinen Hochfrequenzleistungen für Prüf- und Meßzwecke benutzt wird und bei der zur Steuerung der Vorgänge an Stelle der Funkenstrecke ein elektromagnetischer Unterbrecher dient, an dessen Wicklungen ein Nebenwiderstand w liegt.

B. Löschfunkenerreger.

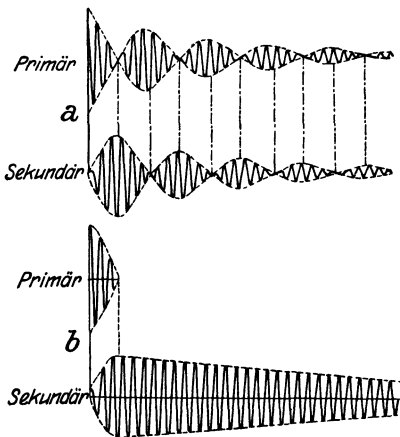


Abb. 212. Freie Schwingungen in gekoppelten Kondensatorkreisen. Oben Knallfunkenerreger, unten Löschfunkenerreger.

Bei der zuerst von Wien²⁾ angegebenen Löschfunkenstrecke wird der große Funke der Knallfunkenstrecke zerlegt in eine *größere Zahl von kleinen Funken*, die zwischen mehreren, in Reihe geschalteten Strecken mit sehr *geringem Elektrodenabstand* überschlagen. Die kleinen Fünkchen erhitzen die Elektroden, die bei Erregern für große Leistungen noch besonders gekühlt werden, viel weniger. Die kalten Elektroden kühlen die Funkenbahn stärker ab, die Entionisierung wird viel vollkommener, und der Funke reißt schon rasch nach Beginn der ersten Kondensatorentladung ab, Lichtbogenbildung tritt auch bei großer Funkenzahl nicht auf, und die Funkenfolge wird gleichmäßig.

¹⁾ Eichhorn, G. Über eine Methode der Stoßerregung elektrischer Schwingungen und ihre Anwendung in der radiotelegraphischen Meßtechnik. Mitt. d. Phys. Ges. Zurich. Nr. 18. 1916.

²⁾ Wien, M. Über die Dämpfung von Kondensatorschwingungen. Phys. Zeitschr. 7, S. 871. 1906.

Die Morsezeichen werden **als reine Töne** wahrgenommen, die leicht durch atmosphärische Störungen durchgehört werden und auch bei viel kleineren Strahlungsleistungen als bei Knallfunkensendern noch hörbar sind. Ein mit III (Abb. 210) gekoppelter Kreis IV wird von III nur angestoßen und schwingt mit seiner Eigenwelle und Eigendämpfung aus. In IV ist daher nur eine Welle nachweisbar. Funkenzahl und damit auch Hochfrequenzleistung lassen beträchtliche Steigerung ohne Inaktivwerden des Funkens zu. Abb. 212 zeigt untereinander die Schwingungsbilder für den Knallfunken- und den Löschfunkenerreger.

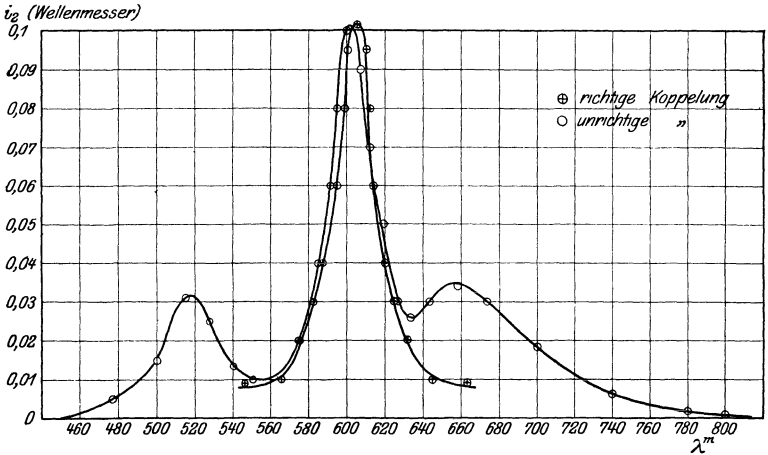


Abb. 213. Resonanzkurve eines Löschfunkenerrers bei falscher und richtiger Kopplung.

Die **Elektroden** der Löschfunkenstrecken bestehen meist aus Silber. Elektrodenentfernung 0,1 bis 0,3 mm. Auch Wolfram wurde von Boas wegen seiner geringen Zerstäubungsfähigkeit verwendet. (Näheres s. S. 418.)

Gleichmäßigkeit der Funkenfolge (Tonreinheit) und Strom i_{IV} im Verbrauchskreis (Kreis IV) sind wesentlich bedingt durch die Kopplung zwischen III und IV, wie Abb. 213 zeigt. Die Aufnahme der Kurve $i_{IV} = f(k_{III, IV})$ liefert im allgemeinen mehrere, untereinander verschiedene Höchstwerte von i_{IV} . Für den Betrieb von Löschfunksendern ist diejenige Kopplung zu wählen, bei der am leichtesten und in weiten Grenzen der Maschinenerrregung Tonreinheit zu erzielen ist.

Durch passende Wahl der Erregung der Wechselstrommaschine kann man erreichen, daß bei jedem Wechsel oder bei jedem zweiten oder jedem dritten Wechsel der Funke einsetzt. Beim Betriebe mit einer 500 periodischen Maschine ergeben sich dann die **Tonfrequenzen** 1000, 500, 333, 250.

Eine wesentliche Steigerung der Löschwirkung wird erzielt durch **Abreißfunkenstrecken**, die erst beim Einsetzen des Löschfunkens in Tätigkeit treten, wobei sie mit der Löschfunkenstrecke in Reihe liegen und so ein viel rascheres Abklingen der Entladungen im Erregerkreis herbeiführen.

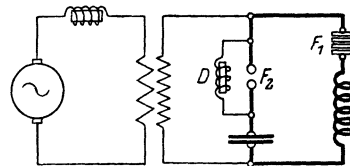


Abb. 214. Löschfunkenerreger mit Abreißfunkenstrecke.

In Anordnung Abb. 214 erfolgt die Ladung des Kondensators über die Eisendrossel D . Die dann einsetzende, oszillatorische hochfrequente Entladung muß über die Reihenschaltung der Löschfunkenstrecke F_1 und der Abreißfunkenstrecke F_2 erfolgen, da D den hochfrequenten Entladungen den Weg sperrt.

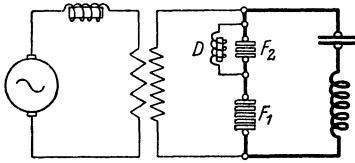


Abb. 215. Löschfunkenenerger mit Abreißfunkenstrecke.

In Abb. 215 ist ein Teil F_2 der Löschfunkenstrecken in Verbindung mit der Löschdrossel D als Abreißfunkenstrecke benutzt.

Nach der Ladung des Kondensators geht der erste Entladungsstoß über F_1 , worauf bei der folgenden oszillatorischen Entladung F_1 und F_2 in Reihe geschaltet sind.

Für größere Sender benutzt Telefunken die sog. Hilfszündung¹⁾, die auch bei wechselnder Belastung ohne Neueinstellung Tonreinheit gewährleistet.

C. Taktfunkenenerger von Marconi.

Durch eine umlaufende Funkenstrecke werden nacheinander eine Reihe von Schwingungskreisen derart entladen, daß bei richtigem Zeitabstand der Entladungen Schwingungszüge entstehen, deren Gesamtheit einen Schwingungszug mit nahezu gleichbleibenden Scheitelwerten darstellt (Abb. 216).

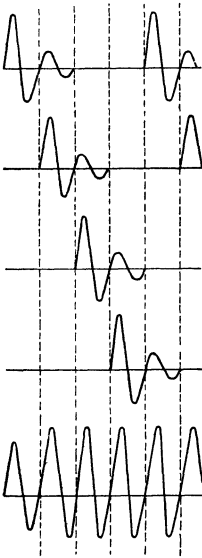


Abb. 216. Schwingungsverlauf beim Taktfunkenenerger von Marconi.

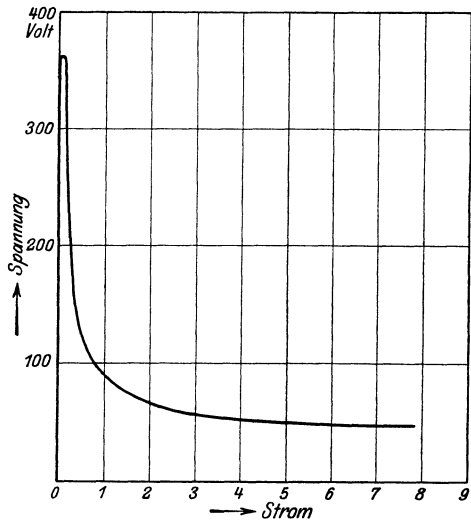


Abb. 217. Statische Kennlinie des Lichtbogens.

D. Lichtbogenschwingungen²⁾.

a) Statische und dynamische Kennlinie.

Die Entstehung von Schwingungen in einem aus C und L bestehenden Nebenzweig zum Lichtbogen (Abb. 220) beruht darauf, daß, im Gegensatz zu metal-

¹⁾ Eichhorn, E.: Telefunken-Hilfszündung (Zusatzapparat für tonende Löschfunken-sender). Jahrb. f. drahtl. Telegr. II, S. 75. 1916.

²⁾ Barkhausen, H.: Das Problem der Schwingungserzeugung. Leipzig: S. Hirzel 1907. — Simon, H. Th.: Über ungedämpfte elektrische Schwingungen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. I, S. 16. 1907. — Wagner, K. W.: Der Lichtbogen als Wechselstromerzeuger. Leipzig: S. Hirzel 1910.

lischen Leitern, die Gleichspannung e_b am Bogen wächst, wenn der Gleichstrom i_b abnimmt und umgekehrt, oder anders ausgedrückt: daß die Lichtbogenkennlinie $e_b = f(i_b)$ (Abb. 217) eine **fallende Kennlinie** ist oder der Bogen einen **negativen Widerstand** besitzt. Diese Kennlinie heißt statische Kennlinie, im Gegensatz zu der dynamischen Kennlinie, die sich ergibt, wenn der Bogen von periodisch rasch wechselnden Strömen durchflossen wird. Die Lichtbogenkennlinie geht dann infolge davon, daß die Ionisierung den Stromänderungen nachhinkt, in eine Art Hysteresisschleife (Abb. 218) über, die um so mehr zusammenschrumpft, je höher die Periodenzahl (Abb. 219).

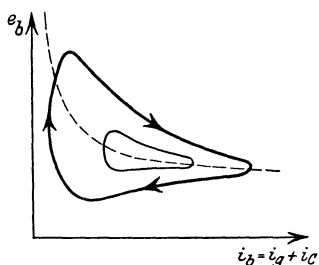


Abb. 218. Dynamische Lichtbogenkennlinie bei verschiedenen Wechselströmen.

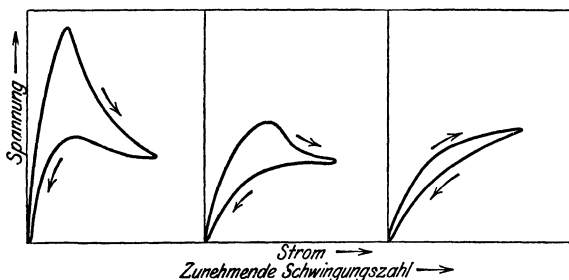


Abb. 219. Dynamische Lichtbogenkennlinien bei zunehmender Schwingungszahl.

b) Bedingung für das Entstehen ungedämpfter Schwingungen.

Wird der Nebenzweig an den brennenden Bogen angeschlossen, so fließt in C (Abb. 220) der Zeitwert des Ladestromes i_C . i_b nimmt ab und e_b wächst, bis ein Grenzstand eingetreten, d. h. die Ladung beendet, $i_C = 0$, ferner i_b und e_b wieder ihren ursprünglichen Wert angenommen haben. Nunmehr entlädt sich C durch den Bogen, i_b wächst und e_b sinkt unter den ursprünglichen Wert, bis wieder $i_C = 0$, d. h. i_b und e_b ihren ursprünglichen Wert angenommen haben, worauf der Vorgang sich wiederholt.

Ändert sich der Strom i_L in der Spule L um einen kleinen Betrag i'_L , so erfährt die Spannung e_L an L die Änderung

$$e'_L = i'_L \cdot \frac{de_L}{di_L} = a \cdot i'_L.$$

Wird hierbei i_g durch einen großen Vorschaltwiderstand oder eine Drossel D konstant gehalten, so muß $i'_L = i_C$ sein. Da nun

$$i_C = -C \cdot \frac{de_C}{dt},$$

so wird, wenn $w =$ Widerstand der Selbstinduktionsspule L :

$$e_L + e'_L = -i_C \cdot w - L \cdot \frac{di_C}{dt} + e_C,$$

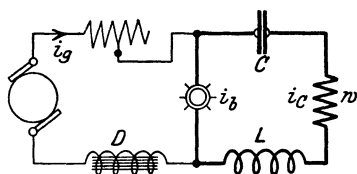


Abb. 220. Schaltung zur Erzeugung von Lichtbogenschwingungen.

woraus durch Differentiation die Differentialgleichung folgt:

$$\frac{d^2 i_C}{dt^2} + \frac{w+a}{L} \cdot \frac{d i_C}{dt} + \frac{i_C}{C \cdot L} = 0$$

mit der Lösung:

$$i_C = A \cdot e^{-\delta \cdot t} \cdot \sin(\omega t + \varphi), \tag{93}$$

wo

$$\delta = \frac{w+a}{2L}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{C \cdot L} - \delta^2}, \tag{94}$$

welche zeigt:

1. die entstehenden Schwingungen klingen ab, wenn $\delta > 0$;
2. es entstehen ungedämpfte, sinusförmige Schwingungen, wenn

$$\delta = \frac{w+a}{2L} = w + \frac{d e_L}{d i_L} = 0, \quad \text{d. h.} \quad \frac{d e_L}{d i_L} = -w, \tag{95}$$

oder der Lichtbogen negativen Widerstand besitzt, der so groß ist, daß die durch den Wirkwiderstand w verursachte Dämpfung aufgehoben wird durch die negative Dämpfung des Lichtbogens.

Dieses Ergebnis gilt allgemein für Leiteranordnungen mit fallender Kennlinie oder negativem Widerstand.

Die Periodenzahl der Schwingungen wird sehr angenähert:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C \cdot L}},$$

ist also gleich der Eigenperiodenzahl des ungedämpften Kreises $C-L$.

c) Schwingungsarten.

Möglich sind drei Schwingungsarten.

α) Schwingungen erster Art: $J_C < i_g$ (Abb. 221).

In Kreis LC rein sinusförmige Schwingungen, die sich im Lichtbogen über i_g lagern und einen Wellenstrom i_L geben mit stets positiven Werten. Da Bogen nicht erlischt, kann e_C und damit die Wechselstromleistung keine großen Werte annehmen.

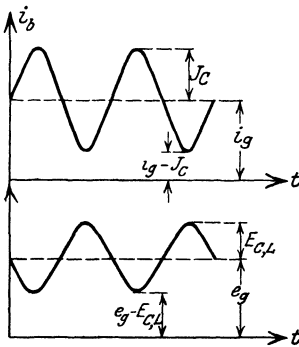


Abb. 221. Lichtbogenschwingungen 1. Art.

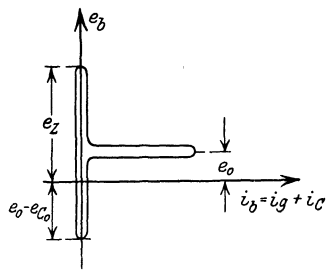


Abb. 222. Ideale dynamische Lichtbogenkennlinie

β) Schwingungen zweiter Art: $J_C > i_g$.

1. Verlauf der Strom- und Spannungskurven. **Keine Rückzündung**, d. h. Annahme, daß Bogen nur in einer Richtung zündet, und zwar wenn die am negativen Maschinenpol liegende Elektrode des Lichtbogens negatives Potential hat.

Zeitkurven für Ströme und Spannungen bei idealer Kennlinie (Abb. 222), die voraussetzt, daß Bogenspannung $e_b = e_0 = \text{const.}$, solange Bogen brennt.

Stromkurve (Abb. 223 a): Bogen ist erloschen, Zündspannung gerade erreicht: Bogen zündet. Im Bogen fließt $i_b = i_g + i_c$. i_c wächst sinusförmig und schwingt dabei während Zeit T_1 um i_g als Abszissenachse. i_c erreicht Scheitelwert J_c und mit ihm i_b Höchstwert. i_c nimmt ab, wird negativ, worauf $i_b = 0$, wenn $i_c = -i_g$ und Bogen erlischt. Bogen bleibt während Zeit T_2 erloschen und zwar so lange, bis ursprüngliche Zündspannung wieder erreicht ist.

Spannungskurven (Abb. 223 b): Annahme $e_b =$ Zündspannung $= e_z$. Bogen zündet, worauf e_b sofort übergeht in e_0 , das praktisch konstant bleibt, da wegen des kleinen Bogenwiderstandes der Hauptteil der Wechselspannung sich an C und L legt, solange Bogen brennt. Für $i_c = -i_g$ erlischt Bogen, Bogenwiderstand wird ∞ . An Bogen legt sich Spannung $e_b = e_0 - e_{0c} < 0$. Da Rückzündung nach Annahme nicht eintritt, steigt jetzt, während $i_b = 0$, Bogenanspannung von negativem $e_0 - e_{0c}$ zu positivem $e_b = e_z$ an, und zwar geradlinig, da C mit konstantem Strom i_g aus Stromquelle aufgeladen wird. Darauf Neuzündung und Wiederholung des Vorganges.

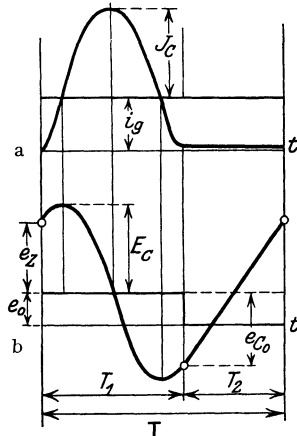


Abb. 223. Lichtbogenschwingungen
2. Art.

Der Hochfrequenzstrom besteht bei Schwingungen zweiter Art somit aus positiven Kuppen, die durch mehr oder weniger große, auf der Abszissenachse verlaufende Strecken voneinander getrennt sind, ist nicht sinusförmig und kann daher in eine Grundschwingung und eine Reihe von Oberschwingungen zerlegt werden.

Da der Bogen erlischt, sein Widerstand große Werte annimmt, kann sich C viel höher aufladen als bei Schwingungen erster Art, d. h. man erhält mit Schwingungen zweiter Art wesentlich höhere Hochfrequenzleistungen.

2. Hilfsmittel zur Erzeugung von Schwingungen zweiter Art. Man erreicht um so höheren Lichtbogenwiderstand bei $i_b = 0$,

1. je längere Zeit $i_b = 0$, d. h. durch großes J_c oder großes C ;
2. je stärker der Raum zwischen den Lichtbogenelektroden gekühlt und entionisiert wird.

Dazu dient:

- a) Einbetten des Bogens in Wasserstoff oder eine wasserstoffhaltige Atmosphäre (Alkoholdämpfe, Leuchtgas);
- b) Magnetgebläse (vergrößert Bogen, bläst Ionen weg);
- c) Kühlen der Elektroden, besonders der positiven und der Flammenkammer durch Wasser;
- d) Vorrichtungen, durch die Zündung immer an neuen Stellen erfolgt, die noch kalt sind (Drehen der Elektroden oder des Bogens);
- e) Reihenschaltung mehrerer kleiner Lichtbogen (nur für kleinere Leistungen).

Diese von Poulsen und Simon angegebenen Mittel müssen um so kräftiger zur Wirkung gebracht werden, je höher die Wechselzahl der Hochfrequenzströme ist, da die Neuzündung bei großer Wechselzahl noch heiße Elektroden vorfindet und Rückzündungen eintreten können.

Mehr sinusförmige Schwingungen entstehen durch Verkürzen der Zeit T_2 , für die $i_b = 0$, d. h. für kleineres i_c (kleines C , großes L). Generatoren für Sendezwecke arbeiten mit $i_g = 1,4 \cdot i_c$.

Im allgemeinen verläuft die Spannung etwas anders wie in Abb. 223. Das Magnetgebläse verlängert den Bogen, und die Spannung steigt vor dem Erlöschen

auf den Wert e_L (Abb. 224) der Löschspannung, sinkt dann bei $i_b = 0$ auf $e'_L - e_{0c}$ und steigt dann geradlinig zur Zündspannung e_Z an. Die Kurve hat daher zwei Spitzen [Pedersen¹⁾]. Für den Betrieb soll $e_Z \leq e_L$ sein. Der Bogen erlischt dann überhaupt nicht. e_L ist abhängig von Feldstärke \mathfrak{H} und Gasdichte d und proportional $\frac{\mathfrak{H}}{d}$. Günstigster Wert für $\mathfrak{H} = C \cdot \frac{d \cdot w}{\lambda} \cdot i_g$. Ist \mathfrak{H} größer, so wandert

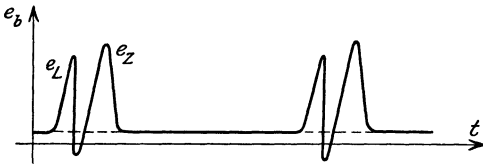


Abb. 224. Losch- und Zündspannung des Lichtbogen-generators.

Bogen zu schnell und zu hoch, i wird zu groß, der Wirkungsgrad klein, während bei kleinerem \mathfrak{H} Rückzündungen eintreten, die sich so lange fortsetzen können, bis Bogen abreißt. λ schwankt stark. Dies wird nach Pedersen vermieden durch einen besonders geformten Kupferkühlschuh auf der negativen Elektrode, der großen Wirkungsgrad und sinusförmige Schwingungen liefert.

Nach Fuller²⁾ ist die günstigste Feldstärke $\mathfrak{H} = 1000 \cdot C_0 \cdot \frac{\sqrt{e_g \cdot i_g}}{\lambda}$ Gauss, wo für Äthylalkohol $C_0 = 8,5$, für Petroleum $C_0 = 4,25$; e_g in Volt, i_g in Ampere.

γ) Schwingungen dritter Art.

Sie entstehen, wenn beim Erlöschen des Bogens das negative Potential der am positiven Maschinenpol liegenden Elektrode so hoch wird, daß Rückzündung eintritt, die sich mehrmals wiederholen kann. Im Kondensatorkreis erhält man dann Wellenzüge, die wie bei Knall- und Löschkunkerregern bestehen aus abklingenden Schwingungen, wie Abb. 225 zeigt, die nur den Kondensatorstrom und die Kondensatorspannung enthält. Große Dämpfung verhindert sie. Der belastete Lichtbogen-generator arbeitet daher regelmäßiger.

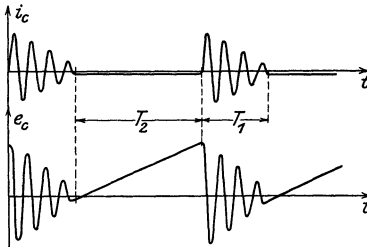


Abb. 225. Lichtbogenschwingungen 3. Art.

d) Lichtbogengeneratoren³⁾

(vgl. 5. Teil, I. 3.).

Sie sind hervorgegangen aus der von Duddell angegebenen Anordnung des pfeifenden Bogens mit in freier Luft brennenden Homogenkohlen. Hiermit erreichbare Schwingungszahl und Leistung jedoch nur klein.

Die neueren, zuerst von Poulsen eingeführten Lichtbogengeneratoren für große Leistungen arbeiten mit den S. 223 angegebenen Mitteln und Schwingungen zweiter Art. Betriebsspannung $e_g = 400 \div 600$ V. Vielfach bestehen dabei beide Elektroden aus Kohle, die schräg gegeneinander gestellt sind und 2- bis 3mal in der Minute durch einen Motor gedreht werden. λ ist bei diesen Generatoren sehr konstant, Oberwellen nur gering.

Schaltung: Abb. 226. *DD* sind eisenlose Drosseln, mit Induktionskoeffizienten von etwa 0,02 H., die die Hochfrequenzströme von der Gleichstromquelle

¹⁾ Pedersen, P. O.: Some improvements in the Poulsen arc. Proc. of the Inst. of Radio Engineers 1921.

²⁾ Fuller, L. F.: The design of Poulsen arc converters for Radio Telegraphy. Proc. of the Inst. of Rad. Eng. 7, S. 449. 1919.

³⁾ Poulsen, V.: Ein Verfahren zur Erzeugung ungedämpfter elektrischer Schwingungen und seine Anwendung in der drahtlosen Telegraphie. ETZ 27, S. 1040, 1075. 1906.

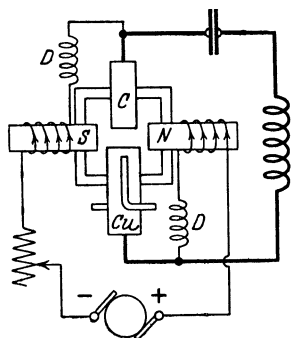


Abb. 226 Schaltung eines Lichtgenerators.

absperrn und dem Bogen die Möglichkeit geben, mit einer von der Maschinenspannung abweichenden Spannung zu brennen.

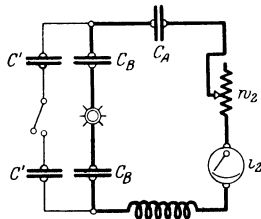


Abb. 227. Hartensteinschaltung.

Wirkungsgrad η etwa 0,25. Er kann gesteigert werden auf etwa 0,6 durch die von Hartenstein angegebene Schaltung Abb. 227, in der C_B Blockkondensatoren, $C' C'$ die Kondensatoren bedeuten, mittels deren die Steigerung von η gelingt¹⁾.

Tastschaltungen zum Geben von Morsezeichen und Telephonieschaltungen s. Teil 5, I, 3.

E. Elektronenröhren²⁾. Siehe auch S. 438 ff.

a) Allgemeine Erscheinungen.

α) Elektronenstrom.

Stellt man dem Glühfaden in einer ausgepumpten Röhre eine auf positives Potential gebrachte Platte (Abb. 228) gegenüber, so entweichen infolge der Erhitzung des Fadens Elektronen aus ihm, ähnlich wie die Dämpfe aus einer verdampfenden Flüssigkeit, und werden als negative Elektrizitätsteilchen (Elektronen) zur Platte hingezogen. Es entsteht, sofern die Röhre keine Gasreste enthält, ein reiner Elektronenstrom.

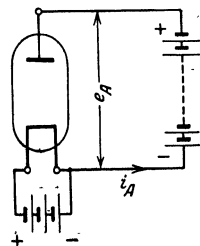


Abb. 228. Entstehung des Elektronenstromes.

β) Elektronengeschwindigkeit.

Hierbei erlangen die Elektronen eine Geschwindigkeit, die sich aus der Gleichung für das in den Elektronen aufgespeicherte Arbeitsvermögen

$$q \cdot e_A = \frac{m}{2} (v^2 - v_0^2) \tag{96}$$

berechnen läßt, wo

e_A = Spannung zwischen Platte und Faden,
 m = Masse eines Elektrons = $0,903 \cdot 10^{-27}$ g,
 q = Ladung eines Elektrons = $1,591 \cdot 10^{-19}$ Coulomb = $1,591 \cdot 10^{-20}$ (c-g-s).

¹⁾ S. hierzu: Pedersen, P. O.: On the Poulsen arc in coupled circuits. Proc. of the Inst. of Rad. Eng. Juni 1921.

²⁾ Barkhausen, H.: Elektronenröhren. Leipzig: S. Hirzel 1924. — Moller, H. G.: Die Elektronenröhren und ihre technischen Anwendungen. Braunschweig: F. Vieweg & Sohn 1922. — Rukop, H.: Die Hochvakuum-Eingitterröhre. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 110. 1919. — Ders.: Reißdiagramme von Senderrohren. Telefunken-Zeitung Nr. 32/33, S. 27. 1923 u. Nr. 34/35, S. 45. 1924.

Sie liefert für $v_0 = 0$:

$$v = \sqrt{2 \cdot \frac{q}{m} \cdot e_A} = \sqrt{2 \cdot 1,762 \cdot 10^7 \sqrt{10^8 \cdot e_{A \text{ Volt}}}} \text{ cm/sec}^{-1} \approx 600 \sqrt{e_{A \text{ Volt}}} \text{ km} \cdot \text{sec}^{-1}, \quad (97)$$

woraus für:

$e_A = 1$	2	3	4	11	100	10000	Volt
$v = 600$	850	1040	1200	1990	6000	60000	$\text{km} \cdot \text{sec}^{-1}$.

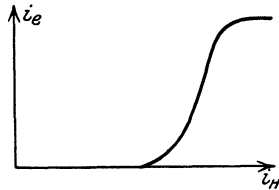


Abb. 229. Elektronenstrom und Heizstrom.

Abb. 229 zeigt das außerordentlich rasche Ansteigen des Elektronenstromes i_e mit dem Heizstrom i_H . Bei Wolframfäden bringt im Gebiet von 2300°C eine Änderung von i_H um nur 5% eine Verdopplung von i_e . Da Heizspannung sich fast doppelt so stark ändert wie i_H , wird zur genauen Einstellung von i_H die Heizspannung e_H benutzt.

Bei der Entstehung des Elektronenstromes sind die drei, im folgenden unter 1, 2, 3 aufgeführten Fälle zu unterscheiden:

γ) Sättigungsspannung und Sättigungsstrom (vgl. S. 436 ff.).

1. Die Spannung e_A zwischen Platte und dem negativsten Punkte des Fadens, die sog. **Anodenspannung**, ist so hoch, daß sämtliche in der Zeiteinheit aus dem Faden entweichenden Elektronen nach der Platte hingezogen werden. Der Anodenstrom i_A heißt alsdann **Sättigungsstrom** i_{AS} , die Anodenspannung e_A **Sättigungsspannung** e_{AS} , wenn sie gerade hinreicht, i_{AS} hervorzurufen.

Aus der Clausius - Clapeyronschen Formel für die Dampfdichte über einer Flüssigkeit leitet Richardson die Gleichung ab:

$$\text{Sättigungsstrom} = i_{AS} = O \cdot a \cdot \sqrt{T} \cdot e^{-b/T} \quad (98)$$

[Gleichung von Richardson¹⁾] in der O = Oberfläche des Glühfadens in cm^2 , a und b Stoffestwerte, T = absolute Temperatur des Fadens.

† i_{AS} sonach nur abhängig von der Beschaffenheit des Fadens und der Temperatur, unabhängig jedoch davon, ob $e_A \geq e_{AS}$. Bei gleichbleibendem T kann i_{AS} mit zunehmender Anodenspannung nicht mehr wachsen. Für Wolframdraht ist $a = 2,36 \cdot 10^7$, $b = 5,25 \cdot 10^4$, und es wird für $T = 2600$: $i_{AS} = 1,588 \cdot O$ Ampere.

δ) Raumladewirkung und Raumladestrom (vgl. S. 449).

2. $e_A < e_{AS}$. Die bei einer bestimmten Temperatur in der Zeiteinheit aus dem Glühfaden entweichenden Elektronen werden bei der kleineren Anodenspannung nicht sämtlich zur Anode geführt. Ein Teil umgibt den Faden in Form einer Elektronenwolke, die ebenso wie die nach der Anode wandernden Elektronen die Bewegung der Elektronen infolge ihrer abstoßenden Wirkung hemmen. Man nennt diese Erscheinung **Raumladewirkung**. Sie hat zur Folge, daß i_A einen Grenzwert i_{AR} erreichen muß, der mit e_A wächst, als **Raumladestrom** bezeichnet wird und nach Langmuir und Schottky²⁾ sich darstellen läßt durch:

$$\text{Raumladestrom} = i_{AR} = k \cdot e_A^{1,5} \quad (99)$$

(Gleichung von Langmuir und Schottky), wo k nur von Form und Abmessungen der Elektroden abhängt. Erhöht man e_A bei gleichbleibendem T , so stellt sich als Grenzwert $i_{AR} = i_{AS}$ ein.

¹⁾ Richardson, O. W.: Notes on the kinetic Theory of Matter. Phil. Mag. 18, S. 695. 1909.

²⁾ Langmuir, L.: Thermionenströme im hohen Vakuum. Phys. Zeitschr. 15, S. 348, 516. 1914. — Schottky, W.: Die Wirkung der Raumladung auf Thermionenströme im hohen Vakuum. Phys. Zeitschr. 15, S. 526. 1914. — Ders.: Über den Einfluß von Potentialschwellen auf den Stromübergang zwischen einem Glühdraht und einem coaxialen Zylinder. Phys. Zeitschr. 15, S. 624. 1914.

ε) Anlaufstrom¹⁾.

3. e_A hat negative oder sehr kleine positive Werte. Dann wird

$$i_A = i_0 \cdot e^{e_0} = \text{Anlaufstrom}, \quad e_0 = 8,6 \cdot 10^{-5} \cdot T. \quad (100)$$

Die Gleichung zeigt, daß schon bei $e_A = -1$ bis -2 Volt i_A unmeßbar klein wird. Hierauf beruht die

ζ) Gleichrichterwirkung.

Die Elektronen, die mit geringer mittlerer Geschwindigkeit aus dem Glühfaden austreten, können schon gegen eine kleine, negative Spannung nicht anlaufen. Infolgedessen schneidet eine in einen Wechselstromkreis eingeschaltete Röhre die negativen Spannungskuppen ab, sie wirkt als **Gleichrichter**.

Zwei Arten: *Hochvakuumgleichrichter* und *Edelgasgleichrichter*.

Hochvakuumgleichrichter für kleinere Leistungen enthalten in einem weitgehend ausgepumpten Glasgefäß zwei Heizfäden, von denen jeder von einer zylindrischen Anode umgeben ist.

Bei größeren Leistungen werden zwei getrennte Gleichrichter benutzt mit je einem Heizfaden und einer zylindrischen Anode. Schaltung dieser Anordnung

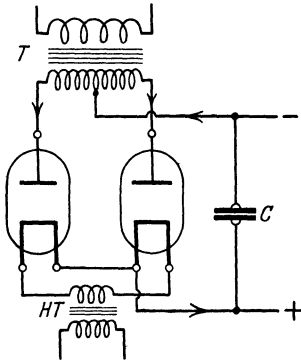


Abb. 230 a. Schaltbild für Hochvakuumgleichrichter.

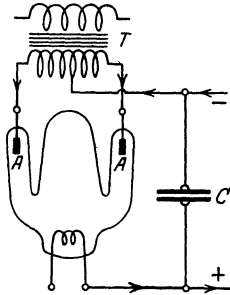


Abb. 230 b. Schaltung des Edelgasgleichrichters.

zeigt Abb. 230 a. T ist ein Hochspannungstransformator, der die Anodenspannung liefert, HT der Heiztransformator. Der Ausgleichkondensator C stellt einen Kurzschluß für die Wechsellspannung dar, beseitigt daher die Schwankungen der Gleichspannung.

Die früher meist verwendeten *Edelgasgleichrichter* sind gefüllt mit verdünntem Neon oder Argon, sie arbeiten also nicht mit reiner Elektronenemission.

Schaltung und Anordnung zeigt Abb. 230 b. Die Glühkathode ist vielfach ein Kalziumoxydstäbchen, das von einer Platinspirale erhitzt wird. Die Anoden AA bestehen aus Graphit.

b) Eingitterröhre.

α) Allgemeines.

Einbau einer dritten Elektrode, des sog. **Gitters**, ermöglicht eine Steuerung des Elektronen- und damit des Anodenstromes durch Änderung der Spannung

¹⁾ Barkhausen, H.; Elektronenröhren. 2. Aufl. S. 32. 1924.

zwischen Glühkathode und Gitter. Die Röhren werden weitgehend ausgepumpt (bis 10^{-6} mm Hg), wodurch Ionisation vermieden und nur ein reiner Elektronenstrom entsteht. Glühkathode meist Wolfram, Gitter Wolfram oder Molybdän, Anode Tantal, auch Kupfer oder Eisen. (Näheres S. 501.)

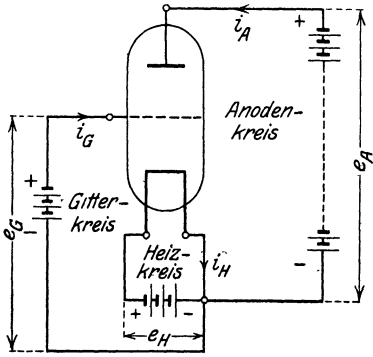


Abb. 231. Stromkreise der Eingitterröhre.

1. Stromzweige, Spannungen und Ströme. Bezeichnungen (Abb. 231).

- Heizspannung = e_H ,
- Heizstrom = i_H ,
- Elektronenstrom = $i_e = i_A + i_G$,
- Gitterstrom = i_G ,
- Gitterspannung = e_G ,
- Anodenstrom = i_A ,
- Anodenspannung = e_A ,
- Steuerspannung = $e_{st} = e_G + De_A$,
nicht unmittelbar meßbar,
- Durchgriff = D .

Weiter bedeuten deutsche Buchstaben Wechselstromgrößen, welche durch Überlagerung einer Gleichstrom- und einer Wechselstromgröße entstehen, z. B. \bar{i}_{At} , den Zeitwert des Stromes im äußeren Anodenkreis, entstanden durch Überlagerung des Ruhestromes i_{A0} und des Wechselstromanteils i_{At} .

2. Kennlinien. Die für Wirkungsweise der Röhre wichtigsten **Kennlinien** sind:

$$i_A = f(e_G), \quad i_G = f(e_G), \quad i_e = f(e_G) \text{ sämtlich für } i_H = \text{const.}, \quad e_A = \text{const.}$$

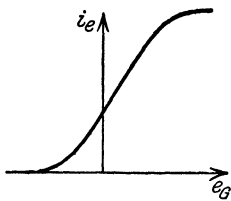


Abb. 232. Elektronenstromkennlinie.

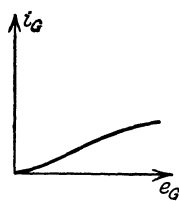


Abb. 233. Gitterstromkennlinie.

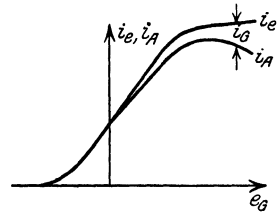


Abb. 234. Elektronen- und Anodenstromkennlinie.

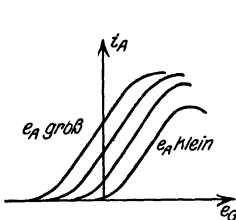


Abb. 235. Anodenstromkennlinien für verschiedene Anodenspannungen (Kennlinienfeld).

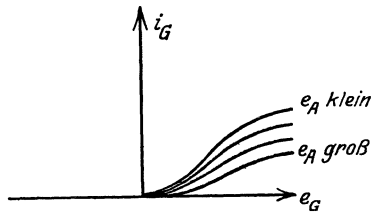


Abb. 236. Gitterstromkennlinien für verschiedene Anodenspannungen.

Verlauf der Kennlinien. Abb. 232 bis 236 zeigen:

- a) bei gleichem e_G Gitterstrom i_G um so größer, je kleiner e_A . Gefahr für Durchbrennen des Gitters bei kleinem e_A ;
- b) Kennlinien für $e_A = \text{const.}$ rücken um so weiter nach links, je größer e_A , wobei ihr wagrechter Abstand im

Bereiche ihres geradlinigen Teils bei gleichem Unterschied der Anodenspannungen ein Maß für den Durchgriff D (Abb. 235); c) Anodenstrom i_A verschwindet bei um so kleinerem negativen e_G , je kleiner e_A .

3. Arbeitspunkt. Hierunter versteht man einen im Kennlinienfeld durch passende Wahl von e_A und e_G festgelegten Punkt A (Abb. 237). Die hierbei erforderliche Gitterspannung e_G heißt alsdann Gittervorspannung.

4. Ruhestrom i_{A_0} = Anodenstrom im Arbeitspunkt, wenn Röhre keine Schwingungen liefert.

5. Heizstrom und Elektronenstrom. Abb. 238 zeigt, daß auf dem an negativem Pol der Heizbatterie liegenden Teil des Heizfadens $\frac{i_e}{2}$ und i_H sich addieren, am anderen Ende subtrahieren. Das negative Ende des Fadens ist daher der Gefahr des Durchbrennens ausgesetzt, gegen die ein am negativen Fadenende in den

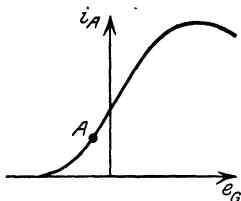


Abb. 237. Arbeitspunkt.

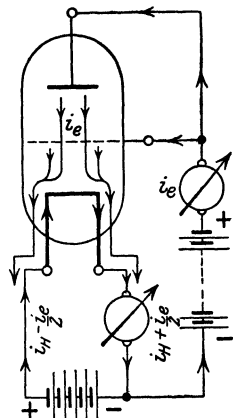


Abb. 238. Heizstrom und Elektronenstrom addieren sich am negativen Fadenende.

Heizkreis gelegter Widerstand schützt. Der Strommesser für i_H soll am negativen Ende des Fadens eingeschaltet werden, um nicht zu kleine Werte von i_H vorzutauschen. Bei Wechselstromheizung fällt Gefahr weg.

6. Heizmaß = $\frac{\text{Sättigungsstrom}}{\text{Heizleistung}}$ = Sättigungsstrom für die Heizleistung 1 (meist angegeben in Milliampere je Watt).

β) Durchgriff, Steilheit und innerer Röhrenwiderstand.

Durchgriff D .

Von der Gesamtspannung e_A zwischen Anode und Kathode legt sich zwischen Gitter und Kathode der Teilwert $e_A \cdot \frac{C_{AK}}{C_{GK}}$, wo C_{AK} = Kapazität zwischen Anode und Kathode, C_{GK} = Kapazität zwischen Gitter und Kathode. Das Verhältnis $\frac{C_{AK}}{C_{GK}} = D$ heißt nach Barkhausen Durchgriff. Wird daher an das Gitter die Spannung e_G gelegt, so wird die Gesamtspannung zwischen Gitter und Kathode, die sog.

$$\text{Steuerspannung } e_{St} = e_G + D \cdot e_A, \quad (101)$$

d.h. D ist ein Maß für Beitrag der Anodenspannung e_A zur Steuerspannung e_{St} .

In Gl. (99) tritt daher bei der Eingitterröhre e_{St} an Stelle von e_A , und es wird:

$$i_e = K \cdot (e_G + D \cdot e_A)^{1.5}. \quad (102)$$

Ändert man e_G und e_A derart, daß e_{St} ungeändert bleibt, so ändert sich auch der Elektronenstrom i_e nicht, und es wird somit:

$$D = \frac{\partial e_G}{\partial e_A}, \quad i_e = \text{const.} \quad (103)$$

D gibt sonach auch an, um wievielfach größer Änderung von i_e durch Änderung von e_G gegenüber Änderung von i_e durch Änderung von e_A .

Die Werte des Durchgriffs haben bei Senderöhren die Größenordnung von 0,01 und liegen bei Röhren für Empfängszwecke zwischen 0,1 und 0,35.

Steilheit S

$$S = \frac{\partial i_e}{\partial e_G} = \operatorname{tg} \alpha, \quad e_A = \text{const.} \quad (104)$$

α = Neigungswinkel der Kurve $i_e = f(e_G)$ gegen Abszissenachse.

Die Werte der Steilheit S bewegen sich zwischen 0,2 und 0,6 $\frac{\text{mA}}{\text{Volt}}$.

Innerer Röhrenwiderstand R_i

$$R_i = \frac{\partial e_A}{\partial i_e}, \quad e_G = \text{const.} \quad (105)$$

Die Größenordnung des inneren Widerstandes R_i schwankt je nach der Bauart der Röhren etwa zwischen 5000 und 100 000 Ohm.

Beziehung zwischen D , R_i und S :

$$D \cdot R_i \cdot S = 1. \quad (106)$$

γ) Gleichungen von Barkhausen.

Für eine dem Gitter aufgedrückte Wechselspannung e_G wird, da

$$i_e = f(e_G, e_A), \\ d i_e = \frac{\partial i_e}{\partial e_G} d e_G + \frac{\partial i_e}{\partial e_A} d e_A.$$

Unter Annahme, daß $i_G = 0$, d. h. $i_e = i_A$ und mit R_a = Widerstand im äußeren Anodenkreis, ferner mit:

$$d e_A = -R_a \cdot d i_A, \quad \frac{\partial f}{\partial e_G} = S, \quad \frac{\partial f}{\partial e_A} = \frac{1}{R_i}$$

wird:

$$d i_A = \frac{S}{1 + \frac{R_a}{R_i}} \cdot d e_G$$

oder:

$$R_i \cdot S \cdot d e_A = (R_i + R_a) d i_A$$

und für Bereich, in dem Kennlinien geradlinig verlaufen, und da $R_i S = \frac{1}{D}$:

$$i_A = \frac{e_G}{R_i + R_a}, \quad (107)$$

d. h. Röhre verhält sich wie Wechselstromquelle mit elektromotorischer Kraft

$$\frac{e_G}{D}.$$

Für $R_a = \infty$ wird:

$$e_A = \frac{e_G}{D}, \quad (108)$$

d. h.:

$$\text{Anodenwechselspannung} = \frac{1}{D} \times \text{Gitterwechselspannung.}$$

δ) Eingitterröhre als Schwingungserzeuger.

1. **Fremderregung.** a) Gleichung des Anodenwechselstromes. Eine Wechselspannung e_G zwischen Kathode und Gitter (Abb. 239) liefert im Anoden-zweig einen Wechselstrom i_A , der sich über den Ruhestrom i_{A0} lagert und der nach Gl. (107):

$$i_A = \frac{e_G}{R_i + R_a}.$$

Die Röhre verhält sich sonach wie eine Wechselstrommaschine mit der elektro-motorischen Kraft $\frac{e_G}{D}$ und dem Ankerwiderstand R_i , die auf einen äußeren Widerstand R_a arbeitet.

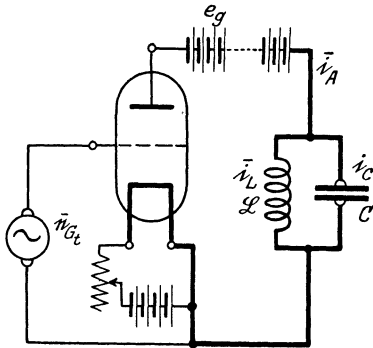


Abb. 239. Fremderregte Röhre.

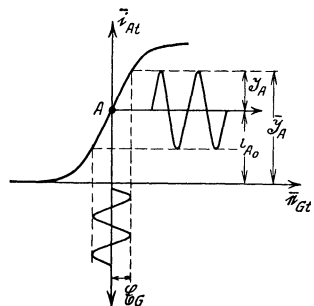


Abb. 240. Sinusformiger Anodenstrom der Eingitterröhre.

b) **Arbeitskurve.** Da bei Änderungen des Anodenstromes infolge des Spannungsverlustes $R_a \cdot i_A$ im Widerstande R_a des äußeren Anodenzweiges die Anodenspannung sich ändert, bewegt sich im allgemeinen der Arbeitspunkt A (Abb. 240) nach Anlegen von e_G nicht auf einer einzelnen, durch e_A festgelegten Kennlinie $i_A = f(e_G)$, er wandert vielmehr im Kennlinienfeld von einer Kennlinie zur anderen.

Die Bahn, die er hierbei beschreibt, wird nach Möller¹⁾ als Arbeitskurve bezeichnet. Sie ist im allgemeinen eine geschlossene Kurve und geht, wenn R_a ein induktionsfreier Widerstand ist und der Arbeitspunkt im geradlinigen Teil der statischen Kennlinien verbleibt, in eine Gerade über, die um so steiler verläuft, je kleiner Durchgriff D und Widerstand R_a .

c) **Schwingungsverlauf.** Für den Verlauf der Schwingungen gelten allgemein die Bedingungen:

1. $\bar{i}_{At} = i_{A0} + i_{At}$ kann keine negativen Werte annehmen und nicht größer werden als der Sättigungsstrom i_{AS} , d. h.

$$0 \leq \bar{i}_{At} \leq i_{AS}.$$

2. $\bar{i}_{At} = 0$ für bestimmte, von der Anodenspannung abhängige negative Werte von \bar{e}_{Gt} .

Der Verlauf der Zeitkurven $\bar{i}_{At} = f(t)$ des Anodenstromes läßt sich dann leicht übersehen, wenn Spannungsverlust $i_A \cdot R_a$ vernachlässigbar oder wenn Durchgriff D so klein, daß die statischen Kennlinien $i_A = f(e_G)$ für verschiedene Anodenspannungen e_A dicht zusammenliegen.

¹⁾ Möller, H. G. Elektronenröhren 2 Aufl. S. 38. 1922.

In beiden Fällen bewegt sich beim Anlegen der Wechselspannung e_{Gt} der Arbeitspunkt nahezu auf einer einzigen Kennlinie.

Ist alsdann $e_{Gt} = \mathfrak{E}_G \cdot \sin \omega t$ eine sinusförmige Wechselspannung und ihr Scheitelwert \mathfrak{E}_G so klein, daß der Arbeitspunkt auf dem geradlinigen Teil dieser Kennlinie $i_A = f(e_G)$ verbleibt, so sind auch die Änderungen des Anodenstromes

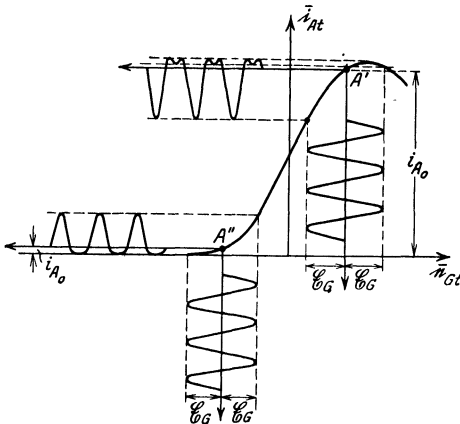


Abb. 241. Verzerrte Anodenströme der Eingitterrohre.

beim Anlegen der Gitterwechselspannung e_{Gt} sinusförmig. Über den Ruhestrom i_{A0} lagert sich, wie Abb. 240 zeigt, ein sinusförmiger Wechselstrom i_{At} ; der gesamte, im Anodenkreis fließende Strom wird $\bar{i}_{At} = i_{A0} + i_{At}$.

Verlegt man jedoch durch passende Wahl der Anodengleichspannung e_A und der Gittergleichspannung e_G den Arbeitspunkt nach A' (Abb. 241), d. h. in die Nähe der Sättigungsgrenze oder nach A'' , so entstehen auch bei sinusförmiger Gitterspannung e_{Gt} im Anodenkreis verzerrte Wechselströme i_{At} , wie Abb. 241 zeigt.

Bei hohen Anodengleichspannungen bilden sich abgeflachte, trapezförmige Anodenstromkurven; bei kleinen Anodenspannungen, bei denen der Anodenstrom i_A auf Kosten des Gitterstromes i_G abnimmt und die statische Kennlinie $i_A = f(e_G)$ bei den größeren Werten von e_G wieder sinkt, zeigen die Kurven Einsattelungen.

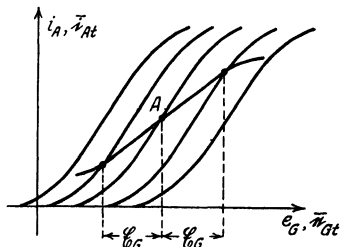


Abb. 242. Arbeitskurve im Kennlinienfeld der Eingitterrohre.

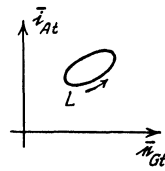


Abb. 243. Arbeitskurve bei induktiver Belastung.

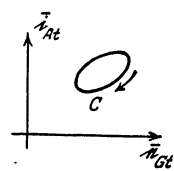


Abb. 244. Arbeitskurve bei kapazitiver Belastung.

Rücken bei großem Durchgriff die statischen Kennlinien $i_A = f(e_G)$ weiter auseinander oder ist R_a nicht mehr vernachlässigbar klein, so kann der Verlauf der Zeitkurven $\bar{i}_A = f(t)$ nur ermittelt werden, wenn eine ganze Schar von Kennlinien $i_A = f(e_G)$ für verschiedene Anodenspannungen zur Verfügung steht. Solange \mathfrak{E}_G so klein ist, daß der Arbeitspunkt den Bereich des geradlinigen Teiles dieser Kennlinien nicht verläßt, ist die Arbeitskurve

1. eine unter dem Winkel α gegen die Abszissenachse geneigte Gerade (Abb. 242) wo $\text{tg} \alpha = R_a$, wenn im äußeren Anodenkreis ein rein Ohmscher Widerstand liegt oder auch ein Stromresonanzkreis (Abb. 239), dessen Eigenschwingung mit der Periodenzahl der Gitterspannung e_{Gt} übereinstimmt, der dann nach Gleichung (48), S. 201:

$$R_a = R = \frac{L}{C \cdot \omega};$$

2. eine Ellipse, die bei induktiver Belastung im Anodenkreis links herum (Abb. 243), bei kapazitiver Belastung rechts herum (Abb. 244) durchlaufen wird.

Die zeichnerische Ermittlung eines Punktes der Zeitkurve $\bar{i}_{At} = f(t)$ ¹⁾ erfordert, wenn gegeben sind:

die Anodengleichspannung e_g , die Gittervorspannung e_G , die Gitterwechselspannung $e_{Gt} = \mathfrak{G}_G \cdot \sin \omega t$,

der Strom $i_{Lt} = J_L \cdot \sin \omega t$ im Schwingungskreis (Abb. 239),

folgende Schritte: Zu einem bestimmten Werte t wird entnommen:

a) aus der Zeitkurve der Gitterspannung der Wert e_{Gt} ,

b) aus der Zeitkurve der Anodenspannung $e_g - J_L \cdot \omega L \cdot \sin \omega t$ der Wert \bar{e}_{At} , worauf aus dem Kennlinienfeld mit dem Wertepaar \bar{e}_{At} und $\bar{e}_{Gt} = e_g + e_{Gt}$ der zugehörige Zeitwert \bar{i}_{At} des Anodenstromes im unverzweigten Teil des Anodenkreises gefunden wird.

Schwingkennlinien. Die hier erläuterte Ermittlung der Zeitkurve $\bar{i}_{At} = f(t)$ setzt die Kenntnis von $\bar{e}_{At} = f(t)$ voraus oder auch des Stromes J_L im Schwingungskreis.

Mittels der von Möller²⁾ eingeführten Schwingkennlinien kann ohne Kenntnis von \bar{e}_{At} oder J_L für gegebenen Widerstand $\mathfrak{R} = \frac{L}{C \cdot \omega}$ des Schwingungskreises und gegebenen Scheitelwert \mathfrak{G}_G der Gitterspannung zunächst gefunden werden der Scheitelwert J_A der Grundschwingung des Anodenstromes im unverzweigten Teil des Anodenkreises, hieraus mit $\mathfrak{G}_A = J_A \mathfrak{R}$ der Zeitwert $\bar{e}_{At} = e_g - \mathfrak{G}_A \cdot \sin \omega t$, worauf nach dem oben angegebenen Verfahren sich die Kurve $\bar{i}_{At} = f(t)$ ergibt.

Die Schwingkennlinien stellen dar für einen bestimmten Widerstand \mathfrak{R} im äußeren Anodenkreis den allein durch die Röhreneigenschaften bedingten Zusammenhang zwischen Scheitelwert \mathfrak{G}_G der Gitterwechselspannung und Scheitelwert J_A der Grundschwingung im Anodenkreis, d. h.

$$\text{die Kurven } J_A = f(\mathfrak{G}_G) \text{ mit den Parametern } \mathfrak{R} = \frac{L}{C \cdot \omega}.$$

Ihre Ermittlung verlangt folgende Schritte:

1. Aufnahme der statischen Kennlinienschar $i_A = f(e_g)$ für verschiedene $e_A = \text{const.}$

2. Zeichnerische Ermittlung der Zeitkurven $\bar{i}_{At} = f(t)$ nach dem vorigen Verfahren für verschiedene, beliebig angenommene Wertegruppen der Scheitelwerte \mathfrak{G}_A und \mathfrak{G}_G der sinusförmigen Grundschwingung von Anoden- und Gitterspannung und von e_g .

3. Ermittlung der Scheitelwerte $J_A = \frac{2}{T} \int_0^T \bar{i}_{At} \cdot \sin \omega t$ der Grundschwingung der

einzelnen Zeitkurven $\bar{i}_{At} = f(t)$ durch Ausplanimetrieren der Kurven $\bar{i}_{At} \cdot \sin \omega t = f(t)$.

4. Berechnung der zu den einzelnen Wertegruppen \mathfrak{G}_A , \mathfrak{G}_G , e_g gehörenden Widerstände $\mathfrak{R} = \frac{\mathfrak{G}_A}{J_A}$.

5. Auftragen der Kurvenscharen $\mathfrak{G}_G = f(\mathfrak{R})$, $J_A = f(\mathfrak{R})$.

6. Entnahme von Wertepaaren \mathfrak{G}_G und J_A zu gleichen Werten von \mathfrak{R} und Zeichnen der Schwingkennlinien $J_A = f(\mathfrak{G}_G)$ mit den Parametern \mathfrak{R} .

Mit den so gewonnenen Schwingkennlinien ist Lösung der Aufgabe möglich:

Gegeben sind: \mathfrak{R} , \mathfrak{G}_G . Gesucht: J_A , \mathfrak{G}_A , J_L und Zeitkurve $\bar{i}_{At} = f(t)$.

Lösung: Aus Schwingkennlinie mit Parameter \mathfrak{R} zu \mathfrak{G}_G entnehmen J_A . Hieraus:

$$\mathfrak{G}_A = J_A \cdot \mathfrak{R}, \quad J_L = \frac{R}{\omega L} \cdot J_A = \frac{1}{C \cdot \omega \cdot \omega} \cdot J_A.$$

¹⁾ Meissner, A.: Über Röhrensender. ETZ 40, S. 65, 76. 1919; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 5. 1919.

²⁾ Moller, H. G.: Die Elektronenröhren. 2. Aufl. S. 78, 80. 1922.

Ferner mit $\bar{e}_{Gt} = e_G + \mathcal{E}_G \sin \omega t$ und $\bar{e}_{At} = e_A - \mathcal{E}_A \cdot \sin \omega t$

zeichnerische Ermittlung der Zeitkurve von \bar{i}_{At} nach dem S. 233 erläuterten Verfahren und der Zeitkurve $\bar{i}_{Gt} = f(t)$.

2. **Selbsterregung der Röhre.** Sie wird erzielt, wenn man zwischen Kathode und Gitter einen Wechselstromwiderstand legt, dem vom Schwingungskreis des Anodenzweiges Wechselspannungen aufgedrückt werden.

a) Bedingungen für das Entstehen dauernder Schwingungen:

Kopplung zwischen Gitter- und Anodenkreis so wählen, daß durch den Schwingungsstrom eine Gitterspannung entsteht, die nun selbst den Anodenstrom so ändert, daß die Schwingungen im Anodenkreis wachsen. Hierzu muß Gitterwechselspannung e_{Gt} haben:

1. richtige Größe,

2. richtige Phasenverschiebung gegen Anodenspannung e_A .

Dies wird erreicht durch

α) richtige Wahl der Größe der Kopplung zwischen Gitter- und Anodenkreis,

β) richtigen Anschluß des Gitterstromkreises, was der Fall ist, wenn Phasenverschiebung zwischen Gitterspannung und Anodenspannung, d. h. $\angle(e_A, e_G) \approx 180^\circ$.

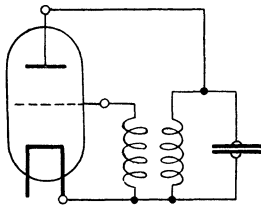


Abb. 245. Rein induktive Kopplung.

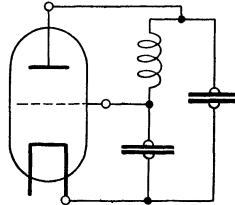


Abb. 246. Kapazitive Kopplung.

Erfüllung dieser Bedingungen bringt die Dämpfungsziffer δ (S. 237) auf Null.

Diesen Bedingungen genügen die 4 Grundschaltungen 245 bis 248.

Abb. 245 stellt die zuerst von Meissner angegebene Schaltung mit rein induktiver

Rückkopplung dar. In Abb. 246 ist kapazitive Kopplung benutzt, in Abb. 247 gemischte Kopplung, während Abb. 248 die wichtige Anordnung darstellt, bei der die Kapazität zwischen Anode und Gitter die Kopplung des Anodenkreises

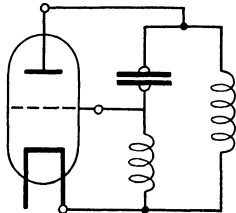


Abb. 247. Gemischte Kopplung (Dreipunktschaltung).

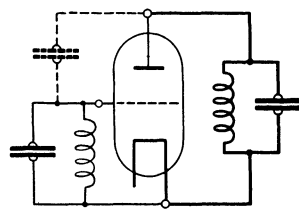


Abb. 248. Anodenrückkopplung.

über die Kapazität zwischen Gitter und Kathode mit dem Gitterkreis vermittelt, die deshalb als Anodenrückkopplung oder innere Kopplung bezeichnet wird und die auch bei Empfängern eine sehr wichtige Rolle spielt¹⁾.

b) Einige Schaltungen zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen:

1. **Senderschaltungen.** Abb. 249 zeigt eine viel benutzte Senderschaltung, Abb. 250 die sog. Huthschaltung, bei der im Gitterkreis ein Schwingungskreis

¹⁾ Barkhausen, H.: Wie weit kann bei Elektronenröhren allein durch die natürliche Kapazität zwischen Gitter und Anode Selbsterregung eintreten? *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* **21**, S. 198. 1923. — Rukop, H., u. J. Hauser-Ganswindt: Die Schwingungserzeugung durch Rückkopplung mittels der Anodengitterkapazität bei der Hochvakuum-Eingitterrohre. *Telefunken-Zeitung* Nr. 25, S. 34. 1922. — Alberti, E., u. G. Zickner: Leistung und Wellenlänge des Röhrensenders mit innerer Rückkopplung. *Arch. f. El.* **13**, S. 1. 1924. — Weichart, F.: Röhrensender ohne Rückkopplung. *Zeitschr. f. Fernmeldetechn.* **4**, S. 24. 1923.

liegt, der nach Wellenlängen geeicht und auf den der Anodenkreis abgestimmt wird.

Die starke Abhängigkeit des Anodenstromes vom Heizstrom i_H verlangt fast vollkommenes Gleichbleiben von i_H beim Tasten. Bei Einmaschinenbetrieb, bei dem eine Wechselstrommaschine unter Vermittlung eines Glühkathodengleichrichters die Anodenspannung und gleichzeitig auch die Wechselstromheizung für die Senderröhre und den Gleichrichter liefert (Abb. 251), wird diese Forderung

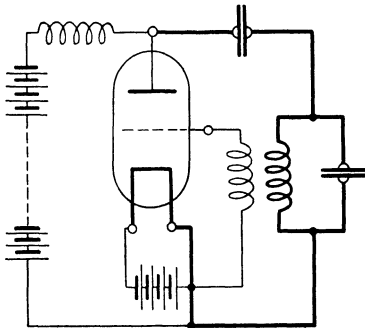


Abb. 249. Senderschaltung mit rein induktiver Kopplung.

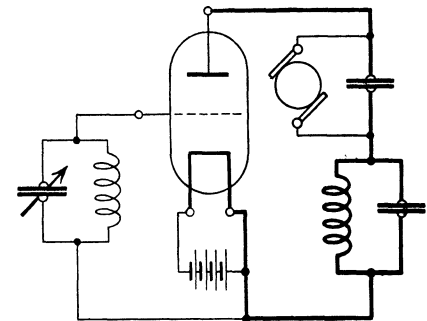


Abb. 250. Senderschaltung mit Anodenrückkopplung (innere Kopplung). Hutschaltung.

z. B. in vorzüglicher Weise durch die von Hahn angegebene Schaltung¹⁾ erfüllt. (S. 5. Teil, I, 4.)

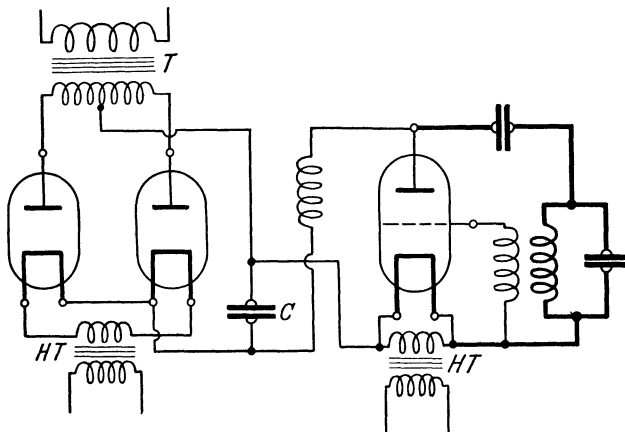


Abb. 251. Schaltbild für Röhrensender mit Hochvakuungleichrichter.

2. Schaltungen für Niederfrequenzen. Abb. 252 stellt eine Schaltung dar zur Erzeugung von **mittleren Frequenzen** für Meßzwecke²⁾. T_1 und T_2 sind Transformatoren mit Eisenkern, T_1 mit 1000, T_2 mit 2000 Windungen. T_2 setzt Spannung im Verhältnis 50:1 herab. C mit Höchstwert von 5000 cm dient zum Einstellen der Frequenz $f = 600$ bis 5000/sec Leistung 0,05 Watt. a und b Anschlußpunkte für Meßvorrichtungen.

¹⁾ Kühn, L.: Technische Entwicklung der Röhrensender. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 395, insbes. S. 414. 1919.

²⁾ Pirani, M., u. P. Paschen: Über Lautstärke und Wirkungsgrad von Telephonen. Verh. D. Phys. Ges. 21, S. 43. 1919.

Einfacher im Aufbau ist die von der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt¹⁾ als Normaltonskala verwendete Anordnung (Abb. 253). Die Selbstinduktion L des Schwingungskreises besteht aus einer eisenfreien, kapazitätsfrei gewickelten Litzendrahtspule, die Kapazität aus einem Glimmerkondensator mit 3 Dekaden und Kurbelschaltern, Gesamtkapazität von $1 \mu F$ und einem veränderbaren

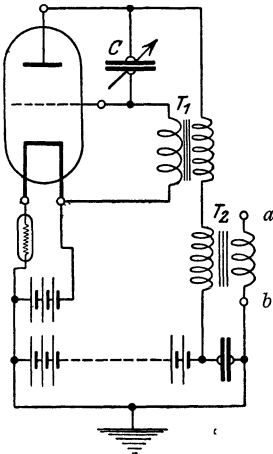


Abb. 252. Röhrensummer für kleine Frequenzen.

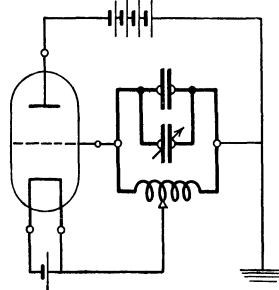


Abb. 253. Schaltbild für Normaltonskala der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt.

Luftdrehkondensator. Frequenzbereiche für $L = 10^8 \text{ cm}$: 700 bis 1700 Hertz; 10^6 cm : 6000 bis 46000 Hertz. Geringer Heizstrom i_H ergibt, auch beim Austausch der Röhre, Unabhängigkeit der Periodendauer von Heizstrom und Anodenspannung und Reproduzierbarkeit bis 0,01%.

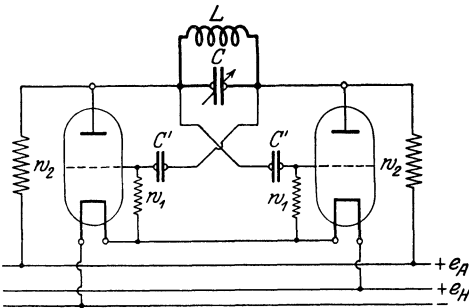


Abb. 254. Röhrensummer mit zwei Röhren.

3. Abb. 254 zeigt eine **Summerschaltung**²⁾, die sich mit zwei Empfangsröhren herstellen und z. B. zur Erregung von Wellenmessern gut verwenden läßt²⁾. $C' C'$ Kondensatoren mit 1000 cm Kapazität, $w_1 w_1$ Widerstände von 10^5 Ohm , $w_2 w_2$ Widerstände von $2 \cdot 10^6 \text{ Ohm}$. CL Schwingungskreis.

4. Erzeugung **kurzer Wellen**³⁾. Anordnung von Barkhausen und Kurz³⁾ (Abb. 255). Gitter auf hohe

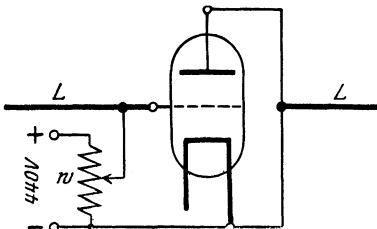


Abb. 255. Schaltung zur Erzeugung kurzer Wellen.

¹⁾ Tätigkeitsbericht d. Phys.-Techn. Reichsanstalt. Zeitschr. f. Instrumentenkunde **40**, S. 119. 1920.

²⁾ Leithauser, G., u. K. Heegner: Über Schwingungserzeugung mittels zweier Elektronenröhren. Jahrb. d. drahtl. Telegr. **17**, S. 21. 1921.

³⁾ Barkhausen, H., u. K. Kurz: Die kürzesten mit Elektronenröhren herstellbaren Wellen. Phys. Zeitschr. **21**, S. 1. 1920.

Holborn, F.: Über Versuche mit kurzen ungedämpften elektrischen Wellen. Zeitschr. f. Phys. **6**, S. 1. 1921. — Gill, E. W., u. I. H. Morce: Kurze, mit Röhren erzeugte elektrische Wellen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. **21**, S. 33. 1923. — Kiebitz, F.: Experimentelle Erfahrungen bei der Herstellung kurzer Wellen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. **25**, S. 4. 1925.

positive Spannung, Anode auf kleinere negative Spannung. w Spannungsteiler, L gerade Drähte.

Eine der in den Arbeiten von Holborn und Kiebitz angegebenen Schaltungen, bei der zwei Röhren in der sog. Gegentaktschaltung verwendet werden, zeigt Abb. 256.

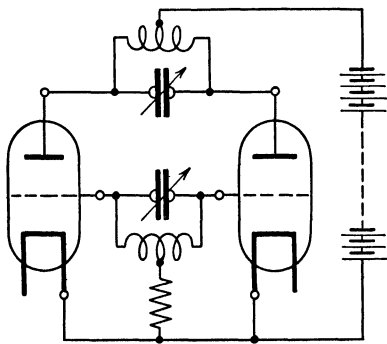


Abb. 256. Schaltung zur Erzeugung kurzer Wellen.

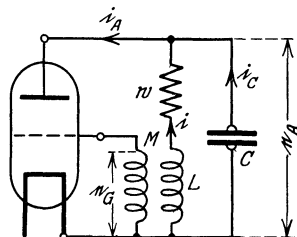


Abb. 257.

c) Bedingung für Entstehen ungedämpfter Schwingungen¹⁾. Mit den Gleichungen (Abb. 257)

$$i_A = S \cdot e_G + \frac{1}{R_i} e_A, \quad i_A = i + i_C, \quad e_A = -i w - L \cdot \frac{di}{dt},$$

$$e_G = -M \cdot \frac{di}{dt}, \quad i_C = -C \cdot \frac{de_A}{dt}$$

wird:

$$S \cdot e_G + \frac{1}{R_i} \cdot e_A = -S \cdot M \cdot \frac{di}{dt} - \frac{1}{R_i} \left(w \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} \right)$$

$$i_C = C \cdot w \frac{di}{dt} + C \cdot L \frac{d^2 i}{dt^2}$$

oder

$$L \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + \left[w + \frac{1}{C R_i} (1 + M R_i \cdot S) \right] \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \left(1 + \frac{w}{R_i} \right) \cdot i = 0.$$

Die durch diese Gleichung beschriebene Schwingung verläuft oszillatorisch, d. h. es entstehen im Schwingungskreis Wechselströme, wenn

$$\left[w + \frac{1}{C R_i} \left(L + \frac{M}{D} \right) \right]^2 - \frac{4L}{C} \left(1 + \frac{w}{R_i} \right) < 0,$$

und es wird:

$$i = J_0 \cdot e^{\delta t} \sin(\omega t + \varphi),$$

wo

$$\delta = -\frac{1}{2L} \left[w + \frac{1}{C R_i} \left(L + \frac{M}{D} \right) \right],$$

$$\omega = \frac{1}{2L} \sqrt{ \frac{4L}{C} \left(1 + \frac{w}{R_i} \right) + \left[w + \frac{1}{C R_i} \left(L + \frac{M}{D} \right) \right]^2 }.$$

¹⁾ Vallauri, G.: Sul funzionamento dei Tubi a vuoto a tre elettrodi (audion) usati nella radio-telegrafia. L'Elettrotecnica 1917. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 12, S. 349. 1917. — Latour, M.: Theoretical discussion of the Audion. Electrician 45, S. 280. 1916; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 12, 288. 1917.

Die Schwingungen klingen ab, wenn

$$\delta > 0, \quad \text{d. h.} \quad w + \frac{1}{C R_i} \left(L + \frac{M}{D} \right) > 0,$$

d. h. wenn

- a) $M > 0$, oder b) $M < 0$ und gleichzeitig $C \cdot w \cdot D \cdot R_i + LD + M > 0$,
d. h. $D(Cw \cdot R_i + L) > M$.

Die Schwingungsweiten wachsen, d. h. **Selbsterregung der Röhre tritt ein**, wenn $\delta < 0$, d. h. $CwDR_i + LD + M < 0$ oder:

$$M < 0, \quad \text{d. h. negativ und gleichzeitig} \quad M > D(Cw \cdot R_i + L)$$

oder wenn bei richtiger Verbindung von Gitter und Kathode mit den Enden der Koppelspule die Kopplung M zwischen Schwingungskreis und Gitterspule so groß ist, daß

$$M > D(Cw \cdot R_i + L), \quad (109)$$

eine Bedingung, die auch geschrieben werden kann:

$$MS > Cw + DSL \quad \text{oder} \quad MS > Cw + \frac{L}{R_i}. \quad (109a)$$

Die Scheitelwerte der Schwingungen wachsen alsdann, bis entweder der gerade Teil der Kennlinie überschritten, d. h. die Sättigungsgrenze erreicht ist oder aber infolge der Zunahme von R_i die Größe δ zu Null wird, woraus folgt als

Bedingung für Schwingungen mit gleichbleibenden Scheitelwerten:

$$M_k = D(Cw \cdot R_i + L),$$

$$M_k S = \left\{ \begin{array}{l} Cw + DSL \\ Cw + \frac{L}{R_i} \end{array} \right\}, \quad (110)$$

$$\text{Kreisfrequenz } \omega = \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{4L}{C} \left(1 + \frac{w}{R_i} \right)} \quad (111)$$

und

$$\text{Periodenzahl } f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{w}{R_i}}{CL}} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{CL}}. \quad (112)$$

M_k wird als **kritische Kopplung** bezeichnet.

Einführung von $\omega = \sqrt{\frac{1}{CL}}$ in Gl. (112) liefert:

$$M_k = DL \left(1 + \frac{R_a \cdot w}{\omega^2 L^2} \right) = CD \left(\frac{1}{\omega^2 \cdot C^2} + w \cdot R_i \right), \quad (113)$$

was besagt, daß eine Verkleinerung von ω infolge Vergrößerung von L oder C M_k vergrößert, d. h. daß eine Verkleinerung von ω eine Vergrößerung der Kopplung erfordert, wenn die Schwingungen nicht aussetzen sollen.

In ähnlicher Weise lassen sich analytisch die Gleichungen für die kapazitive Rückkopplung und die sog. innere Kopplung¹⁾ (Huthschaltung)

¹⁾ Geissler, E.: Die Kuhnsche Schaltung zur Erzeugung hochfrequenter Schwingungen mit Glühkathodenlampen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 383. 1922. — Rukop, H., u. J. Hauser-Ganswindt: Die Schwingungserzeugung durch Rückkopplung mittels der Anoden-Gitterkapazität bei der Hochvakuum-Eingitterröhre. Telefonen-Zeitung Nr. 25, S. 34. 1922; Zeitschr. f. techn. Phys. 4, S. 101. 1923. — Alberti, E., u. G. Zickner: Leistung und Wellenlänge des Rohrensenders mit innerer Rückkopplung, Archiv f. Elektrotechn. 13, S. 1. 1924. (Experimentelle Untersuchung. Dort auch weitere Literaturangaben.)

ableiten, bei der die Anoden-Gitterkapazität die Kopplung mit dem Anodenkreis vermittelt. Sehr einfach und anschaulich sind auch zeichnerische Ableitungen.

d) Schwingungsverlauf. 1. Einfluß der Oberschwingungen. Bei Röhren mit Selbsterregung ist der Verlauf der Zeitkurve der Gitterspannung durch den Verlauf des Anodenstromes oder des Stromes im Schwingungskreis bestimmt. Für Schaltbild 254 z. B. wird: $e_{g_t} = \omega \cdot M \cdot i_t$. Ist daher i_t ein verzerrter Wechselstrom, so entsteht auch eine verzerrte Gitterspannung, die dann rückwärts weiter verzerrend auf i_{A_t} und i_t wirkt und so das Entstehen von Oberwellen begünstigt.

Am stärksten muß sich diese Erscheinung äußern bei Schaltungen, bei denen der Wechselstromwiderstand, an den das Gitter angeschlossen ist, in dem Zweige des Hauptschwingungskreises liegt, der für höhere Frequenzen den kleineren Widerstand bietet und der selbst mit zunehmender Frequenz wächst, wie in Abb. 247. Günstiger liegen die Verhältnisse bei rein induktiver Kopplung Abb. 246, bei der die Oberschwingungen in dem Kondensator einen mit der Frequenz abnehmenden Widerstand finden. Eine weitere Verbesserung liefert Schaltbild 246. Auch hier gehen die Oberschwingungen hauptsächlich durch den rechts gelegenen Kondensator, und das Gitter liegt an einem kapazitiven Widerstand. Am geringsten kommt der Einfluß der Oberschwingungen auf die Gitterspannung zur Geltung bei der Anordnung Abb. 248. Das Gitter liegt hier an einem nahezu auf die Grundwelle des Anodenkreises abgestimmten Schwingungskreis und ist infolgedessen für die höheren Harmonischen nur lose über die Anoden-Gitterkapazität mit dem Hauptschwingungskreis gekoppelt.

2. Angenäherte Ermittlung des Schwingungsverlaufes. In erster Annäherung kann auch bei Selbsterregung die Zeitkurve $\bar{i}_{A_t} = f(t)$ nach dem S. 233 angegebenen Verfahren ermittelt werden, wenn man annimmt, daß im Schwingungskreis die Ströme der Oberwellen vernachlässigbar klein sind gegen den großen Strom der Grundschwingung.

Die Gitterspannung läßt sich dann für Schaltbild 257 darstellen durch $e_{g_t} = \omega \cdot M \cdot J \cdot \sin \omega t$, sonach berechnen, wenn ω , M und J gegeben sind, worauf die zeichnerische Ermittlung der Zeitkurve in gleicher Art erfolgt wie bei Fremderregung S. 233.

Ist auch das Kennlinienfeld der statischen Kennlinien $i_g = f(e_g)$ gegeben, so läßt sich auch die Zeitkurve $i_{g_t} = f(t)$ des Gitterstromes finden, indem man aus den beiden Kurven

$$\bar{e}_{g_t} = e_g + \omega \cdot M \cdot J \cdot \sin \omega t \quad \text{und} \quad \bar{e}_{A_t} = e_g - \omega \cdot L \cdot J \cdot \sin \omega t$$

zusammengehörige Wertepaare von \bar{e}_{g_t} und \bar{e}_{A_t} entnimmt und im Kennlinienfeld der Kurven $i_g = f(e_g)$ den zugehörigen Wert von $i_g = \bar{i}_{g_t}$ aufsucht. Die so gewonnene Kurve $\bar{i}_{g_t} = f(t)$ kann jetzt benutzt werden, um mit dem bekannten Wechselstromwiderstand, an dem das Gitter liegt, eine neue, verbesserte Zeitkurve der Gitterspannung zu finden. Wiederholt man die zeichnerische Ermittlung der Zeitkurve $\bar{i}_{A_t} = f(t)$ mit dieser zweiten Kurve der Gitterspannung, so erhält man die Kurve $\bar{i}_{A_t} = f(t)$ in weiterer Annäherung.

3. Rückkopplungsgerade. Bei Röhren mit Selbsterregung läßt sich nicht, wie bei Fremderregung, die Aufgabe, zu einem gegebenen \mathfrak{R} den Wert von J_A zu finden, mit den Schwingkennlinien allein lösen, da die Gitterspannung von J_A und der Kopplung zwischen Anoden- und Gitterkreis abhängt, mithin nicht als bekannt angenommen werden kann. Es muß daher noch der Zusammenhang zwischen J_A , \mathfrak{G}_g und der Kopplung M gegeben sein, der durch die Rückkopplungsgerade dargestellt ist und der sich z. B. für die Anordnung Abb. 257 wie folgt ergibt. Es ist:

$$\mathfrak{G}_g = \omega \cdot M \cdot J_L \cdot \frac{J_A}{J_L} = C \cdot \omega \cdot \omega.$$

Da ferner:

$$\mathcal{E}_A = \mathfrak{R} \cdot J_A = \frac{L}{C \cdot w} J_A,$$

wird:

$$J_A = \frac{C \cdot w}{M} \mathcal{E}_G,$$

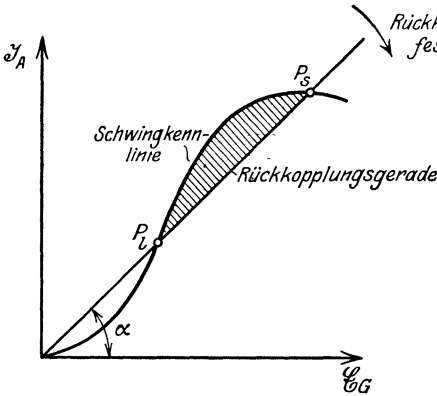


Abb. 258. Schwingkennlinie und Rückkopplungsgerade.

der Grundschwingung bei Selbsterregung für gegebenes \mathfrak{R} .

Der Punkt, dessen Ordinaten die gesuchten Werte von \mathcal{E}_G und J_A darstellen, muß gleichzeitig liegen:

a) auf der Schwingkennlinie der Röhre mit dem Parameter \mathfrak{R} ,

b) auf der durch die Kopplung M festgelegten Rückkopplungsgeraden, d. h. im Schnittpunkt beider Kurven Abb. 258.

Liegt am Gitter noch eine mit \mathcal{E}_G phasengleiche Fremderregung \mathcal{E}_{G_0} , so ist Rückkopplungsgerade durch Abszissenpunkt \mathcal{E}_{G_0} zu legen.

Von beiden Schnittpunkten P_S und P_L liefert nur P_S stabilen Schwingungszustand, da im gestrichelten Teil der Abb. 258 die durch die Rückkopplung erregten Gitterspannungen größer, in dem nichtgestrichelten Teil dagegen kleiner sind als die durch die Schwingkennlinien geforderten Werte von \mathcal{E}_G . Vergrößerung von J_A in Punkt P_S verlangt größere, Verkleinerung aber kleinere Gitterspannung als die durch die Rückkopplung gelieferte. J_A muß sonach seinen Wert behalten. Im Punkte P_L dagegen muß sich J_A bei einer Vergrößerung von J_A weiter vergrößern, bei einer Verkleinerung dagegen weiter verkleinern und klingt ab. P_L stellt sonach labilen Schwingungszustand dar. Labiler Zustand nur möglich, wenn Schwingkennlinie Wendepunkt hat und Kopplung so lose, daß Rückkopplungsgerade zwei Schnittpunkte liefert.

5. Ermittlung des Schwingungsverlaufs mittels Rückkopplungsgerade und Schwingkennlinien. Mit dem durch Schwingkennlinie und Rückkopplungsgeraden festgelegten Wertepaar J_A und \mathcal{E}_G ergibt sich jetzt, wie bei fremderregter Röhre:

$$\mathcal{E}_A = J_A \cdot \mathfrak{R}, \quad \bar{e}_{A_t} = e_g - \mathcal{E}_A \sin \omega t, \quad \bar{e}_{G_t} = e_g + \mathcal{E}_G \sin \omega t,$$

worauf die Zeitkurven $\bar{i}_{A_t} = f(t)$ und $\bar{i}_{G_t} = f(t)$ und durch Ausplanimetrieren der

mittlere Anodenstrom $\frac{1}{T} \int_0^T \bar{i}_{A_t} \cdot dt$ ermittelt und mit den Gleichungen S. 242 die

¹⁾ Moller, H. G.: Elektronenrohren. 2. Aufl. S. 109. 1922.

von der Gleichstromquelle der Röhre zugeführte Leistung N_1 , die Hochfrequenzleistung N_2 , die Anodenverluste N_A und die Gitterverluste N_G gefunden werden können.

6. Kritische Kopplung bei gegebenem \mathfrak{R} . Vergrößert man in Abb. 258 Winkel α , d. h. verkleinert die Kopplung, so findet sich schließlich kein Schnittpunkt P mit der Schwingkennlinie mehr, die Selbsterregung der Röhre hört auf. Sie beginnt, d. h. die kritische Kopplung liegt vor für denjenigen Wert von M , bei dem die Rückkopplungsgerade Tangente an Schwingkennlinie.

7. Kritischer Widerstand \mathfrak{R} bei gegebener Kopplung. Zieht man bei gegebener Kopplung im Schwingkennlinienfeld (Schar der Kurven $J_A = f(\mathfrak{G}_G)$ mit den verschiedenen Parametern \mathfrak{R}) die Rückkopplungsgerade, so stellt der Parameter \mathfrak{R} derjenigen Schwingkennlinie, deren Tangente die Rückkopplungsgerade ist, den Grenzwiderstand dar, bei dem noch Selbsterregung eintritt.

8. GröÙte von der Röhre abgegebene Leistung. Grenzwiderstand. Grenzgitterspannung. Grenzrückkopplung. Die einzelnen Schwingkennlinien weisen je einen Punkt auf, bei dem J_A und damit auch die von der Röhre angegebene Leistung $N_2 = \frac{J_A^2}{2} \cdot \mathfrak{R}$ einen größten Wert hat. Um ihn zu erzielen, ist Kopplung (Rückkopplungsgerade) so einzustellen, daß dieser Punkt Betriebspunkt wird.

Für einen bestimmten Wert von \mathfrak{R} erreicht N_2 den größten dieser Höchstwerte. Der zugehörige Wert von \mathfrak{R} wird gefunden durch Ermittlung der Kurve

$$N_2 = f(\mathfrak{R})$$

aus der Schwingkennlinienschar und heißt nach Möller¹⁾ Grenzwiderstand, die zugehörige Gitterspannung: Grenzgitterspannung, die Kopplung: Grenzrückkopplung.

9. Anlaufvorgang. Sind die Bedingungen für Selbsterregung der Röhre erfüllt, so schauen sich vom Zeitpunkt des Anstoßens der Schwingungen die Scheitelwerte J_L des Stromes im Schwingungskreis hinauf auf J_{Ls} , wobei

$$J_L = J_{Ls} \cdot e^{\delta t}$$

und

$$\delta = \frac{dJ_L}{J_L} \cdot \frac{1}{dt}.$$

Dabei nehmen die Aufschaukelgeschwindigkeit $\frac{dJ_L}{dt}$ und δ mit wachsendem J_L ab und werden schließlich im quasistationären Zustand zu Null, womit

$$J_L = J_{Ls}.$$

Hieraus folgt als Aufschaukelzeit:

$$t = \int_0^{J_{Ls}} \frac{1}{J_L \cdot \delta} dJ_L. \quad (114)$$

Sie wird somit zeichnerisch gefunden durch Ausplanimetrieren der Fläche zwischen der Kurve

$$\frac{1}{J_L \cdot \delta} = f(J_L)$$

und dem Abszissenstück J_{Ls} .

Hierzu ist, da δ von J_L abhängig, erforderlich die Kurve:

$$\delta = f(J_L).$$

¹⁾ Möller, H. G.: Elektronenröhren. 2. Aufl. S. 83. 1922.

Man erhält sie mittels der Beziehungen:

$$\delta = f(\mathfrak{R}), \quad J_A = f(\mathfrak{R}), \quad J_L = f(J_A),$$

indem man nach Aufzeichnen der zwei ersten Kurven aus beiden eine neue Kurve

$$\delta = f(J_A)$$

herstellt, aus ihr mit

$$J_L = \frac{\mathfrak{R}}{\omega L} \cdot J_A$$

die Kurve $\delta = f(J_L)$ und schließlich die Kurve $\frac{1}{J_L \cdot \delta} = f(J_L)$ errechnet.

Die erste der beiden Ausgangskurven ist dargestellt durch die Hyperbel:

$$\delta = \frac{1}{2 C \mathfrak{R}} - \delta_w, \quad \text{wo} \quad \delta_w = \frac{w}{2 L}.$$

Die zweite $J_A = f(\mathfrak{R})$ wird ermittelt aus dem Schwingkennlinienfeld, indem man in ihm die Rückkopplungsgeraden mit $\text{tg} \alpha = \frac{L}{M \cdot \mathfrak{R}}$ für verschiedene, beliebig angenommene Werte von \mathfrak{R} zieht und aus den Schnittpunkten der einzelnen Geraden mit den Schwingkennlinien das zu jedem \mathfrak{R} gehörige J_A entnimmt.

Dem Werte $\delta = 0$ entspricht in Kurve $\delta = f(J_L)$ die Abszisse $J_L = J_{L_s}$.

Ausplanimetrieren der über den Abszissen J_L, J'_L, J''_L stehenden Flächen-

stücke der Kurve $\frac{1}{J_L \cdot \delta} = f(J_L)$ liefert weiter die Kurve:

$$J_L = f(\ell)$$

und damit ein Bild vom Aufschaukeln des Stromes J_L .

e) Leistung, Verluste, Wirkungsgrad. Gesamte der Röhre zugeführte Leistung $N = N_1 + N_H$

$$N_1 = e_g \cdot i_g = e_g \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \bar{i}_{A t} \cdot dt, \quad N_H = e_H \cdot i_H = \text{Heizleistung.} \quad (115)$$

N_H bis zu 65% von N_1 bei kleinen Röhren. Für mittlere Leistungen $N_H = 10$ bis 15% von N_1 .

Abgegebene Hochfrequenzleistung N_2 und Nutzleistung N_w

$$N_2 = \frac{1}{T} \int_0^T e_{L t} \cdot \bar{i}_{A t} \cdot dt, \quad N_w = i^2 \cdot w. \quad (116)$$

$N_2 - N_w =$ Spulen- und Kondensatorverluste in Anoden- und Gitterkreis.

Anodenverluste N_A verursacht durch Elektronenstoß auf Anode

$$N_A = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{e}_{A t} \cdot \bar{i}_{A t} \cdot dt. \quad (117)$$

Gitterverluste N_G verursacht durch Elektronenstoß auf Gitter und Erwärmung der Gitterdrähte durch Gitterstrom

$$N_G = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{e}_{G t} \cdot \bar{i}_{G t} \cdot dt. \quad (118)$$

Gesamter Wirkungsgrad:

$$\eta = \frac{N_2}{e_p \cdot i_p + e_H \cdot i_H} = \frac{N_2}{N_2 + N_H + N_A + N_G} \quad (119)$$

Wirkungsgrad ohne Berücksichtigung der Heizleistung bei sinusförmigem i_{At} etwa 0,5. Verzerrte Kurven, bei denen zu Zeiten von großen \bar{c}_{At} kleine Werte von \bar{i}_{At} herrschen, liefern Wirkungsgrade von 0,8 bis 0,9¹⁾.

N_1, N_2, N_A, N_G können durch Ausplanimetrieren der Flächen der Zeitkurven von $i_{At}, e_{Lt} \cdot \bar{i}_{At}, \bar{c}_{At} \cdot \bar{i}_{At}, \bar{c}_{Gt} \cdot \bar{i}_{Gt}$ gefunden werden.

e) Besondere Röhrenanordnungen.

1. **Dynatron** von Hull²⁾. Schaltung: Abb. 259. Gitter auf hohes positives Potential gegenüber Anode gebracht. Die von Kathode kommenden, durch das Gitter fliegenden Elektronen machen an Anode durch Elektronenstoß Sekundärelektronen frei, deren Zahl ein Vielfaches der von Kathode kom-

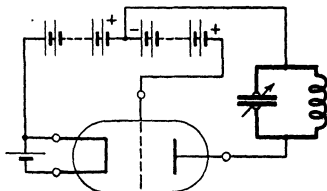


Abb. 259. Dynatron von Hull.

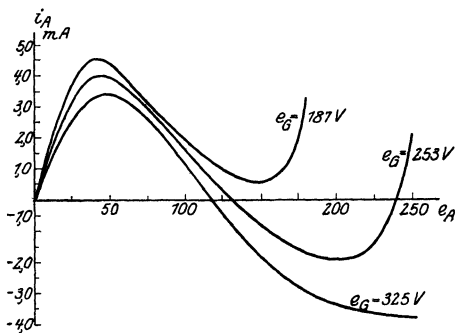


Abb. 260. Anodenströme eines Dynatrons bei verschiedenen Anodenspannungen.

menden Elektronen sein kann und die mit den reflektierten Elektronen zu dem positiven Gitter fliegen. Mit wachsender Anodenspannung sinkt daher der ursprüngliche Anodenstrom und kehrt dann sein Vorzeichen um (Abb. 260), d. h. Anordnung hat negativen Widerstand und kann nach Abb. 259 als Schwingungserzeuger dienen.

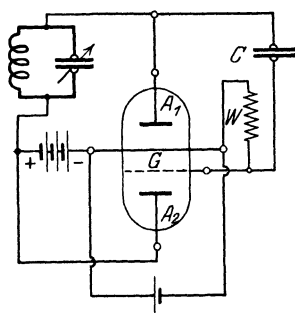


Abb. 261. Negatron nach Taggart.

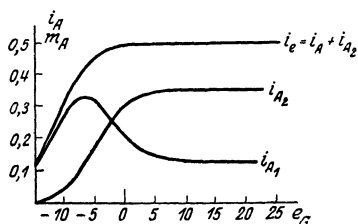


Abb. 262. Stromverteilung bei dem Negatron.

2. **Negatron** von J. Scott-Taggart³⁾. Röhre (Abb. 261) hat zwei Anoden A_1 und A_2 zu beiden Seiten des Heizdrahtes H . Gitter G zwischen

¹⁾ Rukop, H.: Die Hochvakuumgitterrohren. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 110. 1919.
²⁾ Hull, H. A. W.: Das Dynatron, eine Vakuumröhre mit der Eigenschaft des negativen elektrischen Widerstandes. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 47, 157. 1919. — Holborn, F.: Neuere Untersuchungen über das Dynatron. Telegraphen- und Fernsprechtechnik 10, S. 1 u. 17. 1921.
³⁾ Scott-Taggart, J.: The negatron: a new negativ resistance device for use in wireless telegraphy. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 148. 1922.

A_2 und H . C Rückkopplungskondensator, W hoher Widerstand. G positiv gegen H gemacht. Dann gehen mit wachsendem positiven Potential von G mehr Elektronen von H nach A_2 als nach A_1 .

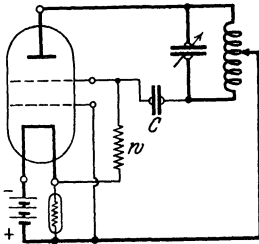


Abb. 263. Doppelgitterrohr als Schwingungserzeuger.

i_{A_2} nimmt zu, und der ursprüngliche nach A_1 gehende Strom i_{A_1} sinkt mit wachsender Anodenspannung [Stromverlauf Abb. 262¹⁾], d. h. zwischen A_1 und A_2 negativer Widerstand.

3. **Doppelgitterröhre.** Abb. 263 zeigt die Schaltung einer Doppelgitterröhre als Hilfsstromquelle für Überlagerungsempfang, bei der nur eine Gleichstromquelle mit 6 Volt Spannung erforderlich ist. $C = 150 \text{ cm}$, $w = 2 \cdot 10^8 \text{ Ohm}$.

F. Hochfrequenzmaschinen.

a) Maschine von Alexanderson²⁾.

Der Läufer (Abb. 264) besteht aus einer Eisenscheibe, in die zu beiden Seiten 100 mit unmagnetischem Metall wieder ausgefüllte Löcher eingefräst sind und der die Form eines Körpers gleicher Festigkeit hat.

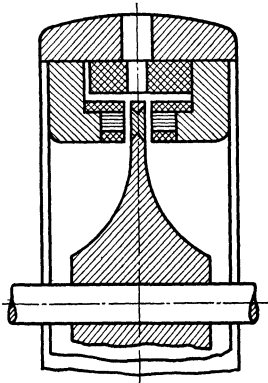


Abb. 264. Hochfrequenzmaschine von Alexanderson.

Der Ständer trägt die Anker- und die kreisförmige Feldwicklung. Anker und Feldjoch bestehen aus Eisenblechpaketen. Blechdicke 0,035 mm. Auf jeder Seite des Ständers liegt eine in Nuten eingebettete, zickzackförmige Wicklung. Jede der zwei Wicklungen zerfällt in 16 voneinander unabhängige Einzelwicklungen, deren Enden sämtlich mit den Primärwicklungen eines Transformators verbunden sind, der 2 primäre und 74 sekundäre Windungen hat und die Spannung auf 1000 Volt erhöht. Zwischen beiden liegen 12 Windungen einer dritten Wicklung für Regulier- und Tastzwecke.

Die Lager werden durch Kupferpfeifen, Anker- und Feldeisen vermittels Röhren durch Wasser gekühlt.

Leistung = 200 kW, Drehzahl 2170, Periodenzahl 22 100, $\lambda = 13 600$.

b) Maschine von R. Goldschmidt³⁾.

Ist St (Abb. 265) die mit Gleichstrom gespeiste Ständer-, L die Läuferwicklung, so wird in der geschlossenen Wicklung L ein Wechselstrom und ihm entsprechend ein Wechselfeld von der Periodenzahl f_1 induziert, das man sich in zwei, im entgegengesetzten Sinne und mit der Geschwindigkeit u umlaufende Drehfelder zerlegt denken kann. Vom Ständer aus betrachtet ruht das eine Feld, während das andere mit der Geschwindigkeit $2u$ umläuft und dementsprechend im Ständer

¹⁾ Moller, H. G.: Elektronenröhren. 2. Aufl. S. 191. 1922.

²⁾ Alexanderson, E. F. W.: Transoceanic Radio Communication. General Electric Review 29, S. 794. 1920. — Bucher, E.: The Alexanderson System for Radio Communication. General Electric Review 29, S. 813. 1920. — Linke, F.: Die Hochfrequenzmaschine von Alexanderson und die Großstation New-Brunswick. Zeitschr. d. Ver. dtsh. Ing. 65, S. 467. 1921.

³⁾ Goldschmidt, R.: Maschinelle Erzeugung von elektrischen Wellen für drahtlose Telegraphie. ETZ 32, S. 54. 1911; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 4, S. 341. 1911.

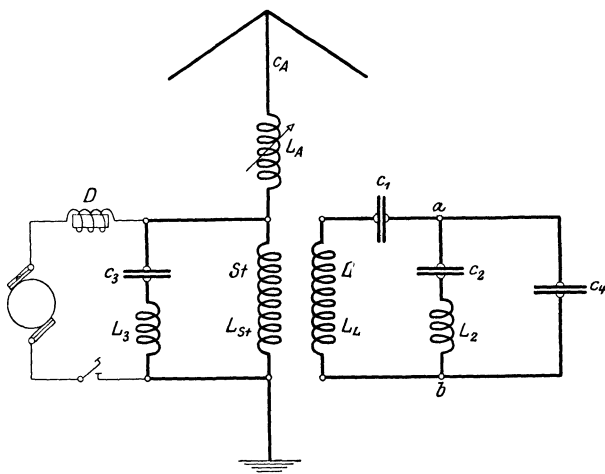


Abb. 265. Schaltbild für die Hochfrequenzmaschine von Goldschmidt.

ein Wechselfeld mit der Periodenzahl $2f$ erregt. Zerlegt man dieses Feld wieder in zwei, jetzt mit der Geschwindigkeit $2u$ im Ständer in entgegengesetzter Richtung umlaufende Felder, so hat das eine Feld vom Läufer aus betrachtet die Geschwindigkeit $3u$ und induziert im Läufer ein Wechselfeld der Periodenzahl $3f$, das andere aber die Geschwindigkeit u und induziert ein Feld der schon vorhandenen Periodenzahl f . Die Fortsetzung dieser Betrachtung zeigt, daß sich nacheinander im Läufer und Ständer Ströme folgender Periodenzahlen ergeben:

1. Läufer $f_1 = f$,
 2. Ständer $f_2 = 2f$ und 0 ,
 3. Läufer $f_3 = 3f$ und f ,
 4. Ständer $f_4 = 4f$ und $2f$
- usw.

Um die Ströme, die im allgemeinen wegen der induktiven Widerstände der Wicklungen nur schwach sein können, zu verstärken, muß man ihnen möglichst widerstandslose Bahnen schaffen. Den Weg hierzu zeigt die Gleichung

$$i = \frac{e}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}},$$

die besagt, daß i einen größten Wert annimmt, wenn $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, d. h. die Bedingung für Spannungsresonanz erfüllt ist.

Abb. 265 erläutert eine nach diesem Gesichtspunkt aufgebaute Anordnung für eine Frequenzsteigerung von f auf $4f$.

Die Abgleichung der einzelnen Zweige erfordert folgende Schritte:

1. L_L wird über einen Kondensator C_1 geschlossen, C_1 geändert, bis ein in den Kreis eingeschalteter Strommesser den Höchstausschlag zeigt. Dann ist

$$(2\pi f_1)^2 \cdot C_1 L_L = 1,$$

und Kreis $C_1 L_L$ hat kleinsten Widerstand.

2. In Kreis $C_1 L_1$ wird zwischen a und b zugeschaltet C_2 und L_2 , C_2 geändert, bis Strom Höchstwert erreicht hat. Dann ist

$$(2 \pi f_1)^2 \cdot C_2 L_2 = 1$$

und ferner auch

$$(2 \pi f_1)^2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cdot (L_L + L_2) = 1.$$

3. L_{St} wird über einen Kondensator C_3 und die Selbstinduktion L_3 geschlossen und durch Änderung von C_3 auf größten Strom eingestellt. Dann ist

$$(2 \pi f_2)^2 \cdot C_3 (L_{St} + L_3) = 1.$$

4. Zwischen $a b$ wird der Kondensator C_4 angeschlossen, C_4 geändert, bis ein vor C_4 gelegter Strommesser größten Ausschlag liefert, worauf

$$(2 \pi f_3)^2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_4}{C_1 + C_4} \cdot L_L = 1.$$

5. An den Ständer wird die Antenne mit der Eigenkapazität C_A und der Selbstinduktion L_A gelegt und mittels L_A und eines Antennenstrommessers auf Resonanz für die Periodenzahl f_4 abgestimmt. Dann ist

$$(2 \pi f_4)^2 \cdot C_A (L_{St} + L_A) = 1.$$

Sämtliche Kreise haben nunmehr für die in ihnen fließenden Ströme kleinsten Widerstand, wobei unter Widerstand nicht der Ohmsche Widerstand der Wicklungen, sondern der gesamte, auch durch Wirbelstrom und Hysterese bedingte Verlustwiderstand zu verstehen ist.

Die erforderlichen Kapazitäten und Selbstinduktionen werden teilweise passend angenommen, die noch fehlenden Werte mittels obiger Gleichungen angenähert berechnet und darauf in der erläuterten Art genau abgeglichen.

Auch die Hochfrequenzmaschinen der Société-Française Radio-Électrique, Paris¹⁾, benutzen eine Frequenzsteigerung innerhalb der Maschine, die jedoch auf der bekannten Tatsache beruht, daß bei der Reihenschaltung der n -Phasen einer n -Phasenmaschine die Summe der Grundwellen sowohl als auch die Summe aller Oberwellen gleicher Ordnungszahl zu Null wird, mit Ausnahme der Summe derjenigen Oberwellen, deren Ordnungszahl ein ganzes Vielfaches der Phasenzahl ist (Oberwellen mit geradzahligem Ordnungszahlen sind im allgemeinen in der Grundkurve nicht enthalten), die sich unmittelbar addieren, wie sich entweder durch geometrische oder durch algebraische Addition der betreffenden Oberwellen ergibt.

Bringt man z. B. auf dem Ständer der Maschine eine Dreiphasenwicklung an und schaltet die drei Phasen in Reihe (im offenen Dreieck), so erhält man zwischen den freien Endpunkten Spannungen der 3fachen, 9fachen, 15fachen usw. Frequenz.

Der äußere Aufbau dieser Maschinen, die als Gleichpoltype ausgeführt sind, hat große Ähnlichkeit mit den Maschinen von Alexanderson. Die Ankerwicklung ist auch bei ihnen eine Zickzackwicklung.

Da der Läufer keine Wicklung trägt, ist es ohne Schwierigkeit möglich, ihn mit großer Polzahl und kleiner Polteilung zu versehen.

c) Hochfrequenzmaschinenanordnung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie²⁾.

Die Wechselstromquelle M (Abb. 266) ist eine Maschine gewöhnlicher Bauart für Ströme von $f = 5000$ bis 8000 Hertz. Sie arbeitet unter Zwischenschaltung der Kondensatoren C auf ein ruhendes Transformatorpaar, wobei C Resonanz mit

¹⁾ Die Hochfrequenzmaschinen der Société-Française Radio-Électrique in Paris. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 261. 1923.

²⁾ Telefunken-Zeitung (Neuen-Nummer) Nr. 17. Aug. 1919.

der Grundperiodenzahl f herstellt. Die Sekundärwicklungen der Transformatoren sind gegeneinander geschaltet. Ein zwischen sie gelegter Spannungsmesser zeigt daher zunächst die Spannung Null. Wird jetzt der Stromkreis der Gleichstromquelle geschlossen, so entstehen in den Sekundärwicklungen s'_2 und s''_2 Spannungen mit verzerrten Kurven (Abb. 267), die die Grundwelle mit der Periodenzahl f und die erste Oberschwingung mit der Periodenzahl $2f$ enthalten. Sie sind wegen der Gegeneinanderschaltung um 180° gegeneinander verschoben und ihre Zeitwerte somit dargestellt durch:

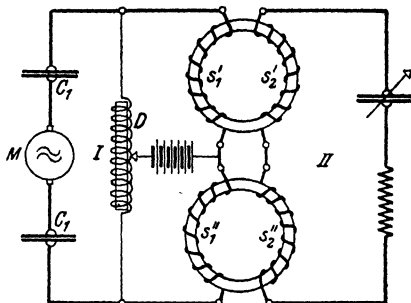


Abb. 266. Schaltbild der Hochfrequenzmaschinenanordnung (Frequenzwandler) der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie, Berlin.

$$e'_2 = \bar{e}_f \sin \omega t + \bar{e}_{2f} \sin 2\omega t, \quad e''_2 = \bar{e}_f \cdot \sin(\omega t + 180^\circ) + \bar{e}_{2f} \cdot \sin(2\omega t + 2 \cdot 180^\circ).$$

Die Summe beider ergibt:

$$e'_2 + e''_2 = 2 \bar{e}_{2f} \cdot \sin 2\omega t,$$

d. h. im Sekundärkreis fließt nur noch ein Strom doppelter Periodenzahl $2f$, dem durch Abstimmung auf Spannungsresonanz mittels des Kondensators C eine möglichst widerstandslose Bahn geschaffen wird. Führt man diesen Strom einem zweiten, ähnlich gebauten Transformatorpaar zu, so erhält man in dessen Sekundärwicklungen einen Strom der Periodenzahl $4f$.

Während bei der Maschine von Goldschmidt die Periodenzahl von Stufe zu Stufe sich um f erhöht, steigt sie bei dieser Anordnung und p Transformatorpaaren auf $2^p \cdot f$.

In ähnlicher Weise läßt sich durch zwei

Transformatoren, deren Eisenquerschnitte verschieden sind, eine unmittelbare Steigerung der Frequenz von f auf $3f$ erzielen.

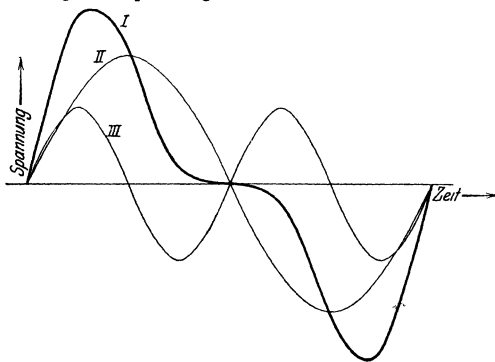


Abb. 267. Zeitkurven der Sekundarspannungen des Frequenzwandlers der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie, Berlin.

d) Hochfrequenzmaschinenanordnung von K. Schmidt¹⁾

(C. Lorenz A. G., Berlin-Tempelhof).

Sie ist ausgezeichnet dadurch, daß mittels eines einzigen Transformators und ohne Gleichstrommagnetisierung unmittelbar eine Frequenzsteigerung auf ein Mehrfaches der Maschinenfrequenz (bis zum 47fachen bei noch 50% Wirkungsgrad) erreicht wird.

¹⁾ Schmidt, K.: Ein neuer Hochfrequenzmaschinensender für drahtlose Telegraphie. ETZ 44, S. 910. 1923. Die maschinelle Erzeugung kleiner Wellen. Sonderheft der ETZ zur Funktagung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker S. 22. 1924. — Dornig, W.: Magnetische Selbststeuerung der transformierten höheren Frequenz. ETZ 39, S. 223. 1925.

Abb. 268 zeigt die Schaltung. Die Maschine ist über ein Variometer L_v an einen Teil L_k der im Primärkreis des Transformators T liegenden Selbstinduktion $L_k + L_1$ angeschlossen, d. h. lose mit dem Primärkreis von T gekoppelt. Mit L_v wird unter Ausnutzung der durch Kondensator C_1 ermöglichten Stromresonanz auf kleinsten Maschinenstrom eingestellt (s. S. 201). Der Sekundärkreis, bestehend aus Kondensator C_2 , Variometer L_2 , liegt unmittel-

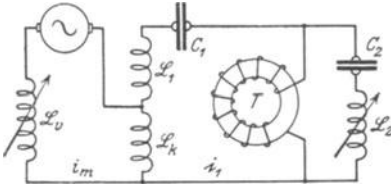


Abb. 268. Schaltbild für die Hochfrequenzmaschinenanordnung von K. Schmidt (C. Lorenz A. G., Tempelhof-Berlin).

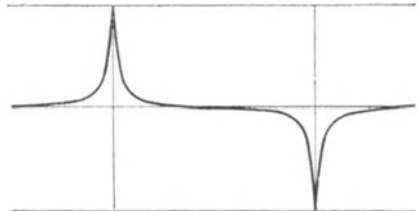


Abb. 269. Zeitkurve der Sekundärspannung des Frequenzwandlers von K. Schmidt.

bar an den Klemmen der Primärwicklung. Bei großer Eisensättigung, hervorgerufen durch Kippung, geht die Spannungskurve über in die Kurve Abb. 269. Mittels des Variometers L_2 lassen sich alsdann unmittelbar die ungeradzahigen Vielfachen der Maschinenspannung herausziehen.

Bei Erzeugung kleiner Wellen erhält der Schwingungskreis noch einen Nebenschluß aus Kapazität und Selbstinduktion, der auf eine etwas kleinere

Frequenz als die gewünschte Wellenfrequenz abgestimmt wird.

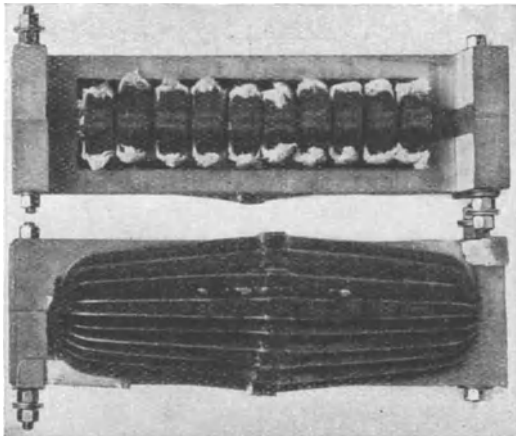


Abb. 270. Frequenzwandler nach K. Schmidt (C. Lorenz A. G., Tempelhof-Berlin).

Erreger- und Ankerwicklung der Maschine sind, wie bei der Maschine von Alexander, auf dem ruhenden Teil der Maschine untergebracht. Der Läufer ist ein Stahlgußkörper ohne Wicklung mit einer Reihe von Zähnen am Umfang, deren Lücken jedoch nicht ausgefüllt sind mit unmagnetischem Metall.

Die Transformatorwicklung besteht aus durch dünne Glimmerzwischenlagen getrennten Kupferbandwindungen, um die das Transformatorisen in Form von Spulen aus 0,05 mm

dicke, emailliertem Eisendraht gelegt ist. Vorzüge dieser Transformatorform sind: kleiner Kraftlinienweg, vorzügliche Kühlung und sehr geringe Eisenverluste. Der Transformator sitzt in einem durch Wasserschlangen gekühlten Ölbehälter.

Abmessungen eines Transformators für 1 kW Antennenleistung:

Querschnitt 3 cm², mittlerer Eisenringdurchmesser 2,6 cm; Eisenrauminhalt 24,5 cm³.

Maschinensender für 1,5 kW Antennenleistung für $\lambda > 750$. Drehzahl $n = 3500$;
 $f = 7600$, Leistung 3,5 KVA.

$$\begin{array}{lll} \lambda = 900 \text{ m,} & e_{C_1} = 1600 \text{ V,} & i_2 = 45 \text{ A,} \\ e_m = 125 \text{ V,} & e_T = 1200 \text{ V,} & i_A = 9 \text{ A,} \\ i_m = 25 \text{ A,} & i_1 = 45 \text{ A,} & C_1 = 600000. \end{array}$$

Abb. 270 zeigt einen Transformator für 1,5 kW.

e) Regelung der Drehzahl von Hochfrequenzmaschinen (vgl. S. 585).

Das starke Sinken der Leistung von Hochfrequenzmaschinen, das bei Drehzahländerungen infolge Verstimmung in den Resonanzkreisen eintritt, und insbesondere die hohen Anforderungen, die einerseits der Überlagerungsempfang, andererseits aber die große, beim Rundfunkempfang notwendige Selektivität an die Unveränderlichkeit der Periodenzahl der Hochfrequenzerezeuger stellen, verlangen ein fast vollkommenes Gleichbleiben der Maschinendrehzahl, das durch besondere Regelungsverfahren erzielt werden muß und denen die Aufgabe zufällt, Drehzahländerungen auszugleichen, die bedingt sind:

1. durch Belastungsänderungen der Maschinen beim Tasten,
2. durch Schwankungen der Betriebsspannung oder der Frequenz der Antriebsmotoren.

Telefunken verwendet hierzu ein besonders empfindliches, auf Phasensprung (s. S. 199) in der Resonanzlage ansprechendes Röhrenfrequenzrelais von Riegger¹⁾, das ein elektromagnetisches Differentialrelais betätigt, das seinerseits die Gleichstromvormagnetisierung von Drosseln in dem Ständerkreis der Drehstrommotoren und damit den abgedrosselten Teil der Betriebsspannung oder einen im Läuferkreis des Motors befindlichen Schlupfwiderstand ändert. Die Durchbildung dieses Verfahrens durch Schuchmann hat ermöglicht, die Drehzahländerungen auf 0,02% herabzudrücken.

Bei der Maschine von Alexander²⁾ erfolgt die Regelung teils durch Drosseln in den Ständerwicklungen des Zweiphasenmotors, deren induktiver Widerstand geändert wird, teils durch Widerstände in den Läuferwicklungen des Antriebsmotors.

Frequenzschwankungen beim Tasten werden dadurch beseitigt, daß beim Drücken der Taste einerseits je ein Widerstand in den zwei Läuferwicklungen des Motors und ferner ein Widerstand im Gleichstromerregerkreis der Drosseln kurzgeschlossen werden.

Um Drehzahländerungen auszugleichen, die durch Schwankungen der Netzspannung entstehen, ist eine Windung der Ankerwicklung herausgeführt und mit einem Kondensator zu einem Schwingungskreis vereinigt, der auf eine unter der normalen liegende Frequenz abgestimmt ist. Der Kreis induziert in loser Kopplung auf eine Spule, die unter Vermittlung eines Gleichrichters die eine Spule des Tirillreglers speist. Bei Frequenzänderungen ändert sich infolge Verstimmung des Schwingungskreises der Gleichrichterstrom, wodurch der Tirillregler in Tätigkeit tritt und die Spannung der kleinen Maschine regelt, die die Vormagnetisierung der Drosseln liefert, wodurch sich die ursprüngliche Drehzahl wieder einstellt.

Schmidt²⁾ benutzt zur Drehzahlregelung eine am Umfang einer Scheibe sitzende Stahlfeder, die durch das Zusammenwirken von Fliehkraft und Schwer-

¹⁾ Boedeker, K., u. H. Riegger: Über Frequenzrelais. Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern I, S. 126. 1920. — Arço, G. Graf: Moderner Schnellempfang und Schnellsenden. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 350. 1920.

²⁾ Schmidt, K.: Ein neuer Hochfrequenzmaschinensender für drahtlose Telegraphie. ETZ 44, S. 910. 1923. — Ders.: Die maschinelle Erzeugung kleiner Wellen. Sonderheft der ETZ zur Funktagung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker S. 22. 1924.

kraft in Schwingungen gerät und einen Kontakt öffnet und schließt. Das Verhältnis $\frac{\text{Schließungsdauer}}{\text{Öffnungsdauer}}$ hängt von der Drehzahl ab und dient wieder, ähnlich wie oben, zur Steuerung des Antriebsmotors.
Näheres über Drehzahlregelung s. S. 585.

5. Nachweis elektrischer Schwingungen. Wellenanzeiger.

A. Aufgabe der Wellenanzeiger.

Da weder Galvanometer noch Telephone unmittelbar auf Hochfrequenzströme ansprechen, sind zum Nachweis elektrischer Wellen besondere Vorrichtungen, sog. Wellenanzeiger, nötig, denen die Aufgabe zufällt, die hochfrequenten Wechselströme gleichzurichten. Indessen genügt für den Hörempfang ungedämpfter Wechselströme die Gleichrichtung allein noch nicht, vielmehr müssen bei ihnen die zusammenhängenden, einem Morsezeichen entsprechenden Wellenzüge noch in niederfrequente, im Bereich der Hörbarkeit liegende Stromstöße verwandelt werden. Dies geschieht entweder durch Zerhacken oder durch Überlagerung.

Zur Gleichrichtung dienen: Thermoelement, Bolometer (beide nur für Meßzwecke), Magnetdetektor, elektrolytischer Detektor, Kristalldetektoren, Elektronenröhren. Sie sind unmittelbar verwendbar zum Hörempfang von gedämpften Schwingungen, d. h. der Zeichen von Knallfunkensendern, Löschfunkensendern, modulierenden Tonsendern und Telephoniesendern.

Die Überführung von ungedämpften Schwingungszügen in langsame Stromstöße besorgen Ticker, Schleifer und Tonrad.

Bei dem wichtigsten Verfahren zur Aufnahme mittels ungedämpfter Schwingungen gesendeter Morsezeichen, dem Überlagerungsempfang, werden durch eine Hilfsschwingung mit der Senderschwingung Schwebungen erzeugt, die noch leichgerichtet werden müssen, um sie im Telephon hörbar zu machen.

B. Auf Wärmewirkungen beruhende Wellenanzeiger.

a) Thermoelemente

erzeugen bei Durchgang von Gleichstrom i_g durch die Kreuzungsstelle der beiden Metalle eine elektromotorische Kraft, die zum Teil herrührt von der Peltierwirkung, zum Teil von der Erwärmung der Lötstelle und sich darstellt durch

$$E = A \cdot i_g + B \cdot i_g^2.$$

Bei Wechselstrom i_w fällt die Peltierwirkung weg. Ein an das Element angelegtes Galvanometer zeigt einen Ausschlag α , und man kann setzen:

$$i_w = C \cdot \sqrt{\alpha}.$$

b) Bolometer

sind dünne, in den einen Zweig einer Wheatstoneschen Brücke eingeschaltete Platindrähte, die bei Stromdurchgang ihren Widerstand vergrößern. Ist die Brücke abgeglichen und man lagert über den Gleichstrom in dem Bolometerdraht einen Wechselstrom, so zeigt das Galvanometer infolge Störung des Gleichgewichts durch Erwärmung des Drahtes einen Ausschlag, der ein Maß liefert für die Größe des Wechselstromes. Um größte Empfindlichkeit zu erzielen, muß der ursprüngliche Gleichstrom auf einen passenden Wert eingestellt werden, der abhängig ist von der Drahtdicke.

Näheres über Ausführungsformen von Thermoelementen und Bolometern S. 432 ff.

C. Magnetdetektor.

Die Form, die Marconi dem Magnetdetektor gegeben hat, zeigt Abb. 271. Ein Seilchen aus dünnen, voneinander isolierten Eisendrähten ist um zwei Scheiben RR gelegt, die durch ein Uhrwerk gedreht werden. Dabei läuft das Seilchen an zwei Magneten M_1M_2 vorbei und durch die Primär-

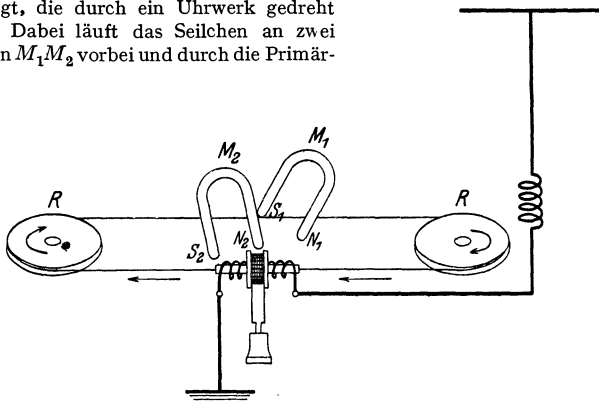


Abb. 271. Magnetdetektor von Marconi.

wicklung eines kleinen Transformators, an dessen Sekundärwicklung ein Telephon liegt. Hochfrequenzwellenzüge in der Primärwicklung ändern die Magnetisierung des Seilchens und liefern im Telephon den Morsezeichen entsprechende Töne oder Geräusche.

D. Nachweis der Wellen durch Gleichrichtung.

a) Elektrolytischer Detektor¹⁾.

In einem mit Akkumulatorensäure gefüllten kleinen Gefäß befindet sich als positive Elektrode ein in ein Glasröhrchen eingeschmolzener Pt-Draht von 0,02 bis 0,03 mm Dicke, als negative Elektrode ein dickerer Pt-Draht. Beide Elektroden sind einerseits mit einem Spannungsteiler, andererseits unter Zwischenschaltung eines Kondensators mit dem Hochfrequenzkreis verbunden (Abb. 272). Beim Auftreffen von Wellenzügen reißen die Gasblasen ab, der Widerstand zwischen den Elektroden sinkt, und es entstehen im Rhythmus der Wellenzüge Stromänderungen im Telephon.

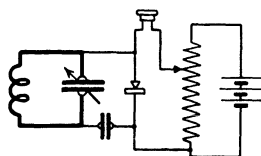


Abb. 272. Schaltbild des elektrolytischen Detektors.

Passende Wahl der Spannung liefert größte Empfindlichkeit. Brauchbar zum unmittelbaren Horempfang von gedämpften Morsezeichen (Knall- und Tonfunken) und Telephonieempfang.

b) Kristalldetektoren²⁾ (siehe auch Abschnitt VII, S. 422).

Sie bestehen aus zwei Elektroden mit kleiner Berührungsfläche, von denen die eine eine Metallspitze, die andere ein Mineral ist oder beide Mineralien sind (z. B. Pyrit-Bronzedraht, Karborund-Stahldraht, Graphit-Bleiglanz, Rotzinkerz-Kupferkies).

¹⁾ Schloemilch, W.: Ein neuer Wellendetektor für drahtlose Telegraphie. ETZ 24, S. 959. 1903.

²⁾ Brandes, H.: Über Abweichungen vom Ohmschen Gesetz, Gleichrichterwirkung und Wellenanzeiger für drahtlose Telegraphie. ETZ 27, S. 1015. 1906.

Ihre Wirkungsweise beruht wahrscheinlich auf der Ausnutzung der Unsymmetrie ihrer Kennlinie $i = f(e)$ (Abb. 273) zur Erzielung einer Gleichrichter-

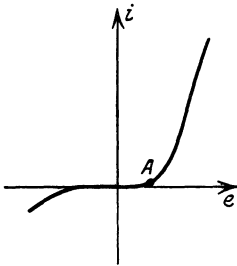


Abb. 273. Kennlinie eines Kristalldetektors.

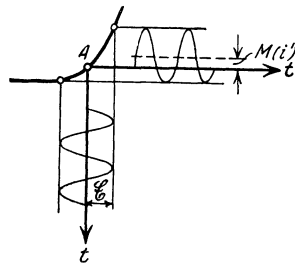


Abb. 274. Gleichrichterwirkung eines Kristalldetektors.

wirkung. Beim Einschalten in einen Wechselstromkreis werden (Abb. 274) im wesentlichen nur die positiven Kuppen der Wechselspannung Ströme hervor-

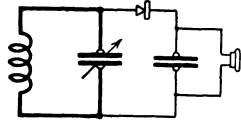


Abb. 275. Oszillatorische Schaltung.

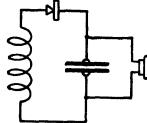


Abb. 276. Aperiodische Schaltung.

Schaltung für Kristalldetektoren: Abb. 275 oszillatorische abstimmbare Schaltung; Abb. 276 aperiodische Schaltung.

Überlagerung einer Wechselspannung mit dem Zeitwert t ergibt mittels Gleichung $i = f(e)$ der Kennlinie nach Taylors Satz:

$$i + \Delta i = i + i' = f(e + e) = f(e) + e \cdot f'(e) + \frac{e^2}{1 \cdot 2} \cdot f''(e) + \frac{e^3}{1 \cdot 2 \cdot 3} \cdot f'''(e) \dots$$

oder

$$i' = e \cdot f'(e) + e^2 \cdot \frac{f''(e)}{1 \cdot 2} + e^3 \cdot \frac{f'''(e)}{1 \cdot 2 \cdot 3} + \dots$$

Da für den Arbeitspunkt $f'(e)$, $f''(e)$, $f'''(e)$ Festwerte sind, wird Mittelwert der Gleichrichterwirkung

$$M(i') = \frac{1}{T} \int_0^T i' \cdot dt = f'(e) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T e \cdot dt + \frac{f''(e)}{2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt + \dots$$

Für $e = \mathcal{E} \cdot \sin \omega t$ folgt, da Mittelwerte von e , e^3 , ... verschwinden und $M(e^2) = \frac{1}{2} \mathcal{E}^2$, unter Vernachlässigung der höheren Potenzen von \mathcal{E} :

$$M(i') = \frac{\mathcal{E}^2}{4} \cdot \frac{d^2 i}{d e^2}, \quad (120)$$

d. h.

1. $M(i')$ nimmt ab mit Quadrat der Hochfrequenzspannung.

2. $M(i')$ ist proportional $\frac{d^2 i}{d e^2}$, d. h. der Krümmung der Kennlinie im Arbeitspunkt.

Ferner ersieht man, daß:

3. die Telephonleistung von der Hochfrequenzleistung geliefert wird.

c) Elektronenröhren (siehe auch Abschnitt VIII, S. 436).

 α) Wehneltöhre¹⁾.

Diese Röhre mit nicht vollkommenem Vakuum enthält eine zur Gelbglut erhitzte Kalziumoxydkathode (mit Kalziumoxyd bestrichenes Platinseilchen), die von einem Nickelblechzylinder umgeben ist. Ihre Gleichrichterwirkung ergibt sich aus der Kennlinie und mittels derselben Überlegungen wie bei den Kristalldetektoren, d. h. die Ergebnisse 1 bis 3 gelten auch für sie.

 β) Eingitterröhre²⁾

Die Heizfäden der für Empfangszwecke verwendeten Röhren bestanden früher ausschließlich aus Wolframdraht, der bei Weißglut (2600°) für 1 Watt Heizleistung einen Elektronenstrom von 1 bis 2 mA lieferte.

Um mit kleineren Heizströmen auszukommen, benutzt man jetzt vielfach Wolframfäden, die 1 bis 2% Thorium enthalten, deren Heizstrom 0,05 bis 0,25 Amp. (bei 1600 bis 1700°) beträgt, ferner Fäden, überzogen mit Oxyden der Erdalkalimetalle mit Heizströmen von 0,1 Amp. (550 bis 700°). Das Heizmaß, d. h. der Elektronenstrom für 1 Watt Heizleistung, ist für Thoriumröhren 20 bis 30 mA, für Oxydröhren 10 bis 20 mA.

Das Vakuum ist bis auf 10^{-6} mm Hg getrieben. Infolgedessen reine Elektronenemission.

1. Verwendungsarten. Ausgenutzt wird entweder

a) die Unsymmetrie der Kennlinie $i_A = f(e_G)$ zur Gleichrichterwirkung im Anodenkreis (Anodengleichrichtung);

b) die Unsymmetrie der Kennlinie $i_G = f(e_G)$ zur Gleichrichterwirkung im Gitterkreis (Gittergleichrichtung, Audionschaltung).

Zur Erhöhung der Empfindlichkeit (Lautstärke) kann in beiden Fällen noch die Rückkopplung benutzt werden.

2. Anodengleichrichtung. Durch passende Wahl von e_G und e_A Arbeitspunkt so legen, daß

$$1. \frac{\partial^2 i_A}{\partial e_G^2} = \text{Höchstwert.} \quad 2. \text{ Gitterspannung negativ, d. h. } i_G = 0.$$

Gleichrichterwirkung wird erzielt, wenn Arbeitspunkt entweder hoch, nach A' (Abb. 277) oder tief, nach A'' gelegt wird.

Gl. (120) auch für Röhre gültig. Empfindlichkeit aber größer als bei Kristalldetektor, weil

1. bei genügend großer negativer Gitterspannung kein Leistungsverbrauch,
2. die Telefonleistung von Anodenbatterie geliefert wird.

Die Hochfrequenzspannung steuert nur den Telefonstrom i_A ; die Röhre arbeitet wie ein Hochfrequenzverstärker.

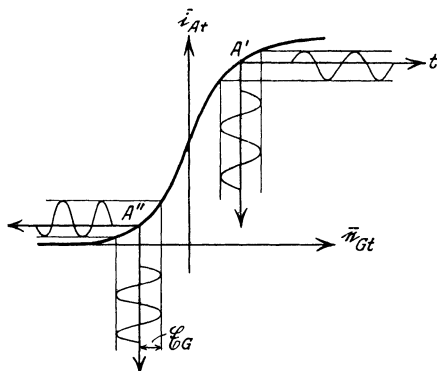


Abb. 277. Anodengleichrichterwirkung einer Eingitterröhre.

¹⁾ Wehnelt, A.: Über den Austritt negativer Ionen aus glühenden Metalloxyden und damit zusammenhängende Erscheinungen. Phys. Zeitschr. **5**, S. 680. 1904; Ann. d. Phys. **19**, S. 425. 1904. — Ders.: Ein elektrisches Ventilrohr. Ann. d. Phys. **19**, S. 138. 1906.

²⁾ Barkhausen, H.: Elektronenröhren. Leipzig: Hirzel 1923. — Möller, H. G.: Die Elektronenröhren und ihre technischen Anwendungen. Braunschweig: F. Vieweg & Sohn 1922. — Rukop, H.: Die Hochvakuumeingitterröhre. Jahrb. d. drahtl. Telegr. **14**, S. 110. 1919. — Schottky, W.: Über Hochvakuumverstärker. Arch. f. Elektrotechn. **8**, S. 12, 299. 1919; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **15**, S. 326. 1919; **16**, S. 276, 344. 1920.

3. Gittergleichrichtung. Ein Nachteil der Anodengleichrichtung besteht darin, daß die Verstärkerwirkung der Röhre nicht voll ausgenutzt werden kann, da, um Gleichrichterwirkung zu erzielen, der Arbeitspunkt in das obere oder untere Knie der Anodenstromkennlinie $i_A = f(e_G)$ gelegt werden muß, dort aber die Steilheit und damit auch die Verstärkung nur gering ist. Nun zeigt aber der Verlauf der Gitterstromkennlinie $i_G = f(e_G)$, daß auch der Gitterstrom zur Gleichrichterwirkung herangezogen werden kann. Ist nämlich das Ruhegitterpotential $e_{G_0} = 0$, so rufen nur positive Gitterspannungen e_G Gitterströme i_G hervor. Beim Anlegen einer Gitterwechselspannung e_{Gt} fließen daher nur zu Zeiten positiver Zeitwerte der Wechselspannung e_{Gt} Gitterströme. Der Gitterstrom ist gleichgerichtet.

Man könnte daher ein Telephon in den Gitterkreis legen, aber da die Gitterströme nur klein sind, würde es kaum ansprechen.

Viel bessere Wirkungen erzielt man, wenn man den Anodenstrom durch den gleichgerichteten Gitterstrom steuert, das Telephon in den Anodenkreis legt und, um gleichzeitig die Verstärkerwirkung der Röhre voll auszunutzen, den Arbeitspunkt auf der Anodenstromkennlinie $i_A = f(e_G)$ durch passende Wahl der Anodenspannung an die Stelle größter Steilheit verschiebt.

Die Steuerung des Anodenstromes durch den Gitterstrom muß hierbei bewirkt werden durch Umsetzung des Gitterstromes in Gitterspannung, was durch Vermittlung eines hohen Widerstandes w_G (Größenordnung 10^6 Ohm) geschieht, der

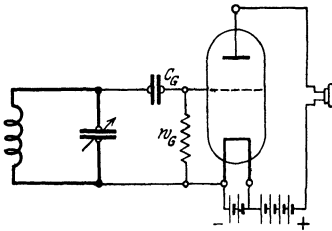


Abb. 278. Schaltbild für Gittergleichrichtung.

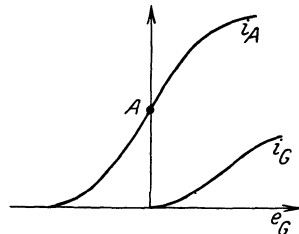


Abb. 279. Einstellung des Arbeitspunktes für Gittergleichrichtung.

so zu schalten ist, daß er vom gleichgerichteten Gitterstrom i_G durchflossen wird. Hierbei entstehen i_G proportionale Änderungen $i_G \cdot w$ der Gitterspannung, die dann in bekannter Weise den Anodenstrom steuern.

Schaltung: Abb. 278. Das Gitter ist über w_G an das negative Heizfadeneende und andererseits über den Blockkondensator C_G an dem Schwingungskreis angeschlossen. C_G soll für die hochfrequenten Ströme einen kleinen, für tonfrequente Ströme einen großen Widerstand haben. (Größenordnung 100 bis 500 cm.)

Einstellung: 1. Gittergleichspannung e_{G_0} so wählen, daß größte Krümmung $\frac{\partial^2 i_G}{\partial e_G^2}$ der Kennlinie $i_G = f(e_G)$ erreicht wird, was eintritt bei $e_{G_0} = 0$ oder je nach der Röhre bei kleinen positiven Werten von e_{G_0} .

2. Anodengleichspannung so wählen, daß für dieses e_{G_0} Arbeitspunkt A (Abb. 279) an steilste Stelle der Kennlinie $i_A = f(e_G)$ rückt, d. h. der Ruhestrom

$$i_{A_0} \approx \frac{i_{AS}}{2} \quad (i_{AS} = \text{Sättigungsstrom}).$$

Arbeitsweise: Ist im Ruhezustande, d. h. wenn keine Zeichen auftreten, $e_{G_0} = 0$, so ist auch $i_G = 0$. Beim Auftreffen von Zeichen werden Gitterströme immer nur dann fließen, d. h. Elektronen auf das Gitter gelangen, wenn der Zeitwert e_{Gt} (Abb. 280a) des Gitterwechselpotentials positiv ist. Ein Teil i_w dieser gleichgerichteten Ströme fließt durch w_G und ruft in w_G einen Spannungsabfall $i_w \cdot w_G$ hervor. Der Rest i_G dient zur Aufladung der Kondensatoren C_G und C_{GK} .

Die Spannung zwischen den Endpunkten von w_G , die jetzt auch als Gittergleichspannung den Anodenstrom steuert, ändert sich proportional dem Zeitwert des gleichgerichteten Gitterstromes i_w . Dieser wieder wächst mit dem Zeitwerte e_{Gt} .

Durchläuft die hochfrequente Spannung e_{Gt} die negative Halbwellen, so bleibt der Gitterstrom Null. Dabei überlagern sich der Zeitwert der hochfrequenten Wechselspannung e_{Gt} und die durch die Gitteraufladung hervorgerufene negative Gitterspannung zu der Gesamtspannung \bar{e}_{Gt} .

Wird jetzt die hochfrequente Spannung e_{Gt} wieder positiv und größer als der Restbetrag an negativer Gitterspannung, der herrührt von den Elektronen, die während der ersten positiven

Halbwelle auf das Gitter gelangt sind (ein Teil der negativen Gitterladung ist ja inzwischen durch w_G abgeflossen), so wird wieder Gitterstrom fließen. Da das Gitter durch die Elektronenaufladung negativ vorgespannt wird, kann i_G bei den nächsten positiven Halbperioden von e_{Gt} immer nur noch dann fließen, wenn der Zeitwert e_{Gt} der Hochfrequenzbeeinflussung positiv und größer als diese Vorspannung ist. Infolgedessen ist die Kurve der Zeitwerte von i_G dargestellt durch eine Reihe von immer schmaler und niedriger werdende Kuppen, die durch immer größere Zeiträume voneinander getrennt sind (Abb. 280b, wo i_G mit i_e bezeichnet ist). Gleichzeitig muß die Kurve der Zeitwerte \bar{e}_{Gt} der gesamten Gitterspannung, die durch Übereinanderlagerung der hochfrequenten Wechselspannung e_{Gt} und der durch die Elektronenaufladung erzeugten, langsam sich ändernde Gleichspannung entsteht, absinken, aber so lange, bis die langsam sich ändernde Gittergleichspannung nahezu den Scheitwert der hochfrequenten Beeinflussung erreicht hat, wie Abb. 280c zeigt, in der gleichzeitig die zweite, vollkommen unter der Abszissenachse liegende Kurve die Zeitwerte der langsam sich ändernden Gittergleichspannung darstellt.

Die Gleichspannung an w_G , die sich mit dem w_G durchfließenden Gitterstromanteil i_w ändert, steuert nun den Anodenstrom. Da sie mit zunehmenden i_w immer mehr nach negativen Werten hin sich verschiebt, muß die Kurve des gesamten Anodenstromes \bar{i}_{At} ebenfalls immer tiefer sinken (Abb. 280d).

Diese Vorgänge, die sich beim Auftreffen der nächsten Halbwellen der Hochfrequenzspannung so lange wiederholen, bis ebensoviel Elektronen auf das Gitter gelangen, wie durch w_G abfließen, sind sonach kurz zusammengefaßt:

1. Es entsteht ein gleichgerichteter Gitterstrom,
2. dieser ruft ebenfalls gleichgerichtete Spannungen in w_G hervor, die
3. den Anodenstrom steuern.

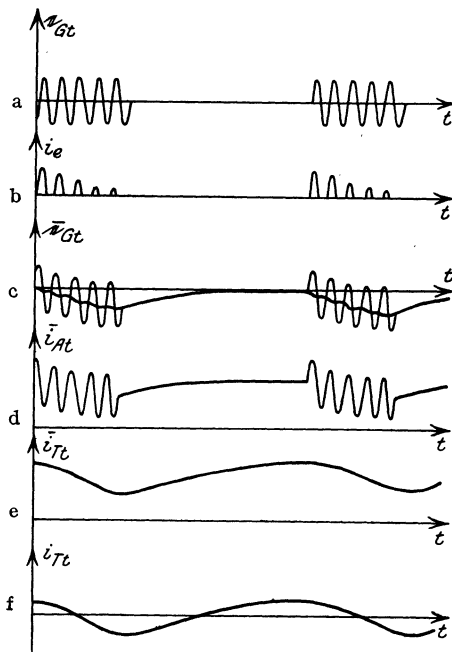


Abb. 280 a bis f. Schwingungsverlauf bei Gittergleichrichtung.

Hört die Hochfrequenzbeeinflussung auf, so wird $e_{Gt} = 0$ und C_{Gk} und C_G entladen sich stetig und vollständig über w_G ; \bar{e}_{Gt} und \bar{i}_{At} gehen stetig auf ihre ursprünglichen Werte zurück, \bar{e}_{Gt} auf den Wert e_{G0} , \bar{i}_{At} auf den Wert $\frac{i_{As}}{2}$, wie ebenfalls Abb. 280c u. d. zeigen, worauf die Röhre zur Aufnahme eines neuen Wellenzuges bereit ist.

Die Kurve des gesamten Anodenstromes \bar{i}_{At} enthält einen hochfrequenten, e_{Gt} proportionalen Anteil und einen Anteil \bar{i}_{Tt} (Abb. 280e), wobei \bar{i}_{Tt} seinerseits die Übereinanderlagerung des Ruhestromes $\frac{i_{As}}{2}$ und des langsam verlaufenden, im Rhythmus der Gruppenfrequenz schwankenden Stromes i_{Tt} (Abb. 280f) darstellt.

Ein in den Anodenkreis geschaltetes Telephon spricht auf den tonfrequenten Strom i_{Tt} an, der Hochfrequenzanteil fließt dabei durch die zum Telephon im Nebenschluß liegende Kapazität, die auch durch die Telefonschnüre dargestellt sein kann.

Zweckmäßig wird das Telephon so eingeschaltet, daß der Gleichstromanteil $\frac{i_{As}}{2}$ die Telephonmagnete verstärkt.

Die Röhre ist sonach in der Schaltung geeignet zur unmittelbaren Aufnahme der Zeichen von Funkensendern und beim Überlagerungsempfang zur Aufnahme des Schwebungstones, ferner zur Aufnahme von Telephoniesendern, wobei allerdings verschiedene Verzerrungsmöglichkeiten vorliegen, die für die Aufnahme von Morsezeichen bedeutungslos sind.

Schaltbild 278 zeigt, daß der Blockkondensator C_G oder sein Wechselstromwiderstand $\frac{1}{\omega C_G}$ und der Kombinationswiderstand aus w_G und $\frac{1}{\omega C_{Gk}}$ in Reihe geschaltet sind. Auf diese Reihenschaltung wirkt die hochfrequente, etwa von einer Antenne gelieferte Wechselfspannung e . Für sie muß $\frac{1}{\omega C_G}$ klein sein gegen diesen Kombinationswiderstand, wodurch dann auch der größte Teil von e sich als Spannung e_G an das Gitter legt.

Die tonfrequente Beeinflussung dagegen soll durch C_G abgedrosselt werden, für sie muß sonach umgekehrt $\frac{1}{\omega C_G}$ groß sein gegen den Kombinationswiderstand aus w_G und $\frac{1}{\omega C_{Gk}}$.

Die Gleichungen für die Arbeitsweise erhält man, wenn man in Gl. (120) setzt i_G statt i_A und e_G statt e_A .

Gleichrichterwirkung im Gitterkreis daher

$$M(i'_G) = \frac{\mathcal{C}_G^2}{4} \cdot \frac{\partial^2 i_G}{\partial e_G^2} = \frac{\mathcal{C}_G^2}{4} \cdot \frac{dS_G}{de_G} \quad (121)$$

i'_G von Antenne geliefert, lädt C_G auf negatives Potential $e'_G - e_{G0}$. Dadurch ändert sich Anodenstrom i_A um $i'_A = S_A(e'_G - e_{G0})$. Da bei der Gittergleichrichterschaltung $i_G \neq 0$, entstehen im Gitterkreis Verluste, die von der Fernerregung gedeckt werden müssen. Trotzdem liefert diese Schaltung eine größere Empfangslautstärke als die Anodengleichrichterschaltung, weil bei ihr eine viel weitgehendere Ausnutzung der Verstärkerwirkung der Röhre möglich ist. Die Telephonleistung wird von Anodenbatterie geliefert.

4. Eingitterröhre mit Rückkopplung. Nach Gl. (110) kann die Dämpfung durch passende Wahl der Rückkopplung verkleinert und dadurch die Lautstärke der Empfangsanordnung Abb. 281 ganz beträchtlich gesteigert werden (Abb. 282), weshalb im Empfangskreis dann auch Spulen mit größeren Verlusten, z. B. Spulen aus massivem Draht, dünndrähtige und Spulen mit Eisenkernen, verwendbar sind. Macht man die Kopplung zu fest, so wirkt die Röhre

als Schwingungserzeuger, und es entstehen Störgeräusche; bei weiterer Vergrößerung der Kopplung sinkt die Lautstärke wieder.

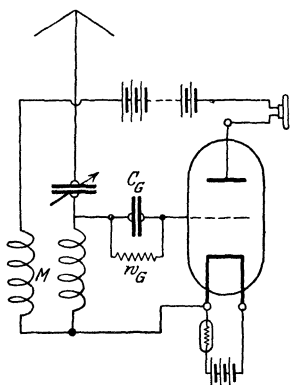


Abb. 281. Gittergleichrichtung mit Rückkopplung.

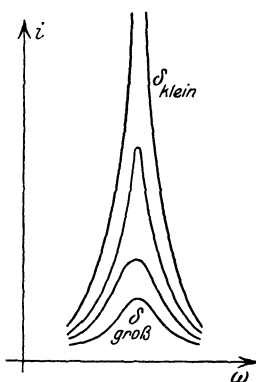


Abb. 282. Einfluß der Dämpfungsverminderung durch Rückkopplung.

γ) Doppelgitterröhren¹⁾ (s. auch S. 460).

Wirkungsweise der Röhren mit zwei Gittern je nach der Schaltung verschieden.

1. Anodenschutznetzschaltung Abb. 283. Zwischen Steuergitter G und Glühfaden liegt, wie bei Eingitterröhre, und zwar mit kleiner negativer Vorspannung von G , die zu verstärkende Spannung (bei Verstärkern unter Vermittlung des Eingangstransformators). Zwischen Anode und Steuergitter G liegt das Schutznetzgitter G_S . Steuerspannung

$$e_{St} = e_G + D \cdot e_G + D \cdot D_S \cdot e_A. \quad (122)$$

Löcher und Durchgriff D von G groß. Durchgriff D_S von G_S klein. Gesamtdurchgriff für e_A wird $D \cdot D_S$ und kleiner als bei Eingitterröhre. G_S schirmt das Anodenwechselfeld ab, ergibt steilere Arbeitskennlinie und dient nur zur Verschiebung der Kennlinie $i_A = f(e_G)$, die bei Doppelgitterröhre durch wesentlich kleinere Anodenspannung als bei Eingitterröhre erzielt wird. Innerer Widerstand sehr groß.

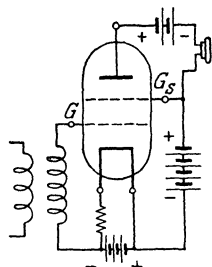


Abb. 283. Anodenschutznetzschaltung.

2. Raumladenetzschaltung (Abb. 284). Hierbei G Steuergitter mit schwacher negativer Vorspannung. G_R , das Raumladenetz, liegt an fester, so großer positiver Spannung, daß Elektronenstrom nahezu Sättigungswert erreicht. G_R , auch Raumladegitter genannt, vergrößert Steilheit der Kennlinie $i_A = f(e_G)$, und zwar dadurch, daß Elektronenwolke in der Umgebung des Heizfadens zerstreut und mehr in den Wirkungsbereich des Steuergitters gebracht wird. Auch hier nur kleine Verschiebungsspannung e_A erforderlich, innerer Röhrenwiderstand sehr klein und wesentlich kleiner als bei der Schutznetzschaltung und der

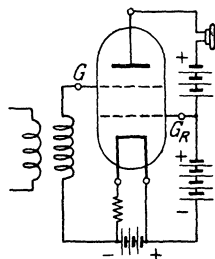


Abb. 284. Raumladenetzschaltung.

¹⁾ Schottky, W.: Über Hochvakuumverstärker. III. Teil. Mehrgitterröhren. Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 299. 1919. — Möller, H. G.: Elektronenröhren. 2. Aufl. S. 44. 1922. — Barkhausen, H.: Elektronenröhren. 2. Aufl. S. 679. 1924.

Eingitterröhre. Verstärkung bei gleicher Anodenspannung und Heizleistung etwa das 3fache wie bei Eingitterröhre.

δ) Kallirotron von Turner¹⁾.

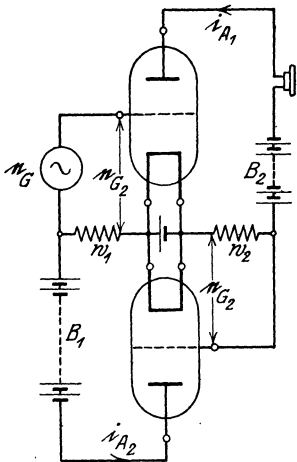


Abb. 285. Kallirotron von Turner.

Zwei Röhren (Abb. 285) mit aperiodischer Rückkopplung durch die Widerstände w_1 und w_2 und den Anodenbatterien B_2 und B_1 . e_g zu verstärkende Spannung, S_1, S_2 Steilheiten der Kennlinien $i_A = f(e_g)$. Aus

$$S_1 \cdot e_{g1} = i_{A1} = S_1(e_g + i_{A2} \cdot w_2),$$

$$S_2 \cdot e_{g2} = i_{A1} \cdot S_2 \cdot w_1 = i_{A2}$$

folgt:

$$i_{A1} = \frac{S_1 \cdot e_g}{1 - S_2 \cdot w_1 \cdot w_2}, \quad (123)$$

d. h. Vergrößerung von w_1 und w_2 läßt i_{A1} beliebig erhöhen.

E. Überlagerer.

a) Überlagerer mit Kristalldetektor als Gleichrichter.

Detektorkreis D (Abb. 286) gleichzeitig erregt von Empfangswelle mit Frequenz ω und überlagerter Hilfsschwingung mit Frequenz ω_h . Dadurch entstehen $f - f_h$ Schwebungen, die nach Gleichrichtung mit Detektor im Hörer den Schwebungston $f - f_h$ liefern. Hilfsschwingung früher erzeugt mit kleinem Lichtbogengenerator, jetzt mit Elektronenröhre.

Auf Detektor wirkt:

$$e_t = \mathfrak{E} \cdot \sin \omega t + \mathfrak{E}_h \cdot \sin \omega_h t.$$

Die Gleichrichterwirkung wird nach Gl. 120:

$$M(i') = M \left(\frac{\mathfrak{E} \cdot \sin \omega t + \mathfrak{E}_h \cdot \sin \omega_h t}{2} \right)^2 \cdot \frac{d^2 i}{d e^2} \\ = \left\{ \frac{\mathfrak{E}^2}{4} + \frac{\mathfrak{E}_h^2}{4} + M(\mathfrak{E} \cdot \mathfrak{E}_h \cdot \sin \omega t \cdot \sin \omega_h t) \right\} \cdot \frac{d^2 i}{d e^2}.$$

Die Summe der beiden ersten Glieder liefert eine konstante und deshalb unhörbare Stromänderung. Das dritte Glied wird

$$M(\mathfrak{E} \cdot \mathfrak{E}_h \cdot \sin \omega t \cdot \sin \omega_h t) \\ = M \left\{ \frac{1}{2} \mathfrak{E} \cdot \mathfrak{E}_h \cdot [\cos(\omega - \omega_h)t - \cos(\omega + \omega_h)t] \right\}.$$

Der Mittelwert aus jedem Kosinusglied ist Null; aber $\cos(\omega - \omega_h)t$ ändert sich so langsam, daß durch dieses Glied, wie durch einen langsamen Wechselstrom, ein Ton im Telephon entsteht, dessen

$$\text{Lautstärke proportional } \frac{1}{2} \mathfrak{E} \cdot \mathfrak{E}_h \cdot \cos(\omega - \omega_h)t \cdot \frac{d^2 i}{d e^2}, \quad (124)$$

also proportional \mathfrak{E} und \mathfrak{E}_h und der Krümmung $\frac{d^2 i}{d e^2}$ der Detektorkennlinie.

¹⁾ Turner, L. B.: Das Kallirotron, eine aperiodische Röhrenschialtung mit negativem Widerstand. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 17, S. 52. 1921.

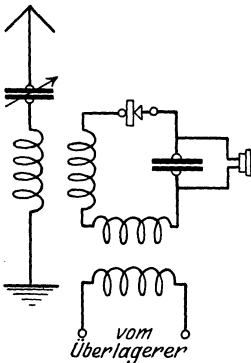


Abb. 286. Überlagerungsempfänger mit Detektor und besonderer Hilfsstromquelle als Überlagerer.

Vorzüge. 1. Lautstärke sinkt nicht quadratisch mit \mathcal{E} , sondern unmittelbar proportional \mathcal{E} , bleibt also auch bei schwachen Zeichen noch groß. Empfindlichkeit sonach bei schwachen Zeichen größer als bei reinem Detektorempfang.

2. Lautstärke wächst mit Hilfsspannung \mathcal{E}_h , jedoch nur, solange $\frac{d^2 i}{d e^2}$ ungeändert bleibt.

3. Tonhöhe läßt sich durch ω_h beliebig einstellen (Mittel zur Störfreieung).

b) Überlagerungsempfänger mit Eingitterröhre

als Wellenanzeiger und besonderer Hilfsstromquelle.

Die vorigen Überlegungen gelten auch, wenn an Stelle des Detektors eine Eingitterröhre mit Anodengleichrichtung oder mit Gittergleichrichtung verwendet wird, wobei statt $\frac{d^2 i}{d e^2}$ im ersten Fall $\frac{\partial^2 i_A}{\partial e_G^2}$, im zweiten Fall $\frac{\partial^2 i_G}{\partial e_G^2}$ zu setzen ist. Gleichzeitig wird man hierbei auch die Dämpfungsverminderung durch Rückkopplung zur Erhöhung der Lautstärke heranziehen.

Man kann weiter zur Überlagerung verwenden die

c) Überlagerungsempfänger mit Eingitterröhre als Wellenanzeiger und gleichzeitig als Hilfsstromquelle (Schwingaudion) (Abb. 287).

Dabei ist 1. Kopplung M zwischen Schwingungskreis und Rückkopplungsspule so einzustellen, daß Röhre Schwingungen liefert;

2. ω_h mittels C so zu wählen, daß sich passende Tonhöhe im Hörer ergibt (Antenne und Röhrenkreis sonach nicht genau in Resonanz).

Nachteil: Die Antenne wird hierbei auch durch die Hilfsschwingung erregt und stört daher andere Empfänger.

Gegenüber dieser Anordnung hat Verwendung einer besonderen Röhre als Hilfsstromquelle folgende Vorzüge:

1. Der Empfangskreis darf genau auf ω abgestimmt werden, was allerdings nur bei langen Wellen wichtig ist.

2. Die Rückkopplung M kann auf günstigsten Wert zur Dämpfungsverminderung gebracht werden, ohne daß Hilfsschwingung aussetzt.

3. Durch Änderung von M (passende Wahl von \mathcal{E}_h) läßt sich größte Lautstärke erzielen.

Aussetzen der Hilfsschwingung. Bei bestimmten Werten von C_G und w_G liefert die Röhre nicht dauernd Schwingungen, sondern es entstehen Wellenzuggruppen, die durch mehr oder weniger lange Zeitzwischenräume getrennt sind, die bis zu Stunden ansteigen oder auch so kurz sein können¹⁾, daß sie im Hörer einen Ton erzeugen, der sich beim Überlagerungsempfang störend über den Schwebungston legt. Seine Höhe ist außer von C_G und w_G auch noch abhängig von der Kopplung, von Eigenwelle λ_h des Audionkreises und Heizstrom i_H , und zwar ist der Ton um so tiefer, je kleiner λ_h und je fester die Kopplung. Beim Einsetzen der Röhrenschwingungen läßt sich in sehr kurzer Zeit der Kondensator C_G und damit auch das Gitter auf negatives Potential $e - V$, und zwar

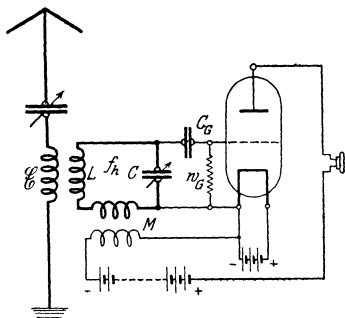


Abb. 287. Überlagerungsempfänger mit Eingitterröhre als Hilfsstromquelle und gleichzeitig als Gleichrichter (Schwingaudion).

¹⁾ Rschewkin, S., u. B. Wwedensky: Die Messung von Kapazitäten und großen Widerständen mittels intermittierenden Röhrengenerators. Phys. Zeitschr. 23, S. 150. 1922; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 423. 1922.

so lange, bis bei einem bestimmten Werte $-V_0$ die Schwingungen aussetzen. Darauf entlädt sich C_G über w_G gemäß der Gleichung

$$-V = -V_0 \cdot e^{-\frac{t}{C_G \cdot w_G}},$$

bei t einen Wert erreicht, bei dem die Schwingungen wieder einsetzen, worauf der Vorgang sich in Zeitabschnitten τ wiederholt, wo

$$\tau = C_G \cdot w_G \cdot \ln \frac{V}{V_0}. \quad (125)$$

Bei Empfangsanordnungen sind daher C_G und w_G so zu bemessen, daß diese Erscheinung nicht auftritt.

Mitnahmebereich. Vergrößert man bei Überlagerungsempfang die Kapazität C (Abb. 287) im Schwingungskreis des Schwingaudions von kleinen Werten beginnend, so geht der zuerst hohe Schwebungston $f - f_h$ in immer tiefere Töne über, reißt plötzlich ab, und zwar bevor $f = f_h$ geworden ist und setzt bei weiterer Vergrößerung der Kapazität wieder beim gleichen Wert von $f_h = f_{hm}$ ein, d. h. der Schwebungston verschwindet in den Frequenzbereich $2(f - f_{hm})$.

Hochfrequenzsender und Wechselstrommaschinen

verhalten sich hierbei ähnlich wie zwei beim Nebeneinanderschalten; sie arbeiten sich beim Einschalten auf Synchronismus ein, wenn sie vorher nahezu synchron liefen, halten sich danach aber auch dann im Tritt, wenn man versucht, die Frequenz der einen Maschine etwa durch Änderung des Antriebs zu ändern. Die eine der Maschinen nimmt innerhalb gewisser Grenzen die andere mit.

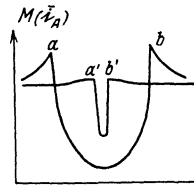


Abb. 288. Mitnahmebereich. ab bei loser, $a'b'$ bei fester Kopplung.

Auch das Audion läuft, wenn es nahezu auf die Senderfrequenz abgestimmt ist, von einem Werte f_{hm} an synchron mit dem Sender und wird von ihm bei Verstimmung innerhalb des Bereichs $2(f - f_{hm})$ mitgenommen, der nach Möller¹⁾ als **Mitnahmebereich** bezeichnet wird. Er stellt den Aussetzbereich der

Schwebungen dar, der um so breiter ist, je loser die Rückkopplung (Abb. 288) und je stärker die Fernerregung, die hier der synchronisierenden Kraft entspricht.

Innerhalb des Bereiches liefert das Audion weiter Schwingungen, deren Frequenz unabhängig von C durch die Frequenz des Senders allein festgelegt ist. Verstimmung des Audions (Änderung von C) ändert nur noch die Phasenverschiebung zwischen Sender- und Audionschwingung.

Gleichzeitig bleibt auch der Gleichstromanteil des Stromes im Anodenkreis, der beim Einsetzen der Audionschwingungen sinkt, ungeändert und wird auch nicht verändert durch fremde Sender, deren Wellen nicht in den Mitnahmebereich fallen, eine Erscheinung, die Möller zu störungsfreiem Gleichstromempfang vorschlägt.

Bei Abstimmung hat Gleichstrom Höchstwert.

F. Ticker und Schleifer²⁾.

Der **Ticker** ist ein elektromagnetisch betriebener Unterbrecher U , der nach Schaltbild 289 den Telephonkreis öffnet und schließt. Ist U geöffnet, so pendelt

¹⁾ Möller, H. G.: Über störungsfreien Gleichstromempfang mit dem Schwingaudion. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 17, S. 256. 1921; Elektronenröhren S. 179. 1922. — Ders.: Über den Einfluß der Aufschaukelzeit bei drahtlosem Schnellverkehr. Zeitschr. f. techn. Phys. 4, S. 128. 1922.

²⁾ Poulsen, V.: Ein Verfahren zur Erzeugung ungedämpfter elektrischer Schwingungen und seine Anwendung in der drahtlosen Telegraphie. ETZ 27, S. 1040. 1906.

die Kondensatorspannung im abgestimmten Schwingungskreis hinauf, worauf beim Schließen von U sich C über T entlädt. Die Unterbrechungen sind unregelmäßig und erfolgen bald bei positiver, bald bei negativer Ladung des Kondensators C , weshalb man keinen Ton, sondern nur ein Geräusch in T hört. Durch Einschalten eines Kristalldetektors hinter U kann man in T auch einen Ton erzielen.

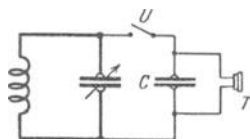


Abb. 289. Tickerschaltung.

Bei dem **Schleifer** besteht U aus einer umlaufenden Messingscheibe, auf der ein Golddraht schleift. Passende Einstellung der Drehzahl liefert größte Empfindlichkeit. Die Größe von C probiert man aus.

G. Tonrad von R. Goldschmidt¹⁾.

In Schaltbild 289 ist U ersetzt durch ein gleichmäßig umlaufendes Stahlrad mit 800 Zähnen, auf dessen Umfang ein mit Fließpapier umwickeltes Bronze-

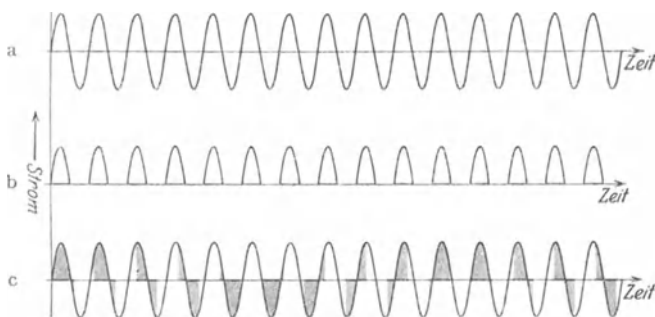


Abb. 290. Zeitkurven für das Tonrad.

- a = Hochfrequenzstrom,
 b = durch Tonrad gleichgerichteter Wechselstrom ($u = f$),
 c = abwechselnd positive und negative Stromwerte (schwarz) ($u \neq f$).

plättchen schleift. Sind Periodenzahl f der Hochfrequenzschwingung und Unterbrechungszahl u einander gleich und erfolgt die Unterbrechung immer, wenn Zeitwert des Hochfrequenzstromes gleich Null, so wirkt das Rad als Gleichrichter, T schweigt, aber ein an Stelle von T eingeschaltetes Galvanometer gibt Ausschlag.

Weicht jedoch Unterbrechungszahl von f ab, so entsteht in T ein Strom, dessen Zeitwerte abwechselnd vorwiegend bald positiv, bald negativ sind und die in T einen Ton mit der Tonhöhe $f - u$ erzeugen (Abb. 290). Das Tonrad ist sonach nichts als ein kleiner Hochfrequenzunterbrecher, der, ähnlich wie ein Summer, zum Hochfrequenzgenerator werden kann.

¹⁾ Goldschmidt, R.: Das Tonrad als Detektor in der drahtlosen Telegraphie. ETZ 35, S. 93. 1914; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 8, S. 516. 1914.

III. Die Vorgänge im Äther.

Bearbeitet von A. Esau.

I. Das elektrische Feld in der Nähe des Senders.

Die Reichweite einer drahtlosen Station ist von drei Faktoren abhängig: Sender, Empfänger und von den Wellen durchlaufener Raum zwischen beiden. Wie aus der Praxis bekannt, ist sie aber nicht als unveränderlich anzusehen, sondern im Gegenteil fortwährenden Schwankungen unterworfen, die teils regelmäßig, teils aber auch ohne jede Gesetzmäßigkeit vor sich gehen. Eine Reihe von Untersuchungen haben sich deshalb mit der Frage beschäftigt, welcher von den drei Faktoren hierfür in erster Linie verantwortlich gemacht werden muß. Sie ist heute wohl so weit geklärt, daß der Sitz der beobachteten Unregelmäßigkeiten in dem Medium zwischen Sender und Empfänger zu suchen ist, wenn auch zu gewissen Zeiten und unter ganz besonderen Umständen die Verhältnisse am Sender und Empfänger einen wenn auch untergeordneten Einfluß auszuüben vermögen.

A. Sender.

Die vom Sender ausgestrahlte Energie ist einerseits abhängig von der Art des verwendeten Luftleiters, andererseits von Form und Größe der in der Anlage erzeugten Hochfrequenzleistung.

a) Sendeluftleiter.

α) Antennenwiderstand.

Jeder Sendeluftleiter strahlt einen bestimmten Betrag der ihm vom Sender zugeführten Energie in Form von Wellen aus, der gegeben ist durch das Produkt aus Quadrat des Antennenstroms i und einer Größe w_s , die man als **Strahlungs-** oder **Nutzwiderstand** bezeichnet. Unter der Voraussetzung, daß die Wellenlänge λ der Schwingung beträchtlich größer ist als die geometrischen Antennenabmessungen, was bei den mittleren und längeren Wellen immer der Fall ist, kann man die Größe w_s berechnen nach der Formel

$$\text{Strahlungswiderstand } w_s = 1600 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2, \quad (1)$$

wobei h die **Strahlungs-** oder **effektive Höhe** des Luftleiters bedeutet, die wohl zu unterscheiden ist von der geometrischen Höhe, und zwar ist sie stets kleiner¹⁾.

Der Unterschied zwischen beiden wird um so größer, je „geschlossener“ das Antennengebilde ist, d. h. um so tiefer beispielsweise bei einer Schirmantenne die das Dach bildenden Drähte nach der Erde zu verlängert werden. Für den Fall eines vollkommen geschlossenen Kreises würde sich demnach ein sehr kleiner Wert für die „wirksame“ Höhe h ergeben. Das ist praktisch bei der Verwendung einer Rahmenantenne als Sender für lange Wellen der Fall.

In dem gleichen Sinne wirkt auch das Fehlen der Isolationen der Maste und der Unterteilungen der Abspannungen, wodurch bei den französischen und amerikanischen Antennenanlagen die effektive Höhe stark gedrückt wird.

Auch die nicht sachgemäße Anbringung von Nachbarluftleitern kann, wenn auch in nicht so großem Ausmaß, nachteilig auf die Strahlhöhe einwirken.

In die Formel für den Strahlungswiderstand geht außer der wirksamen Antennenhöhe noch die Wellenlänge ein, und zwar ebenfalls quadratisch. Daraus

¹⁾ Vgl. S. 212 und 398.

ergibt sich eine starke *Zunahme der Strahlung mit abnehmender Welle*, die in einer vergrößerten Reichweite zum Ausdruck kommen müßte, die aber praktisch nicht unter allen Umständen beobachtet wird. Der Grund hierfür liegt im Zwischenmedium, das für *kurze Wellen stärker absorbierend* wirkt als bei längeren, wodurch der Vorteil der größeren Strahlungsleistung wieder bis zu einem gewissen Grade vernichtet wird.

Bei den in letzter Zeit stark in den Vordergrund tretenden kurzen elektrischen Wellen in der Größenordnung von 100 m und darunter wird die Berechnung des Strahlungswiderstandes nach der obigen Formel nur zulässig sein, wenn die Höhe der Antenne so gewählt wird, daß sie in der Grundwelle schwingt, was zu sehr kleinen Abmessungen führt. Nimmt man aber eine große Antenne, die in einer höheren Harmonischen erregt wird, so läßt sich die Formel für den Strahlungswiderstand in der angegebenen Form nicht ohne weiteres anwenden.

β) Antennenstromstärke.

Der zweite die Strahlungsleistung bestimmende Faktor, die **Antennenstromstärke i** , ist abgesehen von der aufgewendeten Primärenergie abhängig von der Größe des Antennenwiderstandes, der sich aus Nutz- und Verlustwiderstand (Strahlung) und Verlustwiderstand zusammensetzt. Durch geeignete Mittel (Spulen von geringem Widerstand und gut ausgeführte Erdungsanlagen) läßt sich dieser Betrag heutzutage praktisch sehr stark herabdrücken, so daß moderne Antennenanlagen mit einem erheblich höheren Wirkungsgrad arbeiten als die früher verwendeten.

γ) Antennenform.

Die Form des Luftleiters ist aber nicht nur von Einfluß auf die Strahlung, sondern auch auf ihre Verteilung im Raum. Bei den normalen Antennenformen (Schirm- und T-Antennen, vertikal hochgeführte gerade Drähte oder Reusen) und mittleren sowie auch langen Wellen kann man annehmen, daß die Richtcharakteristik durch einen Kreis um den Antennenfußpunkt als Mittelpunkt dargestellt wird (s. Abb. 291), d. h. der Sender strahlt nach allen Richtungen gleichmäßig ($r = \text{konst.}$, unabhängig von φ). Gelegentlich auftretende Behauptungen, daß beispielsweise T-Antennen auf Schiffen Richtwirkungen zeigen, dürften als nicht zutreffend anzusehen sein.

Anders liegen die Verhältnisse aber bei der von Marconi in die Praxis eingeführten L-Antenne (s. Abb. 292), bei der sowohl theoretisch als auch

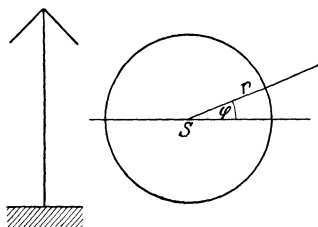


Abb. 291. Charakteristik der Schirmantenne.

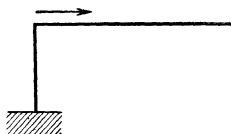


Abb. 292. L-Antenne.

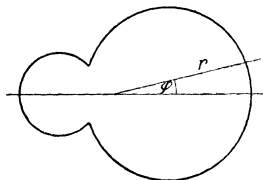


Abb. 293. Charakteristik der L-Antenne.

experimentell eine Richtwirkung nachgewiesen worden ist, die dargestellt werden kann durch eine Charakteristik von der Form der Abb. 293.

Die maximale Strahlung erfolgt hier in Richtung des Pfeiles (Abb. 292), d. h. in der ruderartigen Verlängerung des horizontalen Antennenteiles. In der entgegengesetzten Richtung ist die Strahlung merklich schwächer.

Die Theorie dieser Antennenform ergibt eine Abhängigkeit der Richtwirkung von dem Verhältnis der horizontalen Länge zur Höhe und der Leitfähigkeit des Bodens. Danach wird die Richtwirkung um so ausgesprochener, je schlechter der Boden leitet und je größer das Verhältnis $\frac{\text{Länge}}{\text{Höhe}}$ ist. Auf sehr gut leitendem

Boden zeigt diese Antennenform entweder gar keine oder nur eine sehr geringe Richtwirkung, ein Ergebnis, das durch die Praxis vielfach bestätigt worden ist.

Die L-Antenne bildet den Übergang von den ungerichteten zu den eigentlichen Richtantennen, die dadurch gekennzeichnet sind, daß bei ihnen in einer oder

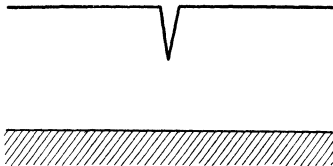


Abb. 294. V-Antenne.

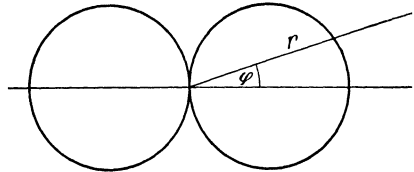


Abb. 295. Charakteristik der V-Antenne.

mehreren Richtungen ein absolutes Null der Strahlung auftritt, und nicht nur ein Minimum.

Zu den gerichteten Antennen dieser Art gehört die V-Antenne (Abb. 294), so genannt nach ihrer Form, die man sich durch die Kombination von zwei L-Antennen entstanden denken kann, die aber nicht mit der Erde verbunden sind. Das in Abb. 295 dargestellte Richtungsdiagramm besteht aus zwei sich berührenden

Kreisen und ergibt maximale Strahlung in den Längsrichtungen der Antenne, dagegen die Strahlung Null in den Senkrechten hierzu.

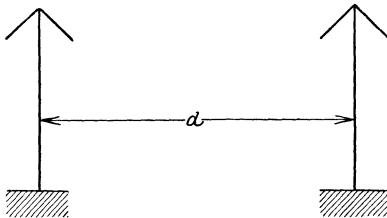


Abb. 296. Doppelantenne.

Die gleiche Charakteristik wird auch erhalten durch zwei räumlich voneinander getrennte ungerichtete Luftleiter (Doppelantenne, Abb. 296), die in bezug auf Phase und Intensität der in ihnen fließenden Ströme zweckmäßig kombiniert werden. (Näheres s. unter Empfang.)

Ganz ähnlich liegen die Verhältnisse bei der Rahmenantenne, die in ihrer Wirkungsweise aufgefaßt werden kann als zwei in kleinem Abstand voneinander befindliche ungerichtete Antennen. Die Richtcharakteristik entspricht der der V-Antenne.

An Stelle der drehbaren Rahmenantennen, deren Abmessungen aus mechanischen Gründen ein gewisses Maß nicht überschreiten dürfen, können auch Goniometeranordnungen treten, bei denen an Stelle des einen Rahmens zwei zueinander senkrecht angeordnete Rahmen oder rahmenähnliche Gebilde treten. Da die Veränderung der Maximalstrahlrichtungen hier auf elektrischem Wege erfolgt, können die Abmessungen der Luftleiter hier beliebig groß gemacht werden. Vor den kombinierten ungerichteten Antennen besitzen sie den Vorzug der Drehung der Strahlrichtung. Derartige Anordnungen sind vor nahezu 20 Jahren bereits von Bellini und Tosi angegeben und auf französischen Küstenstationen praktisch erprobt worden.

Indessen sind bis zum heutigen Tage gerichtete Sender außer für die Zwecke der Richtungsbestimmung im drahtlosen Verkehr nicht zur Einführung gekommen. Der Grund hierfür liegt einmal darin, daß ein zwingendes Bedürfnis für Richtsender nicht vorlag und andererseits bei den bisher bekannt gewordenen Anord-

nungen eine Zunahme der Reichweite der Station nicht eintreten kann. Anders liegen die Verhältnisse bei den kurzen elektrischen Wellen, wo Mittel anwendbar sind, eine Konzentration der ausgestrahlten Energie im wesentlichen nach einer einzigen Richtung und damit eine Vergrößerung der Reichweite zu erzielen (s. unter: Kurze Wellen).

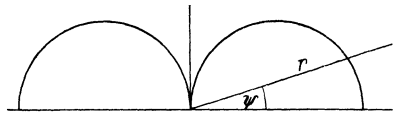


Abb. 297. Vertikalcharakteristik einer linearen Antenne.

Die bisherigen Betrachtungen über die Richtungsdiagramme der verschiedensten Antennenformen bezogen sich nur auf die Horizontalebene. Betrachtet man aber die Vertikalebene, so erhält man für den einfachsten Fall eines in der Grundwelle schwingenden Vertikaldrahtes eine Charakteristik von der Form der Abb. 297. Sie besteht aus zwei sich berührenden Halbkreisen und zeigt, daß ein solcher Luftleiter maximal in der Horizontalebene strahlt, während die Energie mit wachsendem Elevationswinkel ψ nach dem Kosinusetz abnimmt, um für $\psi = 90^\circ$, d. h. also in der Verlängerung der Antenne, Null zu werden. In dieser Richtung wird also Energie nicht ausgestrahlt.

δ) Veränderlichkeit der Antennenkonstanten.

Änderungen in der Reichweite einer Station können, wie schon erwähnt, ihren Grund haben in nicht immer gleichbleibenden elektrischen Verhältnissen am Sender, und hier im besonderen Maße am Luftleiter.

Derartige Schwankungen, die der verschiedenen Beschaffenheit der Atmosphäre zugeschrieben werden müssen, sind in der Tat vorhanden. Sie lassen sich in zwei Gruppen einteilen, von denen die erste die unregelmäßig verlaufenden Erscheinungen umfaßt, die zweite alle diejenigen, die mit großer Regelmäßigkeit vor sich gehen. In bezug auf ihre Folgeerscheinungen sind die ersteren schwerwiegender, während die anderen im allgemeinen praktisch gar nicht oder nur in verschwindendem Maße in die Erscheinung treten.

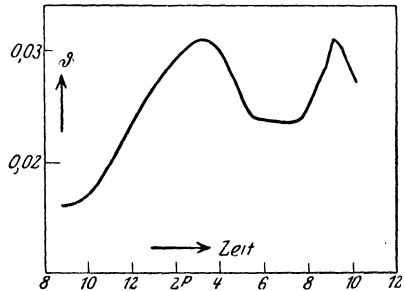


Abb. 298. Einfluß der Witterung auf den Antennenwiderstand.

αα) Die der ersten Gruppe angehörenden starken Veränderungen der elektrischen Konstanten des Luftleiters werden verursacht durch Reif- oder Eisbildung an den Drähten, wodurch eine Zunahme des Antennenwiderstandes auf das Zweifache und mehr hervorgerufen wird. In dem gleichen Sinne, wenn auch weniger stark, wirkt Schnee oder Regen, wie aus (Abb. 298) hervorgeht, in der als Abszissen die Zeiten, als Ordinaten die gemessenen Dämpfungen aufgetragen sind. Mit einsetzendem Regen erfolgt ein Anstieg der Dämpfung, nach Aufhören eine Abnahme und beim Wiedereinsetzen eine erneute Zunahme.

Hand in Hand mit den Änderungen des Widerstandes geht eine Änderung der Antennenkapazität, die in den obigen Fällen um einige Prozente vergrößert wird.

ββ) Die von der zweiten Gruppe umfaßten regelmäßig verlaufenden Schwankungen der Antennendämpfung sind in der Abbildung 299 wiedergegeben. Ihre Amplituden sind erheblich kleiner und nur mit empfindlichen Meßanordnungen feststellbar. Der Verlauf der Dämpfungskurven als Funktion der Zeit ist durch das Auftreten von zwei Maxima während der Wintermonate charakterisiert, die zwischen 11 und 12 Uhr vormittags und 7–8 Uhr nachmittags liegen. In den

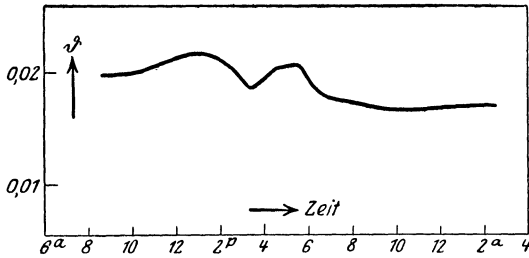


Abb. 299. Regelmäßige Änderung der Antennendämpfung.

Sommermonaten lassen sich deren drei nachweisen, die um die Mittagszeit, 5 bis 6 Uhr nachmittags und gegen Mitternacht eintreten. Dem Sommertyp eigentümlich sind die stärker ausgebildeten Maximalamplituden. Allgemein läßt sich sowohl im Winter als auch im Sommer eine

Abnahme der Dämpfung während der Nachtzeiten feststellen. Besonders deutlich treten die letztgenannten Erscheinungen in den Tropen zutage, wo Unterschiede bis zu 30% beobachtet worden sind (vgl. S. 304).

b) Hochfrequenzleistung des Senders und Energieform.

Die vom Sender ausgestrahlte Energie hat sich als abhängig von der Form des Luftleiters erwiesen. Sie wird aber selbstverständlich noch bedingt durch die vom Sender erzeugte Hochfrequenzleistung. Ein Maß für die Stärke einer Station bildet *das Produkt $h i$ aus effektiver Strahlungshöhe h und Antennenstrom i* , das unter dem Namen *Meter ampere* in neuerer Zeit in der drahtlosen Technik Aufnahme gefunden hat.

Diese Größe bestimmt neben der Wellenlänge der Schwingung, ihrer Form (gedämpft, moduliert oder ungedämpft) und der Größe der Absorption im Zwischenmedium die **Reichweite** einer drahtlosen Station.

B. Das elektromagnetische Feld des Senders.

In dem vorhergehenden Kapitel I, 3 (S. 190) ist unter Benutzung der Maxwell'schen Gleichungen zunächst das von einem Leiterelement erzeugte Feld berechnet worden, wobei zwei Gebiete streng voneinander geschieden werden müssen: Nahgebiet und Strahlungsgebiet.

a) Nahgebiet.

In diesem dem Sender unmittelbar benachbarten Gebiet nimmt die *elektrische Feldkomponente umgekehrt mit der dritten Potenz der Entfernung ab, die magnetische mit der zweiten*. Außerdem besteht zwischen beiden eine *Phasendifferenz von 90°* .

Für die drahtlose Technik ist diese Zone von untergeordneter Bedeutung, und es ist deshalb nicht verwunderlich, warum experimentelle Untersuchungen in ihr in größerem Umfange bisher nicht vorgenommen worden sind. Bei dem Studium der Frage, wieweit man bei einer im Duplexbetrieb arbeitenden Station mit dem Empfänger an den Sender herangehen kann, ohne daß Störungen des Empfanges eintreten, ist man in dieses Gebiet hineingekommen. Es hat sich dabei gezeigt, daß selbst in wenigen hundert Metern Abstand vom Sender ($\lambda = 12$ bis 15 km) noch ein einwandfreies Minimum erhalten werden konnte, wenn der Rahmen senkrecht zur Verbindungslinie zwischen Sender und Empfänger aufgestellt war und daß bei einigen Prozenten Wellendifferenz ein gleichzeitiger Sende- und Empfangsbetrieb durchgeführt werden konnte.

Auch in die Erde vergrabene Drähte, auf die die elektrische Feldkomponente einwirkt, haben als Empfangsluftleiter in der Nahzone gute Resultate ergeben. Ihre Beeinflussung durch den eigenen Sender ergab sich als auffallend gering, was wohl der Hauptsache nach auf die Lage dieses Vektors zur Erdoberfläche zurückzuführen ist, auf die weiter unten (S. 267) näher eingegangen werden soll.

b) Strahlungsgebiet.

Das Gebiet, in dem die Entfernung R vom Sender groß gegen $\frac{\lambda}{2\pi}$ ist, wird als Strahlungsgebiet bezeichnet. In ihm nimmt sowohl die elektrische als auch die magnetische Feldkomponente umgekehrt mit der ersten Potenz der Entfernung ab. Außerdem besteht hier im Gegensatz zum Nahgebiet keine Phasendifferenz zwischen beiden

Zwischen diesen beiden Gebieten liegt ein mittleres, in dem die Abhängigkeit der beiden Vektoren von der Entfernung weder durch $\frac{1}{R^3}$ noch durch $\frac{1}{R}$, sondern etwa durch $\frac{1}{R^2}$ dargestellt werden kann.

In ihm wird auch noch eine gewisse Phasendifferenz zwischen der elektrischen und magnetischen Feldkomponente bestehen, die zwischen 0 und 90° liegen muß. Innerhalb dieses Gebietes liegen die zu den Sendestationen gehörigen Empfangsanlagen.

Der experimentelle Nachweis für das verschiedene Verhalten der Feldvektoren in den drei Gebieten konnte beispielsweise durch die im folgenden näher zu beschreibende Anordnung geführt werden. Ein zunächst weit im Strahlungsgebiet befindlicher Empfänger, der unter gleichzeitiger Ausnutzung der elektrischen und magnetischen Feldkomponente einseitig gemacht worden ist, rückt mehr und mehr an den Sender heran. Solange die beiden Vektoren phasengleich sind und ihre Größe mit $\frac{1}{R}$ variiert, wird die erstmalig hergestellte Einseitigkeit erhalten bleiben.

Kommt man aber in das Gebiet, wo die Abhängigkeit von der Entfernung für beide verschieden ist, so wird die Einseitigkeit zerstört, und es bedarf zu ihrer Wiederherstellung einer Korrektur der Abgleichung. Derartige Erfahrungen liegen in der Praxis bereits vor, jedoch nur im Strahlungsgebiet und dem Mittelbereich zwischen ihm und der Nahzone. In dieser selbst ist die beschriebene Anordnung wohl noch nicht erprobt worden.

c) Neigung des elektrischen Vektors.

Unter der Annahme einer vollkommen leitenden Erde wird der elektrische Feldvektor stets senkrecht auf ihrer Oberfläche stehen. In Wirklichkeit aber trifft diese Voraussetzung niemals zu. Es wird deshalb der Vektor gegen die Vertikale geneigt sein, und zwar in Luft in Richtung der Fortpflanzungsrichtung der Wellen nach vorn, im Erdreich nach rückwärts, und zwar um einen Winkel γ , dessen Größe gegeben ist durch den Ausdruck

$$\operatorname{tg} \gamma = \sqrt{\frac{\frac{f \cdot \varrho}{36 \cdot 10^{11}}}{1 + \left(\frac{f \varrho \varepsilon}{36 \cdot 10^{11}}\right)^2}}. \quad (2)$$

Hierin bedeuten: f Frequenz, ϱ spezifischer Widerstand in $[\Omega \cdot \text{cm}]$, ε Dielektrizitätskonstante.

Der Neigungswinkel ist also abhängig von der Frequenz der Schwingungen, dem Leitvermögen der Erde und der Dielektrizitätskonstanten.

Die umstehende Tabelle enthält die berechneten Neigungswinkel für die Wellenlängen $\lambda = 15\,000$, 1500 , 150 und 15 m und die beiden Fälle, wo einmal die Fortpflanzung über Seewasser erfolgt ($\varepsilon = 80$, $\varrho = 100$) und zweitens über trockenem Boden ($\varepsilon = 2$, $\varrho = 10^6$).

Tabelle 9. Neigungswinkel des elektrischen Vektors.

bei einer Wellenlänge von	über Seewasser	über trockenem Boden
$\lambda = 15\ 000\text{ m}$	$\gamma = 0^\circ 2,5'$	$\gamma = 4^\circ 18'$
1 500 „	$0^\circ 8'$	$13^\circ 30'$
150 „	$0^\circ 25'$	$32^\circ 12'$
15 „	$1^\circ 23'$	35°

Bei Seewasser ist der Neigungswinkel selbst bei ganz kurzen Wellen außerordentlich klein, d. h. der elektrische Feldvektor steht nahezu senkrecht auf der Oberfläche.

Erfolgt die Fortpflanzung aber über trockenem Boden, so hat man nur bei ganz langen Wellen eine schwache Neigung. Schon bei mittleren Wellenlängen kommt man zu beträchtlichen Winkeln, die bei den kurzen Wellen Werte von mehr als 30° erreichen.

Aus diesem Verhalten ergibt sich, daß schon bei mittleren Wellenlängen an der Küste beim Übergang von Seewasser zum Land eine starke Neigung des elektrischen Feldvektors eintreten muß, die nicht ohne Einfluß auf den Empfänger sein dürfte.

Die experimentelle Bestimmung des Neigungswinkels ist von Austin¹⁾ versucht worden. Er benutzte hierfür eine vertikale, mit einem Empfänger verbundene Antenne, die um eine horizontale Achse drehbar war. Die Messung selbst erfolgte in der Weise, daß die Antenne so lange gedreht wurde, bis ein Minimum der Zeichenlautstärke im Empfangstelephon eintrat. In dieser Stellung bildet die Antenne einen rechten Winkel mit der Vektorrichtung, die somit bestimmt ist. Wegen der Kleinheit des Winkels und der Schwierigkeit, eine fehlerfrei arbeitende Anordnung herzustellen, haben die Versuche keine sicheren Ergebnisse geliefert.

Infolge Änderungen der elektrischen Konstanten des Bodens durch Regen oder Schnee ist eine Schwankung des Neigungswinkels zu erwarten. Dafür sprechen eine Reihe von Beobachtungen, die auf Empfangsstationen in nicht allzu großer Entfernung vom Sender gemacht worden sind.

d) Eindringen der Wellen in die Erdoberfläche.

Wäre die Erde ein vollkommener Leiter, so würden die vom Sender ausgestrahlten elektrischen Wellen nicht in sie eindringen, ein Energieverlust also nicht eintreten. Da aber der elektrische Feldvektor, je nach der Größe der elektrischen Konstanten der Erde, mehr oder weniger geneigt ist, so besitzt er eine horizontale, in die Oberfläche hineinfallende Komponente, deren Betrag mit dem Neigungswinkel wächst. Praktisch wird man daher immer mit dem Eindringen und der Fortpflanzung eines gewissen Energiebetrages in der Erde zu rechnen haben, der verschieden groß sein wird, je nachdem die Oberfläche aus gut leitendem Seewasser oder aus trockenem Boden besteht. Die Amplitude der sich im Erdboden fortpflanzenden Welle wird sowohl in radialer Entfernung vom Sender abnehmen, wobei die Schnelligkeit der Abnahme abhängig ist von Dielektrizitätskonstante, Leitvermögen und Frequenz, als auch mit wachsendem Abstand von der Oberfläche. Die vorhin angeführten Faktoren bestimmen auch hier die Tiefe des Eindringens. Die folgende Tabelle 10 enthält eine Reihe von Angaben über das Eindringen der Wellen in die Erdoberfläche, die einer Arbeit von Howe²⁾ entnommen worden sind. Die Tiefe ν in m ist berechnet worden für eine Abnahme der Stromdichte auf 10% des an der Oberfläche vorhandenen Betrages (ρ spez. Widerstand in $[\Omega \cdot \text{cm}]$, ϵ Dielektrizitätskonstante).

¹⁾ Austin, L. W.: Journ. Wash. Acad. Sc. II, S. 101. 1921; Rad. Rev. 2, S. 386. 1921.

²⁾ Howe, G. V. O.: Electrician 1925.

Tabelle 10. Eindringen der Wellen in die Erdoberfläche.

	Seewasser		Süßwasser		Nasser Boden		Trockener Boden	
	$\sigma =$ $\varepsilon =$		10^5 80	10^5 80	10^5 5	10^5 15	10^6 2	10^6 6
$\lambda = 31\,400$ m . . .	$r = 11,86$ m	$r = 384$ m	$r = 375$ m	$r = 375$ m	$r = 1190$ m	$r = 1200$ m		
6280 „ . . .	5,3 „	186 „	169 „	171 „	545 „	580 „		
628 „ . . .	1,68 „	112 „	51 „	63,5 „	216 „	311 „		
63 „ . . .	0,54 „	109 „	29 „	47,4 „	172 „	298 „		
6,3 „ . . .	0,19 „	108,5 „	23,6 „	47,2 „	172 „	298 „		

Aus der Tabelle geht hervor, daß bei gut leitender Oberfläche, wie im Falle des Seewassers, selbst die langen Wellen der drahtlosen Telegraphie nur sehr wenig in die Erde eindringen. Bei schlecht leitendem Boden dagegen kann man sie noch in verhältnismäßig großer Tiefe nachweisen, und zwar um so besser, je länger die Welle gemacht wird.

Auf der Tatsache des Eindringens der elektrischen Wellen in die Erdoberfläche beruht die Wirksamkeit eines in die Erde vergrabenen, aus Drähten bestehenden Antennensystems als Empfänger. Mit einer solchen Anordnung ausgeführte Untersuchungen haben ergeben, daß der Empfang um so leichter bewerkstelligt werden kann, je länger die aufzunehmende Welle gewählt wird und je trockener der Boden ist, also vollkommen im Sinne der obigen Ausführungen.

Zu dem gleichen Ergebnis haben Empfangsversuche im Innern der Erde geführt, bei denen in Tiefen bis zu 100 m mit normalen Empfängern noch Zeichen in einer Entfernung von mehr als 1000 km vom Sender aufgenommen werden konnten. Voraussetzung hierfür ist allerdings auch hier trockener Boden oder Gestein, das nicht wasser- oder erzhaltig ist. Andererseits nimmt die Feldstärke bei Seewasser sehr schnell mit der Tauchtiefe ab, so daß schon in sehr geringen Entfernungen von der Oberfläche der Empfang von selbst starken Stationen und verhältnismäßig kleinen Entfernungen schwierig wird.

Enthält die Erde Schichten von wechselnder Leitfähigkeit (Erzgänge und Wasseradern), so tritt neben starker Schwächung des Feldes auch eine Änderung der Fortpflanzungsrichtung der Wellen ein, so daß beispielsweise das Problem der drahtlosen Verbindung der Stollen eines Bergwerkes mit der Oberfläche auf die größten Schwierigkeiten stößt. Die Versuche nach dieser Richtung haben daher bisher praktisch bedeutsame Ergebnisse nicht gezeigt.

e) Raum und Oberflächenwellen.

Unter der Annahme einer unendlich großen Leitfähigkeit der Erde errechnet sich das elektromagnetische Feld eines Dipoles (Antenne), als ob die Erde nicht vorhanden wäre. Die Fortpflanzung der Wellen wird für diesen Fall dargestellt durch die Gleichungen des ersten Abschnittes (s. S. 191 ff.). Sieht man ab von einem möglicherweise vorhandenen Leitvermögen der Atmosphäre, so findet eine Dämpfung der Wellen mit zunehmendem Abstand nicht statt.

Ist aber die Leitfähigkeit der Erde nicht unendlich groß, so erfolgt die Fortpflanzung der Wellen, wie Sommerfeld¹⁾ gezeigt hat, nach anderen Gesetzen, und zwar hängt sie ab von der Größe des Ausdrucks

$$b = \omega \sqrt{\frac{r}{2\sigma c}} \quad (3)$$

(ω Kreisfrequenz, σ Leitvermögen in $\frac{1}{\Omega \cdot \text{cm}}$, c Lichtgeschwindigkeit, r horizontaler Abstand vom Sender), der von Sommerfeld „numerischer Abstand“ genannt worden ist.

¹⁾ Sommerfeld, A.: Ann. d. Phys. 28, S. 665. 1909.

Er hängt nicht nur von der Frequenz, sondern auch von der Leitfähigkeit und der in horizontaler Richtung gemessenen Entfernung ab.

Angenommen ist hierbei, daß $\sigma \lambda \gg 2\pi c$. Ist $b \ll 1$ und $r \gg \lambda$, so erhält man aus den Hertzschen Gleichungen für das Potential P den Ausdruck

$$P = 2M_0 \left[\frac{\sin \omega \left(t - \frac{R}{c} \right)}{R} + b \sqrt{\pi - \frac{\cos \omega \left(t - \frac{R}{c} \right)}{R}} \right], \quad (4)$$

worin M_0 den Maximalwert des Dipolmoments am Ursprungsort bedeutet.

In dem obigen Ausdruck kann man den ersten Faktor als „Raumwelle“ bezeichnen, da er umgekehrt proportional mit R ist, den zweiten, der umgekehrt proportional mit \sqrt{R} ist, als „Oberflächenwelle“. Die Energiedichte ist daher im ersten Falle, unter der Annahme einer nach allen Richtungen gleichmäßigen Ausbreitung im Raum, proportional mit $\frac{1}{R^2}$.

Beide Wellen sind nicht unabhängig voneinander und nur als Resultat der Integration der Maxwell'schen Feldgleichungen anzusehen.

Bei einer Wellenlänge von 2000 m und einem Abstände von 240 km und der Fortpflanzung über Seewasser beträgt der zweite Teil des obigen Ausdrucks nur etwa 10% vom Betrage des ersten. Erfolgt die Ausbreitung über feuchtem Boden, so erreicht man das gleiche Verhältnis schon bei einer Entfernung von 1 km. Mit größer werdender Wellenlänge vergrößern sich auch diese Abstände.

Der zweite Faktor in dem Ausdruck für P kann aufgefaßt werden als das von den vertikalen Erdströmen in der Umgebung des Senders erzeugte Potential. Er ist radial gedämpft entsprechend der Formel

$$e^{-\frac{\omega^2 r}{2\pi \sigma \cdot c}}. \quad (5)$$

Über Seewasser nimmt er bei einer Wellenlänge von 2000 m über eine Entfernung von 1000 km nur um 5% ab, wohingegen über feuchtem Erdreich in der gleichen Entfernung eine Schwächung auf $\frac{1}{20000}$ des ursprünglichen Wertes eintritt.

f) Berechnung der Feldstärke eines Senders.

Für die Berechnung der von einem Sender im Abstand d erzeugten Feldstärke sind die angegebenen Formeln wenig geeignet, da sie der Absorption der Wellen in den Schichten der Atmosphäre nicht Rechnung tragen.

Die von Austin¹⁾ angegebene und zunächst empirisch abgeleitete Formel ergibt für die Feldstärke F , gemessen in Mikrovolt/Meter, in der Entfernung d , bei einer Wellenlänge λ , der effektiven Höhe der Sendeantenne h und dem Antennenstrom i den Ausdruck

$$F = \frac{120 \pi \cdot h \cdot i}{\lambda \cdot d} e^{-0,0015 \frac{d}{\sqrt{\lambda}}}. \quad (6)$$

Der Exponentialfaktor berücksichtigt den Einfluß der Absorption. Die Formel ist später in strenger Form von v. Rybczynski²⁾ abgeleitet worden.

Vergleicht man die nach ihr berechnete Feldstärke mit der experimentell bestimmten (Methoden s. S. 688 ff.), so ergibt sich, daß die beobachteten Werte immer größer sind als die errechneten, und zwar in einem Betrage, der abhängig ist von der Entfernung zwischen Sender und Empfänger und von der Zeit. Mit wachsender Entfernung nehmen die Unterschiede im allgemeinen zu, was nicht anders zu erwarten ist, da die Formel der Erdkrümmung nicht Rechnung trägt, sondern

¹⁾ Austin, L. W.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 5, S. 75. 1911.

²⁾ v. Rybczynski, W.: Ann. d. Phys. 41, S. 191. 1913.

nur unter der Annahme ebener Ausbreitung aufgestellt worden ist. Die Abhängigkeit von der Zeit drückt sich in verschiedenen großen Abweichungen zwischen berechneten und beobachteten Werten aus, je nachdem der von den Wellen durchlaufene Raum unter Helligkeit oder Dunkelheit liegt. Im allgemeinen stimmen die Tageswerte am besten mit den rechnerisch ermittelten überein, während die Nachtwerte größere und unregelmäßigere Abweichungen ergeben.

Immerhin aber liefert die Formel für die mittleren und längeren Wellen der drahtlosen Telegraphie Werte, die sicherlich qualitativ mit der Beobachtung übereinstimmen.

Bei den kürzeren Wellen verliert sie aber ihre Gültigkeit, worauf in dem die kurzen Wellen besonders behandelnden Kapitel (s. unter: Kurze Wellen) näher eingegangen worden ist.

Will man den Einfluß der Erdkrümmung mit berücksichtigen, so muß man an der obigen Formel eine Korrektur anbringen. Sie lautet dann

$$F = \frac{120 \cdot \pi \cdot h \cdot i}{\lambda \cdot d} \sqrt{\frac{\Theta}{\sin \Theta}} e^{-0,0015 \frac{d}{\sqrt{\lambda}}}, \quad (7)$$

wo Θ den Winkel bedeutet, unter dem die auf dem größten Kreise gemessene Entfernung zwischen Sender und Empfänger vom Mittelpunkt der Erde aus erscheint.

Für $\Theta = 0$ verwandelt sie sich in die Austinsche Formel zurück. Sie gilt für jeden Winkel Θ mit Ausnahme von $\Theta = 180^\circ$, d. h. den Antipodenpunkt des Senders. Hier würde F unendlich groß werden, was praktisch unmöglich ist.

Für kleine Winkel Θ , d. h. geringem Abstand zwischen Sender und Empfänger, ergibt sie, wie aus der folgenden Tabelle hervorgeht, nur geringe Abweichungen von der Austinschen Formel.

Tabelle 11. Einfluß der Erdkrümmung auf die Feldstärke.

$\Theta =$	$r =$	$\frac{\text{Vollständige Formel (7)} = \alpha}{\text{Formel (6)}}$
10°	1 100 km	1,002
30°	3 300 „	1,02
45°	5 000 „	1,05
60°	6 600 „	1,10
90°	10 000 „	1,25
120°	13 300 „	1,56
150°	16 600 „	2,29

Die Abweichungen zwischen beiden Formeln werden erst merkbar, wenn die Entfernung über den Erdquadranten hinausgeht.

g) Energieverhältnisse am Gegenpol.

Die dem Einfluß der Erdkrümmung Rechnung tragende Formel versagt am Gegenpol der Sendestation, der deshalb gesondert betrachtet werden muß.

Wäre die Erde absolut leitend und würde in der Atmosphäre keinerlei Energieverlust durch Absorption stattfinden, so müßte man am Gegenpol die vom Sender S ausgestrahlte Energie in der gleichen Größe am Gegenpol wieder erhalten können. Da diese Annahmen aber in Wirklichkeit nicht zutreffen, so wird man, was durch Beobachtungen bestätigt worden ist, nur mit einem sehr geringen Bruchteil zu rechnen haben. Versuche in dieser Richtung konnten erst vorgenommen werden, nachdem durch Vergrößerung der Energie der Sendestationen und Verbesserungen auf der Empfangsseite die Reichweite so weit gesteigert war, daß der halbe Erdumfang überbrückt werden konnte. Sowohl an gewissen Stellen der Südsee, die als Gegenpole für die mittel- und westeuropäischen Stationen anzusehen sind, als

auch in Südamerika (Gegenpole für ostasiatische Stationen) ist durch eine Reihe von eigens zu dem Zwecke angestellten Beobachtungen zweifelsfrei festgestellt worden, daß die Aufnahme in den Antipoden viel leichter war als in Entfernungen, die kleiner waren als der halbe Erdumfang. Diese Zunahme der Empfangsintensität tritt aber nur in unmittelbarer Nähe des Gegenpoles auf und verschwindet schon in Abständen von wenigen 100 km. Bei diesen Versuchen hat sich ferner, im Einklang mit der Theorie, die Unabhängigkeit der Erscheinung von der Wellenlänge ergeben, die zwischen 9 km und 23 km variiert wurde.

Nicht beobachtet worden sind bisher die von der Rechnung für die Umgebung der Antipoden vorausgesagten periodisch wechselnden Zunahmen und Abnahmen der Empfangsintensität und ihre Abhängigkeit von der Wellenlänge. Nach der Theorie müssen die im Empfänger E (Abb. 300) fließenden, vom Feld hervorgerufenen Ströme an den Orten ein Maximum werden, für die die Wegdifferenzen s_2 und s_1 der von entgegengesetzten Seiten ankommenden Wellen entweder gleich Null (d. h. im Gegenpol) oder aber gleich einem ganzen Vielfachen der Wellenlänge sind. Sind andererseits die Wegunterschiede gleich einer halben Wellenlänge oder einem ungeraden Vielfachen hiervon, so treten im Empfänger Minimalwerte des Stromes auf.

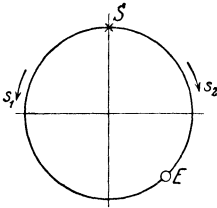


Abb. 300. Wellenweg um die Erde.

Allgemein wird man infolge der verschiedenen elektrischen Beschaffenheit der von der Wellenlänge durchlaufenen Wege nur mit stärkeren oder schwächeren Empfangswirkungen zu rechnen haben. Indessen können auch Fälle auftreten, wo die Feldintensitäten der beiden Wellen an gewissen Punkten zeitweilig einander gleich sind. Unter diesen Bedingungen tritt an Stelle der vorhin angegebenen Schwächung der Zeichen ein vollkommenes Auslöschen ein.

Bei verschiedenen großen Wellenwegen, d. h. bei einer Lage der Empfangsstation zwischen Sender und Gegenpol, muß der Fall eintreten, daß die von verschiedenen Richtungen einfallenden Wellen nicht gleichzeitig den Empfänger treffen. Ein von der Sendestation beispielsweise ausgesandter Punkt wird dadurch verlängert werden, oder, anders ausgedrückt, die Pausen zwischen den einzelnen Punkten werden verkürzt werden. Die *Größe der Verkürzung* ergibt sich nach der Theorie als abhängig von der *Wegdifferenz* und der *Telegraphiergeschwindigkeit*, d. h. der pro Minute ausgesandten Wortzahl. Bezeichnet man die Pausenlänge mit p , die Wegdifferenz mit $s_2 - s_1$, die Wortzahl pro Minute mit z , so läßt sich die Länge des Zwischenraumes berechnen nach der Formel

$$p = 1 - \frac{z(s_2 - s_1)}{400\,000}, \quad (8)$$

wobei das Wort zu 5 Buchstaben und der Buchstabe zu 9 Punktlängen angenommen worden ist.

Je größer der Abstand und je höher die Telegraphiergeschwindigkeit, umso stärker die Verkürzung der Pausen. In einer Entfernung von 5000 km vom Gegenpol würde danach schon bei einem Sendetempo von 40 Worten der kritische Fall eintreten, daß die Pausen vollkommen wegfallen, eine Aufnahme der Zeichen also nicht möglich sein würde. Solche Verkürzungen der Zwischenräume sind in der Tat wiederholt beobachtet worden. Sie können verhindert werden durch Anwendung einseitig gerichteter Empfänger, was durch das Experiment bestätigt worden ist.

2. Einflüsse des Zwischenmediums auf die Übertragungsverhältnisse der elektrischen Wellen.

Wenn auch, wie S. 265 erwähnt, unter dem Einfluß der wechselnden Beschaffenheit der Atmosphäre gewisse Veränderungen am Sender selbst hervorgerufen werden — etwas Ähnliches trifft auch für den Empfänger zu —, so sind sie doch von einer Größenordnung, die die beobachteten großen Schwankungen der Empfangsintensität nicht zu erklären vermögen. Hierfür muß der Zustand des Raumes zwischen Sender und Empfänger verantwortlich gemacht werden, der nach drei Hauptrichtungen Wirkungen auf die elektrischen Wellen ausübt: A. Energieänderungen, B. Richtungsänderungen der Wellen (S. 284) und C. Änderungen ihrer Polarisationssebene (S. 294).

A. Energieänderungen.

Die Energieänderungen verdanken ihre Entstehung entweder lokalen Einflüssen, d. h. solchen, die in der Nähe der Sender oder der Empfangsstation wirksam sind, oder anderen, die im Zwischengelände auftreten. Bei den letzteren lassen sich wiederum zwei Klassen von Erscheinungen unterscheiden, von denen die eine in der Beschaffenheit des Erdbodens zu suchen ist, während die zweite Art sich in der eigentlichen Atmosphäre abspielt. Bei allen spielt die Wellenlänge eine bedeutsame Rolle.

a) Lokale Einflüsse.

α) In der Nähe der Sendeanlage.

Bei den mittleren und langen Wellen der drahtlosen Telegraphie sind lokale Einflüsse am *Sender* ohne beobachtbaren Einfluß auf die Übertragung. Kommt man aber in den Wellenbereich von einigen hundert Meter, der den Rundfunksendern gehört, so stößt man auf Erscheinungen, die sich nur durch das Vorhandensein von gewissen lokalen Einflüssen in der Nähe des Senders erklären lassen. Dahin gehören die sog. „**toten Zonen**“, die dadurch gekennzeichnet sind, daß in ihnen selbst bei verhältnismäßig geringen Abständen von der sendenden Station entweder gar nicht oder nur bei Anwendung von sehr erheblichen Verstärkungsmitteln empfangen werden kann. Derartige Zonen werden bei sehr vielen Rundfunksendern beobachtet, so in Deutschland beispielsweise in einzelnen Teilen von Berlin und in der Umgebung von Hamburg. Gewöhnlich erstrecken sich diese Gebiete nicht um den ganzen Sender herum, sondern sie beschränken sich auf gewisse Sektoren, die mehr oder weniger scharf begrenzt sind. Besonders stark ausgesprochen findet sich diese Erscheinung in und in der Umgebung von New York. Eingehende Untersuchungen, bei denen die Empfangsintensitäten als Funktion des Abstandes vom Sender gemessen worden sind, haben ergeben, daß die Linien gleicher Feldintensitäten, die eigentlich Kreise um die Sendestation als Mittelpunkt sein sollten, einen davon sehr stark abweichenden Verlauf zeigen (s. Abb. 301). An den Stellen stärkster Einschnürung liegen auf dem Wellenwege die Wolkenkratzer, die, aus Stahlkonstruktionen bestehend, als Antennen wirken und abschirmend auf die ausgestrahlten Wellen

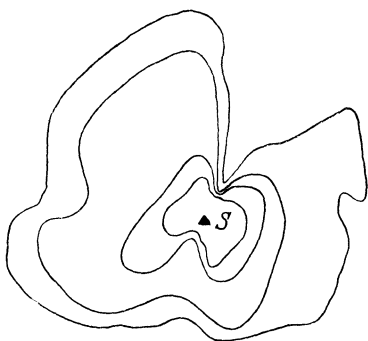


Abb. 301. Linien gleicher Feldstärke um einen Rundfunksender in New York.

einwirken. Da ihre Höhe in der Größenordnung von 100 m liegt, so wird man mit einer Eigenschwingung dieser Gebilde zu rechnen haben, die um 400 m herum liegt, also im Bereich der Rundfunkwellen. Wenn auch in unseren Städten derartige Metallkomplexe nicht vorkommen, so wird man auch hier, wenn auch in entsprechend kleinerem Ausmaß, mit Absorptionen nach gewissen Richtungen zu rechnen haben.

Eine unter Umständen sehr starke Reduktion der Reichweite tritt auch im **Gebirge** auf in dem Falle, wo der Sender unmittelbar im Tal inmitten hoch ansteigender Bergwände liegt. Es ist hier besonders am Tage vielfach nicht möglich, ein benachbartes Tal zu erreichen, dessen Entfernung nur einen geringen Bruchteil von der normalen Reichweite des Senders ausmacht. Diese Schwierigkeiten lassen sich nur beheben durch Anwendung genügend langer Wellen, die in gebirgigen Gegenden unbedingt vorzuziehen sind.

Ganz ähnlich liegen die Verhältnisse auch bei Stationen in den norwegischen Fjorden, die in gewisser Richtung selbst auf kurze Entfernungen nur mit größten Schwierigkeiten aufgenommen werden können.

β) In der Nähe der Empfangsanlage.

Ganz ähnliche Erscheinungen treten auch in der Nähe der *Empfangsstation* auf. Unmittelbar vor ihr in der Richtung nach dem Sender hin liegende Metallmassen (Häuser, Bahnhöfe, Fabrikschornsteine usw.) schwächen die Empfangsintensität unter Umständen sehr stark. Dies zeigt sich in besonders stark ausgeprägtem Maße bei Empfangsanlagen im Innern großer Häusermassen, wo besonders bei kürzeren Wellen die Lautstärke von einer fernen Station nur einen Bruchteil von der beträgt, die an der Peripherie oder ganz außerhalb vorhanden ist. Selbst bei den langen Wellen der transatlantischen drahtlosen Telegraphie ergibt ein Vergleich der Empfangsintensitäten in und außerhalb einer Stadt noch sehr deutlich wahrnehmbare Unterschiede zuungunsten des Stadttinneren. Aus diesem Grunde werden Empfangsanlagen zweckmäßig ganz außerhalb der Häuserkomplexe angelegt.

Auch im Gebirge zeigt sich der nachteilige Einfluß von in unmittelbarer Nähe des Empfängers liegenden Hindernissen, der zuweilen dadurch gemildert werden kann, daß man mit dem Empfangsort etwas von den Bergwänden abrückt.

Die Schattenwirkung von Felsmassen ist vielfach auch in der Gegend der norwegischen, spanischen und adriatischen Küste beobachtet worden, besonders auffallend in Häfen. So konnte beispielsweise im Hafen von Pola eine auf der Welle 400 m arbeitende, an der Nordseeküste gelegene Station sehr deutlich und regelmäßig gehört werden, während eine andere gleicher Stärke in der Bucht von Cattaro liegende nur äußerst selten und auch dann nur sehr schwach empfangen wurde, trotzdem die Entfernung im letzteren Falle nur etwa den 6. Teil von der obigen betrug. Außerhalb des Hafens, an der offenen Meeresküste, verschwanden die Unterschiede vollkommen, und der Empfang über die kleinere Entfernung wurde entsprechend lauter. Auch bei längeren Wellen, in der Größenordnung von einigen tausend Meter, konnten dort die gleichen Erscheinungen beobachtet werden, wobei die Unterschiede an den beiden Standorten allerdings nicht so groß waren wie bei den kürzeren Wellen.

Diese Erscheinungen sind von Bedeutung bei der Auswahl geeigneter Orte für die Aufstellung von Empfangsanlagen.

γ) Zwischen Sender und Empfänger.

Außer diesem an die unmittelbare Nähe von Sender und Empfänger gebundenen Einflusse hat man zu rechnen mit Einwirkungen von Hindernissen, die zwischen beiden liegen.

In Betracht kommen hier in erster Linie hohe Gebirgsmassive, die auf dem Wege der Wellen liegen, die dann besonders stark auf die Schwächung der

Feldenergie einwirken, wenn sie mit Schnee bedeckt sind oder die Schneeschmelze im Gange ist. So kann man beispielsweise beim Empfang spanischer Stationen in der Nähe von Berlin alljährlich zu Beginn des Sommers über einen Zeitraum von 3 bis 4 Wochen eine starke Abnahme der Empfangsintensität feststellen, die nach Ablauf dieser Zeit wieder ihren normalen Wert annimmt. Mit größer werdender Wellenlänge tritt die Erscheinung weniger ausgeprägt hervor. Überhaupt läßt sich allgemein sagen, daß alle die angeführten Energieschwächungen durch *lokale* oder *in der Wellenbahn gelegene Hindernisse* um so geringer ausfallen, je länger die Welle ist.

Aber auch in dem Falle, wo Bodenerhebungen nicht zwischen Sender und Empfänger liegen, wohl aber hinter dem Empfangsort, können Intensitätsabnahmen beobachtet werden. Derartige Beobachtungen sind in der Schweiz gemacht worden beim Empfang von deutschen Stationen. Die Verlegung des Empfängers in einigen Fällen um nur wenige hundert Meter ließ die Erscheinung vollkommen verschwinden.

Hierher gehört auch der große Unterschied in der Übertragung zwischen **Land und Wasser**, der der drahtlosen Technik seit einer Reihe von Jahren bekannt ist. Bei der Fortpflanzung der Wellen über Land findet stets ein starker Energieverlust statt, der mit abnehmender Wellenlänge größer und größer wird. Dieses Verhalten hat dazu geführt, für die Überbrückung großer Entfernung über Land lange Wellen zu wählen, die, wie die Praxis zeigt, viel weniger geschwächt werden als die kürzeren. Eine Ausnahme hiervon bilden die ganz kurzen Wellen (Näheres s. unter: Kurze Wellen). Die Größe der Schwächung hängt aber nicht allein von der Entfernung ab, sondern auch von der Beschaffenheit der Erdoberfläche. Besonders gefährlich ist die ausgedehnte Sandfläche der Sahara und das Waldgebiet des Amazonasstromes, die beide außerordentlich starke Absorption auf die über sie hinweggehenden Wellen ausüben, und zwar nicht nur bei kurzen, sondern auch, wenn auch in weniger starkem Maße, bei größeren Wellenlängen. So gelang die drahtlose Verbindung im Amazonasstromgebiet erst bei Wellen von einigen tausend Metern, während selbst bei größerer Sendeenergie die kürzeren nicht gehört werden konnten.

Starke Energieschwächungen treten auch auf, wenn der Weg bald über Wasser und bald über Land geht, die unter Umständen größer sein können als in dem Falle, wo die Verbindung ausschließlich über Land geht. Die Energieverluste scheinen hier besonders an den Übergangsstellen vom Wasser zum Land vor sich zu gehen.

Wesentlich leichter ist die Überbrückung von Entfernungen, die **über See** gehen. Für die gleiche Reichweite hat man hier nur einen Bruchteil der Sendeenergie aufzuwenden, die man für den Fall des Landweges benötigt. Besonders günstige Übertragungsbedingungen herrschen auf dem Stillen Ozean vor, wo mit einer Sendeleistung von nur wenigen Kilowatt die Strecke von Tsingtau nach Samoa sehr häufig überbrückt worden ist. Die gleiche Erscheinung wird auch in Buenos Aires beobachtet, wo der Empfang von japanischen Stationen und von Honolulu viel leichter durchgeführt werden kann, als von europäischen und nordamerikanischen Großstationen, trotzdem die letzteren erheblich stärker sind und die von ihnen ausgesandten Wellen nicht Gebirge von der Höhe der Kordilleren zu überschreiten haben. Im Atlantischen Ozean sind die Übertragungsverhältnisse weniger günstig, besonders im Gebiet des Golfstromes, wo, abgesehen von den ganz großen Wellenlängen, eine starke Energieabsorption vorhanden ist. Bei dieser Erscheinung spielen sicherlich auch Inhomogenitäten der über der Meeresoberfläche liegenden Luftschichten mit, die ihre Entstehung wohl den dort vorhandenen Temperaturunterschieden verdanken.

Noch größere Reichweiten werden erzielt von Sendern, die dem Einfluß der Erde vollkommen entzogen sind. Hierzu gehören die Luftschiff- und Flugzeugstationen.

b) Einfluß der Atmosphäre.

Die von der Atmosphäre auf die Übertragung ausgeübten Wirkungen unterscheiden sich von den vorhergehenden dadurch, daß sie im allgemeinen viel kräftiger hervortreten, und ferner, daß sie zeitlich erheblichen teils regelmäßigen, teils unregelmäßigen Veränderungen unterliegen, die abhängig sind von dem Wechsel der Beschaffenheit der Atmosphäre. Bei ihnen spielt die Wellenlänge eine große Rolle, und zwar läßt sich im allgemeinen sagen, daß die kürzeren Wellen stärkeren Schwankungen unterliegen als die längeren.

c) Abhängigkeit von der Jahreszeit.

Die Variation des von einer drahtlosen Station an einem bestimmten Empfangsort erzeugten Feldes ist in den letzten Jahren Gegenstand zahlreicher Untersuchungen gewesen, an deren Durchführung sich besonders Austin¹⁾ auf amerikanischer Seite, das Telegraphentechnische Reichsamts²⁾ in Berlin und französische Forscher hervorragend beteiligt haben.

Der erstere beobachtete die europäischen Großstationen über einen Zeitraum von mehreren Jahren, wobei sich ergab, daß die Empfangsintensitäten in dem Wellenbereich von 12 000 bis 23 000 m in den Wintermonaten beträchtlich größer sind als in der Sommerzeit, eine Tatsache, die auch an Hand der Verkehrsbeobachtungen dieser Stationen deutlich nachweisbar ist. Hierbei macht sich der Einfluß der Wellenlänge dahin bemerkbar, daß die Unterschiede mit größer werdender Welle kleiner werden, woraus man aber ohne weiteres nicht den Schluß ziehen darf, daß die Telegrammaufnahme bei den längeren leichter ist als bei den kürzeren, denn diese hängt viel weniger von dem absoluten Wert der Feldintensität ab als vielmehr in erster Linie von dem *Verhältnis der Lautstärke der Zeichen zur Stärke der atmosphärischen Störungen*. Da dieses Verhältnis aber besonders im Sommer infolge der starken Zunahme der Luftstörungen mit der Wellenlänge für die langen Wellen viel ungünstiger ist als bei kürzeren, so findet man im allgemeinen trotz geringerer absoluter Intensität bei den letzteren die besseren Aufnahmebedingungen.

In dem Gebiet der Wellen unter 10 000 m tritt der Unterschied der Jahreszeiten noch deutlicher hervor. Da hier, wenigstens im Bereich von 2000 bis 8000 m, systematische Beobachtungen in genügender Zahl noch nicht vorliegen, so lassen sich zahlenmäßige Angaben nicht machen.

Auffallend starke Schwächungen sind aber festgestellt worden im Gebiet der Rundfunkwellen, d. h. zwischen 250 und 700 m, deren Beträge, wie aus Beobachtungen der englischen Stationen hervorgeht, der Verstärkungsziffer von 3 bis 4 Röhren entsprechen.

Über das Verhalten der noch kürzeren Wellen läßt sich zur Zeit noch nichts Sicheres aussagen.

Der Verlauf der die Abhängigkeit von den Jahreszeiten darstellenden Kurven ist in den verschiedenen Jahren nicht immer der gleiche, was höchstwahrscheinlich zurückgeführt werden kann auf die nicht immer gleichen Energieverhältnisse der sich in fortschreitender Entwicklung befindlichen Stationen.

In kleineren Abständen von der Sendestation tritt der Unterschied zwischen Winter und Sommer nicht so stark ausgesprochen hervor. Er ist aber, wie aus Abb. 302 hervorgeht, die die beobachteten Feldintensitäten E der Stationen Nantes ($\lambda = 9000$ m) und Lafayette ($\lambda = 23\,000$ m) in Entfernungen von 350 bzw. 460 km im Verlauf eines Jahres enthält, immerhin noch recht beträchtlich.

In noch größerer Nähe des Senders werden die Unterschiede mehr und mehr verschwinden.

¹⁾ Austin, L. W.: Laufende Berichte in Proc. Inst. Rad. Eng. 1919 ff.

²⁾ Anders, G.: Diss. Dresden 1925. ENT 2, S. 401. 1925. — Bäumlner, M.: ENT I, S. 50 und 160. 1924. — Vgl. auch S. 688 ff.

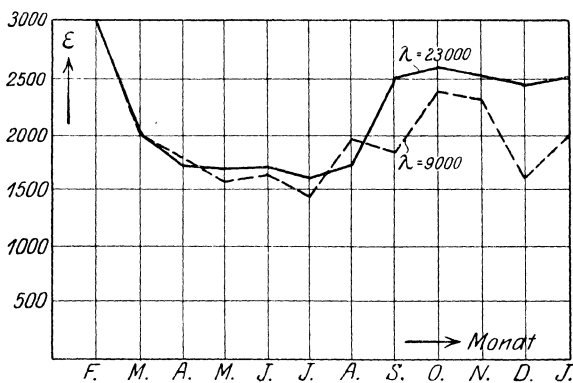


Abb. 302. Einfluß der Jahreszeit auf die Empfangsintensität.

Von Einfluß auf die Kurven scheint auch die Beschaffenheit der Erdoberfläche zu sein, und zwar in dem Sinne, daß die Amplitudenänderungen über Wasser geringer sind als über Land.

Auch in tropischen Gegenden wird man den Einfluß der Jahreszeiten auf die Empfangsintensität viel weniger ausgesprochen finden als in mittleren und nördlichen Breiten.

d) Abhängigkeit von der Tageszeit.

Beobachtungen über die Feldintensität von ein und derselben Station im Verlauf eines Monats sind von Austin¹⁾ ausgeführt worden, wobei sich gezeigt hat,

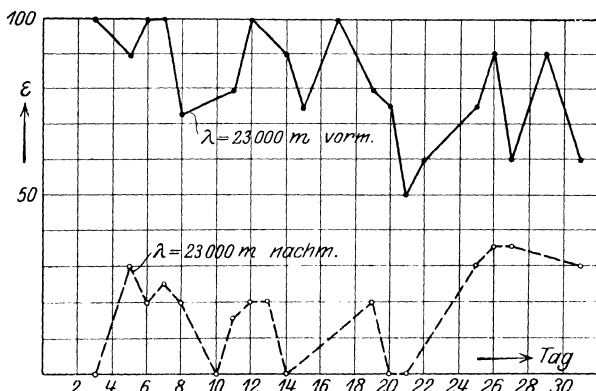


Abb. 303. Abhängigkeit der Empfangsintensität von der Tageszeit.

daß die täglich zu der gleichen Zeit gemessenen Werte beträchtlichen, aber unregelmäßig verlaufenden Schwankungen unterworfen sind, deren Amplitude abhängig ist von der Wellenlänge der sendenden Station. Die in der Abb. 303 dargestellten Kurven beziehen sich auf die französische Station Lafayette ($\lambda = 23000$ m) und sind aufgenommen worden um 10 Uhr vorm. (amerikan. Zeit) und 3 Uhr nachm. Während in den Vormittagsstunden die Schwankungen niemals so beträchtlich

¹⁾ S. Fußnote 1 vorige Seite.

waren, daß aus Gründen zu geringer Feldintensität die Ausführung der Messung unterbleiben mußte, war dies bei den Nachmittagsstunden vielfach der Fall.

Die Schwankungen werden mit wachsender Entfernung zwischen den Stationen immer deutlicher hervortreten, sind aber, wie aus der folgenden Abb. 304 ersichtlich, die sich auf die gleiche Station bezieht, auch in Entfernungen von einigen hundert Kilometern noch beträchtlich.

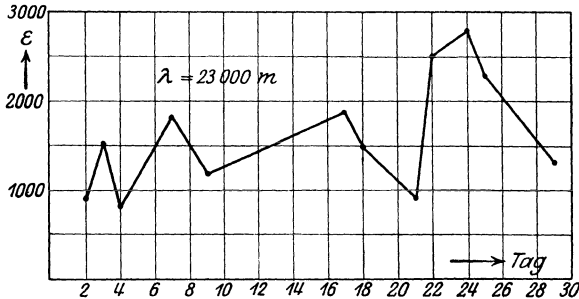


Abb. 304. Schwankungen der Empfangsintensität.

So wurden auf einer in einer Entfernung von nicht ganz 100 km von Berlin gelegenen Empfangsstation die folgenden maximalen Intensitätsunterschiede von Stationen im Zeitraum eines Vierteljahres beobachtet:

Tabelle 12.

Intensitätsschwankungen einiger Stationen am Empfangsort.

Station	Entfernung	Wellenlänge	Schwankungen in %
Nauen	100 km	13 000 m	25%
Eilvese	250 „	14 600 „	70 „
Marion	6000 „	11 500 „	350 „
Rom	1300 „	10'800 „	750 „
Stavanger	750 „	12 000 „	900 „

Auffallend große Schwankungen zeigen sich bei den Stationen Rom und Stavanger, die sich, wie schon in dem vorhergehenden Abschnitt angedeutet, vielleicht durch auf dem Wellenwege liegende Geländeerhebungen (Alpen und norwegische Gebirge) erklären lassen.

Aus neueren Untersuchungen in ganz geringen Entfernungen vom Sender (< 30 km) geht ferner hervor, daß selbst hier in fast unmittelbarer Nähe der Stationen schon Schwankungen der Intensität auftreten, deren Amplituden allerdings viel kleiner sind und in vielen Fällen nur mit Hilfe von sehr empfindlichen Meßanordnungen beobachtet werden können.

Verursacht scheinen diese Tagesschwankungen zu werden durch die wechselnden atmosphärischen Bedingungen. Die Auswertung eines in Strelitz aufgenommenen sehr reichhaltigen Beobachtungsmaterials führt zu dem Ergebnis, daß Änderungen der Feldintensität immer dann eintreten, wenn sich der Luftdruck ändert, und zwar erhält man im allgemeinen höhere Werte bei steigenden und niedrigere bei fallenden Drucken.

Dieses Verhalten scheint auch an anderen Stellen beobachtet worden zu sein.

Größer als die monatlichen und täglichen Schwankungen und schon viel länger bekannt sind die Unterschiede zwischen **Tag** und **Nacht**. Sie hängen ab von der Wellenlänge, und zwar werden sie um so größer, je kleiner die Welle gemacht wird. Aus diesem Verhalten heraus ist man in der drahtlosen Technik dazu übergegangen, für die Überbrückung großer Entfernungen und die Herstellung

eines kommerziellen Verkehrs möglichst über 24 Stunden zu immer längeren Wellen überzugehen, die in der neueren Zeit Längen von über 20 km erreicht haben. Dabei hat sich gezeigt, daß in Abständen von 10 000 km und Wellenlängen in der Gegend von 20 000 m die Empfangsintensität in der Nacht noch etwa 50% größer ist als am Tage. Bei Wellenlängen in der Größenordnung von 5000 bis 10 000 m sind die Unterschiede schon derartig groß, daß diese Wellen bisweilen während des Tages überhaupt nicht gehört werden, in der Nacht aber in vielen Fällen gut aufgenommen werden können. Noch kleinere Wellen sind selbst auf viel kürzere Entfernungen tagsüber nicht verwendbar, wohl aber während der Dunkelheit. So konnte beispielsweise in einer Entfernung von 5000 km die Station Norddeich auf der Welle 1600 am Tage niemals empfangen werden, wohingegen sie nachts, wenn auch nicht regelmäßig, oftmals ebenso laut gehört wurde wie Stationen mit vierfach längeren Wellen und einem Mehrfachen der Sendeenergie. *Es treten also die Unterschiede der Empfangsintensitäten bei langen und kurzen Wellen nur dann deutlich hervor, wenn entweder der ganze Weg oder Teile davon unter Helligkeit liegen.* Während der Dunkelheit erreicht die Feldintensität der kurzen Wellen vielfach die der längeren, wobei man allerdings nicht aus dem Auge verlieren darf, daß die immer vorhandenen Schwankungen mit kürzer werdender Welle größeren Umfang annehmen, d. h. diese also für einen sicheren Verkehr unzuverlässiger sind. Eine Ausnahme hiervon bilden die ganz kurzen Wellen, die in einem besonderen Abschnitt (Kurze Wellen) behandelt werden.

e) Sonnenauf- und -untergang.

Außer den oben beschriebenen Erscheinungen treten noch andere auf, die mit großer Regelmäßigkeit zu bestimmten Zeiten einsetzen, und zwar bei Sonnenauf- und -untergang. Sie wurden schon von Marconi¹⁾ gelegentlich seiner ersten transatlantischen Versuche beobachtet und später bei der Verbindung zwischen den Stationen Clifden (Irland) und Glacebay (Kanada) regelmäßig wiedergefunden.

Den Verlauf der Empfangsintensität von Glacebay in Clifden zeigt die bekannte Abb. 305, wo als Abszissen die Stunden, als Ordinaten die Stärke der Zeichen in willkürlichem Maßstab eingetragen sind

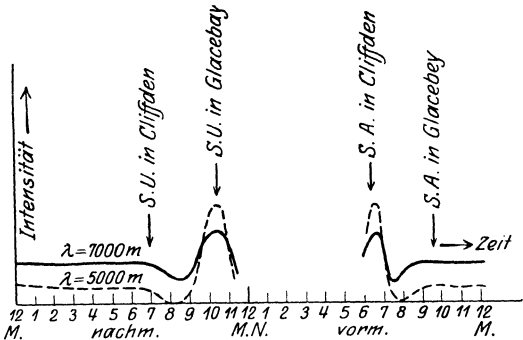


Abb. 305. Verlauf der Empfangsintensität von Glacebay in Clifden.

Bei Sonnenuntergang an der Empfangsstelle sinkt die Empfangsintensität für eine gewisse Zeit bis auf Null, um einige Stunden später sehr stark anzusteigen, und zwar erfolgt dieser Anstieg ungefähr zu dem Zeitpunkt, wo an der Sendestation die Sonne untergeht. Während der Nachtzeit ergeben sich dann stark schwankende Werte, die ähnlich wie abends beim Aufgang der Sonne am Empfangsort stark ansteigen, um bald darauf unter den normalen Wert zu sinken. Nach Aufgang der Sonne am Sender nimmt die Empfangsintensität dann ihren normalen Tagesbetrag an, der während der Helligkeit ziemlich konstant bleibt. Die ausgezogene Kurve stellt die Erscheinung für eine Welle von 7000 m dar, die im übrigen zeitlich ganz ähnlich verläuft wie die für 5000 m (gestrichelte Kurve). In den Amplituden unterscheiden sich beide aber sehr wesentlich voneinander,

¹⁾ Vgl. Zenneck, J.: Lehrb. d. drahtl. Telegr.

und zwar sind die Maxima bei der längeren nicht so hoch und die Minima nicht so tief ausgebildet. Würde man für die vorliegende Entfernung noch längere Wellen eingesetzt haben, so würde eine weitere Nivellierung der Maxima und Minima eingetreten sein.

Die Zeiten des Eintretens dieser Erscheinungen ändern sich mit der Jahreszeit und den dadurch bedingten Verschiebungen in den Auf- und Untergangszeiten der Sonne.

Während der letzten Jahre, wo wesentlich längere Wellen benutzt und größere Entfernungen überbrückt worden sind, ist das Beobachtungsmaterial noch erheblich vermehrt worden. Auch bei Wellen in der Gegend von 17 000 m können die Erscheinungen noch beobachtet werden, wenngleich die Maxima und Minima hier nur schwach ausgebildet sind. Ein anderer wesentlicher Unterschied zwischen langen und mittleren Wellen besteht darin, daß die Zeitdauer der anormal großen und der außergewöhnlich geringen Intensität mit länger werdender Welle abnimmt. Während sie beispielsweise bei $\lambda = 5000$ eine Stunde und mehr anhält, spielt sich bei einer Wellenlänge von 17 000 m der ganze Vorgang in 10 bis 15 Minuten ab.

Mit wachsender Entfernung zwischen Sender und Empfänger gewinnt die Erscheinung an Deutlichkeit auch bei Verwendung langer Wellen.

Es zeigt sich ferner, daß bei Beobachtungen der gleichen Sendestation auf zwei räumlich voneinander getrennten Empfangsorten die Eintrittszeiten und auch vor allem die Amplituden sehr verschieden sein können. So waren beispielsweise an einer Stelle die Sonnenuntergangserscheinungen regelmäßig viel stärker ausgebildet als die beim Aufgang der Sonne. Gleichzeitige Beobachtungen an einem nur einige hundert Kilometer davon entfernten Orte zeigten das umgekehrte Verhalten.

Neuere Untersuchungen dieser Frage scheinen eine Abhängigkeit der Eintrittszeit von der Wellenlänge anzudeuten, die bisher noch nicht beobachtet worden ist.

Die Erscheinung des Auftretens übergroßer und anormal kleiner Empfangsintensitäten zu den Zeiten des Sonnenauf- und -unterganges wird allgemein erklärt durch die Einwirkung der Trennungsfäche zwischen Dunkelheit und Helligkeit auf den Verlauf der elektrischen Wellen.

Nimmt man den Empfänger in E an (s. Abb. 306), den Sender westlich davon in S und sieht man der Einfachheit wegen von der Erdkrümmung ab, so wird beim Sonnenuntergang die Trennungsfäche zwischen Hell und Dunkel in ihrem Schnitt mit der Ebene des durch E und S gehenden größten Kreises angenähert die Gestalt einer Parabel haben, deren Öffnung der Sonne abgewandt

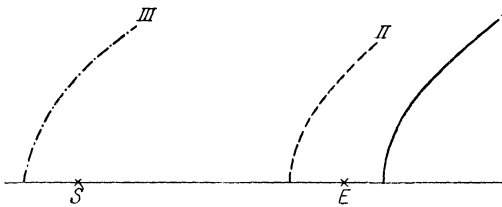


Abb. 306. Trennungsfäche zwischen Hell und Dunkel bei Sonnenuntergang.

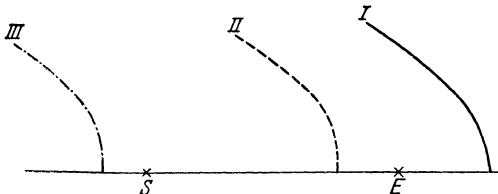


Abb. 307. Trennungsfäche zwischen Hell und Dunkel bei Sonnenaufgang.

ist. Solange sie rechts vom Empfangsort verläuft, wird sie ohne Einfluß auf die Intensität sein. Nach Überschreiten desselben kommt sie in den Wellenweg zu liegen, was zu einer Schwächung des Empfanges in E führen wird. Geht sie

schließlich über den Ort des Senders S hinweg, so wirkt sie wiederum günstig auf die ausgesandten Wellen ein, und es wird dementsprechend eine Zunahme der Intensität im Empfänger beobachtet.

Kurz vor Sonnenaufgang in E (Abb. 307), wo die Trennungsfläche einen anderen Verlauf hat wie beim Sonnenuntergang (die Öffnung der Parabel ist hier gerade entgegengesetzt wie beim Sonnenaufgang, tritt eine verstärkende Wirkung im Empfänger auf, der aber nach Überschreiten des Empfangsortes eine starke Schwächung folgt bis zu dem Zeitpunkt, wo die Trennungsfläche über den Senderort hinweggegangen ist. Von da ab steigt die Lautstärke auf den normalen Wert. Es wirkt die Lichtschattengrenze demnach etwa wie ein Parabolspiegel.

Über die Entstehung dieser Schicht und ihre Eigenschaften s. Heavisideschicht S. 295.

f) Nacht- oder Fadingeffekte.

Während die vorhin beschriebenen Erscheinungen in ihrem Eintreten an die Sonnenauf- und -untergangszeiten gebunden sind, verlaufen die im folgenden zu behandelnden regellos. Es handelt sich bei ihnen ebenfalls um plötzlich eintretende starke Schwächungen der Empfangsintensität, die sehr häufig zur völligen Auslöschung der Zeichen führen. Sie werden hauptsächlich während der Nachtzeit beobachtet und sind deshalb mit dem Ausdruck „Nachteffekte“ bezeichnet worden. In der englischen Literatur findet man statt dessen die Bezeichnung „fading“, die im Deutschen wohl am besten durch „Schwächezeit“ wiedergegeben wird. Der Ausdruck „Nachteffekt“ ist irreführend, denn die von ihm umfaßten Erscheinungen treten nicht nur während der Dunkelheit ein, sondern werden auch, wenn auch weniger ausgesprochen, unter gewissen Umständen während des Tages beobachtet (s. unter: Kurze Wellen).

α) Abhängigkeit von der Wellenlänge.

Bei den langen Wellen der drahtlosen Telegraphie treten außer zu den Sonnenauf- und -untergangszeiten im allgemeinen nur selten Schwächezeiten auf, die dann aber gewöhnlich längere Zeit andauern, aber niemals zu einem vollkommenen Verschwinden der Zeichen führen. Ihr Auftreten steht in engem Zusammenhang mit starken Änderungen in der Atmosphäre (Witterungsumschlag, Eindringen kalter oder warmer Luftschichten usw.). In dem Wellenbereich zwischen 2000 und 8000 m hat man bereits mit einem häufigeren Vorhandensein dieser Erscheinungen zu rechnen, die hier weniger lange andauern, aber in ihrer Amplitude stärker ausgebildet sind als bei den längeren Wellen.

Unterhalb dieser Wellenzone beginnt das eigentliche Gebiet der Schwächezeiten, die hier besonders stark ausgeprägt sind, sowohl in bezug auf die Häufigkeit ihres Eintretens als auch ihre Amplitude. Aus dem vorliegenden Beobachtungsmaterial, das in erster Linie das dem Rundfunk zugewiesene Wellenband (250 bis 800 m) umfaßt, ergibt sich, daß mit abnehmender Wellenlänge die Erscheinungen immer häufiger eintreten, ferner, daß die Zeit ihres Andauerns, wenn auch sehr verschieden, doch mit der Verkleinerung der Welle abnimmt. Die Empfangsintensität verschwindet hierbei sehr häufig vollständig, was bei den längeren Wellen nur außerordentlich selten eintritt. Im Falle der drahtlosen Telephonie wird dabei nicht nur die übertragene Sprache oder Musik unhörbar, sondern auch die Trägerwelle.

Im Bereich der noch kürzeren Wellen bleiben zunächst die Erscheinungen unverändert bestehen, verlaufen dann aber beim Übergang zu ganz kurzen etwas anders (s. Kurze Wellen).

Beobachtet man die Empfangsintensitäten zweier benachbarter Sendestationen, die mit etwas voneinander verschiedenen Wellenlängen arbeiten, so findet man, daß das Einsetzen der Schwächeperioden bei beiden vielfach nicht gleichzeitig erfolgt. Das gleiche gilt auch für die Stärke der Schwächung, die in beiden Fällen durchaus verschieden sein kann.

Es ist daher wohl denkbar, daß unter gewissen Umständen eine Verzerrung der telephonischen Übertragung eintreten kann, und zwar dann, wenn innerhalb des Sprachbandes bestimmte Frequenzen ausgelöscht werden, während gleichzeitig benachbarte übernormal stark werden. Derartige Fälle scheinen bereits, wenn auch bisher nur in geringem Umfange, beobachtet worden zu sein. Man wird natürlich Unklarheiten der Sprache oder Musik in erster Linie auf Modulationsvorgänge am Sender oder auf im Empfänger eingetretene Deformationen zurückzuführen haben.

β) Abhängigkeit von der Wellenform.

Aus einer Reihe von Beobachtungen geht hervor, daß die obigen Erscheinungen in gewissem Grade abhängig sind davon, ob man es mit gedämpften oder ungedämpften Schwingungen zu tun hat. Danach treten sie vorzugsweise und am meisten ausgesprochen bei ungedämpften Sendern auf, weniger und mit kleinerer Amplitude bei gedämpften. Dieses verschiedene Verhalten läßt im Zusammenhang mit anderen Erscheinungen vielleicht Rückschlüsse auf die Entstehungsursachen dieser Vorgänge zu, bei denen aller Wahrscheinlichkeit nach die Interferenz eine große Rolle spielen dürfte. Der Unterschied der Wellenform findet sich auch in dem Gebiet der ganz kurzen Wellen wieder (s. unter: Kurze Wellen).

γ) Abhängigkeit vom Empfangsort.

Der Verlauf der Schwächezeiten ein und derselben Sendestation ist an zwei räumlich getrennten Empfangsorten im allgemeinen nicht der gleiche. Die an dem einen zu einer bestimmten Zeit beobachtete Schwächung ist an dem anderen entweder überhaupt nicht vorhanden oder aber zeitlich verschoben. Es kommt sogar häufig vor, daß das völlige Verschwinden der Intensität an der einen Stelle zeitlich zusammenfällt mit dem Auftreten ungewöhnlich großer Stärke an der zweiten. Man hat hierbei mit starken lokalen Einflüssen zu rechnen, die aber in ihrer Wirkung noch nicht genügend geklärt sind.

Beobachtet man gleichzeitig ein und dieselbe Station an zwei verschiedenen Empfangsorten, von denen der eine innerhalb großer Häusermassen, der andere an der Peripherie oder in vollkommen freiem Gelände liegt, so findet man im ersteren Falle sowohl in bezug auf Häufigkeit als auch Variation der Intensität die am stärksten ausgeprägten Schwächezeiten.

Die Entfernung zwischen zwei Empfangsstationen, bei der ein unterschiedliches Verhalten deutlich feststellbar ist, beträgt in manchen Fällen nur wenige hundert Meter.

Aus gewissen Beobachtungen geht ferner hervor, daß der Verlauf der Erscheinung an zwei räumlich getrennten Plätzen für verschiedene Wellenlängen durchaus nicht der gleiche zu sein braucht.

δ) Abhängigkeit von atmosphärischen Einflüssen.

Wie schon im vorhergehenden Abschnitt erwähnt, hängen auch die bei Sonnen- auf- und -untergang eintretenden Intensitätsveränderungen in bezug auf ihre Amplitude von der Beschaffenheit der Atmosphäre ab, und zwar ist der Verlauf um so ausgesprochener, je klarer der Himmel ist. Während der Sommermonate treten sie besonders nach sehr hohen Tagestemperaturen und bei Wolkenlosigkeit auf, während bei bedecktem Himmel und nach kühlen oder regnerischen Tagen die Erscheinungen weniger ausgesprochen sind.

Ganz ähnlich liegen die Verhältnisse bei den unregelmäßigen Schwächezeiten. Inwieweit auch die Wolkenlosigkeit auf dem Wellenwege und in der Umgebung der sendenden Station von Einfluß ist, läßt sich aus dem vorliegenden Beobachtungsmaterial noch nicht mit Sicherheit feststellen. Es scheint aber, daß bei starken atmosphärischen Gleichgewichtsstörungen (Kälte- oder Wärme-einbrüche usw.) die Bedingungen für das Auftreten der Schwächezeiten besonders günstig sind.

Anormal große Lautstärkenschwankungen treten bei den längeren Wellen — bei den kürzeren liegen Beobachtungen noch nicht vor — gelegentlich des Vorhandenseins von Nordlichtern auf, wobei die Änderungen mit der Helligkeit der Erscheinung parallel zu laufen scheinen. Beobachtungen auf mittleren und kleinen Wellenlängen werden zweifellos zur Klärung der Abhängigkeit wichtige Beiträge liefern.

ε) Abhängigkeit von dem Zwischengelände.

Gleichzeitig an der Küste und im Inland (Entfernung etwa 400 km) vorgenommene Beobachtungen des Schwächeeffekts haben ergeben, daß in unmittelbarer Nähe des Meeres die obigen Erscheinungen viel schwächer hervortreten als im Binnenland, und zwar bezieht sich dieses sowohl auf die Zahl als auch auf die Größe der Schwächung und ihre Zeitdauer.

ζ) Abhängigkeit von der Zeit.

Während des Tages kommen im Gebiet der langen, mittleren und kurzen Wellen bis in die Gegend der Rundfunkwellenlängen Schwächeerscheinungen nur sehr selten vor. Sie beginnen bereits etwa eine Stunde vor Sonnenuntergang, nehmen dann mit fortschreitender Dunkelheit an Stärke zu, um dann einige Zeit vor Sonnenaufgang wiederum ziemlich plötzlich zu verschwinden. Bei den ganz kurzen Wellen ergibt sich ein etwas abweichendes Verhalten (s. unter: Kurze Wellen).

η) Beobachtungsmethoden.

Die Beobachtungen des Effekts lassen sich nach verschiedenen Methoden durchführen, von denen die folgenden näher beschrieben werden sollen:

- 1) Messung der Feldstärke (s. S. 687 ff.) zu verschiedenen Zeiten,
- 2) Telegraphiermethode,
- 3) Telephoniemethode.

Die unter 1) angeführte Meßmethode ist als die exakteste anzusehen. Sie ist, da zu ihrer Durchführung einige Zeit beansprucht wird, aber nur anwendbar, wenn es sich um langsam verlaufende Erscheinungen handelt, was im großen und ganzen nur im Bereich der langen Wellen der Fall ist. Schon bei den mittleren und noch mehr bei den kurzen ist sie nicht mehr anwendbar.

An ihre Stelle treten hier die unter 2) und 3) angeführten, von denen die erstere allerdings die Kenntnis des Morsealphabets voraussetzt. Sie wird in der Weise durchgeführt, daß von einem bestimmten Zeitpunkt ab der Sender in vorher festgelegtem Tempo das Alphabet telegraphiert und die an dem Versuch beteiligten Empfänger den Buchstaben notieren, bei dem ein Abnehmen der Intensität eintritt, und ferner den, bei dem die Zeichen wieder in normaler Stärke vorhanden sind. Aus der bekannten Sendegeschwindigkeit und der Anzahl der ausgefallenen oder stark geschwächten Zeichen läßt sich dann ohne weiteres die Zeitdauer der „Schwäche“ berechnen. In bezug auf die Größe der Abschwächung ist man auf die subjektive Schätzung des Beobachters angewiesen.

Die letzte der angeführten Methoden geht, was die Einfachheit der Ausführung betrifft, noch einen Schritt weiter. Sie ist durchführbar mit jedem normalen Telephonieempfänger und stellt, da bei ihr nicht das Morsealphabet telegraphiert, sondern gezählt wird, keinerlei Anforderungen an den Beobachter. Aus der Sprechgeschwindigkeit und der ausgefallenen Zahlenreihe läßt sich auch bei ihr in gleicher Weise wie zuvor die Zeitdauer bestimmen.

Nach der zweiten Methode besonders in Amerika durchgeführte Beobachtungen sind für einen bestimmten Fall in Abb. 310, S. 288 wiedergegeben.

Ausgedehnte Versuche unter Mitwirkung von zahlreichen Beobachtern, deren Beginn bereits für die nächste Zeit zu erwarten ist, versprechen ein reichhaltiges Material zu liefern, das zweifellos zur Aufklärung der immerhin noch recht unklaren Vorgänge beitragen wird. Hier bietet sich ein großes Arbeitsfeld für die Amateure und Amateurvereinigungen der ganzen Welt, auf deren Mithilfe bei der Untersuchung der vorliegenden Fragen nicht verzichtet werden kann.

B. Richtungsänderungen der elektrischen Wellen.

Außer den in den vorhergehenden Abschnitten behandelten Einflüssen des Zwischenmediums auf die Intensität am Empfangsort lassen sich noch andere feststellen, die in Richtungsänderungen der Wellen zutage treten. Man hat auch hierbei wiederum zwei Kategorien zu unterscheiden: a) konstante Abweichungen, b) plötzliche Änderungen.

a) Konstante Abweichungen.

Die Annahme, daß die elektrischen Wellen dem größten Kreise folgen, der zwischen Sender und Empfänger gelegt werden kann, dürfte zutreffend sein, wenngleich Beobachtungen nach dieser Richtung bisher ihre Berechtigung nicht mit der wünschenswerten Genauigkeit ergeben haben. Zahlreiche Versuche in Amerika haben gezeigt, daß die beobachtete Einfallrichtung der Wellen von europäischen Sendestationen immer um einige Grade von der wirklichen Richtung abweicht, selbst dann, wenn störende Einwirkungen in der Nähe des Empfangsortes sorgfältig vermieden werden.

Die Größe dieser konstant bleibenden Abweichungen scheint abhängig zu sein von der Oberflächenbeschaffenheit der Erde, und zwar sind die Beträge im Falle des Wellenweges über Land erheblich.

Konstante Richtungsabweichungen elektrischer Wellen können hervorgerufen werden durch störende Einflüsse α) in der Nähe des Senders oder des Empfängers, β) auf dem Wege vom Sender zum Empfangsort.

α) Lokale Einflüsse am Sender und Empfänger.

Befinden sich in der unmittelbaren Nachbarschaft der sendenden Station Luftleiter oder Eisenmasten, so kann es vorkommen, daß Störungen in der Ausbreitung der Wellen vorkommen, die sich beispielsweise darin äußern, daß gewisse Winkelräume benachteiligt, benachbarte begünstigt werden. Eine künstliche Unterdrückung nach gewissen Richtungen wird bei gewissen Anordnungen zur Erzeugung sehr scharf gerichteter Strahlungen angewendet (s. unter: Kurze Wellen).

Viel leichter zu beobachten sind störende Einflüsse, die eine Verdrehung der Einfallrichtung zur Folge haben, in der unmittelbaren Umgebung des Empfangsortes.

Antennengebilde in der Nähe wirken richtungsändernd besonders stark dann, wenn sie auf die zu empfangende Welle abgestimmt sind. Die dabei auftretenden Verdrehungen können 40° und mehr betragen. Wenn auch unter normalen Verhältnissen derartige Einflüsse bei mittleren und kurzen Wellen besonders stark hervortreten werden, so werden sie auch bei längeren beobachtet. So betragen beispielsweise die normalen Abweichungen der Neuen-Welle von 13 000 m in Nordamerika etwa 3 bis 4° im freien Gelände, während bei Versuchen in der Nähe der Freiheitsstatue Verdrehungen bis zu 40° beobachtet worden sind. In diesem Falle haben wir es mit der ablenkenden Wirkung großer Eisenmassen zu tun, die weit außerhalb der Resonanz liegen.

In ganz ähnlicher Weise wirken auch **Fernsprech- und Hochspannungsleitungen**, die in der Nähe des Empfangsortes verlaufen. Ein dort aufgestellter Empfänger ergibt in diesem Falle als Einfallrichtung der Wellen stets die kürzeste Verbindungslinie zwischen Aufstellungsort und Leitung an. Die Wirkung ist so, als ob das Leitungssystem als neue Strahlungsquelle anzusehen ist. Dieser Einfluß nimmt zwar mit wachsender Entfernung vom Zuge der Leitung ab, ist aber noch im Abstand von einigen hundert Metern mit empfindlichen Apparaturen feststellbar. Aus diesem Grunde sollten Empfangsanlagen, die heutzutage meistens gerichtet arbeiten, nur in genügend großem Abstand von Leitungsnetzen irgendwelcher Art aufgestellt werden. Noch größere Vorsicht ist in dieser Beziehung geboten bei der Auswahl von Plätzen für drahtlose Peilanlagen, bei denen

Telephon oder Stromleitungen bis auf einen genügend großen Abstand vom Empfänger verkabelt sein sollten.

Bei derartigen Anlagen ist auch darauf zu achten, daß in der unmittelbaren Nähe der eigentlichen Empfangsapparatur sich nicht irgendwelche Schwingungskreise befinden, die auf die Sendewelle abgestimmt sind. Andernfalls erhält man Abweichungen von der wahren Richtung, die immerhin mehrere Winkelgrade betragen können.

Richtungsänderungen treten besonders häufig auf an Bord von **Schiffen**, vor allen Dingen auf Kriegsschiffen, wo Schornsteine, Maste, Geschütze in den verschiedenen Stellungen Abweichungen von der wahren Richtung hervorrufen, was für die Aufstellung von Peilanordnungen an Bord von Bedeutung ist. In der neueren Zeit ist es gelungen, durch Kompensationsanordnungen besonderer Art die Richtungsfehler sehr stark herabzudrücken. Erst hierdurch ist es möglich geworden, auf Schiffen exakt zeigende Peiler anzuwenden.

Von besonderer Wichtigkeit für die fehlerfreie Richtungsbestimmung ist auch der Aufbau der verwendeten Anordnung, bei dem schädliche gegenseitige Induktionen absolut vermieden werden müssen.

Starke Richtungsabweichungen sind auch beobachtet worden auf Bergspitzen, wohingegen auf Hochplateaus anormale Werte im allgemeinen nicht vorkommen. Derartige Beobachtungen sind in den Alpen gemacht worden und auf der Insel Corsica. Um einwandfreie Richtungsbeobachtungen zu erhalten, mußte man mit dem Empfänger so weit als möglich von den steil zum Meere abfallenden Bergrändern abrücken.

Besonders auffallende Erscheinungen treten auf im Innern großer **Häusermassen**, wo es nur in den seltensten Fällen gelingt, eine einwandfreie Richtungsbeobachtung auszuführen. Gewöhnlich erhält man hier keine definierte Richtung, es tritt beim Drehen eines Rahmenpeilers vielfach überhaupt kein Minimum der Lautstärke auf. Von Einfluß ist hierbei die Wellenlänge der sendenden Station, und zwar wird die Unsicherheit der Richtung um so größer, je kleiner die Welle gemacht wird.

Beobachtungen im Innern der Erde haben ergeben, daß in erz- und wasserfreiem Gestein die Richtung erhalten bleibt. Sobald aber Erz- oder Wassergänge vorhanden sind, tritt eine unter Umständen vollkommene Ablenkung der Wellen ein. Hieraus erklären sich auch die Schwierigkeiten, die einer drahtlosen Verbindung zwischen der Erdoberfläche und dem Innern von Bergwerken entgegenstehen.

β) Störungen im Gelände zwischen Sender und Empfänger.

Während die zuvor beschriebenen lokalen Einflüsse in der Umgebung von Sender und Empfänger durch geeignete Maßnahmen bei der Auswahl des Aufstellungsplatzes stark abgeschwächt werden können, ist dieses vielfach nicht mehr der Fall bei den Störungen der Richtung, die ihren Sitz in dem Gelände zwischen Sender und Empfänger haben.

So zeigt sich allgemein, daß Abweichungen von der wahren Richtung auf See am geringsten sind, während über Land Verdrehungen bis zu 10° und mehr vorkommen. An der Ostküste der Vereinigten Staaten wird die Richtungsabweichung der Wellen von den europäischen Großstationen im Durchschnitt zu 3 bis 4° bestimmt, während die Deviationen von den Stationen an der pazifischen Küste (Kalifornien), bei denen der Wellenweg im Gegensatz zu den vorigen ausschließlich über Land verläuft, etwa den dreifachen Betrag erreichen. Ob, wie es gelegentlich in der Literatur behauptet wird, die Größe der Ablenkung eine Funktion der Entfernung von der Sendestation ist oder ob eine Richtungskorrektion unterwegs stattfindet, ist an Hand des vorliegenden Beobachtungsmaterials noch nicht mit Sicherheit zu entscheiden.

Auf die Größe der Ablenkung scheinen auch **Gebirge im Zwischengelände** einen merklichen Einfluß zu haben, und zwar nach der Richtung hin, daß bei

Anwesenheit von größeren Bergmassiven die Fortpflanzungsrichtungen stärker geändert werden als im Falle der Ebene.

Starke Ablenkungen der Wellen werden auch hervorgerufen durch ein nicht homogenes Gelände, insbesondere dann, wenn der Wellenweg im spitzen Winkel zu einer Trennungslinie zwischen **Wasser und Land** verläuft, was an Meeresküsten und bei Flußläufen vielfach der Fall ist. So wurden während des Krieges häufig falsche Peilungen von Stationen beobachtet, die in der Nähe der Düna und des Rigaischen Meerbusens standen, wohingegen anderswo gelegene in der genauen Richtung festgestellt wurden. Große Wassermassen wirken also ganz ähnlich wie die obenerwähnten Leitungsnetze, wenn auch nicht in gleich starkem Maße. Die gleichen Erscheinungen sind sehr stark ausgesprochen auch an der schleswig-holsteinischen Küste, wo beispielsweise auf der vorgelagerten Insel Sylt alle Stationen, deren Verbindungslinien mit dem Empfangsort senkrecht oder unter einem genügend großen Winkel zur Küstenlinie verlaufen, ohne wesentliche Fehler gepeilt werden, während die aus dem Gebiet zwischen Helgoland und der Elbmündung kommenden und nahezu parallel zur Insel verlaufenden Wellen starke Abweichungen von der wahren Richtung aufweisen.

Gelegentlich ist auch beobachtet worden, daß am Empfangsort zwei Wellenstrahlen zur Wirkung kommen, von denen der eine den Weg über Land genommen hat, der andere den Wasserweg. In diesem Falle gelingt die Richtungsbestimmung entweder überhaupt nicht infolge des unter dem Einfluß beider nicht vorhandenen Minimumstellung (kein Verschwinden der Signale an einer senkrecht zur Fortpflanzungsrichtung stehenden Rahmenebene) oder aber man findet ein an einer falschen Stelle liegendes Minimum und damit eine falsche Richtung. Es ist deshalb bei der Auswertung solcher Peilungen große Vorsicht geboten.

Man wird auch gelegentlich im Inland mit dem Auftreten zweier Strahlen zu rechnen haben, was beispielsweise bei der Station Rom beobachtet worden ist und wahrscheinlich hervorgerufen wird durch ungleiche Beschaffenheit der Wege über die Alpen.

Der Einfluß der Wellenlänge macht sich bei diesen Erscheinungen dahin geltend, daß bei ganz langen Wellen Richtungsabweichungen nur in bescheidenem Ausmaß auftreten.

Zu erwähnen ist ferner eine gewisse Abhängigkeit der Richtung einer Station von der Art ihres Sendeluftleiters. Symmetrische Antennen ergeben die kleinsten Mißweisungen (Schirmantennen, gerade Drähte und auch T-Antennen). Luftleiter vom L-Typ zeigen größere Fehler. Auch kommt es vor, daß die beobachtete Richtung einer Station abhängig ist von der benutzten Wellenlänge, wenn auch die Unterschiede nicht allzu groß sind. Der Grund hierfür liegt sicherlich nicht im Zwischenmedium, sondern höchstwahrscheinlich in der bei den verschiedenen Wellenlängen anders gearteten Stromverteilung in der Antenne.

b) Periodische und plötzliche Richtungsänderungen.

Während die bisher beschriebenen Richtungsabweichungen im allgemeinen einen konstanten Betrag hatten, lassen sich andere beobachten, deren Größe mehr oder weniger schnellen Schwankungen unterworfen, deshalb als die gefährlicheren anzusehen sind.

Man hat bisher angenommen, daß sie erst von einem gewissen Senderabstand vorhanden sind, der zu etwa 40 bis 50 km angegeben worden ist. Neuere Untersuchungen haben indessen gezeigt, daß Richtungsänderungen schon in viel größerer Nähe des Senders auftreten können, und zwar auch in dem Fall, wo es sich um Wellen zwischen 12 000 und 20 000 m handelt. Die Größe der Schwankungen war hierbei etwa die gleiche wie auf weiteren Entfernungen, so daß eine Abhängigkeit der Änderungen vom Abstand nicht ohne weiteres angenommen werden kann, wenngleich sie von verschiedenen Seiten als bereits erwiesen betrachtet wird. So wurden beispielsweise in einer Entfernung von etwa 20 km Richtungsänderungen bei der Station Nauen ($\lambda = 13\,000$ und $18\,000$ m) festgestellt, die fast

identisch waren mit den in Amerika, d. h. in einer Entfernung von 6000 km, beobachteten.

Die Größe der Änderungen ist abhängig von der **Zeit der Beobachtung**. Während des Tages kommen Richtungsschwankungen kaum vor. Ihre Beträge liegen dann hart an der Grenze der Meßgenauigkeit der Anordnungen, die in moderner Ausführung noch Bruchteile eines Winkelgrades mit absoluter Sicherheit zu bestimmen gestatten. Mit derartigen Apparaturen sind in dem vorigen Fall bei Helligkeit Änderungen von nicht mehr als $\frac{1}{3}^\circ$ festgestellt worden, und zwar erweisen sie sich abhängig von dem Bewölkungszustand des Himmels und der Feuchtigkeit. Auch kommt es vor, daß bei Windstößen kleine Änderungen der Richtung vorkommen, für die aber, wie man annehmen könnte, Erschütterungen der Beobachtungsapparatur nachgewiesenermaßen nicht verantwortlich gemacht werden können.

Einige Zeit vor **Sonnenuntergang** fangen die Richtungen an langsam zu wandern, manchmal in einer bestimmten Richtung, gelegentlich aber auch bald hin und her gehend. Zur Zeit des Unterganges und einige Stunden hinterher treten die stärksten Schwankungen auf, die sowohl in der Nähe der Station als auch in größerer Entfernung von der gleichen Größenordnung sind. Mit fortschreitender Nacht werden die Amplituden der Änderungen wieder kleiner, wobei in vielen Fällen ein Pendeln um eine bestimmte Richtung beobachtet wird, um mit

Anbruch der Morgendämmerung wiederum sehr stark zuzunehmen. Erst einige Zeit nach Sonnenaufgang hört die Erscheinung des Flackerns der Richtung vollkommen auf und geht dann in den ruhigen Tagesverlauf über. Die beiden Kurven der Abb. 308 stellen Beobachtungen dar, die bei einer Welle von 13000 m in einer Entfernung von etwa 30 km vom Sender an zwei verschiedenen Tagen aufgenommen worden sind. Wie man sieht, unterscheiden sich beide nicht nur in bezug auf die Amplituden, sondern auch auf den zeitlichen Verlauf. Aus dem bisher vorliegenden Beobachtungsmaterial scheint mit ziemlicher Gewißheit hervorzugehen, daß der Ablauf der Erscheinung abhängig ist von der Bewölkung und der Beschaffenheit der Atmosphäre während des vorhergehenden Tages in der Weise, daß bei klarem Himmel und nach wolkenlosen heißen Sommertagen die stärksten und häufigsten Richtungsschwankungen beobachtet werden, während bei bedecktem Himmel und kühlem oder regnerischem Wetter die Schwankungen weniger kräftig hervortreten. Inwieweit hierbei in erster Linie die Verhältnisse in der Nähe der Empfangsstation maßgebend sind oder aber auch die atmosphärischen Vorgänge im Zwischen-

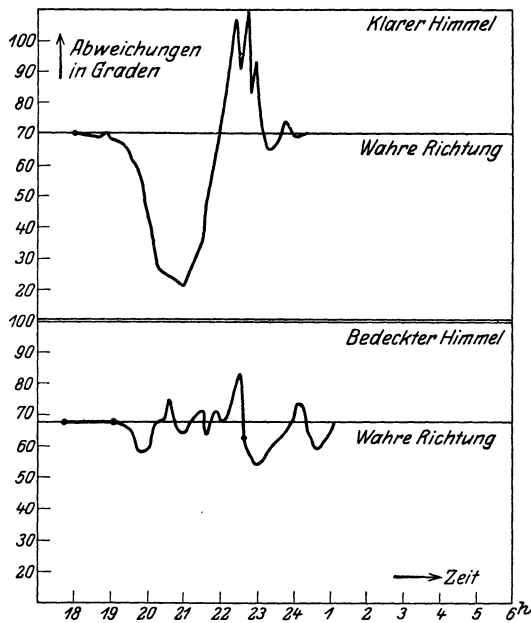


Abb. 308. Richtungsänderungen der Station Madrid.

medium und in der näheren Umgebung des Senders mitspielen, was zu vermuten ist, läßt sich zur Zeit noch nicht einwandfrei entscheiden.

Beobachtet man die Richtungen zweier räumlich getrennter Stationen (Abb. 309), so findet man, daß die Periode der Schwankungen bei derjenigen zuerst einsetzt,

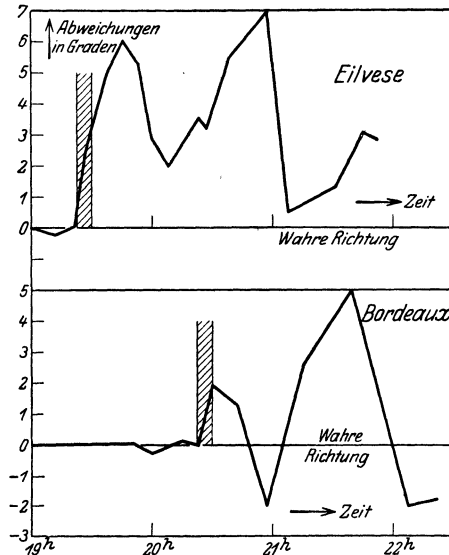


Abb. 309. Einfluß des Sonnenuntergangs auf die Richtungsänderung.

heit des Zwischengeländes von Einfluß zu sein, der sich dahin ausdrückt, daß bei **gebirgigem Terrain** große Unregelmäßigkeiten auftreten, die bei ebenem Boden nicht vorhanden sind. Eine Bestätigung hierfür ergibt sich aus den beiden

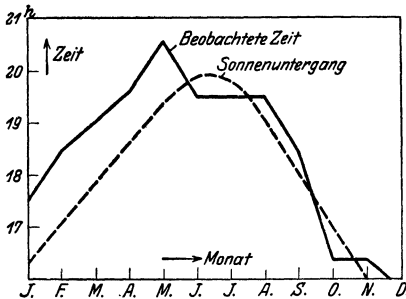


Abb. 310. Abhängigkeit des Eintretens der Änderungen von der Jahreszeit.

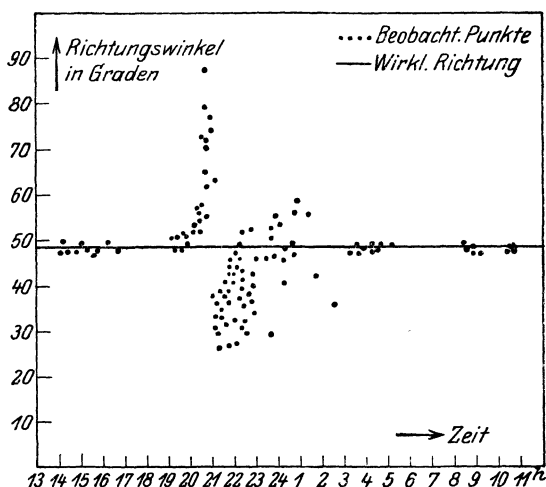
für die die Sonne im Begriff ist unterzugehen. Je nach der Entfernung der zweiten und der dadurch gegebenen Zeitdifferenz treten sie hier entsprechend später auf. So betrug der Unterschied zwischen Eilvese und Bordeaux nahezu 1 Stunde. Im allgemeinen sind die Amplituden der Schwankungen beim Sonnenuntergang stärker ausgeprägt als beim Aufgang.

Die Abhängigkeit des Eintritts der Änderungen von der Zeit bedingt, daß je nach der Jahreszeit eine Verschiebung ihres Beginns vorhanden sein muß, die in der Tat auch, wie auf der Abb. 310 hervorgeht, festgestellt worden ist. Sie bezieht sich auf Beobachtungen der Station Eilvese, die im östlichen Mittelmeer aufgenommen worden sind.

Auf die Größe der Schwankungen und ihren Verlauf scheint auch die Beschaffenheit

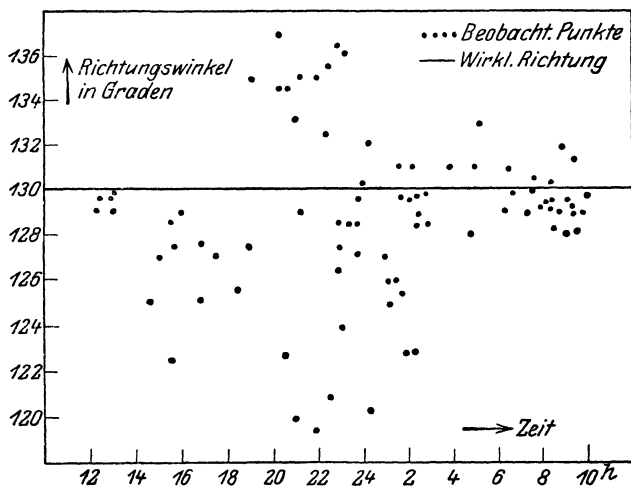
Abb. 311 und 312, die die Beobachtungen von Eilvese über ebenem und von Rom über gebirgigem Zwischengelände wiedergeben. Bei der ersteren fällt im Gegensatz zur zweiten die viel größere Ruhe im Gang der Beobachtungen auf. Dieses verschiedene Verhalten tritt besonders deutlich in den Tagesmessungen hervor. Aus der ersteren (Eilvese) geht ferner hervor, daß die Abweichungen zunächst nach einer Richtung gehen und dann ziemlich plötzlich in die entgegengesetzte umspringen.

Beobachtungen an anderen Stationen zeigen dieses Verhalten nicht durchgängig, so daß von einer Gesetzmäßigkeit nicht gesprochen werden kann. Neuere Untersuchungen, die in dem Wellengebiet von 3000 bis 5000 m ausgeführt worden sind, bestätigen auch hier den Einfluß des Zwischengeländes in dem obigen Sinne. Bei Stationen wie Reval, Libau, Lyngby verläuft die Erscheinung regelmäßig



und ruhig, bei Madrid, wo die Wellen die Pyrenäen kreuzen, unregelmäßig und schwankend.

Die Abhängigkeit der Richtungsänderungen von der **Wellenlänge** scheint nach einer Reihe von Beobachtungen vorhanden zu sein, wobei es allerdings offenbleibt, ob die langen Wellen größere Unterschiede ergeben als die kurzen.



Bei Versuchen in Amerika sind größere Schwankungen auf den langen Wellen beobachtet worden, andere in neuerer Zeit ausgeführte zeigen das entgegengesetzte Verhalten und besonders starke Änderungen in dem Gebiete von 2000 bis 6000 m. Wellenlängen in der Größenordnung von einigen hundert Metern scheinen Schwankungen wiederum weniger unterworfen zu sein, wie Beobachtungen der Rundfunk-

sender ergeben, bei denen merkbare Änderungen verhältnismäßig selten feststellbar sind. Über das Verhalten noch kleinerer Wellenlängen s. Abschnitt über: Kurze Wellen.

Räumlich getrennte Empfänger zeigen vielfach gänzlich voneinander abweichende Richtungsänderungen, sowohl in bezug auf Größe als auch Änderungssinn. Hier scheinen außer lokalen Einflüssen noch die an den verschiedenen Empfangsorten nicht vollkommen gleichmäßigen atmosphärischen Zustände mit im Spiel zu sein.

In bezug auf die Abhängigkeit der Richtungsschwankungen von der **Wellenform** zeigen die Beobachtungen im allgemeinen ein stärkeres und häufigeres Vorhandensein bei rein ungedämpft arbeitenden Stationen. Hierin liegt vielleicht eine Erklärungsmöglichkeit dafür, daß Schwankungen der Richtung bei Rundfunksendern verhältnismäßig wenig auftreten.

Wenn sich auch in bezug auf die Abhängigkeit der Richtungsänderungen von der Wellenlänge ein klares Bild noch nicht ergibt, so ist nach einer anderen Richtung hin ein gesetzmäßiges Verhalten sichergestellt. Es handelt sich hierbei um Erscheinungen, die häufig beobachtet werden und die sich kundgeben als **Verschwinden der Richtung**. In diesen Fällen ist eine Bestimmung der Einfallrichtung der Wellen unmöglich, der drehbare Rahmen ergibt bei jeder Winkelstellung die gleiche Lautstärke.

Während bei den langen Wellen derartige Fälle nur sehr selten vorkommen, lassen sie sich häufig im Gebiet der mittleren und besonders der kürzeren Wellen beobachten. Der Verlauf der Erscheinung wird sehr gut durch die folgende Beobachtungsreihe charakterisiert, die sich auf die Station Mexiko mit der Welle 5700 m bezieht und in Amerika aufgenommen worden ist:

11.38	nachm.	beobachtete Richtung	27° 30'
11.49	„	„	25° 0'
11.50	„	„	29° 0'
11.59	„	„	25° 0'
12.01	vorm.	„	42° 30'
12.25	„	kein Minimum vorhanden,	Richtung unbestimmt
12.34	„	„	26° 0'
12.52	„	„	26° 0'

Man sieht, was auch durch andere Beobachtungen bestätigt wird, daß vor dem Verschwinden des Minimums der Lautstärke bei Rahmendrechung plötzliche große Richtungssprünge auftreten und ebenfalls beim Wiedererscheinen. Die Übergänge vollziehen sich sehr häufig sprungartig, jedoch kommen auch Fälle vor, wo die zuerst scharf abgegrenzte Minimumstellung allmählich verwaschener wird und schließlich ganz verschwindet, um dann nach einiger Zeit wieder den Anfangszustand zu erreichen.

Was die Dauer des „richtungslosen“ Zustandes betrifft, so hat man im Falle der langen Wellen nur mit ganz geringen Zeiten zu rechnen. Die Erscheinung tritt hier gewöhnlich unvermutet ein, um ebenso schnell wieder zu verschwinden. Oft ist sie so kurz, daß sie sich der Beobachtung entzieht. Im Gebiet der mittleren Wellen hält sie länger an, und zwar um so ausgesprochener, je kürzer die Welle ist. Bei ganz kurzen Wellen tritt sie langanhaltend auf (s. Abschnitt über: Kurze Wellen).

Beobachtet man an mehreren Orten gleichzeitig, so kommt es häufig vor, daß an der einen Stelle kein Minimum vorhanden ist, während auf allen anderen die Richtungsbeobachtungen normale Werte liefern.

Interessante Beobachtungen in dem Bereich von 600 bis 800 m Welle sind in Frankreich gemacht worden. Es wurden hier auf einer Station in der Nähe von Brest die Richtungen der Sender in Dünkirchen, Cherbourg, Lorient, Rochefort und der Sender an der englischen Südwestküste in Lands End sowie einige Schiffstationen im Kanal und dem Atlantischen Ozean beobachtet. Dabei ergab sich, daß um den Sonnenuntergang herum die vier ersten überhaupt kein Minimum

hatten, also „richtungslos“ waren, während bei der englischen und den Schiffen Anomalien nicht festgestellt werden konnten. Aus der Abb. 313 ist die Lage der Stationen ersichtlich, wobei sich die interessante Tatsache ergibt, daß die Stationen keine definierte Richtung zeigten, deren Wellenwege über Land verliefen, während die der anderen entweder ganz oder zum allergrößten Teil über See gingen. Dieses gegensätzliche Verhalten deutet darauf hin, daß hierbei die Bodenbeschaffenheit eine wichtige Rolle spielt.

Auch der Sender selbst und seine Antennenform ist von Einfluß auf die Richtungsänderungen der elektrischen Wellen. So kann man bei mit Verstimmungswelle arbeitenden Lichtbogensendern häufig die Erscheinung beobachten, daß die gleichzeitig auf der Haupt- und Nebenwelle vorgenommenen Richtungsbestimmungen nicht nur ganz verschiedene Werte ergeben, sondern auch einen anderen zeitlichen Verlauf haben. Die hierbei festgestellten Unterschiede können beträchtliche Werte annehmen.

Im vorigen Abschnitt war bereits gezeigt worden, daß die Form des Luftleiters von Einfluß auf die Richtungsabweichung ist.

Etwas ganz Ähnliches tritt auch auf bei ihren Änderungen, und zwar zeigt sich im allgemeinen, daß symmetrische Antennen die kleinsten Schwankungen ergeben, während Luftleiter vom L-Typ besonders in den Nachtzeiten häufig die Erscheinung der „Richtungslosigkeit“ aufweisen. Auf die Ursachen, die diesem Verhalten zugrunde liegen, wird weiter unten näher eingegangen werden.



Abb. 313. Verschwinden der Wellenrichtung.

c) Zusammenhang zwischen Intensitäts- und Richtungsänderungen.

Betrachtet man die Intensitäts- und Richtungsschwankungen elektrischer Wellen in ihrer Abhängigkeit von lokalen und atmosphärischen Einflüssen, so kann man infolge des vielfach parallel verlaufenden Ganges beider zu der Vermutung kommen, daß zwischen ihnen eine weitgehende Abhängigkeit voneinander besteht. Es ist deshalb auch nicht verwunderlich, daß Untersuchungen angestellt worden sind, um diese Frage zu klären. Wenngleich das vorliegende Beobachtungsmaterial auch noch nicht annähernd ausreicht, um in jedem Falle zu entscheiden, ob ein Zusammenhang zwischen Richtung und Intensität wirklich vorliegt, so läßt sich doch schon so viel aussagen, daß mit einer Änderung der Empfangslautstärke nicht notwendig eine solche der Richtung verknüpft zu sein braucht und umgekehrt.

Nach dem heutigen Stand der Erfahrung müssen vielmehr zwei Fälle unterschieden werden: plötzliche und allmähliche Richtungs- bzw. Intensitätsänderungen.

Bei plötzlichen Änderungen eines der beiden Elemente, die meistens sehr große Amplituden besitzen, wird auch das andere in Mitleidenschaft gezogen. So findet man häufig, vor allem in dem mittleren Wellenbereich, starke Richtungsänderungen mit Intensitätsänderungen verknüpft und umgekehrt. Bei Wellenlängen in der Größenordnung von einigen hundert Metern, wo die Schwächezeiten sehr stark ausgeprägt sind, liegen die Verhältnisse anders. Hier sind gleichzeitige Richtungsänderungen nur selten beobachtet worden, so daß also von einem Zusammenhang beider nicht gut gesprochen werden kann.

Die langsam vor sich gehenden Richtungsänderungen sind dagegen, soweit die Beobachtungen einen Schluß zulassen, im allgemeinen unabhängig von dem Verlauf der Intensitätskurve. Aus amerikanischen Beobachtungen sowohl

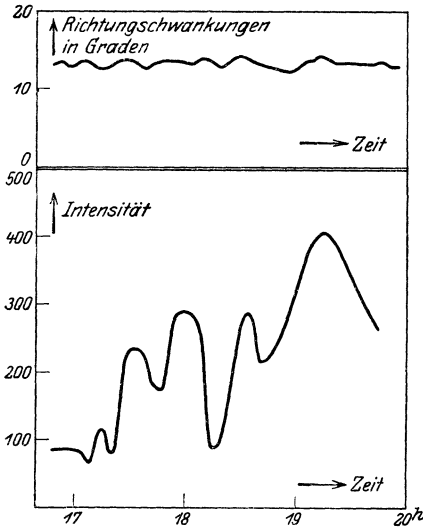


Abb. 314. Richtungs- und Intensitätsänderungen elektrischer Wellen.

bei langen als auch bei kurzen Wellen geht dieses, wie aus der Abb. 314 ersichtlich, deutlich hervor. Während die Richtung sich kaum ändert, schwankt die Intensität außerordentlich stark. Dieses Verhalten wird auch durch neuere Untersuchungen bestätigt, ebenso wie die Parallelität beider bei plötzlichen und großen Änderungen, von denen oben die Rede war.

d) Methode zur Bestimmung von Richtungsänderungen.

Für die Untersuchung von Richtungsänderungen elektrischer Wellen lassen sich grundsätzlich alle Empfangsanordnungen verwenden, die mit gerichteten Luftleitern arbeiten und bei denen die Empfangsrichtung schnell geändert werden kann. Diese letztere Forderung wird besonders ausschlaggebend in allen den Fällen, wo die Richtungsschwankungen sehr rasch erfolgen. Bei den älteren Anordnungen war vielfach nicht genügend Sorgfalt darauf verwendet, daß unerwünschte, schädliche gegenseitige Induktionen zwischen den einzelnen Teilen der Apparatur, vor allen Dingen zwischen Antenne, Verstärkern und Telephonzuführung weitestgehend vermieden waren. Aus dieser Nichtbeachtung erklären sich die teilweise großen Fehler, die den älteren Beobachtungen anhängen. Mit kleiner werdender Welle wachsen die Schwierigkeiten, eine fehlerfreie Anordnung herzustellen, weil hier noch kapazitive Beeinflussungen hinzukommen, die das Ergebnis fälschen. Es ist deshalb bei Messungen im Gebiet der kurzen Wellen äußerste Vorsicht geboten.

Als Luftleiter für derartige Anordnungen kommen in Betracht: α) Drehbare Rahmenantennen; β) Goniometer mit senkrecht zueinander liegenden V-Antennen oder geschlossenen Schleifen.

α) Drehbare Rahmenantennen.

In der neueren Zeit sind derartige Anordnungen mehr und mehr in Aufnahme gekommen, weil sie im Bau einfach und auch in elektrischer Beziehung allen Anforderungen entsprechen. Der ihnen in der älteren Ausführung anhaftende Nachteil einer durch die nicht über ein gewisses Maß hinaus zu steigenden Abmessungen bedingten geringen Reichweite ist durch Verstärkeranordnungen beseitigt worden. Die Erzielung scharfer, steil eingeschnittener Minima ist durch Anwendung besonderer Kompensationsmaßnahmen gewährleistet. Es handelt sich hier in der Hauptsache darum, die Wirkung der elektrischen Feldkomponente auszuschalten, die die Richtcharakteristik der Rahmenantenne deformiert. In der älteren Literatur sind zur Erreichung dieses Zieles Methoden vorgeschlagen, die darin bestehen, den Mittelpunkt des Rahmens zu erden und diesen soweit als möglich symmetrisch zu gestalten. Der hiermit erzielte Erfolg ist aber nicht als genügend anzusehen, und man hat sich deshalb gezwungen gesehen, noch weitere Hilfsmittel heranzuziehen (s. unter: Peiler).

β) Goniometer.

Ganz ähnliche Schwierigkeiten treten auch bei Goniometeranordnungen auf und machen hier ebenfalls besondere Maßnahmen notwendig. Nicht unter rechten Winkeln sich kreuzende Luftleiter, ungenaue gegenseitige Lagerung der Feldspulen im Goniometer selbst erzeugen falsche Richtungen. Diese Schwierigkeiten treten noch hinzu zu denjenigen, die beim Drehrahmen in der Unschädlichmachung des Vertikaleffekts liegen, und die natürlich beim Goniometer auch vorhanden sind. Goniometer besitzen den Vorteil, daß ihre Abmessungen nicht beschränkt sind durch die Forderung der mechanischen Drehbarkeit, und daß die Drehung der Empfangsrichtung infolge der kleinen Masse der in dem Goniometer befindlichen Spule sehr schnell ausgeführt werden kann.

Als Luftleiter für derartige Anordnungen findet man in früherer Zeit, wo die Verstärkungsmöglichkeit der Empfangsenergie noch nicht so weitgehend möglich war wie heutzutage, vielfach zwei sich unter 90° schneidende V-Antennen, die aber jetzt wohl allgemein durch Rahmen ersetzt worden sind.

Vergleicht man die mit einfachem Drehrahmen und Goniometer ausgeführten Richtungsbestimmungen von ein und derselben Station miteinander, so ergeben sich zu gewissen Zeiten Abweichungen in ihren Angaben, die im allgemeinen der Größenordnung nach übereinstimmen, nicht aber in bezug auf den Winkelsinn. Sie haben ihre Ursache in dem verschiedenen Verhalten beider Anordnungen gegenüber Wellen, die nicht mehr normal polarisiert sind, was unter gewissen Bedingungen der Fall sein kann. Abweichungen bestehen auch zwischen den Angaben von Goniometern mit V-Antennen und Rahmenantennen, die auf ganz ähnliche Ursachen zurückzuführen sein dürften. Sie sind besonders deutlich in die Erscheinung getreten beim Anpeilen von Flugzeugsendern, und zwar zeigten hier die geschlossenen Luftleiterformen beträchtlich kleinere Mißweisungen als die offenen.

Im allgemeinen wird man heutzutage wohl dem einfachen Drehrahmen nicht nur im praktischen Peilbetrieb, sondern auch für die experimentelle Untersuchung der Richtung elektrischer Wellen und ihrer Änderungen den Vorzug geben. (Näheres s. Peiler und Peilmethoden.)

e) Verhalten eines Empfängers beim Auftreten zweier Strahlen.

Es ist im vorhergehenden gezeigt worden, daß Fälle vorkommen, wo von ein und derselben Station unter dem Einfluß der Atmosphäre, des Zwischengeländes oder beider Faktoren zwei Strahlen im Empfänger zur Wirkung kommen. Hierüber liegen theoretische Untersuchungen von Heiligtag¹⁾ vor, der sich das Problem stellt, Amplitude und Mißweisung in einem Empfänger bei gleichzeitiger Anwesenheit von zwei Strahlen, einem „direkten“ und einem „indirekten“, zu untersuchen. Dabei wird angenommen, daß der direkte Strahl in der Vertikalebene Sender—Empfänger bleibt und die Intensität des indirekten höchstens gleich der des direkten ist.

Bezeichnet β den Winkel, um den die Vertikalebene des einfallenden indirekten Strahles von der Vertikalebene des direkten abweicht, α den Winkel, den die Rahmenebene mit der Vertikalebene Sender—Empfänger bildet, a die Amplitude der durch den direkten Strahl allein bewirkten Empfangsstromstärke für den Fall, daß seine Richtung in die Rahmenebene fällt, ξa die Amplitude der durch den indirekten Strahl allein erzeugten Stromstärke im Empfänger, wenn seine Einfallrichtung in die Rahmenebene fällt, und φ die Phasenverschiebung zwischen direkter und indirekter Welle, so erhält man für die unter dem Einfluß beider im Empfänger bei irgendeiner Rahmenstellung α erzeugte Stromstärke J den Ausdruck

$$J = a \sqrt{\cos^2 \alpha + 2 \xi \cos \alpha \cos(\beta - \alpha) \cos \varphi + \xi^2 \cos^2(\beta - \alpha)}. \quad (9)$$

Hieraus lassen sich eine Reihe von Ergebnissen ableiten sowohl in bezug auf die vorhandene Empfangsintensität als auch auf die Mißweisungen.

¹⁾ Heiligtag, Th.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 77. 1923.

Falsche Richtungen können mit übernormaler, normaler oder auch unternormaler Lautstärke in der Maximumstellung des Rahmens nachgewiesen werden.

Bei Abwesenheit von Mißweisung kann übernormale Lautstärke im Maximum nur dann auftreten, wenn direkter und indirekter Strahl in der gleichen Vertikalebene verlaufen. Bei seitlicher indirekter Strahlung tritt im allgemeinen unternormale Lautstärke ein, wenn keine Mißweisung stattfindet.

Große Mißweisungen können mit übernormaler, normaler oder unternormaler Lautstärke auftreten, aber Mißweisungen von nahezu 90° sind immer verbunden mit geringer Lautstärke im Maximum.

Man kann also aus der Lautstärke im Maximum allein keine Schlüsse über die Richtigkeit der Peilung ziehen.

In bezug auf die Minima bei falschen und wahren Richtungen läßt die obige Gleichung die folgenden Schlüsse zu:

Falsche Richtungen können sowohl bei absolutem als auch bei unscharfem Minimum vorhanden sein.

Die wahre Richtung kann sehr wohl bei schlechtem Minimum vorhanden sein.

Große Mißweisungen können sehr wohl mit absolutem Minimum vorkommen, denn gerade die größten für ein bestimmtes Stärkeverhältnis zwischen direktem und indirektem Strahl und einem bestimmten Winkel zwischen ihren beiden Vertikalebene möglichen Mißweisungen treten immer mit absolutem Minimum auf.

Man kann also aus der Güte des Minimums nicht ohne weiteres Schlüsse über die Größe der Mißweisung und die Richtigkeit der Peilung ziehen.

Zusammenfassend ergibt sich als Kriterium für eine einwandfreie Richtungsbestimmung:

Ist der Rahmen bei einer Peilung auf Minimum eingestellt, so ist die Richtungsbestimmung dann und nur dann zuverlässig, wenn jede mögliche Änderung der Phasenverschiebung zwischen direktem und indirektem Strahl keine Änderung der Empfangslautstärke für diese Rahmenstellung hervorruft.

Hieraus ergeben sich Erklärungsmöglichkeiten für gewisse falsche Richtungen und unsaubere Minima, wenn auch nicht alle die angeführten Erscheinungen dadurch vollkommen auf ihre Ursachen zurückgeführt werden können. Der Grund hierfür liegt einmal darin, daß nur mit zwei zusammenwirkenden Strahlen gerechnet wird, was in Wirklichkeit wohl nur zu gewissen Zeiten der Fall sein wird, und ferner in der Außerachtlassung einer Änderung der Polarisationssebene der Strahlen, für deren Vorkommen eine Reihe von Anzeichen vorhanden sind. Eine vollständigere Theorie, die den Einfluß von mehr als zwei Strahlen und die Polarisation mit in Rechnung ziehen würde, dürfte in hohem Maße zur weiteren Aufklärung der Frage nach der Ursache der beobachteten Erscheinungen beitragen.

C. Änderung der Polarisationssebene elektrischer Wellen.

Zu den in den vorhergehenden Abschnitten behandelten Intensitäts- und Richtungsänderungen elektrischer Wellen, die, wenn auch noch nicht ausreichend, so doch schon von verschiedenen Seiten in den Kreis der Untersuchung gezogen worden sind, können noch Änderungen der Polarisationssebene hinzukommen, auf deren Existenz gewisse Beobachtungen hindeuten.

Für ihren Nachweis wäre eine Anordnung denkbar, die als Empfangsluftleiter eine horizontal liegende Rahmenantenne verwendet. Man wird bei ihrer Aufstellung besonders darauf zu achten haben, daß der Einfluß der elektrischen Feldkomponente so weit wie irgend möglich ausgeschaltet ist. Es wird sich aus diesem Grunde als notwendig erweisen, den Abstand der Rahmenfläche vom Erdboden möglichst groß zu machen, sie selbst vollkommen horizontal zu verlegen und die Zuführungen zu dem Empfänger einerseits, von den Batterien zu letzterem andererseits kurz zu halten und in der Ebene des Rahmens anzuordnen. Bei zu großer Nähe des Erdbodens wird die Vertikalkomponente des elektrischen Feldes

störend wirken, wie es beispielsweise bei einer Anordnung von Eckersley¹⁾ der Fall gewesen ist.

Solange die magnetische Feldkomponente parallel zur Erdoberfläche liegt, d. h. die Polarisationsebene mit der Vertikalebene zusammenfällt, wird in der horizontalen Schleife kein Strom induziert werden. Tritt aber eine Änderung der Lage der Polarisationssebene ein, so erhält man eine Vertikalkomponente der magnetischen Kraft und damit Induktionswirkungen in der Empfangsanordnung, deren Größe abhängig ist von dem Drehungswinkel.

Versuche mit einer derartigen Anordnung haben bisher gezeigt, daß während des Tages ein Ansprechen des Empfängers nicht erfolgt, wohl aber zu Beginn des Sonnenunterganges und während der Nachtstunden, d. h. also zu den gleichen Zeiten, wo starke Richtungs- und Intensitätsänderungen der Wellen wahrgenommen werden.

Dieses Verhalten läßt darauf schließen, daß am Tage normale Polarisation der Wellen vorhanden ist, während bei Dunkelheit Änderungen eintreten, deren Größe, soweit die Beobachtungen bisher erkennen lassen, dauernden Schwankungen unterworfen zu sein scheint.

Über den Einfluß von Wellenlänge, Ort und atmosphärischen Verhältnissen auf den Verlauf der Erscheinung läßt sich zur Zeit Näheres noch nicht aussagen.

D. Heavisideschicht.

a) Gründe für die Annahme einer hypothetischen Schicht.

Zur Erklärung einer Reihe von Übertragungsphänomenen der elektrischen Wellen ist seit vielen Jahren eine Hypothese eingeführt worden, nach der in der Atmosphäre eine leitende Schicht bestehen soll, die Anlaß zu einer Reflexion der Wellen gibt. Sie taucht zuerst auf im Jahre 1902 bei Kenelly, der sie in einer Höhe von etwa 80 km vom Erdboden annahm. Fast gleichzeitig mit ihm haben sich Gelehrte wie Heaviside, nach dem sie ihren Namen erhalten hat, Poincaré, Blondel und Guillaume mit ihr beschäftigt.

Ihre Entstehung verdankt die Schicht nach der Theorie einer **Ionisation** der höheren Luftschichten, und zwar kommen hierfür zwei Ursachen in Betracht: von der Sonne ausgesandte korpuskulare Strahlung und ultraviolettes Licht.

Die Sonne sendet Elektronen aus, die beim Durchgang durch die höheren Schichten der Atmosphäre diese ionisieren und leitend machen. Arrhenius hat gezeigt, daß diese Teilchen auch zur Erklärung des Auftretens der Nordlichter, der magnetischen Stürme und anderer verwandter Erscheinungen herangezogen werden können. Nach den Untersuchungen von Störmer, der ihr Vorhandensein ebenfalls als gegeben annimmt, ergibt sich, daß sie die Erdatmosphäre auch bei Nacht erreichen können, so daß also die Ionisation der oberen Schichten dauernd aufrechterhalten bleibt.

Als zweite Ursache sind die ultravioletten Strahlen anzusehen, die ihren Ursprung gleichfalls in der Sonne haben und die auf ihrem Wege ionisierend auf die von ihnen durchstrahlten Gase einwirken werden.

Über die Wirkung dieser *hypothetischen Schicht auf die Übertragung der elektrischen Wellen* sind zwei *Anschaunngen* vorhanden, die von G. N. Watson²⁾ und W. H. Eccles³⁾ herrühren.

b) Hypothese von Watson.

Watson nimmt an, daß die Atmosphäre sich wie ein dielektrisches Medium verhält, das begrenzt wird von zwei leitenden Flächen, der Erdoberfläche einerseits und der leitenden Schicht andererseits, die er als kugelförmig voraussetzt. Unter der Voraussetzung einer unendlich großen Leitfähigkeit jener Grenzschichten

¹⁾ Eckersley, T. L.: Radio Rev. 2, S. 64 u. 231. 1921.

²⁾ Watson, G. N.: Proc. Roy. Soc. London (A.) 95, S. 546—563. 1919.

³⁾ Eccles, W. H.: Electrician 69, S. 1015. 1912; 71, S. 969. 1913.

ergibt sich eine Abnahme der Energie mit der Entfernung. Nimmt man an, daß die Erdoberfläche kein vollkommener Leiter ist, so kommt man zu einer Formel, die qualitativ mit der von Austin empirisch aufgestellten übereinstimmt. Um sie auch quantitativ in Einklang zu bringen, muß man die weitere Annahme machen, daß auch die zweite Schicht nicht absolut leitend ist. Man findet für die Leitfähigkeit einen Wert, der der Größenordnung nach übereinstimmt mit der des trockenen Bodens.

c) Hypothese von Eccles.

Die Anschauung von Eccles beruht darauf, daß in großen Höhen der Atmosphäre eine wohldefinierte leitende Schicht vorhanden ist, die Strahlen aller möglichen Frequenzen zu reflektieren vermag. In den tieferen Schichten findet eine Ionisation nur während des Tages statt, und zwar in um so geringerem Maße, je mehr man sich der Erdoberfläche nähert.

Ausgehend von der Tatsache, daß der Brechungsindex eines ionisierten Mediums für elektromagnetische Wellen mit der Ionisation variiert, und zwar in dem Sinne, daß er abnimmt mit wachsender Ionisation, folgert er, daß die von der Antenne ausgestrahlten Wellen sich nicht geradlinig fortpflanzen, sondern sich durch Spiegelung nach der Erde zu krümmen.

In bezug auf die Fortpflanzung wird man hiernach zwei Fälle zu unterscheiden haben: Nacht und Tag.

Während des Tages verhält sich der Teil der Atmosphäre, der von der Erdoberfläche einerseits und von der leitenden Schicht andererseits begrenzt wird, wie ein vollkommenes Dielektrikum. Die elektrischen Wellen werden sich daher in einem Medium fortpflanzen, in dem sie keine Verluste erleiden und an dessen leitenden Grenzflächen sie eine Reihe von Reflexionen erleiden werden. Ihre Energie wird mit wachsender Entfernung abnehmen.

Während der Helligkeit verliert das Medium die Eigenschaft eines vollkommenen Dielektrikums, die Strahlen werden in dem Maße, wie sie in höhere Schichten der Atmosphäre gelangen, sich der Erde zu krümmen und an ihrer Oberfläche Reflexionen erfahren, wobei sie infolge von Absorptionen eine starke Schwächung erleiden werden.

Wenn auch diese Theorien eine Reihe von Erscheinungen erklären, die bei der Übertragung der elektrischen Wellen beobachtet werden, wie beispielsweise den Unterschied von Tag und Nacht, die größere Schwächung der kürzeren Wellenlängen während der Helligkeit usw., so gibt es doch andere Erscheinungen, bei denen sie weniger befriedigende Aufschlüsse zu geben vermögen. Es ist deshalb sehr wahrscheinlich, daß diese Theorien eines Tages durch andere ersetzt werden, die sich für die Erklärung der Übertragungsphänomene als geeigneter und umfassender erweisen werden.

3. Atmosphärische Störungen.

A. Die verschiedenen Arten von atmosphärischen Störungen.

In der drahtlosen Telegraphie versteht man unter atmosphärischen Störungen, die in der englischen oder amerikanischen Literatur „*statics*“ oder auch kurz *X's*, in der französischen „*parasites*“ genannt werden, die Art von Störungen im Empfänger, die, wie schon der Name sagt, ihren Ursprung irgendwo in der Atmosphäre haben. Es ist deshalb von vornherein zu erwarten, daß die Beschaffenheit der Atmosphäre und die hierin eintretenden Veränderungen, die, wie die Meteorologie lehrt, außerordentlich vielseitig sind, von bestimmendem Einfluß auf die dadurch ausgelösten Empfangsstörungen sein werden.

Im folgenden soll zunächst auf diese Wechselbeziehungen eingegangen werden, nicht aber auf die Mittel, die im Laufe der Entwicklung der drahtlosen Telegraphie zu ihrer Abschwächung angewandt worden sind (s. Kapitel: Empfang).

Alle Versuche in dieser Richtung haben, wenn auch gewisse Erfolge zweifellos erzielt worden sind, bisher das Problem ihrer Beseitigung nicht restlos gelöst, das vielmehr nach wie vor als eines der wichtigsten ungelösten angesehen werden muß.

Die atmosphärischen Störungen machen sich im Telephon des Empfängers als Geräusche von im allgemeinen stark wechselndem Charakter bemerkbar. Sie lassen sich je nach der zeitlichen Aufeinanderfolge und ihrer Klangfarbe in drei, wenn auch nicht scharf umrissene Klassen einteilen, pfeifende, knackende und brodelnde.

a) Pfeifen.

Diese erste Gattung, von den Engländern mit „*hissing*“, den Franzosen mit „*friture*“ bezeichnet, macht sich im Telephon durch stark pfeifende Geräusche bemerkbar, die gewöhnlich bei Hagel und plötzlich einsetzendem Schneetreiben auftreten, aber auch überall dort vorkommen, wo die Empfangsluftleiter, besonders in sandigen Gegenden, von Sandstürmen getroffen werden.

b) Knacken.

Die zweite Art, die in der englischen Literatur „*clicks*“, in der französischen „*craquements*“ oder „*claquements*“ genannt werden, ist gekennzeichnet durch zeitlich mehr oder weniger getrennt voneinander erfolgende Einschläge, die man meistens bei Ferngewittern beobachtet und die als hervorgerufen durch Blitzentladungen anzusehen sind. In unseren Breiten treten sie gelegentlich in klaren Winternächten auf, in tropischen und subtropischen Gegenden fast regelmäßig nach Sonnenuntergang.

c) Brodeln.

Zur dritten Art gehören die im Telephon beobachtbaren ununterbrochenen brodelnden Geräusche, die eigentlich immer vorhanden sind, deren Intensität jedoch im allgemeinen nicht an die der beiden vorhergehenden Gruppen heranreicht, die aber dafür im Gegensatz zu jenen pausenlos verlaufen. Sie werden von den Engländern und Franzosen als „*grinders*“ bezeichnet.

Von diesen drei Arten ist die erste verhältnismäßig selten und nur von kurzer Dauer, aber dann meistens so stark, daß eine Aufnahme der Zeichen unmöglich wird.

Trotz ihrer hohen Amplitude ist auch die zweite für den Telegraphenbetrieb nicht so gefährlich, als es auf den ersten Blick scheinen könnte, da zwischen den einzelnen Einschlägen fast immer längere Pausen liegen, in denen die Zeichen nicht gestört werden.

Am unangenehmsten und häufigsten sind die Störungen der dritten Art, die ohne Unterbrechung im Telephon brodeln und die ebenfalls bei größerer Stärke sehr hinderlich sein können.

B. Beobachtungsmethoden.

Wenn auch die Eingruppierung der atmosphärischen Störungen nicht auf Grund wissenschaftlicher Beobachtungen erfolgt ist, sondern vielmehr als ein Ergebnis des praktischen Telegraphiebetriebes angesehen werden muß, so bringt sie doch bereits zum Ausdruck, daß diese Störungen verschiedenen Ursprungs sind. Außer diesen Beobachtungen sind aber im Laufe der letzten 15 Jahre eine Reihe von Untersuchungen gemacht worden, die sich mit dem Charakter der Störungen befassen, der Frage nach ihrer Entstehung, Abhängigkeit von der Wellenlänge und den Zusammenhängen mit meteorologischen Vorgängen. Sie lassen sich in 3 Gruppen einteilen, und zwar:

1. solche, die sich mit der Zahl und Intensität der Störungen in Abhängigkeit von Wellenlänge, Empfangsort und dem Zustand der Atmosphäre befassen;
2. Untersuchungen in bezug auf ihre Richtung;
3. Versuche zur Bestimmung des Charakters der einzelnen Störungen.

a) Hörmethode.

Die einfachste und älteste Methode besteht darin, daß der Beobachter die im Telephon des Empfängers wahrgenommenen Geräusche während einer bestimmten Zeit einzeln notiert unter gleichzeitiger Angabe ihrer Intensität, deren Skala zunächst willkürlich festgelegt ist, und die außerdem von seiner Individualität stark abhängig sein wird. Es hat sich aber gezeigt, daß sie bei einiger Übung und immer von der gleichen Person ausgeführt, für gewisse Zwecke recht brauchbar ist. Vorausgesetzt ist dabei allerdings, daß die Beobachtungen immer mit unveränderter Apparatur durchgeführt werden und daß in erster Linie die Empfindlichkeit des Detektors konstant bleibt, was in früherer Zeit bei Verwendung von Kristalldetektoren nicht immer der Fall gewesen sein wird. Aus diesem Grunde hat man seinerzeit besondere Detektor-Prüfeinrichtungen benutzt, mit denen man den Detektor vor jeder Beobachtungsreihe auf eine bestimmte Empfindlichkeit einstellen konnte. Bei Verwendung von Hochvakuumröhren als Detektor sind jene Übelstände viel leichter zu vermeiden, da ihre Konstanz viel größer ist als die der sehr leicht veränderlichen Kristalldetektoren. Später ist dann für die Untersuchung der Intensität der Störungen die bei der Messung der Empfangsintensität näher beschriebene Parallel ohm methode (s. S. 687) herangezogen worden. Die Beobachtung erfolgt in der Weise, daß der Parallelwiderstand zum Telephon so lange geändert wird, bis die atmosphärischen Störungen gerade verschwinden. Der hierfür notwendige Widerstandswert ergibt dann ein Maß für ihre Intensität. Diese Methode ist, ebenso wie die bereits angegebenen, subjektiven Einflüssen des Beobachters unterworfen und liefert außerdem nur Mittelwerte der Intensität über die für die Messung notwendige Zeit. Sie sagt also nichts aus über die Anzahl und die Stärke der einzelnen Störungen.

b) Messung der Feldstärke.

In der neueren Zeit ist besonders von Austin¹⁾, der sich um die Untersuchung der atmosphärischen Störungen ein großes Verdienst erworben hat, eine Anordnung viel benutzt worden, die für die Messung der Feldstärke am Empfangsort entwickelt und S. 688 bis 701 näher beschrieben worden ist. Man ändert die von einem

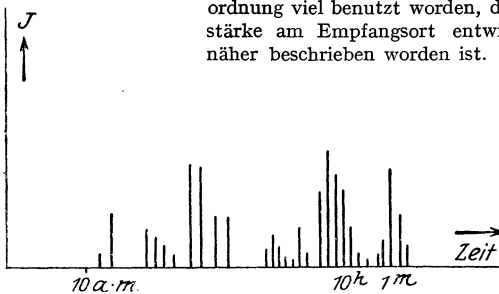


Abb. 315. Feldstärken von atmosphärischen Störungen nach Austin.

lokalen Sender im Empfangsluftleiter induzierte EMK so lange, bis die Aufnahme seiner Zeichen gerade nicht mehr von den atmosphärischen Störungen behindert wird und erhält dann in bekannter Weise ihre Intensität in Mikrovolt/Meter (Abb. 315).

Die der Hörmethode anhaftenden unvermeidlichen subjektiven Fehler werden vermieden, wenn die Aufzeichnung der Geräusche ohne direkte Mitwirkung des Beobachters durch selbsttätig arbeitende Schreibeinrichtungen vorgenommen wird. Als solche kommen in erster Linie Kurvenschreiber (Undulatoren) in Betracht, die nicht nur die einzelnen Störungen ihrer Zahl und Intensität nach aufzeichnen, sondern auch die Unterschiede in dem Verlauf der einzelnen wiedergeben (Abb. 316). Inwieweit sie absolut naturgetreue Abbildungen liefern, hängt natürlich ab von dem verzerrungsfreien Arbeiten der notwendigen Verstärker und der abgestimmten

¹⁾ Austin, L. W.: Proc. Inst. Radio Eng. 9, S. 28 u. 41. 1921.

Empfangskreise. Bei einiger Vorsicht wird man mit dieser Methode sehr wenig verschleierte und viel umfassendere Ergebnisse als mit der Hörmethode erzielen. Der Morseschreiber kommt für diese Untersuchungen weniger in Frage, da er die

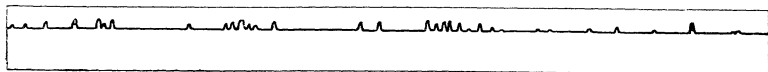


Abb. 316. Atmosphärische Störungen mit Undulator aufgenommen.

Form des Ablaufes der Störungen infolge seiner Arbeitsweise nicht wiederzugeben vermag. Zu erwähnen wären noch Fadengalvanometer benutzende und photographisch arbeitende Schreibeinrichtungen, die aber durch die viel bequemeren und im Betrieb viel billigeren Undulatoren verdrängt worden sind, die außerdem die jenen anhaftenden Nachteile der leichten Zerstorbarkeit des Galvanometerfadens bei kräftigen Störungen nicht besitzen.

C. Abhängigkeit von der Wellenlänge.

Ausgedehnte Versuche von Austin (1917 bis 1919), die sich über einen Wellenbereich von 3000 bis 18 000 m erstreckten, haben in Übereinstimmung mit den Erfahrungen der Praxis ergeben, daß im allgemeinen die *Zunahme der*

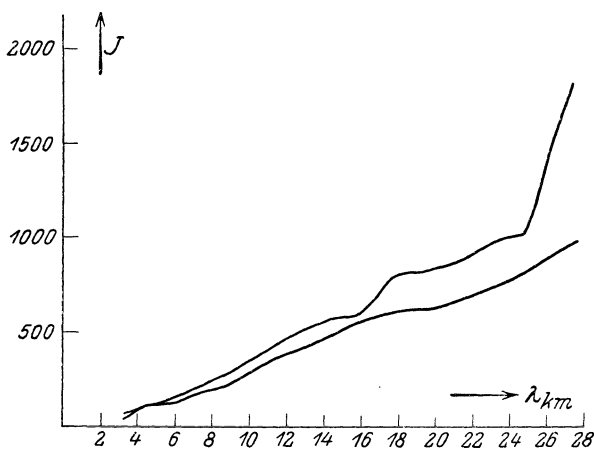


Abb. 317. Atmosphärische Störungen im Winter.

Störungsintensitäten annähernd proportional mit der Wellenlänge erfolgt. Das gilt im besonderen für die während der Wintermonate (Dezember) gemachten Beobachtungen, die in Abb. 317 dargestellt sind. Die im Sommer (August) aufgenommenen Kurven der Abb. 318 zeigen ein abweichendes Verhalten, und zwar erfolgt bei ihnen bis zu einer Wellenlänge von 7 bis 8 km ein viel rascherer Anstieg, der sich aber darüber hinaus nicht weiter fortsetzt. Die Störungen bleiben also in diesem Fall über einen großen Wellenbereich (8 bis 18 km) nahezu konstant.

Neuere Untersuchungen ergeben sogar noch weitergehende Abweichungen von der obigen Gesetzmäßigkeit, die darin bestehen, daß nicht nur bei wachsender Wellenlänge keine Stärkezunahme der Störungen eintritt, sondern im Gegenteil eine Abnahme, die vielfach so erheblich ist, daß der drahtlose Verkehr auf langen Wellen mühelos durchgeführt werden kann, während er auf kürzeren

Wellen unmöglich ist. In unseren Breiten tritt dieser Fall während der Wintermonate nur selten auf, desto häufiger aber in den Übergangszeiten und vor allen

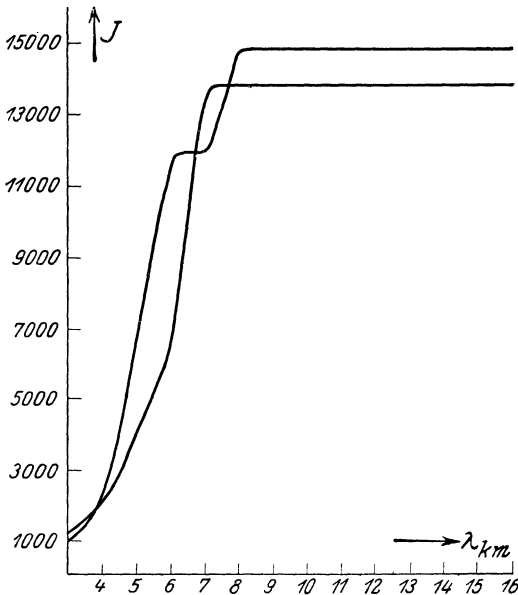


Abb. 318. Atmosphärische Störungen im Sommer.

Dingen während des Sommers. Er wird in der Regel beobachtet, wenn im Umkreis von einigen hundert Kilometer vom Empfangsort heftige Gewitterentladungen erfolgen. In der subtropischen und tropischen Zone hat man viel häufiger Gelegenheit, stärkere Luftstörungen auf mittleren Wellen (2000 bis 8000 m) festzustellen, aber auch hier bleibt die Abhängigkeit von atmosphärischen Entladungen bestehen.

Beobachtungen im Wellenbereich der Rundfunksender (300 bis 800 m) haben in den Sommermonaten überaus starke Störungen auch bei diesen schon verhältnismäßig kurzen Wellen fest-

gestellt. Das gleiche Verhalten zeigen auch die ganz kurzen Wellen bis herunter zu 50 m und weniger (s. unter: Kurze Wellen).

Man kann also mit ziemlicher Sicherheit annehmen, daß auf der ganzen Erde unter normalen Verhältnissen die *Intensität der Luftstörungen mit der Wellenlänge stark zunimmt*, mit Ausnahme der Fälle, wo infolge abnormaler Zustände in der Atmosphäre das umgekehrte Verhalten eintritt, und zwar bis herunter zu ganz kleinen Wellenlängen.

D. Abhängigkeit vom Ort.

Im allgemeinen kann man die aus den Erfahrungen der Praxis erhaltene Tatsache einer starken Zunahme der atmosphärischen Störungen auf allen Wellenlängen mit abnehmender geographischer Breite als feststehend ansehen. Das Verhältnis ihrer Intensitäten an zwei beispielsweise am Äquator ($\varphi = 0^\circ$) und einer mittleren nördlichen Breite ($\varphi = 45^\circ$) gelegenen Orte wird abhängig sein von der Jahreszeit, derart, daß zu Zeiten des nördlichen Winters die größten, im Sommer die kleinsten Unterschiede auftreten werden. Die Linien gleicher Störungsintensitäten würden demnach Kreise um die Pole sein, die am Äquator näher aneinanderliegen würden als in der Nähe des Nord- bzw. Südpoles.

Die in den letzten Jahren in großem Maßstab begonnenen Untersuchungen der Störungen an den verschiedensten Orten der Erde haben bisher ein schon recht ansehnliches Material zutage gefördert, das zwar noch nicht ausreicht für eine kartographische Vorstellung, aus dem aber zweifelsfrei hervorgeht, daß der ideale Verlauf jener Kurven der Wirklichkeit auch nicht annähernd entspricht. Man findet in allen Weltteilen eine Reihe von Gegenden, die in bezug auf die Stärke der Luftstörungen ein ihrer geographischen Breite nicht entsprechendes

Verhalten zeigen. Dabei kommt es nicht selten vor, daß diese Orte Inseln von geringer Ausdehnung inmitten ausgedehnter Gebiete bilden, wo die Verhältnisse gänzlich verschieden sind. Wenn auch zur Zeit die Ursachen noch nicht völlig klargestellt sind, die jenes anormale Verhalten bedingen, so läßt sich doch schon so viel sagen, daß die Küsten im allgemeinen viel weniger unter atmosphärischen Störungen zu leiden haben als tief im Inland gelegene Orte. Stark gestört sind auch Gebirgsgegenden, und zwar um so mehr, je höher sie sind und je südlicher sie liegen.

Die Verschiedenheit der Stärke der atmosphärischen Störungen in den einzelnen Gegenden hängt aufs engste zusammen mit der **Gewitterhäufigkeit** und der Verteilung der Gewitter auf der Erde. Orte mit niedrigen Gewitterzahlen weisen auch geringe Luftstörungen auf und umgekehrt. Die Übereinstimmung ist im allgemeinen so vorzüglich, daß man allein aus den Angaben der Gewitterstatistik eines Ortes auf seine Brauchbarkeit für Empfangszwecke schließen kann. So hat beispielsweise die Westküste von Südamerika nur wenige Gewitter im Jahr, während die Ostküste, mit Ausnahme von Pernambuco, 10 bis 20fach höhere Zahlen aufweist. In Übereinstimmung hiermit befindet sich das Verhalten der beiden Küsten in bezug auf die Stärke der atmosphärischen Störungen.

a) Die atmosphärischen Störungen in allen verschiedenen Erdteilen.

In Europa findet man im Sommer über das normale Maß hinaus gestörte Gebiete an der Murmanküste und in der Umgebung des Weißen Meeres, die aber mit dem Eintritt der kalten Jahreszeit ihre Ausnahmestellung wieder verlieren. Ferner während des ganzen Jahres die Gegend des Adriatischen Meeres, anschließend daran das östliche Mittelmeerbecken und die Küsten des Schwarzen Meeres. Zu den Gebieten mit anormal starken Luftstörungen ist im Sommer auch das europäische Rußland zu rechnen. Wenig gestörte Gegenden sind die Westküsten von Norwegen, Dänemark und Schleswig-Holstein, bis etwa in der Gegend nördlich von Hamburg, und außerdem die Westküsten von England und Irland.

Was Afrika betrifft, so finden wir auch dort die von atmosphärischen Störungen am freiesten Gebiete an den Küsten. Als stark gestörte Gegenden kommen in Betracht im nördlichen Teil die Umgebung des Atlas, im mittleren die Urwaldgürtel und die in der Nähe von Gebirgen liegenden Orte, im südlichen die Gegend des Kongo und der großen Seen, vor allen Dingen aber die das Tote Meer umfassende Zone.

Über die Verhältnisse in Asien, besonders in dessen inneren Teilen, sind wir zur Zeit noch wenig unterrichtet. Genauer bekannt sind nur die Küste des Stillen Ozeans, Japan und die Sundainseln. Die Überlegenheit der Festlandküste gegenüber dem Inland tritt auch hier deutlich in die Erscheinung. Starke Störungsgebiete sind in der Umgebung des Himalaya und des tibetanischen Hochlandes zu erwarten.

Sehr interessant in bezug auf die räumliche Verteilung der Luftstörungen verhält sich das japanische Inselreich mit seiner reichen Küstengliederung und seinen Gebirgsmassiven. In Anbetracht dieser Umstände nimmt es nicht wunder, daß die atmosphärischen Störungen in einem solchen Lande besonders kräftig auftreten und auch ihre Verteilung sehr unregelmäßig sein wird. So finden wir in der Tat auf der Hauptinsel Nippon zerstreut liegende, eng umgrenzte Orte mit verhältnismäßig geringen Störintensitäten in unmittelbarer Nachbarschaft von Stellen kräftigster Störungen. Wesentlich günstigere Verhältnisse herrschen auf der nördlich gelegenen Insel Jesso und weiter im Süden auf einzelnen kleinen Inseln im Chinesischen Meer. Auf den Sundainseln haben wir ebenfalls starke Störungen, deren örtliche Verteilung aber nicht entfernt so sprunghaft ist wie im japanischen Archipel.

In Australien lassen sich an der gebirgigen Ostküste ebenfalls stark wechselnde atmosphärische Störungen erwarten, und ebenso auf Neuseeland. Die Inselgruppen in der Südsee werden aller Voraussicht nach günstiger abschneiden.

Amerika ist der Erdteil, über den wir in bezug auf atmosphärische Störungen neben dem unsrigen am besten orientiert sind, besonders über den von den Vereinigten Staaten eingenommenen Teil. Die Verhältnisse an der Ostküste werden um so ungünstiger, je weiter man nach Süden geht. Ausgesprochen schlechte Bedingungen herrschen in den an den Golf von Mexiko angrenzenden Südstaaten. Störgebiete finden sich auch in der Nähe des Alleghaniesgebirges. Wesentlich anders verhält sich die Westküste, wo mit sehr wenigen Ausnahmen die atmosphärischen Störungen außerordentlich schwach auftreten. Die Gebiete mit stärkeren Störungen sind hier nur von sehr geringer Ausdehnung.

Mittelamerika gehört zu den störungsreichsten Gebieten der Erde.

Was Südamerika betrifft, so finden wir auch hier ganz ähnliche Unterschiede der beiden Küsten wie in Nordamerika. Die Ostküste zeigt kein einheitliches Verhalten. Während nördlich vom Amazonenstrom, beispielsweise in Holländisch-Guyana, günstige Verhältnisse vorherrschen, müssen die Fluß- und Mündungsgebiete des Amazonas als Gegenden stärkster atmosphärischer Störungen angesprochen werden. Weiter südlich finden wir in der Nähe von Pernambuco Orte mit sehr geringen Störungen, die räumlich nicht sehr ausgedehnt zu sein scheinen. Rio de Janeiro selbst hat stark unter Störungen zu leiden, während die nördlich am Eingang der gleichnamigen Bucht gelegenen Gebiete verhältnismäßig günstig abschneiden. Die südliche Küste ist bis weit über die La Plata-Mündung hinaus, wenn auch nicht einheitlich, stark gestört. Die Verhältnisse werden erst in der Gegend von Feuerland günstiger. Die Westküste, besonders die zu Chile gehörenden Teile, umfaßt wohl die günstigsten Gegenden in Südamerika. Weiter nach Norden werden auch hier mit Annäherung an Zentralamerika die Verhältnisse ungünstiger, aber nicht in gleichem Maße wie an der Ostküste.

b) Abhängigkeit von der Höhe.

Versuche, die Intensität der atmosphärischen Störungen in verschiedenen Höhen über dem Erdboden festzustellen, haben im allgemeinen bei normalen Wetterlagen eine Zunahme mit der Höhe ergeben. Es treten aber auch Fälle ein, wo abweichend hiervon eine Abnahme stattfindet oder sogar bis zu einer bestimmten Höhe eine Zunahme, dann ein Konstantbleiben bzw. eine manchmal starke Abschwächung, die bei weiterer Höhensteigerung wieder in die normal verlaufende Steigerung übergeht. Dieser nicht kontinuierliche Verlauf ist gebunden an das Vorhandensein von Inversionsschichten in der Atmosphäre, bei denen eine Reihe meteorologischer Elemente, wie Temperatur, Luftfeuchtigkeit usw., ebenfalls Unstetigkeiten aufweisen.

Vergleicht man ferner in zwei verschiedenen Höhen den zeitlichen Verlauf der Störungen, so findet man, daß die erhaltenen Kurven gegeneinander verschoben sind, und zwar nach der Richtung, daß entsprechende Maxima oder Minima in größeren Höhen früher auftreten als in der Nähe des Erdbodens, wobei die von dem Höhenunterschied abhängige Zeitdifferenz mehrere Stunden betragen kann.

Starke Luftstörungen werden auf Bergen beobachtet, besonders auf solchen, die ihre Umgebung überragen, verursacht durch bei ihnen sehr häufig eintretende Spitzenentladungen.

c) Atmosphärische Störungen in der Erde.

Beobachtungen atmosphärischer Störungen in Luftleitungen, die entweder isoliert oder blank in mehr oder weniger großen Tiefen in der Erde verlegt waren, zeigen im allgemeinen den gleichen zeitlichen Verlauf wie über der Erde, so daß also grundsätzliche Unterschiede nicht bestehen. In Wegfall kommen nur die vorübergehend bei normalen oberirdischen Antennen gelegentlich von Gewitterregen oder Hagel auftretenden Störungen, die hier verursacht werden durch direkte Ladungsabgaben der Tropfen oder Hagelkörner an den Luftleiter selbst, die im übrigen, wie später gezeigt werden soll, leicht vermieden werden können.

Die Annahme, daß man bei vergrabenen Antennen wesentlich freier von Luftstörungen sein müßte, worauf eine Reihe von Vorschlägen von Empfangsanordnungen beruht, hat sich leider nicht in dem gewünschten Umfang erfüllt.

d) Einflüsse meteorologischer Elemente auf die atmosphärischen Störungen.

Der parallele Verlauf der Luftstörungen mit der Gewittertätigkeit (vgl. S. 301) läßt erkennen, daß zwischen beiden, was ohne weiteres erklärlich ist, ein enger Zusammenhang besteht. Nicht ganz so deutlich ist der Einfluß der Bewölkung, der Luftfeuchtigkeit, der Windgeschwindigkeit usw.

Was die **Bewölkung** betrifft, so läßt sich im allgemeinen sagen, daß, abgesehen von Kumulusbildungen mit sehr starken Luftstörungen, besonders in Winternächten bei bedecktem Himmel mit schwachen Luftstörungen gerechnet werden kann, während bei klarem Sternhimmel oft sehr starke Störungen vorhanden sind. Ob der Einfluß der Bewölkung auf die verschiedenen Störungsarten in gleicher Weise einwirkt, oder aber, wie es fast den Anschein hat, unterschiedlich ist, läßt sich nach den vorliegenden Beobachtungen noch nicht mit Sicherheit entscheiden. Bei Niederschlägen hat man im allgemeinen mit stärkeren Luftstörungen zu rechnen, besonders dann, wenn sie als Begleiterscheinungen von Gewittern auftreten. Aber auch im Winter tritt bei plötzlichem Einsetzen von Tauwetter häufig eine starke Zunahme ihrer Intensität und Zahl ein, was sich bisweilen schon eine gewisse Zeit vor dem Umschlag ankündigt. Damit verbunden ist gewöhnlich eine starke Änderung ihrer Richtung, die sich ebenfalls schon frühzeitig ausbildet. Gelegentlich wird auch bei Niederschlägen oder unmittelbar nach ihrem Aufhören das gegenteilige Verhalten eintreten, d. h. also eine starke Abnahme der Störungen.

Sichergestellt aber ist das Vorhandensein großer Störintensitäten mit gleichzeitig stark ausgeprägter Richtung bei barometrischen Depressionen, deren Wege sich mit Hilfe von Richtempfangsanlagen verfolgen lassen und die schon auf große Entfernungen feststellbar sind. Es scheint, daß ihr Auftreten besonders die auf kurzen Wellen beobachtbaren Störungen begünstigt und daß die langen Wellen weniger in Mitleidenschaft gezogen werden. Hochdruckgebiete dagegen zeichnen sich im allgemeinen durch schwache Störungen aus.

Als ganz besonders störungsreich sind die Grenzgebiete zwischen kalten und warmen Luftschichten, die sogenannten Gleitflächen anzusehen, die sowohl im Sommer als auch im Winter auftreten, und bei denen allem Anschein nach auch wiederum die kürzeren Wellenlängen stark zu leiden haben. Englische Beobachtungen zeigen, daß bei mehr als 200 Einzelfällen über 100 als Ursprungsort der Störungen die Vorderseite der Regenzone erkennen lassen, 75 in der Zone selbst liegen und rund 60 auf der Rückseite lokalisiert sind. Zweifellos werden weitere Untersuchungen nach dieser Richtung noch tiefer in die Zusammenhänge zwischen derartigen Zonen und atmosphärischen Störungen eindringen, wobei es besonders wünschenswert erscheint, auch die Form des Ablaufes der einzelnen Störungen in den Kreis der Beobachtung zu ziehen (s. S. 310).

Allgemein läßt sich sagen, daß besonders sprunghafte Veränderungen der atmosphärischen Störungen sowohl ihrer Stärke als auch der Richtung nach immer dann vorkommen, wenn Änderungen der Wetterlage eintreten, und zwar ist der Einfluß um so stärker, je plötzlicher jene Umschläge erfolgen. Da, wie es scheint, die Störungen auf kurzen Wellen besonders stark auf die Änderungen der meteorologischen Elemente reagieren, so wird man sich ihrer vorzugsweise bei Untersuchungen nach dieser Richtung bedienen.

e) Nordlicht und Sonnenfinsternis.

Wenn auch in hohen nördlichen Breiten die atmosphärischen Störungen infolge ihrer geringen Stärke im allgemeinen nicht die Bedeutung haben wie in mittleren und südlichen, so treten sie doch als Begleiterscheinungen der Nord-

lichter gelegentlich stärker hervor, und zwar scheint ihre Intensität in ganz ähnlicher Weise wie die Helligkeit zu flackern. Systematische neuere Untersuchungen sind bisher nicht bekanntgeworden, so daß über die inneren Zusammenhänge zwischen beiden Erscheinungen zur Zeit noch nichts Näheres ausgesagt werden kann. Wesentlich besser sind wir über den Einfluß einer Sonnenfinsternis auf die atmosphärischen Störungen unterrichtet. Mit eintretender Verfinsterung nimmt ihre Intensität ab, bleibt während der Dunkelheit konstant, um dann bei Eintritt der Helligkeit wieder auf ihren normalen Wert zurückzugehen. Die Erscheinung tritt besonders deutlich bei der durch dauerndes Brodeln gekennzeichneten Störungsart auf, deren Zusammenhang mit der Sonnentätigkeit unverkennbar ist. Sie läßt sich in ganz ähnlicher Form täglich in den Tropen beobachten, wo der Übergang von Tag zu Nacht im Gegensatz zu unseren Breiten viel plötzlicher und ohne die langen Dämmerungsübergänge erfolgt. Auch hier zeigt sich, daß zu diesen Zeiten der oben erwähnte Störungstyp ganz ähnlich wie bei der wirklichen Finsternis über kurze Zeit fast vollständig verschwindet, wobei gleichzeitig der schon erwähnte zweite, aus einzelnen Einschlägen bestehende Typ mehr und mehr hervortritt.

E. Periodische Änderungen der Störungen.

Schließt man anormale Zustände der Atmosphäre, in erster Linie Gewitter und seine Begleiterscheinungen, wie Hagel, Regen usw., von der Beobachtung aus, so ergibt sich ein täglicher, mit großer Regelmäßigkeit wiederkehrender Verlauf der Störungen, der von der Wellenlänge nur unwesentlich beeinflusst wird. Je nach der Jahreszeit lassen sich folgende zwei Typen unterscheiden:

a) Tägliche Periode.

Der Verlauf im Winter zeigt in unseren Breiten keine besonders stark ausgesprochenen Maxima und Minima, da die Amplituden der Intensität klein sind. Immerhin erfolgt von den frühen Morgenstunden an gegen Mittag eine Zunahme, die in der Zeit zwischen 12 und 1 Uhr ein Maximum besitzt. Nach einem Minimum zwischen 3 und 4 tritt ein zweites Maximum etwa gegen 6 Uhr hervor, das aber an Amplitude dem Mittagsmaximum nachsteht. Kurz nach Sonnenuntergang nehmen die Störungen wiederum ab, um sich gegen Mitternacht zu einem dritten Maximum zu erheben, das in der Mehrzahl aller Fälle ebenfalls nicht so hoch liegt als das Tagesmaximum. Von da ab nehmen die Störungen mehr und mehr ab, wobei gelegentlich ein viertes Maximum vor Sonnenaufgang eintritt (s. Abb. 319, Kurve a). Der tägliche Verlauf in den Sommermonaten ist in der Abbildung durch die Kurve b dargestellt. Er unterscheidet sich von dem im Winter beobachteten zunächst durch die viel höher liegenden Störampplituden. Außerdem aber besteht ein wichtiger Unterschied in bezug auf die Höhe des Nachmittagsmaximums, das durchweg höher ist als das um die Mittagszeit. Auch das Nachtmaximum ist im Sommer stärker ausgeprägt als im Winter. Allgemein ist der Verlauf der Sommerkurven entsprechend der größeren Veränderlichkeit des Zustandes der Atmosphäre viel weniger regelmäßig als der dem Wintertyp angehörenden.

Wie schon erwähnt, ist der Einfluß der Wellenlänge auf den täglichen Störungsverlauf nur gering, wie aus der Abb. 320 hervorgeht, die von Austin¹⁾ aufgenommen worden ist und sich auf die Wellen 16 000 m und 9 000 m bezieht.

Auch der Beobachtungsort scheint von keinem nennenswerten Einfluß auf die Störungskurve zu sein, da der Verlauf in Abb. 319 und 320, von denen die erste in der Nähe von Halle, die zweite in Washington aufgenommen worden ist, angenähert der gleiche ist. Je mehr man sich dem Äquator nähert, um so stärker tritt der in unseren Breiten festgestellte Sommertyp der Störungen in die Erscheinung, der in tropischen Gegenden der allein während des ganzen Jahres herrschende wird.

¹⁾ Austin, L. W.: Proc. Inst. Radio Eng. 9, S. 28 u. 41. 1921.

In jenen Gegenden, die sich für die Beobachtung der Luftstörungen dank ihrer großen Amplitude besonders gut eignen, kann man fast täglich die sehr auffallende Erscheinung beobachten, daß während des Sonnenunterganges

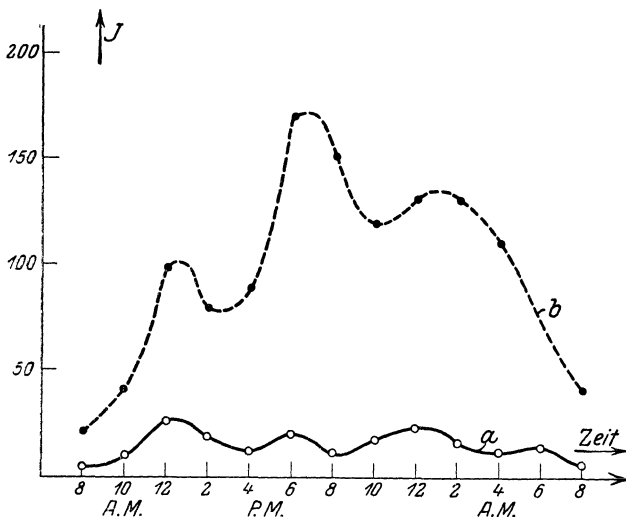


Abb. 319. Tägliche Schwankungen der atmosphärischen Störungen; Kurve a: Wintertyp, Kurve b: Sommertyp.

die Störungen stark abnehmen und etwa $1/2$ Stunde später fast gänzlich verschwunden sind. Dieser Zustand, der übrigens Hand in Hand geht mit der Abnahme der Empfangsintensität, dauert indessen nur kurze Zeit an, da sehr bald

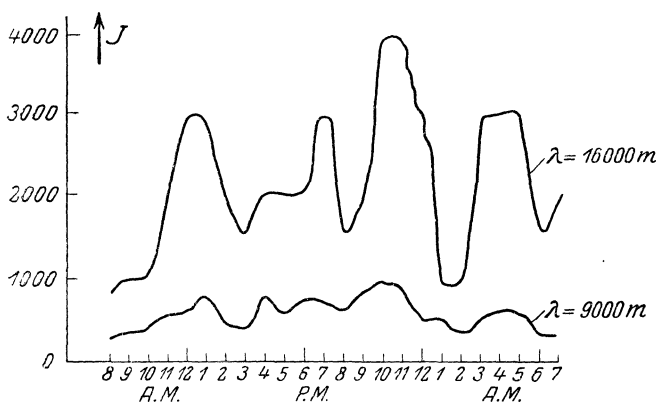


Abb. 320. Tägliche Schwankungen der atmosphärischen Störungen bei verschiedenen Wellenlängen.

wieder eine stetige Zunahme erfolgt. Der gleiche Vorgang spielt sich auch gelegentlich um die Zeit des Sonnenaufganges ab, ist aber nicht so ausgesprochen und wie es scheint vom Beobachtungsort abhängig. Während das Verschwinden am Morgen, wie vom Verfasser in Togo an der Westküste von Afrika an normalen

Tagen regelmäßig festgestellt werden konnte, ist die gleiche Erscheinung von ihm in Buenos Aires nur ausnahmsweise vorgefunden worden.

Bei anormalen Zuständen der Atmosphäre tritt eine Störung des regelmäßigen Verlaufes der täglichen Kurven ein, der ihren Charakter vollkommen verändert, und der sich vielfach schon einige Stunden, ja sogar Tage vor dem erfolgenden Witterungsumschlag aus den Veränderungen der Kurven erkennen läßt.

b) Jährliche Periode.

Außer diesen täglichen Perioden ergeben die Beobachtungen über den Zeitraum von mehreren Jahren weitere Regelmäßigkeiten, die ebenfalls von der Wellenlänge nicht beeinflusst werden und die allem Anschein nach auch unabhängig vom Beobachtungsort sind. Die folgenden Abbildungen stellen die Beobachtungen von Austin während des Jahres 1923 dar, und zwar Abb. 321 auf der Wellenlänge 13 000 m, Abb. 322 auf Welle 18 500. Beide Kurven zeigen einen voll-

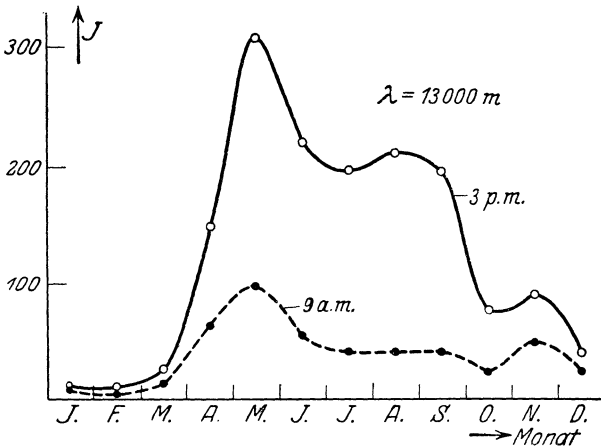


Abb. 321. Jährliche Schwankungen der atmosphärischen Störungen bei $\lambda = 13\,000$ m.

kommen parallelen Gang, was als Beweis für die Richtigkeit der obigen Behauptung angesehen werden kann, daß die Wellenlänge auf den Verlauf ohne Einfluß ist. Daß auch die Zeit der Beobachtung bedeutungslos ist, ergibt sich aus dem Vergleich der ausgezogenen und gestrichelten Kurven, von denen die ersteren um 3 p. m., die letzteren um 9 a. m. aufgenommen worden sind. Der Verlauf der Störungskurven ergibt ein Minimum im Januar und Februar, ein Hauptmaximum im Mai oder Juni, ein zweites Minimum im Juli, auf das ein Nebenmaximum im August folgt. Ein drittes Minimum findet sich im Oktober und daran anschließend ein weiteres Maximum im November. Beobachtungen während der beiden vorhergehenden Jahre, ebenfalls von Austin¹⁾ ausgeführt, haben den gleichen Verlauf ergeben. Zu dem gleichen Resultat führen auch in Deutschland vorgenommene Untersuchungen, womit die Unabhängigkeit der Erscheinung vom Empfangsort bewiesen ist.

Auffallend ist das Sommerminimum zwischen den beiden Maximis. Dieses deutet hin auf den schon vorhin betonten engen Zusammenhang zwischen atmosphärischen Störungen und Gewittertätigkeit, deren Jahreskurve an den gleichen Stellen ebenfalls zwei durch ein Minimum getrennte Maxima aufweist.

Ob außer diesen regelmäßig im Verlauf eines Jahres wiederkehrenden Erscheinungen noch andere mit längeren Perioden vorhanden sind, ist aus dem

¹⁾ Austin, L. W.: Proc. Inst. Rad. Eng. 9, S. 28 u. 41. 1921.

bisher vorliegenden Beobachtungsmaterial noch nicht mit Sicherheit festzustellen. Es ist aber Grund vorhanden, anzunehmen, daß sie in der Tat existieren und ihre Auffindung nur eine Frage der Zeit ist.

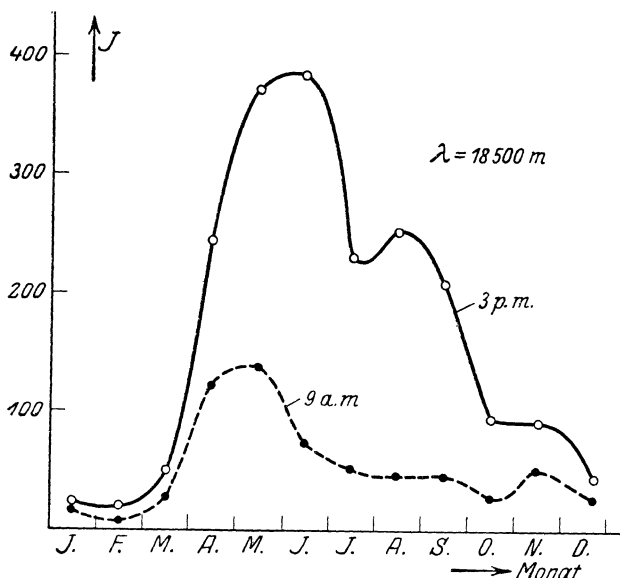


Abb. 322. Jährliche Schwankungen der atmosphärischen Störungen bei $\lambda = 18\,500$ m.

F. Richteffekt der atmosphärischen Störungen.

Die in den vorhergehenden Abschnitten behandelten Untersuchungen atmosphärischer Störungen sind unter Benutzung ungerichteter Empfangsluftleiter vorgenommen worden und können deshalb nur über die Variation ihrer Zahl und Stärke Aufschluß geben, nicht also darüber, ob bevorzugte Einfallsrichtungen der Störungen vorhanden sind. Erst nachdem gerichtete Empfangsluftleiter für den Empfang in Aufnahme gekommen und hierbei gewisse Abhängigkeiten ihrer Stärke von der Richtung beobachtet worden waren, ist mit der systematischen Untersuchung ihres Richteffektes begonnen worden.

Für die Ausführung derartiger Versuche kommen, wie schon erwähnt, nur gerichtete Empfangsluftleiter in Frage, die entweder wie die

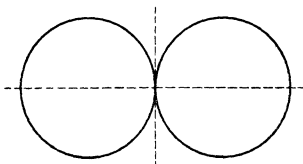


Abb. 323. Charakteristik einer gerichteten Antenne.

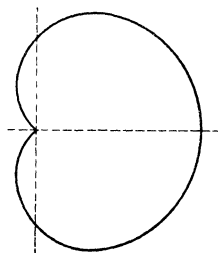


Abb. 324. Charakteristik einer Kombination von gerichteter und ungerichteter Antenne.

einfache Rahmenantenne und das normale Goniometer eine aus zwei sich berührenden Kreisen bestehende Richtcharakteristik (Abb. 323) besitzen oder besser noch die durch Kombination jener Anordnungen mit offenen, ungerichteten Antennen erzeugten einseitigen Charakteristiken von Kardioidenform (Abb. 324).

Diese Kombinationen gestatten, im Gegensatz zu den einfachen Gebilden, die eindeutige Bestimmung der Ursprungsrichtung der Störungen. Die Goniometeranlagen befanden sich gegenüber den mechanisch drehbaren Rahmen infolge ihrer schnelleren und leichteren Drehmöglichkeit etwas im Vorteil und sind aus diesem Grunde besonders für die vorstehenden Untersuchungen geeignet.

Die Beobachtung selbst erfolgt in der Weise, daß man durch Drehen der Goniometerspule diejenige Stellung aufsucht, bei der die Intensität und Zahl der Störungen ein Minimum ergibt. Die zu ihr senkrechte Richtung fällt dann mit der Ursprungsrichtung zusammen, die zunächst noch unbestimmt bleibt und erst mit Hilfe der Kardioide eindeutig festgelegt werden kann.

Als Indikationsinstrument für Intensität und Zahl der Störungen dient entweder ein mit der Luftleiteranordnung verbundenes Telefon oder besser noch ein registrierender Undulator.

Das soeben beschriebene System kann noch weiter ausgebaut werden zur Bestimmung des Ursprungsortes der Luftstörungen, dessen geographische

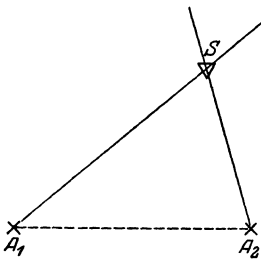


Abb. 325. Peilung der Luftstörungen.

Lage in vielen Fällen von großer Bedeutung ist. Zu diesem Zweck hat man nur nötig, zwei der obigen Anordnungen in einiger Entfernung voneinander aufzustellen und mit jeder die Haupteinfallrichtung der Störungen zu bestimmen. Der Schnittpunkt beider ergibt dann den eigentlichen Ort in ganz ähnlicher Weise wie beim Peilen auf drahtlosem Wege (s. Abb. 325).

Mit diesen Anordnungen sind im Laufe der letzten Jahre besonders in Amerika von Austin¹⁾, in England von Watson Watt und Appleton²⁾, in Argentinien und Deutschland von Esau eine Reihe von Untersuchungen ausgeführt worden, in der Absicht, bevorzugte Richtungen der atmosphärischen Störungen und ihre Änderungen festzustellen. Die amerikanischen Beobachter gingen in erster Linie darauf aus, mittels zweier räumlich getrennter Anordnungen den wahren Ort des Störungszentrums zu bestimmen. Sowohl an der Ost- als auch an der Westküste vorgenommene Untersuchungen ergaben, wie schon oben erwähnt, ein sehr starkes Störungsgebiet in Zentralamerika (Mexiko), und eine Reihe weniger ausgeprägte, zerstreut liegende Zentren an der Westküste. Besonders interessante Ergebnisse wurden in Portoriko erzielt, wo gleichzeitig zwei bevorzugte Richtungen festgestellt wurden, von denen die eine auf Mexiko wies, die andere auf Südamerika, wahrscheinlich das Amazonenstromgebiet. Als weiteres Resultat ergab sich, daß der Ursprungsort der Störungen auf dem Lande und nicht auf dem Meere zu suchen ist, was sich vollkommen deckt mit den im Inland im Gegensatz zur Küste beobachteten stärkeren atmosphärischen Störungen.

Watson Watt und Appleton stellten sich die Aufgabe, die Richtung der Störungen in Abhängigkeit von der Tages- und Jahreszeit zu untersuchen, wobei sich sowohl in bezug auf den täglichen als auch den Jahresverlauf der **Richtungsänderungen** interessante Gesetzmäßigkeiten ergaben. Beobachtungen, die um Mitternacht, Sonnenaufgang, Mittag und Sonnenuntergang gemacht worden sind, werden durch die Kurve der Abb. 326 dargestellt, in der als Abszissen die Zeiten, als Ordinaten die Abweichungen der Störungsrichtung in Graden von einer fest angenommenen Nullrichtung eingetragen sind. Aus der Kurve ergibt sich eine Verschiebung der Richtung nach Sonnenaufgang, deren Betrag parallel mit der Sonnenhöhe geht, um die Mittagszeit seinen höchsten Wert erreicht und

¹⁾ Austin, L. W.: Proc. Inst. Rad. Eng. 11, S. 395. 1923; Journ. Franklin Inst. 171, S. 617. 1921.

²⁾ Watt, Watson, u. E. V. Appleton: Proc. Roy. Soc. London (A) 103, 84—102. 1923.

dann im Laufe des Nachmittags wieder zu dem Ausgangswert am Morgen zurückkehrt. Genau genommen hinkt die Größe der Richtungsänderung etwas hinter dem Sonnenstand her.

Die Drehrichtung erfolgt in umgekehrtem Sinne wie die Sonnenbewegung, derart, daß in den Morgenstunden die Hauptstörungsrichtung nahezu Nord-süd ist, während sie am Nachmittag nach Osten schwenkt.

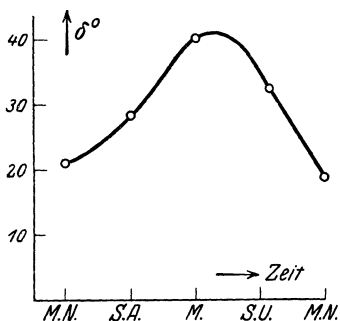


Abb. 326. Tägliche Richtungsänderungen der atmosphärischen Störungen nach Watson Watt und Appleton.

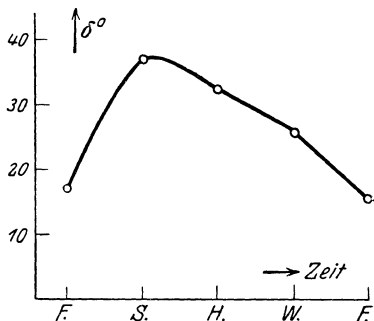


Abb. 327. Jährliche Richtungsänderungen der atmosphärischen Störungen.

Ein ganz ähnliches Verhalten sowohl in bezug auf die Größe der Änderung als auch den Sinn, zeigt der Jahresverlauf (Abb. 327) mit den größten Änderungen im Sommer, den kleinsten im Winter (Differenz der Richtungen etwa 30°).

Auch in Buenos Aires konnte auf Grund ausgedehnter Versuche eine tägliche Bewegung der Hauptstörungsrichtung festgestellt werden, die in voller Reinheit aber nur bei normalen atmosphärischen Verhältnissen zutage trat. Die in den Morgenstunden ziemlich scharf ausgeprägte Richtung wurde im Laufe des Vormittags immer unscharfer, so daß kurz vor Mittag eine ausgezeichnete Richtung überhaupt nicht feststellbar war. Im Laufe des Nachmittags bildete sich dann eine um 40 bis 50° verschobene neue Störriehtung aus, deren Schärfe nach und nach größer wurde.

Während im allgemeinen bei derartigen Versuchen nur eine einzige ausgesprochene Störungsrichtung feststellbar ist, gelang es wiederholt, zwei ganz deutlich voneinander getrenntliegende zu beobachten. Zu diesen Zeiten waren deutlich zwei Störungsarten im Empfangstelephon vorhanden, die einen andauernd brodelnd, die anderen in kurzen Intervallen als schärfere Einschläge wahrnehmbar. Da die Einfallsrichtungen beider Typen etwa 70° auseinanderlagen, so konnte bei der Drehung der Rahmenantenne bald die eine, bald die andere getrennt beobachtet werden.

Die Beobachtungen in der Nähe von Berlin zeigen häufig deutlich ausgesprochene Richtungen der atmosphärischen Störungen, die am schärfsten in den Sommermonaten, und besonders in den Nachmittagsstunden zutage treten. Die Hauptrichtung liegt in dem Sektor Osten—Südosten, wo der Störungsherd in dem europäischen Rußland zu suchen ist. In den Vormittagsstunden tritt die Erscheinung seltener auf. Der Störungssektor verschiebt sich mit der Annäherung an den Winter mehr nach Süden und Südwesten, was darauf hindeutet, daß in der kalten Jahreszeit das russische Störungszentrum verschwindet und das in der Umgebung des Mittelmeeres gelegene mehr in den Vordergrund tritt.

Wenn auch im Sommer die stark gerichteten Störungen der Hauptsache nach aus dem Osten kommen, so kann man gelegentlich auch Fälle beobachten, wo ihre Richtung nach Westen oder Nordwesten zeigt. Ihr Eintreten scheint an das Entstehen oder Vorhandensein starker Depressionen im Nordatlantik gebunden zu sein. Sobald sie verschwunden sind, dreht die Störungsrichtung wieder nach Osten zurück.

Aus allen bisher angestellten Untersuchungen geht zweifelsfrei hervor, daß besonders im Sommer Störungen vorhanden sind, die eine ausgesprochene

Richtung besitzen, womit nicht gesagt sein soll, daß nicht auch Tage vorkommen, an denen ein Richteffekt nicht beobachtet werden kann.

Ein Teil der Störungen, wahrscheinlich derjenige, der durch einzelne, scharf voneinander getrennte Einschläge gekennzeichnet ist, ist sicherlich, wie aus einer Reihe von Beobachtungen Bäumlers¹⁾ hervorgeht, nicht gerichtet.

In Übereinstimmung hiermit konnte in Buenos Aires, wo diese Störungsart nach Sonnenuntergang stark hervortrat, fast niemals auch nur die leiseste Andeutung einer Richtwirkung festgestellt werden.

Die Richtungsbeobachtung der Luftstörungen hat bisher nicht nur in bezug auf die Feststellung von Störungszentren auf der Erde wertvolle Dienste geleistet, sondern auch wichtige Hinweise auf den zweifellos bestehenden engen Zusammenhang zwischen Sonnentätigkeit und atmosphärischen Störungen geliefert. Bei weiterem Ausbau scheint sie außerdem berufen, auch der Meteorologie neue Beobachtungsmittel für die Untersuchung der Atmosphäre zu liefern.

G. Verlauf der einzelnen Luftstörungen.

Bei der rechnerischen Behandlung der Einwirkung atmosphärischer Störungen auf den Empfänger ist man gezwungen, über den zeitlichen Verlauf der einzelnen Störung bestimmte Annahmen zu machen. Die bisherigen Untersuchungen in dieser Richtung setzen die Störung in der Form $A \cdot e^{-\alpha t}$ voraus, d. h. sie nehmen willkürlich eine exponentiell abklingende Funktion an. Die Verschiedenheit der einzelnen Störungen läßt aber einen Ansatz von der obigen Form als nicht der Wirklichkeit entsprechend erscheinen, und es

ist deshalb außerordentlich verdienstvoll, daß zwei englische Forscher, Watson Watt und Appleton²⁾, sich die Aufgabe gestellt haben, den zeitlichen Verlauf der Störungen zu bestimmen.

Ihre Versuchsanordnung (Abb. 328) besteht aus einem Luftleiter A , der durch Einschalten eines Widerstandes W künstlich so stark gedämpft wird, daß Eigenschwingungen in ihm nicht mehr auftreten können. Dadurch wird eine Verzerrung der Störung vermieden, die andernfalls, wie in jedem schwach gedämpften Kreise, notwendigerweise eintreten würde, die aber für den vorliegenden Zweck durchaus

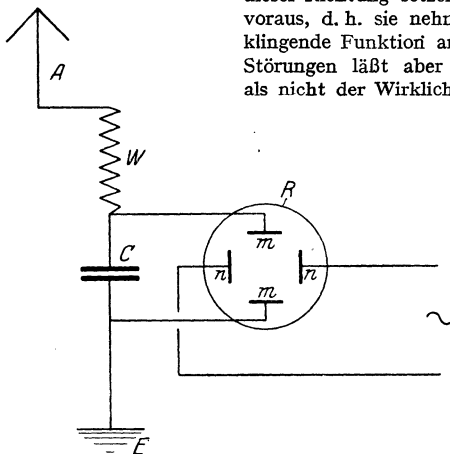


Abb. 328. Versuchsanordnung von Watt und Appleton.

vermieden werden muß. In Reihe mit dem Widerstand liegt ein variabler Kondensator C , der mit dem eigentlichen Indikationsinstrument R ohne Zwischenschaltung von Schwingungskreisen und Verstärkeröhren verbunden ist. Dieser Indikator, der den interessantesten Teil der Versuchsanordnung bildet, ist eine Braunsche Röhre, in deren Innern sich zwei rechtwinklig zueinander angeordnete Kondensatorplattenpaare befinden. An das eine dieser Paare mm wird die an den Klemmen des Antennenkondensators C von der Störung erzeugte Spannung gelegt, während das zweite nn mit einem niederfrequenten, sinusförmigen Schwingungen erzeugenden Röhrengenerator verbunden wird. Unter der alleinigen Einwirkung dieser Wechselfspannung wird der Kathodenfleck in eine horizontale

¹⁾ Bäumler, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr., 20, S. 456. 1922; 22, S. 2. 1923.

²⁾ Watt, Watson, u. E. V. Appleton: Proc. Roy. Soc. London (A) 103, 84—102. 1923.

gerade Linie auseinandergezogen, deren Länge durch Variation der Kopplung des Generators verändert werden kann. Legt man an die Platten *mm* die Antennenspannung, so beschreibt der Fleck unter dem Einfluß beider Spannungen eine Kurve, deren Abszissen die Zeit angeben, und deren Ordinaten in jedem Zeitmoment proportional der von der Störung in der Antenne erzeugten Spannungsamplituden sind. Die Aufzeichnung der vom Kathodenstrahl beschriebenen Kurven erfolgt mit der Hand, was zur Zeit noch ein Nachteil der Methode ist, deren Wert durch Anwendung der photographischen Fixierung erheblich steigen würde.

Aus dem umfangreichen Beobachtungsmaterial lassen sich in bezug auf den Verlauf der atmosphärischen Störungen wichtige Schlüsse ziehen. Es treten zwei deutlich unterscheidbare Klassen von Störungen auf, von denen die eine aperiodisch verläuft, d. h. eine Umkehrung der Spannungsrichtung nicht eintritt, während die zweite quasi periodisch

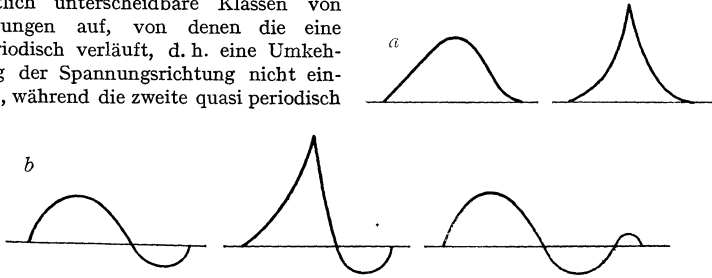


Abb. 329. Verlauf der einzelnen Luftstörungen.
a aperiodisch, b periodisch.

ist, wobei die Entladungsspannung ein oder mehrere Male ihr Zeichen wechseln kann (s. Abb. 329 *b*).

Die quasi periodischen treten etwas zahlreicher auf als die aperiodischen. Vergleicht man die mittlere Zeitdauer der beiden Klassen, so findet man für die ersten den Wert $3,1 \cdot 10^{-3}$ Sekunden, für die zweite $1,9 \cdot 10^{-3}$. Wie aus den Abb. 329 ersichtlich, treten sowohl bei den aperiodischen als auch bei den quasi periodischen neben runden häufig eckige spitze Formen auf. Die abgerundeten sind etwa 2,4 mal so häufig als die spitzen. Bei den eckigen Formen ist die beobachtete Maximalspannung etwa doppelt so hoch als bei den abgerundeten.

Aus den Beobachtungen geht deutlich hervor, daß der bisher für die rechnerische Behandlung des Störungsproblems angenommene exponentielle Verlauf der einzelnen Störungen auch nicht annäherungsweise der Wirklichkeit entspricht. Daraus erklären sich auch die mannigfachen Unstimmigkeiten zwischen theoretischen und experimentellen Ergebnissen. Es ist aber mit Sicherheit zu erwarten, daß eine Weiterführung dieser Untersuchungen mit verbesserten, aber auf demselben Prinzip beruhenden Anordnungen (photographische Aufzeichnung der Ablaufkurven) und ihre Ausdehnung auch auf die interessante Sommerzeit wichtige Einblicke in die Abhängigkeit der Störungen von meteorologischen Faktoren liefern und außerdem richtige Voraussetzungen für die rechnerische Behandlung des Problems schaffen wird, die vielleicht eines Tages neue Mittel zu ihrer Beseitigung zeigen kann.

Dritter Teil.

Die Einzelteile der Hochfrequenzgeräte.

I. Widerstände, Isolatoren.

Bearbeitet von U. Meyer.

I. Widerstände.

A. Berechnung von Widerständen.

a) Einheiten.

Der Widerstand ist nach dem Ohmschen Gesetz definiert durch das Verhältnis von Spannung zu Strom. Die praktische Einheit ist das **Ohm** (Zeichen Ω), gleich 10^9 elektromagnetischen Einheiten.

Nach dem deutschen Gesetz über die elektrischen Einheiten vom 1. Juni 1898 wird das Ohm dargestellt durch den Widerstand einer Quecksilbersäule von der Temperatur des schmelzenden Eises, deren Länge bei durchweg gleichem, einem Quadratmillimeter gleich zu achtendem Querschnitt 106,3 cm und deren Masse 14,4521 g beträgt.

Das Reziproke der Widerstände wird als **Leitwert** oder **Ableitung** bezeichnet; Einheit ist hier das **Siemens** (Zeichen S) ($1 S = 1 : 1 \Omega$). Diese Bezeichnungen werden vor allen Dingen bei Isolierstoffen verwendet, und zwar kommt hier die abgeleitete Einheit **Mikrosiemens** (Zeichen μS ; $1 \mu S = 10^{-6} S$) in Betracht, die also das Reziproke des früher mehr gebrauchten **Megohm** (Zeichen $M\Omega$; $1 M\Omega = 10^6 \Omega$) ist.

b) Leitfähigkeit und Widerstandskapazität.

Der Widerstand R eines Körpers hängt einerseits von den geometrischen Verhältnissen und andererseits von dem Material des Körpers ab. Zwischen der elektrischen Strömung und dem elektrostatischen Feld besteht ein weitgehender Parallelismus, daher ist die Verteilung der Stromlinien zwischen zwei Zuführungselektroden die gleiche wie die der Verschiebungslinien in einem Dielektrikum, und der Einfluß der geometrischen Form ist für einen Widerstand und eine Kapazität genau gleichartig. Selbstverständlich ist bei einer derartigen Berechnung die Lage der Grenzflächen zu beachten, besonders weil die für die Strömung bedeutensame Materialkonstante, die Leitfähigkeit σ , viel stärkere Größenunterschiede aufweist als die Dielektrizitätskonstante. Bezeichnet man den Einfluß der geo-

metrischen Form als Widerstandskapazität C , so ist $R = \frac{C}{\sigma}$, dem entspricht

für die elektrostatische Kapazität K , nach dem eben Gesagten, der Ausdruck $\frac{1}{4\pi K} = \frac{C}{\epsilon}$, wobei ϵ die Dielektrizitätskonstante ist. Für einen zylindrischen

Körper (Draht), dessen Grundflächen die Stromzuführungen sind, kommen die Begrenzungsflächen (Mantel) nicht in Betracht, da alle Strom-(Kraft-)linien parallel sind; es ist also in diesem Falle $C = l/q$, wenn l die Länge, q den Querschnitt des Zylinders bedeutet. Die Beziehung zwischen Widerstandskapazität und elektrostatischer Kapazität ist besonders dann wertvoll, wenn es sich um komplizierte Leiterformen handelt, wie sie besonders bei schlecht leitenden Stoffen häufig auftreten (Elektrolyte, Isolierstoffe, Erdungswiderstände). Auch wenn die Rechnung in solchen Fällen vollkommen unmöglich ist, läßt sich meist durch eine Kapazitätsmessung an einem ähnlich aufgebauten Gebilde die Widerstandskapazität wenigstens angenähert finden.

Für die Leitfähigkeit σ und ebenso für das Reziproke davon, den spez. Widerstand ϱ , sind sehr verschiedene Einheiten im Gebrauch. Von besonderer Wichtigkeit sind die folgenden: Die absolute des elektromagnetischen CGS-Systems σ_a , Dimension $\left[\frac{\text{sec}}{\text{cm}^2} \right]$, die physikalische $\sigma_p =$ Leitwert eines Kubikzentimeters in Siemens $\left[\frac{S}{\text{cm}} \right]$ oder $\left[\frac{1}{\Omega \text{ cm}} \right]$ und die elektrotechnische $\sigma_e =$ Leitwert eines Drahtes von 1 m Länge und 1 qmm Querschnitt in Siemens $\left[\frac{S \text{ m}}{\text{mm}^2} \right]$ oder $\left[\frac{\text{m}}{\Omega \text{ mm}^2} \right]$. Es ist $\sigma_a = 10^{-5} \sigma_e = 10^{-9} \sigma_p$, also für Kupfer ist $\sigma_a = 60 \cdot 10^{-5}$, $\sigma_e = 60$, $\sigma_p = 60 \cdot 10^4$. Entsprechend gilt für den spez. Widerstand $\varrho_a \left[\frac{\text{cm}^2}{\text{sec}} \right] = 10^5 \varrho_e \left[\frac{\Omega \text{ mm}^2}{\text{m}} \right] = 10^9 \varrho_p [\Omega \text{ cm}]$, für Kupfer $\varrho_a = 0,017 \cdot 10^5$, $\varrho_e = 0,017$, $\varrho_p = 0,017 \cdot 10^{-4}$. Man unterscheidet nach der Leitfähigkeit drei verschiedene Gruppen von Stoffen: 1. die Leiter (Metalle und Kohle) mit Leitfähigkeiten über 200 S/cm, 2. die Halbleiter (Elektrolyte, einige feste Stoffe wie Achat, Solnhofer Schiefer usw.), 3. die Isolierstoffe mit $\sigma < 10^{-8}$ S/cm. Die dabei angegebenen Grenzen stellen nur angenäherte Werte dar. In der nebenstehenden Tabelle 13 sind für einige Metalle die Leitfähigkeiten σ_e nebst den Temperaturkoeffizienten α zusammengestellt ($\sigma_t = \sigma_0 [1 + \alpha (t - t_0)]$). Die Leitfähigkeit hängt stark von der Temperatur ab, bei tiefen Temperaturen erreicht die Leitfähigkeit daher sehr große Werte und scheint nahe dem absoluten Nullpunkt bei reinen Metallen unendlich groß zu werden (Supraleitfähigkeit). Durch Verunreinigungen wird der Temperaturkoeffizient herabgesetzt; Legierungen haben sowohl eine kleinere Leitfähigkeit wie einen kleineren Temperaturkoeffizienten als ihre Bestandteile. Durch geeignete Mischung ist es so möglich gewesen, Legierungen herzustellen, deren Widerstand fast unabhängig von der Temperatur ist, was für die Meßtechnik hohen Wert hat; am besten bewährt hat sich für diesen Zweck das Manganin, das aus ungefähr 84% Kupfer, 12% Mangan und 4% Nickel besteht. Manganinwiderstände dürfen jedoch nicht sehr hoch belastet werden, da sich das Manganin schon bei verhältnismäßig niedriger Erwärmung zersetzt; Konstantan (60% Kupfer, 40% Nickel) verträgt höhere Belastung und hat einen ebenso kleinen Temperaturkoeffizienten, ist aber wegen seiner hohen Thermokraft gegen Kupfer weniger für genaue Messungen geeignet. Wenn höchste Genauigkeit erstrebt wird, müssen auch Manganinwiderstände auf konstanter Temperatur gehalten werden.

Tabelle 13. Leitfähigkeit der Metalle.

Metall	Leitfähigkeit $\sigma_e \left[\frac{S \text{ m}}{\text{mm}^2} \right]$	Temperaturkoeffizient für 1° C α
Aluminium	32	— 0,004
Blei	5	— 0,004
Eisen	7 bis 10	bis — 0,006
Konstantan	2	+ 0,00003
Kupfer, rein	60	— 0,004
Leitungskupfer	57	
Manganin	2,4	— 0,00001
Messingdraht	14	— 0,0015
Platin (käufl.)	7	— 0,003
Quecksilber	10,4	— 0,0092
Silber	62	— 0,004
Zink	16	— 0,0037
Zinn	7,7	— 0,004

zusammengestellt ($\sigma_t = \sigma_0 [1 + \alpha (t - t_0)]$). Die Leitfähigkeit hängt stark von der Temperatur ab, und zwar nimmt sie bei den Metallen mit steigender Temperatur ab, bei tiefen Temperaturen erreicht die Leitfähigkeit daher sehr große Werte und scheint nahe dem absoluten Nullpunkt bei reinen Metallen unendlich groß zu werden (Supraleitfähigkeit). Durch Verunreinigungen wird der Temperaturkoeffizient herabgesetzt; Legierungen haben sowohl eine kleinere Leitfähigkeit wie einen kleineren Temperaturkoeffizienten als ihre Bestandteile. Durch geeignete Mischung ist es so möglich gewesen, Legierungen herzustellen, deren Widerstand fast unabhängig von der Temperatur ist, was für die Meßtechnik hohen Wert hat; am besten bewährt hat sich für diesen Zweck das Manganin, das aus ungefähr 84% Kupfer, 12% Mangan und 4% Nickel besteht. Manganinwiderstände dürfen jedoch nicht sehr hoch belastet werden, da sich das Manganin schon bei verhältnismäßig niedriger Erwärmung zersetzt; Konstantan (60% Kupfer, 40% Nickel) verträgt höhere Belastung und hat einen ebenso kleinen Temperaturkoeffizienten, ist aber wegen seiner hohen Thermokraft gegen Kupfer weniger für genaue Messungen geeignet. Wenn höchste Genauigkeit erstrebt wird, müssen auch Manganinwiderstände auf konstanter Temperatur gehalten werden.

c) Einfluß von Wechselströmen.

Wenn die Widerstände von Wechselströmen durchflossen werden, so treten verschiedene Einflüsse auf, die den Widerstandswert beeinflussen können. Zunächst hat jedes Leitergebilde eine gewisse Kapazität und eine gewisse Selbst-

induktion; letztere liegt in Reihe mit dem Widerstand, während man die Kapazität wenigstens in erster Annäherung als parallel dazu liegend auffassen kann. Der Wechselstromwiderstand eines solchen Gebildes bei der Kreisfrequenz ω ist

$$\frac{R + j\omega L}{1 + (R + j\omega L)j\omega K};$$

da man L und K durch geeignete Anordnung (s. unten) möglichst klein zu halten sucht, kann man die höheren Potenzen und Produkte von ωL und ωK vernachlässigen und obigen Ausdruck in der Form schreiben:

$$R + j\omega L - jR^2\omega K = R(1 + j\tan\varphi).$$

Dabei ist $\tan\varphi = \omega\left(\frac{L}{R} - RK\right)$ gesetzt worden, man bezeichnet φ als **Phasenwinkel** der Widerstände. Wie man sieht, ist bei kleinem R die Selbstinduktion von stärkerem Einfluß (φ ist dann positiv), bei großem R dagegen die Kapazität (φ negativ). Bei kleinen Widerständen muß man also besonderen Wert auf möglichst induktionsfreien Aufbau, bei großen Widerständen auf kapazitätsfreien legen. Am günstigsten würden die Verhältnisse sein, wenn man $L = R^2 K$ macht, denn dann würde φ bis auf die oben vernachlässigten Größen zweiter Ordnung verschwinden; das läßt sich aber praktisch bei der Kleinheit von L und K nicht erreichen. Im übrigen ist nach obiger Formel der Phasenwinkel der Frequenz proportional, den Proportionalitätsfaktor $\frac{L}{R} - RK$ bezeichnet man auch als

Zeitkonstante des Widerstandes. Bei den besten Ausführungsformen von Widerstandsspulen ist die Zeitkonstante von der Größenordnung 10^{-8} s¹⁾, durch den Zusammenbau der Spulen in Kästen wird sie vergrößert. Wie man sieht, kann bei den hohen Frequenzen der Radiotelegraphie der Phasenwinkel und der dadurch verursachte Fehler auch der besten Widerstände sehr erheblich werden.

Außerdem können bei Wechselstrom auch noch Erhöhungen des Widerstandes dadurch eintreten, daß in benachbarten Metallteilen Ströme (sog. **Wirbelströme**) induziert werden, die dem primären Stromweg Energie entziehen und also eine Vergrößerung des Verlustwiderstandes verursachen. Diese induzierten Ströme und damit die Verluste werden um so größer, je höher die Leitfähigkeit und je größer die Masse der Metallteile ist und je enger die Kopplung ist. *Bei allen Hochfrequenzanordnungen müssen alle solche benachbarten Metallmassen, in denen Wirbelströme entstehen können, sorgfältig vermieden werden.* Eine Metallmasse läßt sich nun allerdings nicht vermeiden, nämlich die des Leiters selbst, und auch in dieser werden Wirbelströme erzeugt. Die magnetische Feld-

stärke außerhalb eines Drahtes, in dem der Strom \mathfrak{J} fließt, ist $\mathfrak{H} = \frac{2\mathfrak{J}}{r}$, wenn r der Abstand des betrachteten Punktes von der Drahtachse ist; innerhalb des Drahtes vom Radius R kommt nur der von der magnetischen Kraftlinie umschlossene Stromanteil in Betracht, es ist also bei Gleichstrom statt \mathfrak{J} zu setzen $\frac{r^2}{R^2}\mathfrak{J}$, daher ist hier $\mathfrak{H} = \frac{2r}{R^2}\mathfrak{J}$. Wir erhalten demnach eine Verteilung der magnetischen Feldstärke, wie sie

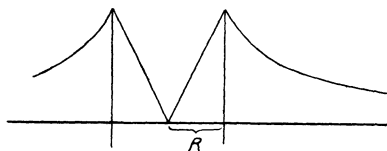


Abb. 330. Magnetische Feldstärke für einen Draht.

Abb. 330 wiedergibt. Bei Wechselstrom sind nun die magnetischen Kraftlinien wieder von Stromlinien (den Wirbelströmen) umschlossen, es würde sich hierfür ungefähr ein Bild wie Abb. 331 ergeben. Wie man daraus ersieht, heben sich die radial verlaufenden Stromanteile gegenseitig

¹⁾ Wagner, K. W.: ETZ 36, S. 621. 1915.

auf, und es bleiben nur axial verlaufende Stromanteile übrig, die in den äußeren Teilen in gleicher, in der Mitte des Drahtes aber in umgekehrter Richtung verlaufen wie der ursprüngliche Strom. Die Wirbelströme bewirken also eine Verdrängung der Stromfäden nach außen, so daß bei sehr hohen Frequenzen nur die äußerste Schicht des Leiters Strom führt; man bezeichnet deswegen die damit zusammenhängenden Erscheinungen als **Hautwirkung** (Skinneffekt).

Da diese Wirbelströme innerhalb des Leiters stets auftreten, hat man versucht, sie und die dadurch bedingte Widerstandserhöhung genau zu berechnen, was allerdings nur für besondere Leiteranordnungen gelungen ist. Wir betrachten hier den einfachsten Fall eines langen geraden Drahtes mit dem Radius R , bei dem die Stromrückführung in großem Abstand erfolgt (Skinneffekt bei Spulen s. S. 354). Hier sind die Felder erstens für jeden Drahtquerschnitt genau gleich, die in Richtung der Drahtachse verlaufende z -Achse kommt daher nicht in Betracht, und zweitens symmetrisch zur Achse. Die Maxwell'schen Grundgleichungen in Zylinderkoordinaten erhalten daher die Form:

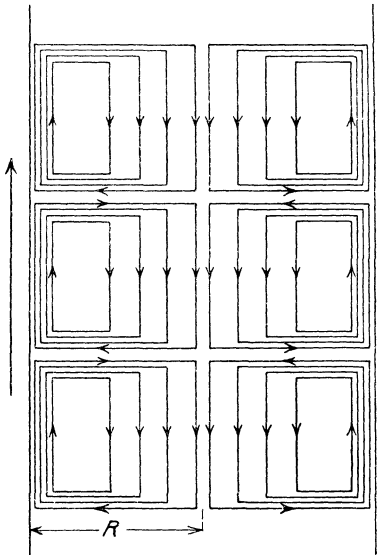


Abb. 331. Wirbelströme.

$$\frac{1}{r} \frac{\partial r \mathfrak{H}_\varphi}{\partial r} = 4 \pi i_z \quad \text{und} \quad \frac{1}{\sigma} \frac{\partial i_z}{\partial r} = \frac{\partial \mu \mathfrak{H}_\varphi}{\partial t},$$

wobei \mathfrak{H}_φ die magnetische Feldstärke, i_z die elektrische Stromdichte, σ die Leitfähigkeit und μ die Permeabilität des Leitungsmaterials bedeutet. Indem man die erste Gleichung nach r differenziert, läßt sich i eliminieren, und man erhält:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial r \mathfrak{H}_\varphi}{\partial r} \right) = 4 \pi \mu \sigma \frac{\partial \mathfrak{H}_\varphi}{\partial t},$$

oder, da bei Sinusströmen $\mathfrak{H} = H e^{j\omega t}$ gesetzt werden kann, unter Ausführung der Differentiation nach r :

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H}{\partial r} \left(j m^2 + \frac{1}{r^2} \right) H = 0,$$

wobei $4 \pi \mu \sigma \omega = m^2$ gesetzt ist. Das ist eine Besselsche Differentialgleichung, deren allgemeines Integral sich in der Form schreiben läßt¹⁾:

$$H(r) = c_1 J_1(\sqrt{-j} m r) + c_2 N_1(\sqrt{-j} m r).$$

J_1 ist die Besselsche Funktion erster Art, N_1 die zweiter Art, beide von der Ordnung eins. Aus den Grenzbedingungen $H(0) = 0$, $H(R) = \frac{2\mathfrak{H}}{R}$ bestimmen sich die Integrationskonstanten zu $c_1 = \frac{2\mathfrak{H}}{R J_1(\sqrt{-j} m R)}$, $c_2 = 0$. Durch Einsetzen

¹⁾ Über Besselsche Funktionen s. Jahnke - Emde: Funktionentafeln. Leipzig: Teubner 1909.

des Wertes von H in eine der Maxwellschen Gleichungen findet man ferner:

$$i(r) = \frac{\sqrt{-j} m \Im J_0(\sqrt{-j} m r)}{2 \pi R} \frac{J_0(\sqrt{-j} m r)}{J_1(\sqrt{-j} m R)} e^{j \omega t},$$

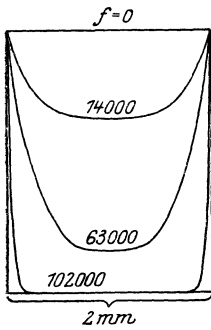


Abb. 332. Stromverdrängung.

wobei J_0 die Besselsche Funktion nullter Ordnung bezeichnet.

Abb. 332 gibt die Verteilung der Stromamplituden bei einem Kupferdraht von 2 mm Durchmesser bei den Frequenzen $f=0, 14000, 63000$ und 102000 wieder; man sieht daraus, wie der Strom bei steigender Frequenz mehr und mehr in die Außenhaut gedrängt wird.

Wie man aus dem Auftreten der imaginären Einheit ersieht, tritt bei Wechselstrom nicht nur eine Widerstandserhöhung auf den „effektiven Widerstand“ w' , sondern auch eine Phasenverschiebung auf, was einer „inneren Selbstinduktion“ L' entspricht. Die elektrische Spannung längs einer Drahtoberfläche von der Länge l ,

die bei Gleichstrom $w_0 \Im = \frac{l \Im}{\pi \sigma R^2}$ ist ($w_0 =$ Gleichstromwiderstand), wird also bei Wechselstrom

$$(w' + j \omega L') \Im = i(R) \frac{l}{\sigma} = \frac{\sqrt{-j} m \Im l}{2 \pi R \sigma} \frac{J_0(\sqrt{-j} m R)}{J_1(\sqrt{-j} m R)}.$$

also

$$\frac{w' + j \omega L'}{w_0} = \frac{\sqrt{-j} m R}{2} \frac{J_0(\sqrt{-j} m R)}{J_1(\sqrt{-j} m R)}.$$

Für große und kleine Argumente lassen sich die Besselschen Funktionen in Reihen entwickeln, und man erhält durch Trennung des Reellen vom Imaginären

die Näherungsformeln, wenn $x = \frac{m R}{2 \sqrt{2}}$ gesetzt wird:

$$\begin{aligned} & \text{für } x < 0,5, & & \text{für } x > 2, \\ \frac{w'}{w_0} &= 1 + \frac{x^4}{3}, & & \frac{w'}{w_0} = x + \frac{1}{4} + \frac{3}{64 x}, \\ \frac{\omega L'}{w_0} &= x^2 \left(1 - \frac{x^4}{6}\right), & & \frac{\omega L'}{w_0} = x - \frac{3}{64 x}. \end{aligned}$$

Für die zwischenliegenden Werte von x ist die Abhängigkeit ziemlich kompliziert, s. die Fluchtlinientafel S. 58.

Hochfrequenzwiderstände, die von der Frequenz unabhängig sein sollen, dürfen daher nicht zu dicke Drähte enthalten. In den für Niederfrequenz gebauten Widerstandskästen sind wegen der Belastbarkeit häufig recht erhebliche Drahtdurchmesser vorhanden, sie dürfen daher nur mit Vorsicht bei Hochfrequenz benutzt werden. Tabelle 14 gibt nach Austin¹⁾ die Drahtdurchmesser für Manganindraht an, bei denen die Abweichung des Hochfrequenzwiderstandes bei der angegebenen Wellenlänge vom Gleichstromwiderstand noch gerade weniger als 1% beträgt; in der letzten Spalte sind die für die betreffenden Durchmesser ohne zu große Erwärmung zulässigen Stromstärken aufgeführt. Für Kupferdraht dürfen die Durchmesser, wegen der höheren Leitfähigkeit, unter gleichen Bedingungen nur ungefähr ein Fünftel der angegebenen Werte betragen.

¹⁾ Austin, L. W.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 6, S. 588. 1912.

Wenn stärkere Ströme in Betracht kommen, müssen, um die Nachteile der Hautwirkung zu vermeiden, andere Leiterformen benutzt werden. Ein einfacher und viel benutzter Weg bietet sich durch die Verwendung von Metallröhren statt der massiven Leiter; es ist klar, daß durch Fortlassung des bei Hochfrequenz nicht an der Leitung teilnehmenden Kernes die Unterschiede zwischen Gleich- und Wechselstromwiderstand geringer werden. Mathematisch läßt sich die Leitung in einer Metallröhre in genau gleicher Weise behandeln, wie oben für einen Voll- draht gezeigt, der einzige Unterschied besteht darin, daß die Konstante c_2 nicht Null wird und also die Besselschen Funktionen zweiter Art nicht verschwinden. Häufig wird statt einer Röhre auch eine Reihe von kreisförmig angeordneten Einzel- drähten benutzt. Ein anderes Mittel zur Herabsetzung der Hautwirkung ist **Litzendraht**, der vor den Röhren die Biegsamkeit und den geringeren Raumbedarf voraus hat. Um den Zweck zu erreichen, müssen die Einzeldrähte der Litze gut durch Lack voneinander isoliert und so miteinander verflochten sein, daß jeder Draht abwechselnd im Innern und außen verläuft. Bei der Herstellung von Verbindungen ist besondere Sorgfalt auf die Entfernung des Isolierlackes zu verwenden, damit auch wirklich jeder Draht an der Stromleitung teilnimmt.

Tabelle 14.
Zulässige Durchmesser für
Mangandraht.

Wellenlänge in m	Draht- durchmesser in mm	Maximal- stromstärke in Ampere
100	0,29	3,5
200	0,40	4,5
300	0,50	5,5
400	0,60	7,0
600	0,75	8,0
800	0,88	10,0
1000	0,99	11,5
1200	1,10	12,5
1500	1,21	14,0
2000	1,38	17,0
3000	1,62	24,0

B. Ausführung von Widerständen.

a) Widerstandsnormale.

Die am meisten für Meßzwecke verwendeten Widerstände sind in Kästen zusammengebaut, um eine bequeme Schaltbarkeit zu gestatten. Die einzelnen Widerstandsspulen sind dabei an einer Hartgummideckplatte befestigt und mit Kontaktklötzen verbunden, die auf der Platte sitzen. Die Schaltung wird entweder mit Stöpseln, die genau zwischen die konisch ausgebohrten Klötze passen, oder mit Kurbeln ausgeführt; beides liefert, gute Konstruktion und gute Sauberhaltung vorausgesetzt, sehr niedrige Übergangswiderstände.

Die Widerstände sind aus Manganin hergestellt. Das Manganin zeigt in der ersten Zeit nach der Herstellung der Spulen infolge innerer Spannungen Änderungen des Widerstandes, es empfiehlt sich deswegen, die Spulen durch längere Erwärmung auf ungefähr 120° künstlich zu altern; auch dann tritt in der ersten Zeit noch eine gewisse geringe Änderung auf, aber nach ungefähr einem Jahr bleibt der Widerstandswert sehr gut konstant. Der durch Baumwoll- oder Seiden- umspinnung isolierte Draht ist auf Metallzylinder aufgespult, die zweckmäßigerweise der Länge nach geschlitzt sind; die fertigen Spulen werden zur besseren Isolation schellackiert.

Zur Vermeidung der Selbstinduktion wird die bifilare Wicklung benutzt, der Draht wird dabei zu einer Schleife zusammengelegt und diese Schleife aufgespult; dann heben sich die magnetischen Felder der beiden Drahthälften gegenseitig auf, da die Stromrichtung in ihnen entgegengesetzt ist. Diese Wicklungsart hat jedoch den Nachteil, daß zwischen den beiden dicht nebeneinanderliegenden Drahthälften am Anfang der Spule ein großer Potentialunterschied besteht, und daß sich daher ihre Kapazität störend bemerkbar macht. Das gilt um so mehr, je länger die Spule, je größer also der Widerstand ist. Für Spulen von größerem Widerstand ist

daher die Wicklung nach Chaperon¹⁾ vorzuziehen, bei der unifilare Lagen entgegengesetzt übereinander gelegt sind. Zur weiteren Verringerung der Kapazität wird die Wicklung noch in mehrere kurze Abteilungen unterteilt; dabei ist es nach Wagner und Wertheimer²⁾ von Vorteil, auch den Metallzylinder aus kurzen, voneinander isolierten Rohren zusammensetzen, die auf ein Hartfaserstück aufgereiht sind.

Mit derartigen Widerstandskästen ist auch bei Berücksichtigung der Temperatur höchstens eine Genauigkeit von rund ein Zehntausendstel zu erreichen.

Als Widerstandsnormale, auf die auch bei der genauen Eichung von Hochfrequenzwiderständen zurückgegriffen werden muß, dienen die sog. Widerstandsbüchsen, deren Modelle von der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt entwickelt worden sind³⁾.

b) Besondere Wechselstromwiderstände.

Bei hohen Frequenzen genügen die Widerstandskästen nicht den Anforderungen, die in bezug auf Induktivität und Kapazität zu stellen sind. In solchen Fällen müssen besondere Konstruktionen gewählt werden, und zwar geht man dabei meist so vor, daß man einfache Leitergebilde herstellt, deren Induktivität und Kapazität sich genau berechnen läßt, so daß ihr Einfluß rechnungsmäßig berücksichtigt werden kann. Besonders geeignet sind in dieser Hinsicht Widerstandsdrähte, die in geringer Entfernung voneinander als Doppelleitung ausgespannt sind, sie besitzen einen kleinen Phasenwinkel, der leicht aus den Leitungsgleichungen (S. 131, 132) zu berechnen ist. Auch ein in Zickzacklinie aufgespannter Draht oder auf Glimmerscheibchen aufgewickeltes Band ist in solchen Fällen brauchbar, da dabei sowohl Selbstinduktion wie Kapazität sehr klein gemacht werden können⁴⁾. Derartige Widerstände müssen häufiger durch Gleichstrommessungen mit Normalbüchsen verglichen werden.

c) Vorschalt- und Ballastwiderstände.

Als Vorschalt- und Ballastwiderstände kommen sehr verschiedene Konstruktionen zur Verwendung. Wenn es auf leichte, möglichst stetige Regulierbarkeit ankommt, sind **Schiebewiderstände** am geeignetsten; der nur durch Oxydation isolierte Widerstandsdraht (meist Konstantan) ist dabei auf ein Schieferstück oder ein Metallrohr aufgewickelt, und eine verschiebbare Feder stellt den Kontakt her. Für Wechselstrom sind derartige einfache Ausführungen nicht anwendbar, da sie eine hohe Selbstinduktion besitzen und, wenn sie auf Metallrohre gewickelt sind, infolge

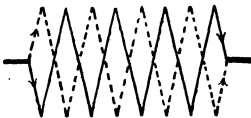


Abb. 333. Kreuzwicklung.

der Wirbelströme sehr schnell heiß werden würden. Für solche Zwecke wird entweder der Widerstandsdraht oder auch Band zickzackförmig aufgespannt und an die Wendepunkte Kontaktstücke angeschlossen, auf denen die Feder entlang gleitet, oder es wird die Kreuzwicklung (nach Ruhstrat) benutzt, bei der zwei gleiche an beiden Enden miteinander verbundene, also parallelgeschaltete Drähte in entgegengesetzter Richtung auf den Spulenträger gewickelt werden, so daß sie sich bei jeder Windung kreuzen und ihre magnetischen Felder sich aufheben (Abb. 333).

Wenn hohe Widerstandswerte verlangt werden, so kommen **Flüssigkeitswiderstände** oder **Silitstäbe** in Betracht; beide haben bei stabförmiger Ausführung geringe Selbstinduktion. Für die ersteren können die verschiedensten Flüssigkeiten gewählt werden, besonders geeignet ist eine Borsäure-Mannitlösung wegen ihres kleinen Temperaturkoeffizienten⁵⁾. *Silit* wird aus Siliziumkarbid und

¹⁾ Chaperon: Compt. rend. 108, S. 799. 1889.

²⁾ Wagner, K. W. u. A. Wertheimer: ETZ 34, S. 613, 649. 1913.

³⁾ Vgl. Jäger, W.: Elektrische Meßtechnik, S. 272. Leipzig 1922.

⁴⁾ S. z. B. Grüneisen, E. u. E. Giebe: Ann. d. Phys. 63, S. 179. 1920.

⁵⁾ Schering, H., u. R. Schmidt: Arch. f. Elektrotechn. I, S. 423. 1913.

freiem Silizium in einer Stickstoffatmosphäre zusammengeschmolzen. Es wird in verschiedenen Formen in den Handel gebracht, für Widerstände kommen vor allen Dingen Stäbe in Betracht, deren Durchmesser zwischen 0,5 und 5 cm liegt. Den Stromzuführungen muß eine gewisse Sorgfalt gewidmet werden, um gute Kontaktbildung zu sichern; am besten ist es, die Kontaktflächen zu versilbern und die Zuleitungsdrähte anzulöten. Zum Schutz gegen Feuchtigkeitsaufnahme und dadurch bewirkte Widerstandsänderungen werden die Oberflächen im allgemeinen mit Paraffin oder Wachs imprägniert. Der Widerstand des Silits fällt mit steigender Spannung ziemlich stark ab; die von den Lieferfirmen angegebenen Sollwerte gelten meist für eine Spannung von 120 V. Die Leitfähigkeit und ihre Spannungsabhängigkeit schwanken bei verschiedenen Stäben in ziemlich weiten Grenzen, so daß sich allgemeingültige Zahlenangaben dafür nicht machen lassen¹⁾. Ein Nachteil der Silittwiderstände ist ihr stark negativer Temperaturkoeffizient, der um so größer ist, je kleiner die Leitfähigkeit ist; infolgedessen sinkt bei stärkerer Belastung der Widerstand in der ersten Zeit nach Stromdurchgang wegen der durch den Strom entwickelten Jouleschen Wärme. Bei schwachen Strömen können auch **Glimmlampen** als hohe Widerstände in Betracht kommen, sie sind mit Neogas gefüllt, ihr Widerstand nimmt mit wachsender Stromstärke ab.

Um Spannungsschwankungen auszugleichen, werden vielfach **Eisenwiderstände** vorgeschaltet, die in evakuierte Glasgefäße eingeschmolzen und hoch (fast bis zum Glühen) belastet sind. Das Eisen besitzt bei höheren Temperaturen einen großen Temperaturkoeffizienten; bei einer kleinen Spannungssteigerung verursacht der stärkere Strom infolge der höheren Erwärmung eine Widerstandserhöhung, durch die der Strom wieder auf nahezu den alten Wert herabgedrückt wird; auf diese Weise wird der Verbrauchsapparat in weitgehendem Maße vor den Spannungsschwankungen geschützt. Schnelle Änderungen der Spannung vermag jedoch der Eisenwiderstand wegen seiner Trägheit nicht abzdrosseln. Abb. 334 gibt die Stromspannungscharakteristik eines Eisenwiderstandes für 1,1 A wieder.

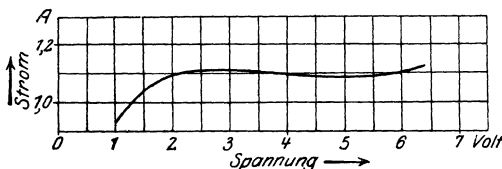


Abb. 334. Stromspannungscharakteristik eines Eisenwiderstandes.

Abb. 334 gibt die Stromspannungscharakteristik eines Eisenwiderstandes für 1,1 A wieder.

2. Isolatoren.

A. Isolations- und Oberflächenwiderstand bei Gleichstrom.

a) Wirkung äußerer Einflüsse.

Es ist seit langem bekannt, daß die meisten Isolierstoffe an ihrer Oberfläche eine größere Leitfähigkeit besitzen als in ihrem Innern; man unterscheidet daher zwischen dem Oberflächenwiderstand und dem eigentlichen Isolationswiderstand (abgekürzt: I.-W.), der sich nur auf den wirklich durch den Stoff hindurchgehenden Strom bezieht. Die Erklärung für die größere Oberflächenleitfähigkeit liegt darin, daß die Oberfläche viel stärker den Einflüssen der Umgebung (Staub und Feuchtigkeit) ausgesetzt ist; vor allen Dingen sind auf sehr vielen Stoffen stets dünne Wasserhäutchen vorhanden. Schon aus dieser Erklärung läßt sich schließen, daß der Oberflächenwiderstand stark von der Luftfeuchtigkeit abhängen wird; das gleiche, wenn auch nicht in demselben Maße, gilt aber auch für den I.-W., denn fast alle Isolierstoffe sind mehr oder weniger hygroskopisch.

¹⁾ Alberti, E., und A. Günther-Schulze: Untersuchungen an Silittwiderständen bei Hochfrequenz. Zeitschr. f. techn. Phys. 6, S. 11. 1925.

Die in dem Körper enthaltene Feuchtigkeit kann dabei, wie Evershed¹⁾ gezeigt hat, auch eine Abhängigkeit des I.-W. von der Spannung und andere sekundäre Erscheinungen hervorrufen. In Stoffen, in denen die kleinen Poren röhrenförmig ausgebildet sind, wird das Wasser infolge seiner Oberflächenspannung in kleinen Tropfen verteilt sein; unter dem Einfluß einer außen angelegten elektrischen Spannung werden sich diese Tropfen in die Länge ziehen und ineinander fließen, und zwar um so mehr, je höher die Spannung ist, dadurch werden besser leitende Stromwege geschaffen, und der I.-W. des ganzen Körpers wird daher mit wachsender Spannung abnehmen. Eine derartige Abhängigkeit ist z. B. bei Papier vorhanden.

Auch die Temperatur ist auf den I.-W. von großem Einfluß, da alle Isolierstoffe einen stark negativen Temperaturkoeffizienten haben; der I.-W. nimmt also mit steigender Temperatur ab. Bei dem Oberflächenwiderstand kann man manchmal die umgekehrte Erscheinung beobachten, weil die Wasserhaut bei höheren Temperaturen geringer ist. Schließlich ist auch die Zeit des Anliegens der Spannung von Einfluß auf den I.-W., die Ursache dafür liegt neben Auftreten von Polarisation und Änderung der Wasserverteilung (s. oben) vor allen Dingen in der dielektrischen Nachwirkung.

b) Messung.

Da bei der praktischen Verwendung Isolations- und Oberflächenwiderstand meist gemeinschaftlich auftreten, wird neuerdings in der Schwachstromtechnik häufig eine Methode benutzt, die beide auch gemeinschaftlich zu messen gestattet und die den praktischen Anforderungen bei der Verwendung der Stoffe durch ihre Anordnung Rechnung trägt. Es werden dazu in das plattenförmige Material zwei Löcher von 5 mm Durchmesser und 15 mm Mittelpunktsabstand gebohrt und in diese zwei konische Metallstöpsel als Elektroden eingeschoben.

Die Formel für den Widerstand dieser Anordnung entspricht der für die Kapazität einer Doppelleitung; es ist also $R = \frac{1}{\pi(\sigma_i d + 2\sigma_o)} \ln \frac{A + \sqrt{A^2 - a^2}}{a}$, wobei σ_i die innere, σ_o die Oberflächeneleitfähigkeit, d die Plattendicke, a der Lochdurchmesser und A der Lochabstand ist. Da A und a nur unter dem Logarithmus vorkommen, hängt der Widerstand nur sehr wenig von den Lochabmessungen ab.

B. Dielektrische Nachwirkung.

Bei fast allen festen Isolierstoffen beobachtet man, daß der Isolationsstrom nach dem Anlegen einer Spannung zunächst verhältnismäßig stark ist und dann abnimmt, es dauert häufig sehr lange, bis er einen konstanten Wert erreicht. Außerdem findet man bei Wechselstrom sehr viel höhere Verluste als bei Gleichstrom. Beide Erscheinungen hängen eng miteinander zusammen, man bezeichnet sie als dielektrische Nachwirkung (manchmal findet man auch die nicht sehr geeignete Bezeichnung „dielektrische Hysterese“). Wenn auch das Wesen dieser Erscheinungen noch nicht restlos geklärt ist, so ist doch nachgewiesen worden, daß Inhomogenitäten in einem Isolierstoff solche dielektrische Nachwirkung verursachen müssen, und es ist sehr wahrscheinlich, daß der Grund dafür stets in Inhomogenitäten liegt; bei ganz einheitlichen unhygroskopischen Stoffen, wie Quarz, Paraffin, sind die Nachwirkungserscheinungen unmeßbar klein. Die Hygroskopie spielt dabei eine sehr wichtige Rolle, denn das in einem Stoff enthaltene Wasser wirkt als Inhomogenität, und zwar in der hier betrachteten Hinsicht besonders stark, weil seine verhältnismäßig große Leitfähigkeit sehr erheblich von der des umgebenden Materials abweicht.

Es sollen hier nur die beobachteten Tatsachen kurz zusammengefaßt werden, ihre theoretische Zusammenfassung²⁾ ist nur in groben Zügen möglich, da die Verteilung der verschiedenen Bestandteile eines Isolierstoffes dem Zufall unterworfen ist und sich daher nicht scharf erfassen läßt.

¹⁾ Evershed, H.: Journ. of the Inst. of El. Eng. 52, S. 51. 1913.

²⁾ Vgl. Schering, H.: Die Isolierstoffe. Berlin: Julius Springer 1924.

Der **Nachwirkungsstrom**, der nach Anlegen einer Gleichspannung auftritt, ist bei vielen Stoffen noch nach Stunden merklich (es sind also große Zeitkonstanten wirksam); eine Minute nach Anlegen der Spannung ist er meist bedeutend (um ein Vielfaches) stärker als der dauernd bestehen bleibende Isolationsstrom.

Die **Wechselstromkapazität** nimmt mit steigender Frequenz stets ab, sie ist also auch immer kleiner als die Gleichstromkapazität. Bei hohen Frequenzen ist ihre Änderung jedoch nur noch gering; bei niedrigen Frequenzen ($f < 500$) können besonders bei feuchten Stoffen sehr starke Unterschiede auftreten.

Am wichtigsten für die Hochfrequenztechnik ist die **Wechselstromableitung**. Sie ist infolge der Nachwirkungserscheinungen ein Vielfaches der Gleichstromableitung; bei Berechnung der Verluste aus dem Isolationswiderstand erhält man Werte, die nur ein ganz geringer Bruchteil ($< 10/100$) der tatsächlich bei Wechselstrom höherer Frequenz auftretenden Verluste sind. Es empfiehlt sich, bei Wechselstrom statt der Ableitung G den **Verlustwinkel δ** zu benutzen, wobei $\operatorname{tg} \delta = G/\omega C$ ist, weil erstens δ eine Materialkonstante ist und zweitens weniger von der Frequenz abhängt als G ¹⁾. Nach den oben erwähnten Theorien sollte δ mit steigender Frequenz zunächst zunehmen, bei einer gewissen Frequenz ein Maximum erreichen, um dann wieder abzunehmen. Es können auch mehrere solche Maxima bei verschiedenen Frequenzen auftreten. Mit diesen Folgerungen der Theorie stehen die Beobachtungen im großen und ganzen in Übereinstimmung. Allerdings scheint bei vielen Stoffen der Verlustwinkel gerade bei hohen Frequenzen nahezu konstant zu bleiben (was durch das Vorhandensein einer Reihe von Maxima in lockerer Verteilung zu deuten wäre). Jedenfalls sind die Änderungen des Verlustwinkels stets ziemlich gering, so daß er in erster Annäherung über einen beschränkten Frequenzbereich als konstant angesehen werden darf.

Die Nachwirkungserscheinungen hängen in hohem Maße von der Temperatur ab. Der Nachwirkungsstrom wächst mit steigender Temperatur, aber die Zeitkonstante wird dabei meist erheblich kleiner, d. h. der Strom klingt schneller ab. Die Abhängigkeit des Verlustwinkels von der Temperatur ist ziemlich kompliziert; im allgemeinen läßt sich folgendes sagen: In den Frequenzbereichen, in denen der Verlustwinkel mit steigender Frequenz zunimmt, nimmt er mit steigender Temperatur ab, während umgekehrt der Temperaturkoeffizient positiv ist, wenn der Verlustwinkel mit wachsender Frequenz abnimmt. Oder, in anderen Worten, die Kurve, die die Abhängigkeit des Verlustwinkels von der Frequenz darstellt, erfährt bei steigender Temperatur eine Verschiebung nach größeren Frequenzen hin; dabei bleibt häufig die Form der Kurve sehr gut erhalten.

Die hier betrachteten Erscheinungen sind für die Verwendung der Isolierstoffe bei Wechselstrom von sehr großer Bedeutung. Während man bei Gleichspannung eine gute Isolation zweier Metallkörper voneinander erhält, wenn irgendwo zwischen ihnen eine Schicht mit sehr geringer Leitfähigkeit angebracht wird, verursacht bei Wechselstrom jeder schlechte Isolierstoff, der sich im elektrischen Felde befindet, Verluste, auch wenn er ringsum von bestem Isoliermaterial umgeben ist, weil die in ihm verlaufenden Stromlinien in dielektrischen Verschiebungslinien ihre Fortsetzung finden. Wenn es also bei einer Anordnung auf sehr geringe Verluste ankommt, müssen alle schlechteren Isolierstoffe unbedingt vermieden werden, und das elektrische Feld muß durch Metallhüllen so festgelegt werden, daß keine herumirrenden Kraftlinien auftreten können.

C. Durchschlagsfestigkeit²⁾.

a) Einfluß des Materials.

Bei hohen Spannungen treten an allen Stoffen Wirkungen auf, die schließlich ein vollständiges Versagen der Isolation, einen elektrischen Durchschlag verursachen.

¹⁾ Es sei besonders darauf hingewiesen, daß, wenn der Verlustwinkel von der Frequenz unabhängig ist, die Verluste proportional zur Frequenz ansteigen.

²⁾ Petersen, W.: Hochspannungstechnik. Stuttgart 1911. — Schwaiger, A.: Lehrbuch der elektrischen Festigkeit der Isoliermaterialien. Berlin 1919.

Während diese Erscheinungen bei Gasen auf der Ionisation beruhen, kommt bei festen Körpern noch eine andere wichtige Ursache hinzu, die mit dem negativen Temperaturkoeffizienten des Isolationswiderstandes zusammenhängt. Infolge des durch den Isolierstoff fließenden Stromes tritt eine Erwärmung auf, dadurch sinkt der Isolationswiderstand, der Strom und die Erwärmung nehmen also weiter zu; und bei genügend hoher Spannung geht diese gegenseitige Steigerung des Stromes und der Erwärmung immer weiter (der Zustand ist labil), bis eine Zersetzung des Materials und ein Durchschlag erfolgt. Dabei kommt bei Wechsellspannung natürlich der Verlustwiderstand in Betracht, der wegen der Nachwirkungserscheinungen

Tabelle 15.

Durchschlagsfestigkeiten.

Material	Durchschlagsfestigkeit
Luft (760 mm)	21 kV/cm
Luft bei 10 atm	210
Stickstoff (760 mm) . .	24
Kohlensäure (760 mm) .	25
Transformatoröle . . .	60 bis 100
Hartpapiere	100 „ 200
Pertinax	150
Paraffin	200
Hartgummi	1000
Hartporzellan	100
Glimmer	600
Petroleum	95

bedeutend höher ist als der Gleichstromwiderstand. Die Höhe der Durchschlagsfestigkeit eines Stoffes hängt also von dem Verlustwinkel und seiner Steigerung bei höheren Temperaturen ab, aber daneben sind auch andere Umstände, Wärmebeständigkeit u. a., von Einfluß. So erleiden die meisten festen Stoffe durch die unterhalb der Durchschlagsspannung verursachte Erwärmung bereits eine Schädigung, die nach längerer oder kürzerer Zeit auch ohne weitere Spannungssteigerung zum Durchbruch führen kann, d. h. die Durchschlagsfestigkeit ist von der Zeit des Anliegens der Spannung abhängig. Die in nebenstehender Tabelle angegebenen Zahlen für die Durchschlagsfestigkeit verschiede-

ner Stoffe haben nur angenäherte Gültigkeit. Die festen Stoffe haben nicht stets die gleiche Zusammensetzung und daher auch verschiedene Durchschlagsfestigkeiten, außerdem hängen diese auch von der Schichtdicke ab. Die Zahlen für Gase gelten für ebene Felder; an Zylinder- und Kugelelektroden geringen Durchmessers erhält man beträchtlich höhere Werte.

Infolge der geschilderten Verhältnisse bietet die genaue Bestimmung von Durchschlagsfestigkeiten sehr erhebliche Schwierigkeiten. Schwaiger¹⁾ verwendet bei festen Isolierstoffen Plattenelektroden und führt die Prüfung unter Öl aus, das dieselbe Dielektrizitätskonstante wie die Probe besitzt; er hat damit sehr gute Ergebnisse erhalten. Im allgemeinen wird man sich mit einfacheren Methoden, Plattenelektroden in Luft, begnügen. Um vergleichbare Resultate zu erhalten, ist es jedoch notwendig, die Spannungssteigerung stets im gleichen Zeitmaß auszuführen; außerdem muß die Probendicke mitangegeben werden, da bei Prüfung in Luft infolge der Glimmerscheinungen die Durchschlagsfestigkeit mit wachsender Schichtdicke abnimmt.

Die Durchschlagsfestigkeit ist bei Hochfrequenz im allgemeinen geringer als bei gewöhnlichen Wechsellspannungen, da die schnellen Schwingungen eine stärkere Erwärmung verursachen.

b) Einfluß der Feldform.

Neben der Durchschlagsfestigkeit, die eine Materialeigenschaft ist, kommt für den Durchbruch auch die Form des elektrischen Feldes in Betracht. Im allgemeinen hat man es ja nicht mit gleichförmigen Feldern zu tun, solche sind nur zwischen parallelen ebenen Elektroden vorhanden, sondern die Feldstärke wechselt von Ort zu Ort. Als Beispiel sei der Fall zweier konzentrischer Zylinder angeführt, für den sich die Feldverteilung leicht berechnen läßt und der auch praktisch als Durchführung und als Kabel große Bedeutung besitzt. Wenn an den Zylindern

¹⁾ Wegen der Einzelheiten muß auf das angegebene Buch verwiesen werden (s. Fußnote S. 321).

mit den Radien r_1 und r_2 die Spannung V liegt, so berechnet sich die Feldstärke für einen Punkt im Abstand r von der Achse zu

$$\frac{dV}{dr} = \frac{V}{r \ln(r_2/r_1)} ;$$

die Feldstärke und damit die Beanspruchung ist also an der Oberfläche des inneren Leiters am größten und nimmt nach außen ab. Es ist daher sehr leicht möglich, daß die Beanspruchung innen größer, außen aber kleiner als die Durchschlagsfestigkeit des Dielektrikums ist, in diesem Fall tritt ein unvollkommener Durchbruch auf. Am deutlichsten machen sich diese Vorgänge bei Gasen bemerkbar, denn der Durchschlag bei diesen beruht auf einer Ionisation der Moleküle, die mit Leuchterscheinungen verbunden ist, der innere Zylinder ist dann mit einer Glimmlichthülle, Korona, umgeben. Die ionisierte Gasschicht verhält sich dabei wie ein Leiter, der innere Zylinder erfährt also eine Querschnittsvergrößerung und damit ändert sich auch die Feldverteilung. Trotzdem dabei die Dicke der Isolierschicht verkleinert wird, kann, wie aus obiger Formel folgt, die Beanspruchung kleiner werden, wenn nämlich r_2/r_1 größer als e , die Basis der natürlichen Logarithmen ist, der Durchbruch bleibt dann unvollkommen. Die Bedingung $r_2/r_1 = e$ stellt daher den Fall der günstigsten Materialbeanspruchung dar, bei Einhaltung dieser Bedingung muß, wenn das Material die Durchschlagsfestigkeit V_0 hat, nach obiger Formel $V < V_0 r_2/e$ bleiben, um einen Durchschlag zu vermeiden. Die durch das Glimmen hervorgerufenen Verluste sind zwar bei technischen Wechselströmen gering, bei Hochfrequenz werden sie aber sehr erheblich, *in der Radiotechnik müssen alle Ursachen, die Glimmerscheinungen hervorrufen können, sorgfältig vermieden werden.* Solche Ursachen können alle Kanten und kleinen Erhebungen der Leiter sein, da sich an ihnen die Äquipotentialflächen des elektrischen Feldes zusammendrängen, und also dort die Beanspruchung des Isoliermaterials besonders hohe Werte annehmen kann. Das Auftreten von Glimmentladungen an Rändern und Grenzflächen ist auch deswegen von hoher Bedeutung, weil einerseits durch die damit verbundene Erwärmung das Isoliermaterial geschädigt werden kann und andererseits durch die geänderte Feldverteilung die Beanspruchung des Materials vergrößert werden kann. Schließlich haben die ionisierten Gasmassen unter geeigneten Umständen das Bestreben, sich längs der Oberfläche fester Isolierstoffe auszubreiten und so die sehr störenden Gleitfunken hervorzurufen.

Wenn mehrere Schichten verschiedenen Isoliermaterials vorhanden sind, so werden die Äquipotentialflächen in das Medium mit kleinerer Dielektrizitätskonstante abgedrängt, das dadurch eine höhere Beanspruchung erfährt. Es kann daher die Sicherheit einer Anordnung durch Einführung einer Isolierplatte von hoher Durchschlagsfestigkeit, aber auch großer Dielektrizitätskonstante herabgesetzt werden. *Für alle Stoffe, die für Isolatoren Verwendung finden, ist eine kleine Dielektrizitätskonstante wünschenswert,* damit die fast stets im Felde vorhandenen Lufträume keine zu hohe Beanspruchung erfahren.

D. Isolierstoffe.

a) Eigenschaften.

Neben den bereits oben besprochenen elektrischen Eigenschaften der Isolierstoffe sind auch noch andere, vor allen Dingen mechanische, von Wichtigkeit, denn die Isolierstoffe bilden häufig wichtige Konstruktionsglieder der Apparate. Um einen Stoff begutachten zu können, müssen daher auch mechanische Prüfungen daran vorgenommen werden; es kommt besonders die Bestimmung der Zugfestigkeit, der Schlagbiegefestigkeit und Druckfestigkeit in Betracht. Auch die Wärmebeständigkeit und Brennbarkeit muß untersucht werden, da sie bei gewissen Verwendungszwecken von ausschlaggebender Bedeutung sind. Die Beständigkeit

gegenüber Säuren, Alkalien und Ölen wird am besten in Verbindung mit dem Oberflächenwiderstand geprüft. Der hohe Einfluß der Feuchtigkeit auf die elektrischen Eigenschaften ist bereits oben betont worden, auf ihn muß bei der Prüfung unbedingt Rücksicht genommen werden. Um bestimmte Feuchtigkeitsverhältnisse herzustellen, werden die Proben längere Zeit in einem abgeschlossenen Kasten gelagert, in dem ein Gefäß mit Schwefelsäure-Wassergemisch aufgestellt ist (Hygrostaten), jedem Mischungsverhältnis entspricht eine bestimmte Luftfeuchtigkeit¹⁾. Schließlich ist noch die Bearbeitbarkeit der Isolierstoffe für ihre Verwendung zu berücksichtigen. Vom Verband Deutscher Elektrotechniker sind Prüfvorschriften für Isolierstoffe aufgestellt worden, die allerdings in erster Linie den Bedürfnissen der Starkstromtechnik angepaßt sind; in der Hochfrequenztechnik muß man, den abweichenden Anforderungen entsprechend, zum Teil andere Prüfmethode benutzen.

b) Arten der Isolierstoffe.

Es ist hier nicht möglich, eine Übersicht über alle Isolierstoffe zu geben, da ihre Zahl viel zu groß ist; wir wollen nur den Versuch machen, durch Zusammenfassung in Gruppen den Überblick etwas zu erleichtern. Bezüglich der Eigenschaften der einzelnen Isolierstoffe s. Anhang.

Unter den **natürlichen Isolierstoffen** finden wir einige wie Quarz, Paraffin, auch Bernstein mit sehr geringen Isolationsverlusten (wirklich verlustfrei ist wohl nur Luft). Eine hervorragende Rolle spielt Glimmer, da er mit kleinem Verlustwinkel und hoher Durchschlagsfestigkeit wertvolle mechanische Eigenschaften (Spaltbarkeit zu dünnen Platten, Biegsamkeit) und große Wärmebeständigkeit vereinigt; für elektrotechnische Zwecke muß er frei von metallischen Einschlüssen sein. Auch Marmor findet wegen seiner geringen Leitfähigkeit und leichten Bearbeitbarkeit ausgedehnte Verwendung, im Vakuum paraffiniert und so unhygroskopisch gemacht, hat er sehr geringe Verluste; gewisse deutsche Sorten sind den ausländischen gleichwertig. Schiefer wird häufig überschätzt, er hat meist eine ziemlich große Leitfähigkeit.

Die guten Eigenschaften des **Porzellans** sind bekannt; Bedingung dafür ist, daß es gut ausgebrannt ist, das beste und einfachste Prüfmittel dafür ist, einen Tintenklecks auf den Scherben zu bringen; bei schlecht gebranntem Porzellan wird er löschpapierartig aufgesaugt, während er sich bei gutem fast ohne zurückbleibenden Fleck abwischen läßt.

Hartgummi ist durch hohe Festigkeit, leichte Bearbeitbarkeit und kleine Leitfähigkeit ausgezeichnet, bei Wechselstrom hat er etwas höhere Verluste; ein Nachteil ist, daß er unter dem Einfluß des Lichtes sich oberflächlich zersetzt und sich mit einer Wasserhaut bedeckt, was den Oberflächenwiderstand sehr herabsetzt.

In neuerer Zeit wird in immer ausgedehnterem Maße **Papier** zur Isolierung verwendet, in trockenem Zustand hat es sehr geringe Verluste.

Künstliche Isolierstoffe werden aus den verschiedensten Stoffen (Kasein, Pech, Asbest, Glimmerabfällen, Faserstoffen, Harzen usw.) hergestellt. Besonders wertvoll hat sich dabei ein Kunstharz **Bakelit** erwiesen. Läßt man Phenole und Aldehyde in Gegenwart eines alkalischen Mittels aufeinander einwirken, so bildet sich als Kondensationsprodukt das meist flüssige Bakelit A, dieses geht durch Erwärmung unter gleichzeitiger Einwirkung von Druck in Bakelit B und C über. Letzteres ist ein sehr harter Körper mit vorzüglichen elektrischen Eigenschaften. Für die Isoliermittelindustrie wird Bakelit meist als Bindemittel benutzt, indem es im Zustand A oder B mit Zellulose, Asbest, Papier u. a. zusammengebracht wird (Pertinax, Faturan und viele andere Stoffe).

Ein anderes chemisches Erzeugnis, das **Cellon**, das aus Azetylzellulose gewonnen wird, ist dadurch bemerkenswert, daß es sich in einem Spritzverfahren verarbeiten

¹⁾ Kempf, R.: Der Hygrostat und seine sachgemäße Handhabung. Zeitschr. f. Instrumentenkunde 37, S. 193, 1917.

läßt; es können so fertige Apparateile mit eingeformten Metallteilen hergestellt werden, die gute Isolationseigenschaften haben (Lonarit, Legrit u. a.).

Als flüssige Isoliermaterialien kommen vor allen Dingen die *Mineralöle* in Betracht, die sorgfältig von Feuchtigkeit befreit sein müssen, da selbst geringe Mengen davon die isolierenden Eigenschaften und die Durchschlagsfestigkeit stark herabsetzen. Von der Vereinigung der Elektrizitätswerke sind Bedingungen für Transformatoren- und Schalteröle aufgestellt worden¹⁾.

c) Formgebung der Isolatoren.

Sowohl bei Hoch- wie bei Niederspannung gibt man den Isolierkörpern eine möglichst große Oberfläche zwischen den Elektroden, um den Oberflächenwiderstand möglichst groß zu machen, indem man die Oberfläche mit Erhöhungen und Vertiefungen versieht, s. z. B. den Rillenisolator Abb. 335. Besonders ist dies bei solchen Isolatoren, die den Witterungseinflüssen ausgesetzt sind, notwendig; hier werden die Erhebungen häufig bis zu Mänteln zum Schutz gegen Regen ausgedehnt (Doppelglocke der Reichspost, Delta-Isolator der Porzellanfabrik Hermsdorf). Eine andere allgemeine Regel: die gegenseitige Kapazität der Leiter möglichst klein zu machen. läßt sich nicht immer durchführen, da die Rücksicht auf die mechanische Festigkeit und auf gleichmäßige Feldverteilung häufig das Gegenteil verlangt. Am wichtigsten ist die Formgebung für Hochspannungsisolatoren, bei denen je nach dem Verwendungszweck drei Arten zu unterscheiden sind: Durchführungen, Stützen und Abspannisolatoren.



Abb. 335. Rillenisolator.

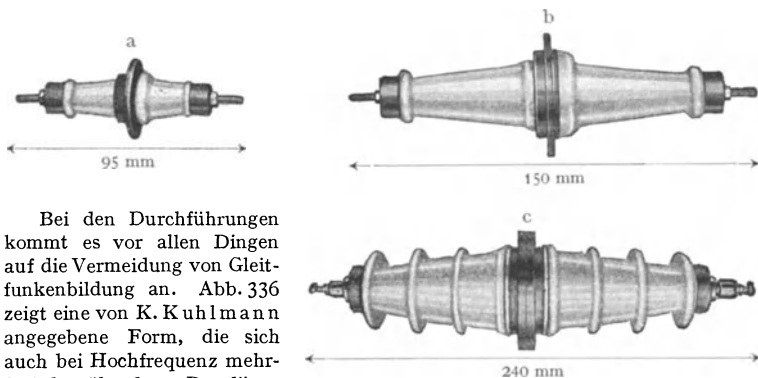


Abb. 336. Durchführungsisolatoren.

Bei den Durchführungen kommt es vor allen Dingen auf die Vermeidung von Gleitfunkenbildung an. Abb. 336 zeigt eine von K. Kuhlmann angegebene Form, die sich auch bei Hochfrequenz mehrfach bewährt hat. Der dünnwandige Porzellankörper ist mit Luft, Öl oder Kompoundmasse gefüllt.

Daneben sind in der Hochfrequenztechnik noch sehr verschiedenartige Durchführungen in Gebrauch, so werden z. B. Glasscheiben, die durch Heizkörper trocken gehalten werden, verwendet.

Als Stützisolator kommen die bereits oben erwähnten Rillenisolatoren und Delta-Isolatoren zur Anwendung, wobei es sich empfiehlt, statt des obersten Porzellanmantels ein Metalldach anzubringen (Metalldachisolatoren Hermsdorf), da dadurch eine gleichmäßigere Feldverteilung erzielt und die Gefahr des Auf-

¹⁾ S. z. B. A. Schwaiger: Lehrbuch der elektrischen Festigkeit von Isoliermaterialien, S. 103. Berlin 1919.

treten von Glimmerscheinungen herabgesetzt wird. Häufig werden zu letzterem Zweck auch besondere, wulstig geformte Metallteile benutzt; das ist besonders bei Antennenabspannisolatoren sehr gebräuchlich.

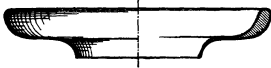


Abb. 337. Sprühschutz.

Abb. 337 zeigt eine derartige Sprühschutz-einrichtung für Antennenisolatoren. Als Abspannisolatoren, die großen mechanischen Beanspruchungen ausgesetzt sind, kommen die bekannten Eier-, Nuß- oder Sattelisolatoren in Betracht, bei denen das Porzellan nur auf Druck beansprucht wird, weil seine Festigkeit am größten gegen Druck ist (ungefähr 4500 kg/cm²). Derartige Isolatoren werden zu Ketten vereinigt, um auch höhere Spannungen aufzunehmen. Alle Isolatoren werden so bemessen, daß noch vor Erreichung der Durchschlagsspannung ein Überschlag außenherum entsteht, damit beim Auftreten von Überspannungen keine dauernde Schädigung der Anlage verursacht wird.

Näheres über Antennenisolatoren s. S. 384 und 413.

II. Kondensatoren¹⁾.

Bearbeitet von G. Zickner.

I. Allgemeines.

Wird ein isolierter Leiter durch die Elektrizitätsmenge Q auf die Spannung E geladen, so ist $Q/E = C$ die **Kapazität** des Leiters, wenn andere Leiter in der Nähe nicht vorhanden oder geerdet sind²⁾. Die praktische Einheit der Kapazität ist daher $\frac{\text{Coulomb}}{\text{Volt}} = \text{Farad} = \begin{cases} 10^{-9} \text{ elektromagnetische Einheiten,} \\ 9 \cdot 10^{11} \text{ elektrostatische Einheiten.} \end{cases}$

Im elektrostatischen System hat die Kapazität die Dimension einer Länge; ihre Einheit wird daher auch als **cm** bezeichnet. Der in Deutschland vielfach übliche Gebrauch des cm hat den Vorteil der Anschaulichkeit, aber den Nachteil, daß die Berechnung wichtiger Größen, z. B. des Scheinwiderstandes und der Stromstärke, umständlich wird. Für Gebrauchszwecke ist die Einheit 1 Farad (Zeichen **F**) zu groß. Man benutzt 1 **Mikrofarad** (Zeichen μF) = 10^{-6} F und 1 **Mikromikrofarad** (Zeichen $\mu\mu\text{F}$) = 10^{-12} F. Zur Umrechnung der Maßsysteme untereinander dient die nachstehende Tabelle.

Tabelle 16 zur Umrechnung der Kapazitätsmaße.

1 el.-magn. Einheit =	1 F =	1 μF =	1 $\mu\mu\text{F}$ =	1 cm =	
1	10^{-9}	10^{-15}	10^{-21}	$1,11 \cdot 10^{-21}$	el.-magn. Einheiten
10^9	1	10^{-6}	10^{-12}	$1,11 \cdot 10^{-12}$	F
10^{15}	10^6	1	10^{-6}	$1,11 \cdot 10^{-6}$	μF
10^{21}	10^{12}	10^6	1	1,11	$\mu\mu\text{F}$
$0,9 \cdot 10^{21}$	$0,9 \cdot 10^{12}$	$0,9 \cdot 10^6$	0,9	1	cm

¹⁾ Literatur: Orlich, E.: Kapazität und Induktivität. Vieweg 1909. — Martens, F. F.: Physikalische Grundlagen der Elektrotechnik. Vieweg 1915. — Zenneck, J.: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. Enke 1916. — Rein-Wirtz: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. Berlin: Julius Springer 1917. — Nesper, E.: Handbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. Berlin: Julius Springer 1921. — Bureau of Standards: Radio Instruments and Measurements. Circular No. 74. Washington 1924.

²⁾ Näheres über die Definition der Kapazität vgl. S. 67. Vgl. auch H. Diesselhorst u. F. Emde: ETZ 30, S. 1155, 1909.

Die Kapazität C eines Leiters hängt von seinen Dimensionen und seiner Lage zur Umgebung sowie von der Dielektrizitätskonstante ϵ des Stoffes ab, in dem er sich befindet. Die folgenden Formeln gelten für Luft als Dielektrikum ($\epsilon = 1$, vgl. S. 331). Sie beziehen sich auf das elektrostatische System, geben also die Kapazität in cm; die Umrechnung in $\mu\mu\text{F}$ erfolgt durch Multiplikation mit 1,11.

2. Kapazität spezieller Leiterformen.

A. Kapazität eines einzelnen Leiters.

a) Kapazität eines Leiters im leeren Raume.

Relativ einfach berechenbar ist die Kapazität eines Rotationsellipsoides. Von praktischer Bedeutung sind 3 Spezialfälle¹⁾:

α) Ausdehnung allseitig gleich: Kugel.

β) Radiale Ausdehnung \ll axiale Ausdehnung: gestrecktes Ellipsoid, praktisch: gerader Draht.

γ) Radiale Ausdehnung \gg axiale Ausdehnung: abgeflachtes Ellipsoid, praktisch: Kreisplatte²⁾.

Kugel (Radius = r)

$$C = r \quad (1)$$

Gerader Draht (Radius = r , Länge = l) $r \ll l$

$$C = \frac{l}{2 \ln \frac{l}{r}}. \quad (2)$$

Kreisplatte (Radius = r , Dicke = d) $r \gg d$

$$C = \frac{2r}{\pi}. \quad (3)$$

Die Dicke der Platte verursacht eine Korrektur, bei deren Berücksichtigung die Formel übergeht in

$$C = \frac{2r}{\pi} \left(1 + \frac{d}{\pi r} \right). \quad (4)$$

Die Kapazität eines Leiters im leeren Raum (d. h. gegen eine unendlich ferne leitende Hülle) hat nur theoretische Bedeutung. Die Fälle lassen sich praktisch kaum angenähert verwirklichen, da der Kraftfluß nicht im Unendlichen, sondern auf den Leitern der Umgebung endigt. Hierdurch werden die Formeln beeinflusst.

b) Kapazität eines Leiters gegen eine unendliche leitende Ebene.

Der Kraftfluß endige auf einer unendlichen, aber in endlicher Entfernung befindlichen leitenden Ebene. Diese Fälle sind praktisch angenähert vorhanden, da die Erdoberfläche (Grundwasserspiegel) als eine derartige Ebene aufgefaßt werden kann.

Kugel (Radius = r , Mittelpunktsabstand von der Ebene = h) $r \ll h$

$$C = r \left(1 + \frac{r}{2h} \right). \quad (5)$$

Gerader Draht (Radius = r , Länge = l).

¹⁾ Die drei Fälle α , β , γ werden im folgenden bei verschiedenen Betriebsbedingungen stets gemeinsam behandelt.

²⁾ Alle Längen sind in cm einzusetzen.

Achse senkrecht zur Ebene (Linearantenne) $r \ll l^1$

$$C = \frac{l}{2 \ln \frac{2l}{r}} \quad (6)$$

Achse parallel zur Ebene (Einfachleitung)

(Achsenabstand von der Ebene = h) $r \ll h \ll l$

$$C = \frac{l}{2 \ln \frac{2h}{r}} \quad (7)$$

Kreisplatte. (Abstand von der Ebene groß gegen die Dimensionen der Platte.) In diesem Falle sind praktisch die Formeln (3) bzw. (4) zu verwenden.

B. Kapazität eines Zweileitersystems.

a) Zweileitersysteme ohne Schutzhülle.

Mit 3 Teilkapazitäten.

Ein System aus zwei gleichartigen Leitern 1 und 2, deren gegenseitiger Abstand a klein sei gegen ihren Abstand h von der leitenden Ebene 0 (Erdboden), ist im allgemeinen definiert durch drei Teilkapazitäten k_{12} , k_{10} und k_{20} ²⁾. Die Teilkapazität k_{12} beider Leiter gegeneinander wird auch „Influenzierungskoeffizient“ genannt; k_{10} und k_{20} heißen die „Erdkapazitäten“ der Leiter 1 bzw. 2. k_{10} und k_{20} , in geringerem Grade auch k_{12} , sind durch die Umgebung der Leiter beeinflusst, im Freien durch in der Nähe befindliche Häuser, Bäume usw., im Zimmer durch Fußboden, Wände, Tischplatte, sowie in der Nähe befindliche andere Leiter. k_{10} und k_{20} sind also nicht streng definiert, jedoch oft klein gegen k_{12} .

2 Kugeln (Kugelfunkenstrecke)³⁾

(Radius = $r_1 = r_2 = r$, Mittelpunktsabstand = a)

$$k_{12} = \frac{r}{2} \left(1 + \frac{r(a^2 - r^2)}{a(a^2 - ar - r^2)} \right) \quad (8)$$

2 parallele Drähte (Doppelleitung)

(Radius = $r_1 = r_2 = r$, Höhe = $h_1 = h_2 = h$, Länge = l , Achsenabstand = a)
 $r \ll a \ll h \ll l$

$$k_{12} = \frac{l}{4 \ln \frac{a}{r}}, \quad (9)$$

$$k_{10} = k_{20} = \frac{l}{2 \ln \frac{4h^2}{ar}} \quad (10)$$

Eine Vergleichung der Formeln (7) und (10) zeigt, daß die Kapazität zweier parallelgeschalteter Drähte gegen Erde kleiner ist als die Summe der Erdkapazitäten der einzelnen Drähte⁴⁾.

In Abb. 338 ist die Teilkapazität beider Drähte einer Doppelleitung von 1 m Länge gegeneinander ($C = k_{12}$) in Abhängigkeit von dem Verhältnis $\frac{a}{r}$ dargestellt. Maßeinheit für die Kapazität ist das $\mu\mu\text{F}$.

Ist die Doppelleitung am Ende kurzgeschlossen (Schleife), so sind für Niederfrequenz die aus Abb. 338 abgelesenen bzw. nach Gl. (9) erhaltenen Werte durch 3 zu dividieren.

¹⁾ Über die Kapazität anderer Antennenformen vgl. S. 392. Für die Praxis ist zu beachten, daß die Formeln für die verteilte Kapazität von Leitern nur für quasistationäre Verhältnisse gelten. Über die wirksame Kapazität von Antennen vgl. S. 642.

²⁾ Es ist stets $k_{12} = k_{21}$. — Näheres vgl. S. 68.

³⁾ Nach W. Estorff: ETZ 37, S. 60. 1916.

⁴⁾ Dies gilt, solange $a < 2h$. Für $a > 2h$ wird Gl. (10) unbrauchbar.

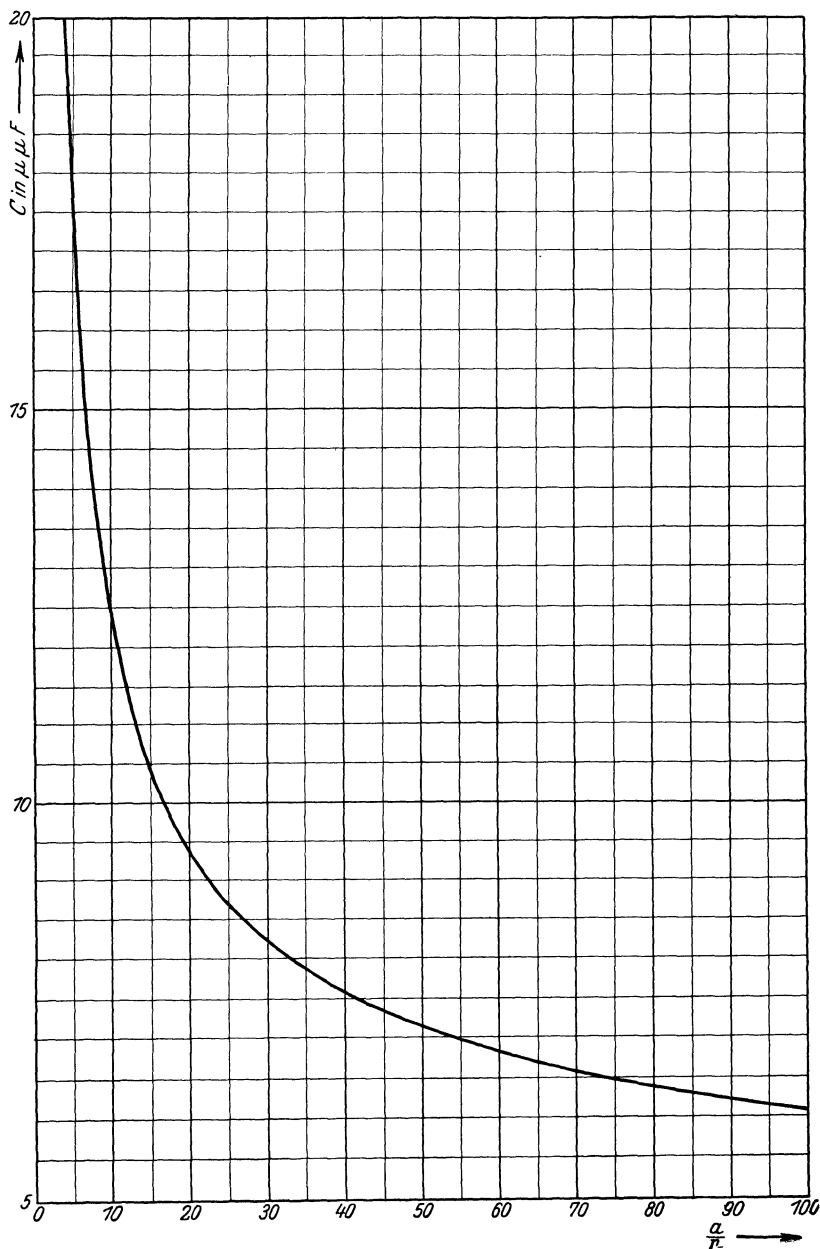


Abb. 338. Kapazität paralleler Drähte von 1 m Länge.

2 Kreisplatten (Zweiplattenkondensator)

(Radius = $r_1 = r_2 = r$, Dicke = d , Abstand der einander zugekehrten Flächen = a)
 $r \gg a \gg d$

$$k_{12} = \frac{r^2}{4a}, \quad (11)$$

$$k_{10} = k_{20} = \frac{r}{\pi}. \quad (12)$$

Für beliebige Plattenformen gilt Formel (38). Bei Berücksichtigung der Randstreuung tritt auf der rechten Seite von Gl. (11) das Korrektionsglied¹⁾

$$k_r = + \frac{r}{4\pi} \left(\ln \frac{16\pi r}{d} - 3 \right). \quad (13)$$

additiv hinzu. Die Berücksichtigung der Plattendicke erfordert eine weitere Korrektion²⁾ von der Größe

$$k_d = + \frac{r}{4\pi} \left\{ \left(1 + \frac{d}{a} \right) \ln \left(1 + \frac{d}{a} \right) - \frac{d}{a} \ln \frac{d}{a} \right\}. \quad (14)$$

Das Randstrefeld kann durch einen die eine Platte umgebenden Schutzring eliminiert werden, wenn dieser gegen die gegenüberliegende Platte annähernd die gleiche Spannung hat wie die Platte, die er umgibt. Die Inhomogenität des Feldes geht alsdann an den äußeren Rand des Schutzringes über.

Ein System mit mehreren Teilkapazitäten hat je nach der Schaltung eine verschiedene Betriebskapazität. Wird Leiter 1 (bzw. 2) eines Zweileitersystems geerdet, so ist die Betriebskapazität $k_{12} + k_{20}$ (bzw. $k_{12} + k_{10}$), werden 1 und 2 verbunden, so ergibt sich die Betriebskapazität $k_{10} + k_{20}$. Sind beide Leiter isoliert (Schwingungskreis ohne Erdung), so resultiert die Betriebskapazität $k_{12} + \frac{k_{10}k_{20}}{k_{10} + k_{20}}$.

Mit 2 Teilkapazitäten.

Umschließt der eine (1) der beiden gleichgeformten, aber ungleich großen Leiter den anderen (2) völlig, so ist die Erdkapazität k_{20} des letzteren = 0. Bei geerdetem Außenleiter fällt daher der Einfluß der Umgebung fort (Abschätzung). In Wirklichkeit ist der Fall nur angenähert realisierbar, da ja die Zuführung zum inneren Leiter den äußeren durchsetzen muß. Die Erdkapazität des Außenleiters berechnet sich so, als wäre der andere Leiter nicht vorhanden. Die jeweilige Betriebskapazität findet man, wenn man in den oben dafür angegebenen Ausdrücken $k_{20} = 0$ setzt.

Kugulkondensator (konzentrische Kugeln)

(Radien = r_1 und r_2)

$$k_{12} = \frac{r_1 r_2}{r_1 - r_2}. \quad (15)$$

k_{10} berechnet sich nach Gl. (1) bzw. (5).

Zylinderkondensator (konzentrisches Kabel)

(Radien = r_1 [innere Mantelfläche] und r_2 [Oberfläche des Zentralleiters], Länge = l)
 $l \gg r_1$ oder $r_1 \gg r_1 - r_2$

$$k_{12} = \frac{l}{2 \ln \frac{r_1}{r_2}}. \quad (16)$$

k_{10} folgt aus Gl. (2) bzw. (6) oder (7), wobei r den Radius der äußeren Mantelfläche bedeuten würde.

Die Dielektrizitätskonstante ϵ des Isolationsmaterials tritt als Faktor hinzu (vgl. S. 331).

In ähnlicher Weise wie beim Schutzringkondensator läßt sich hier die Randstreuung durch einen Schutzzyylinder eliminieren.

¹⁾ Kirchhoff, G.: Vorlesungen über Elektrizität und Magnetismus. S. 109, Teubner 1891. — Coffin, J. G.: Proc. Amer. Akad. 39, S. 415. 1904.

²⁾ Grüneisen, E., u. E. Giebe: Verh. D. Phys. Ges. 14, S. 921. 1912.

Dreiplattenkondensator (Kreisplatte in symmetrischer Lage zwischen zwei anderen miteinander verbundenen Platten). (Radius der inneren Platte = r , Dicke = d , Abstand von den äußeren Platten = a) $r \gg a$

$$k_{12} = \frac{r^2}{2a}. \quad (17)$$

k_{10} ergibt sich nach Gl. (3), wenn die Außenplatten kreisförmig und dünn sind. r in Gl. (3) ist alsdann deren Radius.

Innere Platte gleich groß wie die äußeren¹⁾:

$$\text{Randkorrektur } k_r = + 1,1078 \frac{r}{\pi}. \quad (18)$$

$$\text{Dickenkorrektur } k_d = + \frac{2r}{3\pi} \left\{ \left(1 + \frac{2d}{a} \right) \ln \left(1 + \frac{2d}{a} \right) - \frac{2d}{a} \ln \frac{2d}{a} \right\}, \quad (19)$$

Innere Platte klein gegen die äußeren [von beliebiger Form und Dicke²⁾]:

$$\text{Randkorrektur } k_r = + \frac{2r}{\pi} \ln 2. \quad (20)$$

$$\text{Dickenkorrektur } k_d = + \frac{2r}{\pi} \left\{ \left(1 + \frac{d}{4a} \right) \ln \left(1 + \frac{d}{4a} \right) - \frac{d}{4a} \ln \frac{d}{4a} \right\}. \quad (21)$$

b) Zweileitersysteme mit Schutzhülle.

Durch eine beide Leiter umschließende, leitende, geerdete Hülle wird die Unbestimmtheit der Teilkapazitäten k_{10} und k_{20} beseitigt. Der Kondensator ist gegen von außen kommende, elektrische Einflüsse **abgeschützt**.

Für die Betriebskapazitäten gilt das auf S. 330 Gesagte, wenn unter 0 die Hülle verstanden wird. Aus drei bekannten Betriebskapazitäten sind die drei Teilkapazitäten einzeln ermittelbar.

Durch Verbindung eines Leiters mit der Hülle werden ähnliche Verhältnisse geschaffen wie die auf S. 330 beschriebenen.

In besonderen Schaltungsfällen kann von der Erdung der Hülle abgesehen werden. Es ist dann jedoch zu bedenken, welche Teil- bzw. Betriebskapazitäten wirksam werden.

Bei genaueren Messungen dürfen meist k_{10} und k_{20} nicht gegen k_{12} vernachlässigt werden. Für Meß- und Normalkondensatoren ist daher, wenn k_{12} nicht sehr groß ist, die völlige Abschätzung unerlässlich.

Ein häufig vorkommender, berechenbarer Fall³⁾ ist das

Zweileiterkabel. (Radius der Leiter = $r_1 = r_2 = r$, Innenradius des Mantels = R , Länge = l , Abstand der symmetrisch zur Mantelachse liegenden Leiterachsen = a) $r \ll a \ll l$

$$\text{Betriebskapazität } k_{12} + \frac{k_{10} k_{20}}{k_{10} + k_{20}} = \frac{l}{4 \ln \left(\frac{a}{r} \cdot \frac{4R^2 - a^2}{4R^2 + a^2} \right)}. \quad (22)$$

Die Dielektrizitätskonstante ϵ des Isolationsmaterials tritt als Faktor hinzu (vgl. d. folg. Abschn.)⁴⁾.

3. Einfluß des Dielektrikums.

A. Dielektrizitätskonstante.

In den bisher angegebenen Formeln ist die Dielektrizitätskonstante des Zwischenmittels = 1 angenommen. Das ist streng nur im Vakuum der Fall, angenähert bei den meisten Gasen unter Atmosphärendruck. Bei festem oder

¹⁾ Grüneisen, E., u. E. Giebe: Verh. D. Phys. Ges. 14, S. 921. 1912.

²⁾ Thompson, J. J.: Recent Researches in El. and Magn. 1893. S. 221.

³⁾ Breisig, F.: Theoretische Telegraphie. Vieweg 1910. S. 68.

⁴⁾ Über die Betriebskapazität von Mehrfachleiterkabeln vgl. H. Dieselhorst u. F. Emde: ETZ 30, S. 1155. 1909.

flüssigem Dielektrikum tritt zu dem Kapazitätsausdruck die Dielektrizitätskonstante ϵ des betreffenden Stoffes als Faktor hinzu. Die Dielektrizitätskonstanten einiger Stoffe sind in Tabelle 17 angegeben. Die Abhängigkeit der Dielektrizitätskonstante von der Temperatur ist im Bereiche normaler Temperaturen gering, die (scheinbare) Frequenzabhängigkeit ebenfalls, solange die Verluste klein sind (vgl. S. 334).

B. Energieverluste im Dielektrikum¹⁾.

treten infolge von zweierlei Ursachen auf:

1. Leitfähigkeit des Dielektrikums²⁾ oder seiner Oberfläche.
2. Nachwirkungsvorgänge in festen Dielektriken, die man auch häufig unter der Bezeichnung „**dielektrische Hysterese**“ zusammenfaßt. In Flüssigkeiten treten nur Leitungsverluste auf; in Gasen sind Verluste, solange Glimmererscheinungen nicht auftreten, nicht nachzuweisen.

Die vom Dielektrikum aufgenommene Energie wird in Wärme umgesetzt. Sie ist proportional der Kapazität, der Frequenz, dem Quadrat der effektiven Spannung und außerdem abhängig von einer Größe, welche für eine bestimmte Frequenz und Temperatur eine Materialkonstante darstellt und als **Verlustwinkel** (δ) bezeichnet wird³⁾. Die Tangente dieses Winkels ist gleich dem Verhältnis der Wirkkomponente des den Kondensator durchfließenden sinusförmigen Stromes zu seiner Blindkomponente. Die im Innern des Kondensators verbrauchte Leistung ist

$$N = E^2 \omega C \sin \delta \approx \frac{E^2}{R} = E^2 G \quad (23)$$

($\omega = 2\pi f =$ Kreisfrequenz). Im allgemeinen ist δ so klein, daß $\sin \delta \approx \operatorname{tg} \delta$ gesetzt werden darf⁴⁾. Die Größe $\omega C \operatorname{tg} \delta$ entspricht dem reziproken Wert eines dem Kondensator parallel⁵⁾ geschalteten Widerstandes R und wird als **Ableitung** G bezeichnet⁶⁾. Sie ist also nicht nur durch Leitungsverluste, sondern auch durch dielektrische Verluste bestimmt. Das Produkt CR wird als **Zeitkonstante** bezeichnet.

Maßeinheit der Ableitung ist das **Siemens** (Zeichen S) bzw. **Mikrosiemens** (Zeichen μS).

$$1 S = \frac{1}{1 \Omega}; \quad 1 \mu S = \frac{1}{10^6 \Omega}.$$

Aus dem Isolationswiderstande des dielektrischen Materials läßt sich nach Obigem fast nie ein Schluß auf die Größe der Ableitung ziehen. Manche Stoffe mit sehr geringer Leitfähigkeit haben nicht unerhebliche dielektrische Verluste (Bernstein, Hartgummi). Z. B. zeigt ein Nichtleiter mit eingeschlossenen leitenden, wenn auch

¹⁾ Literatur: Maxwell, J. C.: Lehrb. d. El. u. d. Magn. Bd. 1, Art. 328—330. — v. Schweidler, E.: Ann. d. Phys. 24, S. 711. 1907. — Wagner, K. W.: ebenda 40, S. 817. 1913; Arch. f. Elektrot. 2, S. 371. 1914; ebenda 3, S. 67. 1914. — Tank, F.: Ann. d. Phys. 48, S. 307. 1915. — Meyer, U.: Verh. D. Phys. Ges. 19, S. 139. 1917. — Bairsto, G. E.: Proc. Roy. Soc. London (A) 96, S. 363. 1920. — Schott, E.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 18, S. 82. 1921. — Giebe, E., u. G. Zickner: Arch. f. Elektrot. 11, S. 109. 1922. — Offermann, E.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 26, S. 152. 1925. — Möller, E.: Arch. f. Elektrot. 15, S. 16, 1925.

²⁾ Über den spezifischen Widerstand (reziproke Leitfähigkeit) einiger Isolatoren vgl. Tabelle 17, S. 333.

³⁾ Näheres über die physikalische Deutung des Verlustwinkels vgl. S. 321.

⁴⁾ Für größeres δ gilt diese Näherungsgleichung nicht mehr. Man drückt dann die Verluste durch den Leistungsfaktor $\cos \varphi = \sin \delta$ aus. (Kabelprüfungen.)

⁵⁾ Einen Kondensator mit leitendem Dielektrikum kann man für eine bestimmte Frequenz darstellen als einen verlustfreien Kondensator C , dem ein winkelfreier Widerstand R parallelgeschaltet ist. Der Verlustwinkel für dieses Schema ergibt sich aus der Beziehung $\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega C R}$, woraus für die Ableitung der Wert $\frac{1}{R}$ folgt. — Man kann auch einen idealen Kondensator c mit vorgeschaltetem Widerstand r als Ersatzschaltung heranziehen und erhält dann: $\operatorname{tg} \delta = \omega c r$. Die Ersatzgrößen sind verbunden durch die Beziehungen:

$$C = c \cdot \cos^2 \delta, \quad r = R \cdot \sin^2 \delta \\ \text{der } \frac{C}{c} + \frac{r}{R} = 1.$$

⁶⁾ S. auch S. 321.

voneinander isolierten Partikeln in feiner Verteilung dielektrische Verluste, die bei schlechter Leitfähigkeit dieser Einbettungen besonders groß werden.

Dieses Verhalten zeigt, daß auch bei dielektrischer Energieabsorption Leitungsvorgänge eine gewisse Rolle spielen. In Tabelle 17 sind Dielektrizitätskonstante, spez. Isolierwiderstand¹⁾, Verlustwinkel bei Niederfrequenz ($f = 800$ Hz) und bei Hochfrequenz ($\lambda = 500$ m) sowie Durchschlagsfestigkeit einiger für den Kondensatorbau wichtiger Substanzen zusammengestellt. Durch die letztere ist die Spannungsbelastbarkeit des Kondensators begrenzt.

Tabelle 17²⁾. Elektrische Konstanten einiger Isolierstoffe.

Dielektrikum	Dielektrizitätskonstante	Spezifischer Widerstand	Verlustwinkel bei etwa		Effektive Durchschlags- spannung zwischen ebenen Platten, Abstand		
			800 Hz	600 000 Hz	0,2 mm	1 mm	10 mm
	ϵ	ρ	$\delta \approx \operatorname{tg} \delta \approx \cos \varphi$		V_{eff}		
—	$\Omega \cdot \text{cm}$	10^{-4}	10^{-4}	kV	kV	kV	
Quarzglas . .	3,7	$2 \cdot 10^{14} - 5 \cdot 10^{18}$	—	1,1	—	—	—
Glimmer . . .	5—8	$2 \cdot 10^{15} - 2 \cdot 10^{17}$	2—10	1,7	19	60	500
Mikanit . . .	4,5—6	$1 \cdot 10^{15}$	—	—	—	25—35	160
Marmor . . .	8,3	$1 \cdot 10^9 - 1 \cdot 10^{11}$	≈ 1000	60	—	—	10
Schiefer . . .	6,6—7,4	$1 \cdot 10^8$	≈ 3400	2500	—	—	3
Glas	5—9	$5 \cdot 10^{13}$	130—240	4—130	6	12—20	90—1000
Minoglas . .	8,0	—	10—16	—	—	—	—
Porzellan (un- glasiert) . .	5,8	$3 \cdot 10^{14}$	110—140	135	—	15	90
Bernstein . .	2,8	—	—	50	—	—	—
Ebonit (Hart- gummi) . . .	2,5—3,5	$2 \cdot 10^{15} - 1 \cdot 10^{18}$	25—230	60—80	10	34	100—500
Bakelit . . .	4,8—5,3	$2 \cdot 10^7 - 5 \cdot 10^{12}$	125—300	—	—	23	—
Trolit	5,9	—	350	—	—	—	—
Celluloid . .	4,1	—	—	—	—	—	—
Cellon	7,0	—	700	—	—	—	—
Schellack . .	2,7—3,7	$1 \cdot 10^{16}$	—	—	—	—	—
Papier (trock.)	1,8—2,6	—	40	—	—	—	—
„ (paraff.)	—	—	30—100	480	—	30	180—200
Preßspan . .	—	$1 \cdot 10^{10}$	—	265	2	11—22	—
Pertinax	—	—	—	—	—	—	—
(Hartpapier)	4,8	$1 \cdot 10^9$	250	230—390	—	—	160—200
Vulkanfaser	—	—	—	—	—	—	—
(rot)	—	$2 \cdot 10^7 - 5 \cdot 10^9$	—	—	—	5	—
Ceresin . . .	2,1—2,3	$5 \cdot 10^{18}$	0,3	—	—	—	550
Paraffin . . .	1,9—2,2	$1 \cdot 10^{16} - 3 \cdot 10^{18}$	0,8	3—9	—	30	90—500
Paraffinöl . .	2,0—2,5	—	—	—	—	13	—
Petroleum . .	2,0—2,2	—	—	—	—	—	95
Luft	1	∞	0	0	1,2	3,2	23

¹⁾ Näheres vgl. S. 313.

²⁾ Nach F. Kohlrausch: Lehrb. d. prakt. Physik, 14. Aufl., Teubner 1923; Landolt-Börnstein: Physikalisch-chemische Tabellen, Springer 1923; Wernicke, K.: Die Isoliermittel der Elektrotechnik, Vieweg 1908; Strecker, K.: Hilfsbuch für die Elektrotechnik, 9. Aufl., Springer 1921; Schwaiger, A.: Lehrbuch d. elektr. Festigkeit d. Isoliermaterialien, Springer 1919; unter Hinzuziehung der Zeitschriftenliteratur sowie eigener Messungen des Verf. Da die in der Literatur enthaltenen Angaben vielfach stark schwanken, so sind die in der Tabelle mitgeteilten Werte nur als Anhaltspunkte zu betrachten. Ähnliche Tabellen siehe Jahrb. d. drahtl. Telegr. 25, S. 115. 1925 u. 26, S. 19. 1925. Vgl. auch Tab. 15, S. 322.

Ist der Kondensator unabgeschützt, also seine Kapazität nicht eindeutig definiert, so gilt dies a fortiori vom Verlustwinkel.

Häufig werden die Verluste eines Kondensators durch die von ihnen herrührende **Dämpfung** ausgedrückt. Man denkt sich die Dämpfung durch einen mit dem Kondensator in Reihe geschalteten Widerstand hervorgerufen¹⁾. Zwischen dem logarithmischen Dämpfungsdekrement ϑ und dem Verlustwinkel δ besteht (angenähert) die Beziehung

$$\vartheta = \pi \cdot \operatorname{tg} \delta . \quad (24)$$

Die Resonanzschärfe in einem widerstandsfreien Kreise, der einen Kondensator vom Verlustwinkel δ enthält, ist gleich $1/\operatorname{tg} \delta$.

Frequenzabhängigkeit. Sind Verluste vorhanden, so ist die Kapazität des Kondensators scheinbar von der Frequenz abhängig. Für reine Leitungsverluste (parallel geschalteter Widerstand) gilt

$$C_{\omega} = C \left(1 + \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2} \right) = C (1 + \operatorname{tg}^2 \delta) = C + \Delta C , \quad (25)$$

C_{ω} ist hierin die Kapazität bei der Kreisfrequenz ω , C die geometrische Kapazität, d. h. die Kapazität für $\omega = \infty$. Der scheinbare Kapazitätzuwachs ΔC ist um so größer, je niedriger die Frequenz ist. Bei dielektrischer Energieabsorption beobachtet man zuweilen eine geringe Kapazitätsänderung, deren Frequenzabhängigkeit durch die Beziehung

$$\Delta C \approx \operatorname{const.} \frac{1}{\sqrt{\omega}} \quad (26)$$

gegeben ist. Beide Einflüsse täuschen bei Dielektrizitätskonstanten-Bestimmungen eine geringe Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante vor. Serienwiderstand verursacht keine Frequenzabhängigkeit der Kapazität.

Selbstinduktion (l) des Kondensators (z. B. in den Zuleitungen) vergrößert seine Kapazität scheinbar um einen Betrag, der von der Frequenz abhängt, es wird

$$C_{\omega} = C (1 + \omega^2 C l) \quad (27)$$

während der Verlustwinkel durch Selbstinduktion unbeeinflusst bleibt. Hauteffekt der Zuleitungen vergrößert den Verlustwinkel.

Antennen sind als Verlustkondensatoren mit erheblicher Zuleitungsselbstinduktion aufzufassen.

Weiteres über Frequenz- und Temperaturabhängigkeit, Sprühverluste, Rückstand siehe Nachtrag.

4. Die Schaltung von Kondensatoren.

a) Parallelschaltung.

Die Kapazität C eines Systems von mehreren parallelgeschalteten Kondensatoren c_1, c_2, c_3, \dots ist gleich der Summe der Kapazitäten dieser Kondensatoren.

$$C = c_1 + c_2 + c_3 + \dots \quad (28)$$

Eine Korrektur entsteht im allgemeinen dadurch, daß die Verbindungsleiter Kapazität gegeneinander sowie gegen die Kondensatorbelegungen bzw. gegen Erde haben. Bei kleinen parallelgeschalteten Kapazitäten kann diese Korrektur erhebliche prozentuale Beträge annehmen.

Von Schering und Schmidt²⁾ sowie von Giebe³⁾ sind Kondensatoren konstruiert worden, bei deren Parallelschaltung diese Korrektur gleich 0 wird⁴⁾.

¹⁾ S. Fußnote 5, S. 332.

²⁾ Schering, H., u. R. Schmidt: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **32**, S. 253. 1912.

³⁾ Giebe, E., u. E. Alberti: Zeitschr. f. techn. Phys. **6**, S. 92. 1925.

⁴⁾ Näheres über die Konstruktion vgl. S. 341.

Beim Parallelschalten unabgeschützter Kondensatoren entsteht eine weitere Abweichung von obigem Gesetz [Gl. (28)] durch Influenz entgegengesetzt geladener Belegungen verschiedener Kondensatoren, sofern deren räumliche Distanz nicht hinreichend groß ist.

Beim Parallelschalten abgeschützter Kondensatoren kann man diesen Fehler durch Verbinden aller Außenleiter sowie aller Innenleiter untereinander vermeiden.

Bei großen parallel zu schaltenden Kapazitäten werden beide Einflüsse meist relativ verschwindend klein.

Leitende oder stark dielektrisch polarisierbare Massen in der Nähe der Kondensatoren können gleichfalls den Wert der Kombination beeinflussen.

Haben die nebeneinanderzuschaltenden Kondensatoren die Verlustwinkel $\delta_1, \delta_2, \delta_3 \dots$, so berechnet sich der Verlustwinkel Δ der Kombination nach der Formel

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{c_1 \cdot \operatorname{tg} \delta_1 + c_2 \cdot \operatorname{tg} \delta_2 + c_3 \cdot \operatorname{tg} \delta_3 + \dots}{C}, \quad (29)$$

ferner ergibt sich die gesamte Ableitung G aus den Einzelableitungen $g_1, g_2, g_3 \dots$ durch Summation:

$$G = g_1 + g_2 + g_3 + \dots \quad (30)$$

In analoger Weise wie bei der Berechnung der Gesamtkapazität C wirken auch für die Ermittlung von $\operatorname{tg} \Delta$ und G die Verbindungsleitungen und, sofern vorhanden, die gegenseitige Beeinflussung der Kondensatoren als Fehlerquellen.

b) Reihenschaltung.

Theoretisch wird in diesem Falle

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \frac{1}{c_3} + \dots \quad (31)$$

Die Kapazität eines Systems von mehreren in Reihe geschalteten Kondensatoren ist stets kleiner als die kleinste der einzelnen Kapazitäten.

Die allgemeinen Formeln für Verlustwinkel und Ableitung eines Systems aus mehreren hintereinandergeschalteten Kondensatoren sind kompliziert, überdies praktisch fast ohne Wert, da sich die oben bereits erwähnten Fehlerquellen bei Reihenschaltung überhaupt nicht beseitigen lassen und vielfach die wirklichen Größen gegenüber den berechneten stark verschieben. Für Meßzwecke ist daher die Reihenschaltung von Kondensatoren nur mit Vorsicht zu verwenden.

Verhältnismäßig einfache Formeln ergeben sich für die Reihenschaltung von nur zwei Kondensatoren. In diesem Falle gelten die Beziehungen

$$C = \frac{c_1 \cdot c_2}{c_1 + c_2}, \quad (32)$$

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{c_1 \cdot \operatorname{tg} \delta_2 + c_2 \cdot \operatorname{tg} \delta_1}{c_1 + c_2}, \quad (33)$$

$$G = \frac{g_1 \cdot c_2^2 + g_2 \cdot c_1^2}{(c_1 + c_2)^2}. \quad (34)$$

Hieraus folgt für zwei Kondensatoren gleicher Größe ($c_1 = c_2 = c$)

$$C = \frac{c}{2}, \quad (35)$$

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{\operatorname{tg} \delta_1 + \operatorname{tg} \delta_2}{2}, \quad (36)$$

$$G = \frac{g_1 + g_2}{4}. \quad (37)$$

5. Technische Kondensatoren.

A. Berechnung.

Die in der Praxis gebräuchlichen Kondensatoren sind entweder nach dem Zylinder- oder nach dem Plattentyp gebaut. Jede Belegung ist ein System aus mehreren Zylindern bzw. Platten. Ist F die gesamte Oberfläche jedes Systems, so gilt, wenn der Abstand a der Belegungen klein gegen ihre Dimensionen ist, angenähert

$$C = \frac{\varepsilon F}{4 \pi a} \text{ cm} = \frac{\varepsilon F}{3,6 \pi a} \mu\mu\text{F}^1). \quad (38)$$

Daraus folgt für einen Plattenkondensator mit der Plattengröße F' , bei n dielektrischen Schichten:

$$C = \frac{\varepsilon n F'}{4 \pi a} \text{ cm} = \frac{\varepsilon n F'}{3,6 \pi a} \mu\mu\text{F}. \quad (39)$$

Für Zylinderkondensatoren (Länge l , Radien r und $r + a$) gilt, wenn $l \gg r \gg a$ ist

$$C = \frac{\varepsilon l r}{2 a} \text{ cm} = \frac{\varepsilon l r}{1,8 a} \mu\mu\text{F}. \quad (40)$$

Bei Vergrößerung aller linearen Abmessungen eines Kondensators auf das n -fache erhöht sich auch die Kapazität auf das n -fache.

Nach beiden Konstruktionsprinzipien werden sowohl feste Kondensatoren als auch solche von veränderbarer Kapazität hergestellt. Man unterscheidet je nach dem Verwendungszweck Sendee-, Empfangs- und Meß- bzw. Normalkondensatoren. Daneben gibt es noch weitere Konstruktions-typen für besondere, meist untergeordnete Zwecke. (Hilfskondensatoren.)

B. Sendekondensatoren.

a) Allgemeines.

An die verschiedenen Kondensatortypen werden ihrer Verwendung entsprechend auch verschiedenartige Anforderungen gestellt. Für Sendekondensatoren gelten die Bedingungen: Hohe Spannungsbelastbarkeit²⁾ (Durchschlagsfestigkeit), möglichst geringe Verluste durch Oberflächenleitung, Leitung im Dielektrikum, dielektrische Hysterese, Sprühen. Geeignete Dielektrika sind Glimmer und Glas, ferner trockene Öle und Gase, als Isolierstoff für Klemmen und Zuführungen auch Porzellan. Flüssige und besonders gasförmige Dielektrika haben den Vorteil kleiner Verluste, während feste Stoffe meist höhere Durchschlagsfestigkeit besitzen. Die Verwendung komprimierter Gase (Preßluft) erhöht die Durchschlagsfestigkeit bedeutend.

b) Feste Kondensatoren.

Leydener Flasche. Langgestreckte Form ist günstig wegen der dadurch verringerten Sprüh-wirkung der scharfen Metallränder. Infolge der erhöhten Feldstärke an den Rändern sowie am Boden der Flasche treten hier häufig Durchschläge ein, deshalb wird an diesen Stellen das Glas verdickt oder, am oberen Rande, schirmartig gespreizt, wodurch ein größerer Belegungs-abstand erzielt wird. Nachteil der Flasche ist ihre leichte Zerbrechlichkeit und ihre große Raum-beanspruchung. Sie wird noch häufig, zu Batterien vereinigt, in der Praxis verwendet, obwohl sie durch andere Konstruktionen überholt ist. Die üblichen Kapazitätsgrößen liegen zwischen 150 und 15 000 $\mu\mu\text{F}$. Eine verbesserte Form der Leydener Flasche ist der

Moscicki-Kondensator [Abb. 339³⁾]. Zur Reduktion der Sprühverluste erhält der Hals der Flasche bei größerer Glasstärke geringeren Durchmesser als der übrige Teil. Die Belegungen sind galvanisch verkupferte Silberniederschläge, welche gut am Glase anliegen. Luftblasen zwischen Metall und Glas, welche infolge Glimmens der in ihnen eingeschlossenen Luft und dadurch verursachter Erwärmung der benachbarten Partien des Glases häufig zu Durchschlägen Veranlassung geben, und (dielektrisch ungünstiges) Klebmittel sind vermieden. Die Zuführung zum inneren System geschieht durch einen Porzellan-Rillenisolator hindurch. Der Kondensator ist in

¹⁾ Vgl. die Umrechnungstabelle S. 326.

²⁾ Über die Belastbarkeit von Kondensatoren vgl. S. 790.

³⁾ Moscicki, J.: ETZ 25, S. 527. 1904.

ein schützendes Metallgefäß eingebaut; der Raum zwischen diesem und der Außenbelegung wird mit einer Kühlflüssigkeit gefüllt, welche die Erwärmung im Betriebe herabsetzt.

Die Erwärmung beim Betriebe wird von der Firma Schott & Gen., Jena, durch ein Spezialglas von geringen Verlusten (Minoglas, vgl. Tabelle 17, S. 333) verringert, aus welchem nicht nur Flaschen, sondern auch

Glasplattenkondensatoren hergestellt werden. Die Belegungen werden in ähnlicher Weise aufgebracht wie beim Moscickikondensator. Sprühverluste sind durch Einbettung des Plattensatzes in eine Vergußmasse unterdrückt. Diese in Größen von 100 bis 44 000 μF und mehr erhältlichen Kondensatoren sind in Holzkästchen mit Porzellandurchführungen eingebaut; sie eignen sich vielfach als Ersatz der teureren

Glimmerkondensatoren. Diese bauen sich, ähnlich wie Glasplattenkondensatoren, aus Kupfer- und Glimmerblättern auf. Gutes Leitvermögen der Belegungen ist wichtig, da diese sonst wie ein vorgeschalteter Widerstand wirken, was bei größeren Kapazitätsträgern und hohen Frequenzen u. U. merkliche Verluste zur Folge haben kann.

Ein Spezialtyp der Dubilier-Gesellschaft, New York, besteht aus einer Anzahl in Reihe geschalteter Glimmerkondensatoren, welche in einem metallischen Gehäuse mit Hilfe des dazugehörigen Deckels zusammengepreßt werden. Dieser besitzt eine Porzellandurchführung für die eine Kondensatorzuleitung, während die andere am Gehäuse liegt. Alle Hohlräume sind mit Aus-

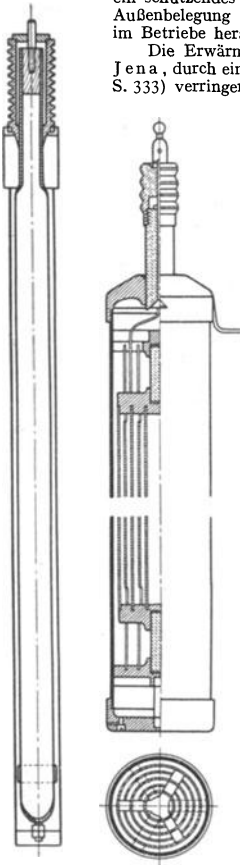


Abb. 339.
Moscicki-
kondensator.

Abb. 340. Preßgas-
kondensator.

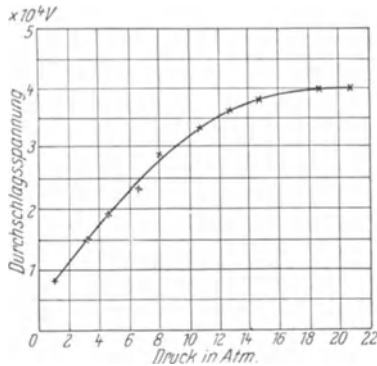


Abb. 341. Abhängigkeit der Durchschlagsspannung vom Druck.

gußmasse gefüllt. Da jedes Kapazitätselement nur einen Teil der Betriebsspannung aufnimmt, kann der Kondensator ziemlich hoch belastet werden.

Man verwendet für Sendezwecke häufig

Ölkondensatoren. Beide Plattensätze aus gewelltem Blech, durch Querstangen in ihrer Lage festgehalten, befinden sich in einem mit Öl gefüllten eisernen Kasten. Zwischen den Platten sind zur Erhöhung der Durchschlagfestigkeit zuweilen Glasplatten eingeschoben.

Eine andere Form benutzt zwei isoliert ineinandergebaute Metallzylinder, deren Zwischenraum mit Paraffinöl gefüllt wird.

Preßgaskondensatoren werden als Zylinder- oder Plattenkondensatoren ausgebildet. Den Mantel bildet ein Stahlrohr, welches den Gasdruck aufzunehmen imstande ist. Einen Preßgas-Zylinderkondensator nach Wien¹⁾ zeigt Abb. 340. Preßgas-Plattenkondensatoren²⁾ sind nach einem ähnlichen Prinzip gebaut wie die Normal-Luftkondensatoren nach Gieße (vgl. S. 340).

Preßgaskondensatoren halten bei höheren Drucken erhebliche Spannungen aus, während gleichzeitig die Sprühverluste herabgesetzt werden. Da ϵ für Luft z. B. bei 12 at Überdruck um etwa 1% zunimmt, so steigt die Kapazität gleichfalls etwas an. Für einen Zylinderkondensator mit einem Belegungsabstand von 3 mm ist die Durchschlagsspannung in Abhängigkeit vom Druck in Abb. 341 dargestellt.

¹⁾ Wien, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. I, S. 475. 1908. — Ann. d. Phys. 29, S. 679. 1909.

²⁾ Fessenden, R.: Electrician 55, S. 795. 1905.

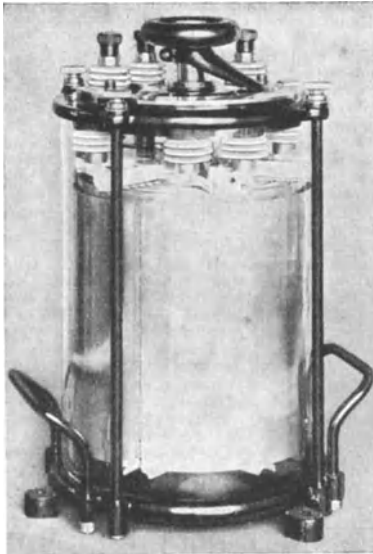


Abb. 342. Zylinderdrehkondensator von Boas.

Derartige Kondensatoren sind für mäßige Spannungen bestimmt, da der Plattenabstand meist zwischen 1 und 5 mm liegt. Für höhere Spannungen sind größere Abstände erforderlich, wodurch sich bei gleicher Kapazität die Dimensionen des Apparates vergrößern.

c) Veränderbare Kondensatoren.

Plattenkondensatoren werden häufig durch Unterteilung stufenweise veränderlich gemacht. Neuere Formen von Kapazitätsvarioren bestehen aus zwei festen und zwei drehbaren Systemen (ältere aus je einem) zylindrischer oder ebener Metallplatten, welche in ein zylindrisches Glasgefäß, meist mit Hartgummi-deckel (besser vollständig geschlossenes Metallgefäß, vgl. S. 340) eingebaut sind. Als Dielektrikum dient Luft oder Öl.

Abb. 342 zeigt einen Zylinderdrehkondensator der Firma Hans Boas, Berlin. Je ein festes und ein bewegliches System sind leitend verbunden. Sind die auf gleichem Potential befindlichen Systeme ineinander hineingedreht, so ist die Kapazität ein Minimum; die andere Endstellung ergibt die Maximalkapazität. Der Bereich beträgt mit Luftfüllung etwa 60 bis 2000 μF . Plattenabstand etwa 2 mm.

In Abb. 343 ist ein Plattendrehkondensator mit 4 Systemen, gebaut von der Firma Dr. Erich F. Huth, Berlin, in zerlegtem Zustande dargestellt. (Bereich etwa 100 bis 4000 μF , Plattenabstand etwa 1 mm.)

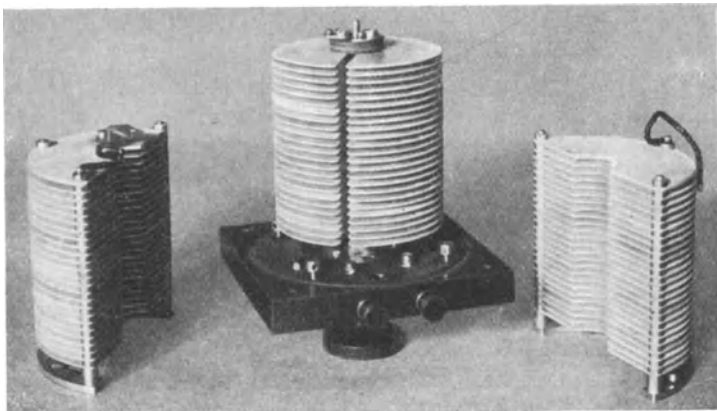


Abb. 343. Plattendrehkondensator von Huth.

Die Verluste dieser Drehkondensatoren, bei deren Aufbau erhebliche Mengen von Isolationsmaterial verwendet sind, haben nicht unbeträchtliche Werte (vgl. S. 343) und sind infolge Fehlens der Abschätzung ebensowenig wie ihre Kapazität exakt definiert (vgl. S. 340).

Ein neuerer Typ der Firma Boas, ähnlich wie Abb. 342 konstruiert, jedoch unter Isolation beider Systeme in ein metallenes Schutzgehäuse eingebaut, ist bei Luftfüllung praktisch völlig verlustfrei.

Bei manchen Konstruktionen (Lorenz A.-G.) soll durch senkrechte Plattenstellung bei Ölfüllung das Anhaften von Luftblasen vermieden werden. Da die Achse das Gehäuse nicht durchsetzt,

sondern mittels Übersetzung von oben her bedient wird, so treten Dichtungsschwierigkeiten nicht auf.

Drehkondensatoren mit festem Dielektrikum (Hartgummi) werden von der Marconigesellschaft gebaut; sie gestatten die Überbrückung eines sehr erheblichen Kapazitätsbereiches (etwa 100 bis 10 000 $\mu\mu\text{F}$). Neuerdings baut die Firma Schott & Gen., Jena, Drehkondensatoren mit Minosglas als Dielektrikum.

C. Empfangskondensatoren.

a) Allgemeines.

An Empfangskondensatoren werden im allgemeinen andere Anforderungen gestellt als an Sendekondensatoren. Die auftretenden Spannungen sind meist minimal, man kommt infolgedessen mit sehr geringen Plattenabständen aus. Auch die benötigten Kapazitätsbeträge sind geringer. Kleinster Raumbedarf bei möglichst großem Variationsbereich ist erwünscht; Empfangskondensatoren sind daher meist veränderbare Kondensatoren. Die dielektrischen Verluste sind auch hier möglichst gering zu halten, weshalb man fast immer Luft als Dielektrikum verwendet.

b) Ausführungsformen.

Drehkondensatoren für mäßige Spannungen, wie z. B. der in Abb. 343 dargestellte, eignen sich im allgemeinen auch für Empfangszwecke. Durch Anwendung besonderer Herstellungsverfahren kommt man bei den Spezialformen bei gleicher Kapazität mit dem Plattenabstand auf ein sehr geringes Maß herunter; hieraus resultiert das geringe Volumen dieser Apparate.

Gefräster Drehkondensator nach Seibt. Beide Systeme sind aus dem Vollen herausgefästä. Plattenabstand etwa 0,2 mm. Das bewegliche System ist durch ein Gegengewicht ausbalanciert. Der Kondensator ist in ein Metallgefäß eingeschlossen und dadurch bis auf die herausragende Achse und den daran befestigten Metalzeiger abgeschützt. Die gangbarsten Typen sind folgende:

Plattenzahl	32	16	28	14	7
Kapazität in $\mu\mu\text{F}$	4650	2300	2300	1150	580

Kondensatoren mit vergossenen oder verlöteten Platten. Die aus dünnen Blechen ausgestanzten Kondensatorplatten sind durch Spritzguß oder Lot zu einem starren Gebilde verbunden. Das Vergießen geschieht unter Zwischenlegen von genau kalibrierten Lehren zwischen die Platten. Bei Verlötung werden die Halteteile nach Lehren gefräst. Um den Blechen etwa vorhandene innere Spannungen zu nehmen, preßt man eine Riefelung ein.

Zum Zwecke besserer Versteifung werden manche Kondensatorplatten mit eingepreßten konzentrischen Rillen versehen. Man spart dadurch an Gewicht, da man bei gleicher mechanischer Festigkeit mit dünneren Blechen auskommt.

Damit die Einstellung des Kondensators in jeder Lage erhalten bleibt, werden viele kleinere Typen mechanisch ausbalanciert. Das Ausbalancieren geschieht entweder durch Anbringen eines Gewichtes an der Achse, dessen Schwerpunkt dem des beweglichen Plattensystems diametral gegenüberliegt, oder durch Versetzen einer Hälfte des beweglichen Systems um 180° gegen die andere. Dementsprechend wird auch eine Hälfte des festen Systems angeordnet. Die Konstruktion hat den Nachteil einer verhältnismäßig großen Anfangskapazität. Drehkondensatoren mit wagerechter Achsenlagerung, wie sie z. B. von der Lorenz-A.-G. hergestellt werden, müssen stets ausbalanciert sein.

Feinere Abstimmbarkeit erreicht man durch Parallelschalten eines Kondensators mit engem und eines mit weitem Bereich. Zuweilen sind beide in demselben Apparat vereinigt.

Für manche Zwecke, z. B. für das Abgleichen von Radiogoniometern, werden Kondensatoren von kleinem Kapazitätsbetrag und kleinem Variationsbereich benötigt. Ein derartiger Apparat ist der

Differenzkondensator. Zwischen zwei festen Systemen ist ein bewegliches drehbar. Es handelt sich also eigentlich um zwei starr verbundene Kondensatoren, von denen einer bei der Drehung vergrößert, während der andere verkleinert wird. Diese Apparate werden als Platten- oder Zylinderkondensatoren ausgeführt. Ihre Kapazität beträgt meistens nur wenige $\mu\mu\text{F}$ ¹⁾.

D. Meß- und Normalkondensatoren.

a) Allgemeines.

Abgesehen von einigen Spezialtypen ist hohe Spannungsbelastbarkeit im allgemeinen nicht erforderlich. Dagegen wird bei festen Normalkondensatoren beson-

¹⁾ Über einen Differentialkondensator für Feineinstellzwecke s. Zickner, G.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 25, S. 26. 1925.

derer Wert auf genaue Kenntnis des Kapazitätsbetrages gelegt, der zweckmäßig ein runder Wert ist. Bei veränderbaren Meßkondensatoren ist genaue Reproduzierbarkeit des eingestellten Wertes die Grundbedingung. Von gleicher Wichtigkeit ist die zeitliche Konstanz dieser Werte. Ferner wird möglichst vollständige Verlustfreiheit oder, soweit dies nicht erreichbar ist, die genaue Kenntnis des Verlustwinkels angestrebt. Die Erfüllung der letztgenannten Bedingung ist insbesondere bei Verlustmessungen von hoher Bedeutung.

Für Meßzwecke kommen nur abgeschützte Kondensatoren in Frage (vgl. S. 331). Die Dimensionen der zum Aufbau benötigten festen Dielektrika werden nach Möglichkeit klein gehalten; die Isolierkörper werden zweckmäßig so angeordnet, daß sie nur von Feldlinien der Teilkapazitäten k_{10} und k_{20} durchsetzt werden. Hierdurch erreicht man völlige Verlustfreiheit von k_{12} . Die Schaltung ist möglichst so zu wählen, daß k_{10} und k_{20} nicht in die Messung eingehen. Bei größeren Normal-Luftkondensatoren darf mit Rücksicht auf die zeitliche Konstanz ein minimaler Plattenabstand (etwa 1—2 mm) nicht unterschritten werden (wenn nicht außergewöhnlich starke Bleche zur Verwendung kommen). Bei großen Kapazitätsbeträgen werden solche Apparate daher unhandlich. Man nimmt deshalb für große Normalkapazitäten Glimmer als Dielektrikum.

Die Eichung von Kapazitätsnormalen in bezug auf Kapazität und Verlustwinkel wird von der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt ausgeführt.

b) Feste Normalkondensatoren.

Luftkondensatoren (Platten- oder Zylindertyp).

Abb. 344 zeigt einen Plattenkondensator nach Giebe nach Abnahme der Schutzhülle¹⁾. Jedes Plattensystem wird durch 3 oder besser 4 Stangen gehalten, die durch Bohrungen in den Platten des anderen Systems frei hindurchragen und deren Enden in gegeneinander isolierten Ringen befestigt sind. Als Isolationsmaterial hat sich Quarzglas am besten bewährt. Das eine System ist mit dem Gehäuse verbunden. Kapazität etwa $10^4 \mu\mu\text{F}$. Plattenabstand 2 mm. Verluste nicht nachweisbar. Isolationswiderstand sehr hoch. (Ladung bleibt tagelang erhalten.) Frequenzabhängigkeit nicht vorhanden. Temperaturkoeffizient etwa $3 \cdot 10^{-5}$.

Zylinderkondensatoren sind als Eichkondensatoren ebenfalls konstruiert worden [Giebe, Muirhead, Harms²⁾]. Größere Typen scheinen sich im allgemeinen hinsichtlich der zeitlichen Konstanz weniger zu bewähren als Plattenkondensatoren.

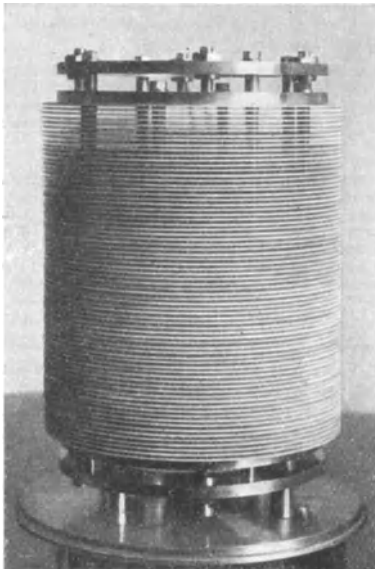


Abb. 344. Normalkondensator nach Giebe.

Um die beim Parallelschalten von Kondensatoren störende Kapazität der Verbindungsdrähte zu eliminieren, haben Schering und Schmidt³⁾ einen Satz von Normal-Luftkondensatoren gebaut, welche durch Aufeinandersetzen parallel geschaltet werden.

Die Hüllen sind jeweils mit dem einen Plattensystem verbunden; das andere trägt einen Kontaktstift, welcher beim Aufeinandersetzen durch Öffnungen im Boden des oberen und im Deckel des unteren Kondensators hindurch die Verbindung der isolierten Systeme herstellt. Der unterste Kondensator ruht auf einem entsprechend konstruierten Untersatz, welcher die Anschluß-

¹⁾ Giebe, E.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **29**, S. 269. 1909. — Eine ähnliche Konstruktion stammt von Lord Kelvin (Proc. Roy. Soc. **52**, S. 6. London 1892/93).

²⁾ Giebe, E.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **29**, S. 269. 1909. — Glazebrook, R. T.: Electrician **25**, S. 616. 1890. — Harms, F.: Phys. Zeitschr. **5**, S. 47. 1904.

³⁾ Schering, H., u. R. Schmidt: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **32**, S. 253. 1912.

klemmen trägt. Ein analog konstruierter Drehkondensator gestattet in Verbindung mit dem Satz die Herstellung jeder Kapazität zwischen etwa 100 und 10 000 $\mu\mu\text{F}$.

Neuerdings ist diesem Satz von Giebe¹⁾ eine verbesserte und handlichere Form (Abb. 345) gegeben worden. Beide Systeme sind vom Gehäuse isoliert; doch ist die Möglichkeit des Anschlusses an das Gehäuse für jedes System vorgesehen. Der Kontakt beim Aufeinandersetzen erfolgt durch doppelseitige Bananenstecker. Zum Anschluß dient ebenfalls ein Untersatz. Seine Teilkapazität k_{13} läßt sich dadurch gleich Null machen, daß man beide Zuleitungen einzeln abschützt. Veränderungsmöglichkeit mit Hilfe des zugehörigen Drehkondensators vor oben. Derartige Sätze sind z. B. in der P. T. R. im Gebrauch. Sie werden, nach den Angaben der P. T. R.

gebaut, von der Firma Spindler & Hoyer, Göttingen, in den Handel gebracht.

Größere, schwer zu handhabende Luftkondensatoren schließt man zweckmäßig durch Stecker an eine gemeinsame Schaltvorrichtung (Schaltteller) an, deren Kapazität bekannt ist. Ihre metallene Hülle wird mit den Kondensatorgehäusen verbunden²⁾.

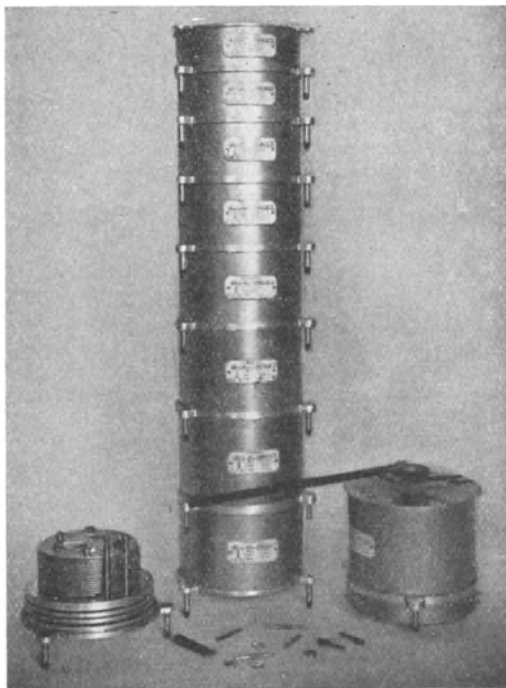


Abb. 345. Satz von Normal-Luftkondensatoren nach Giebe.

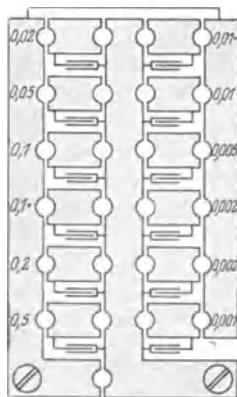


Abb. 346. Schaltung von Stöpselkondensatoren.

Luftkondensatoren verlieren bei hohen Feuchtigkeitsgraden ihre gute Isolation; Normale sind daher stets sorgfältig trocken zu halten. Sie können z. B. in inwendig mit Ölfarbe gestrichenen und mit Gummi gedichteten Schränken aufbewahrt werden, deren Innenraum durch konzentrierte Schwefelsäure trocken gehalten wird.

Glimmerkondensatoren³⁾, meist vollständige Sätze zu einem Apparat vereinigt, werden in Kapazitätsgrößen zwischen 10^3 und $10^6 \mu\mu\text{F}$ gebaut.

Abb. 346 zeigt die Schaltung eines Stöpselkondensators der Firma Siemens & Halske. Der Apparat ist in einem Holzkasten mit Hartgummiendeckel montiert; er besitzt 12 durch Stöpsel einschaltbare Abteilungen von 0,001 bis 0,5 μF . Die Gesamtkapazität beträgt 1 μF . Jede Abteilung kann einzeln kurzgeschlossen werden. (Ältere Konstruktionstypen besitzen die Kurzschlußvorrichtung nicht.) Die Apparate werden auch in einer Ausführung mit geringerer Stufenzahl hergestellt; sie umfassen dann nur eine der zwischen 10^3 und $10^6 \mu\mu\text{F}$ liegenden Dekaden.

¹⁾ Giebe, E., u. E. Alberti: Zeitschr. f. techn. Phys. 6, S. 92. 1925.

²⁾ Näheres siehe E. Giebe u. E. Alberti: l. c.

³⁾ Curtis, H. L.: Bull. Bur. Stand. 6, S. 431. 1910. — Giebe, E., u. G. Zickner: Arch. f. Elektrot. 11, S. 109. 1922. — Meyer, U.: Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 4, S. 1. 1923.

Die gegenseitige Beeinflussung beim gleichzeitigen Stöpseln mehrerer Abteilungen ist durch Abschätzung der Einzelstufen weitgehend vermieden. Unabgeschützt bleiben nur die Schaltungsvorrichtung und die im Innern des Kastens liegenden Zuleitungen.

Noch günstiger in dieser Hinsicht verhält sich eine andere, gleichfalls von Siemens & Halske auf den Markt gebrachte Type, der Dreidekaden - Kurbelkondensator. Jede Dekade entspricht einem Glimmerpaket von 10 Abteilungen ($0 - 9 \cdot 10^3$, $0 - 9 \cdot 10^4$, $0 - 9 \cdot 10^5 \mu\mu\text{F}$). Die Gesamtkapazität beträgt 0,999 μF . Eine gegenseitige Beeinflussung gleichzeitig eingeschalteter Abteilungen kann hier nur in geringerem Maße eintreten, nämlich nur bei gleichzeitiger Einschaltung von Abteilungen aus 2 oder 3 Dekaden. Der prozentuale Betrag der Beeinflussung wird alsdann sehr klein.

Ähnliche Apparate werden von den Firmen Hartmann & Braun, Frankfurt a. M., und Land- und Seekabelwerke, Köln-Nippes, hergestellt.

Bei diesen Kondensatoren ist zu beachten, daß beim Abschalten aller Abteilungen immer noch ein Kapazitätsbetrag zwischen den Kondensatorklemmen liegenbleibt, der durch die Metallteile der Schaltungsvorrichtung bedingt ist. (Schaltungs-kapazität c_s mit dem Verlustwinkel δ_s , also der Ableitung $g_s = \omega c_s \text{tg } \delta_s$). Der Kondensator wird daher zweckmäßig so geeicht, daß als Werte c der einzelnen Abteilungen die aus Ein- und Ausschalten bzw. Kurzschließen einer Abteilung sich ergebenden Kapazitätsdifferenzen angesehen werden. Das Entsprechende gilt für Verlustwinkel δ bzw. Ableitungen g . Sind n Abteilungen eingeschaltet, so ergibt sich die Gesamtkapazität C , ihr Verlustwinkel Δ und ihre Ableitung G nach den Formeln

$$C = c_s + c_1 + c_2 + c_3 + \dots + c_n \quad (41)$$

$$C \cdot \text{tg } \Delta = c_s \text{tg } \delta_s + c_1 \text{tg } \delta_1 + c_2 \text{tg } \delta_2 + c_3 \text{tg } \delta_3 + \dots + c_n \text{tg } \delta_n \quad (42)$$

$$G = g_s + g_1 + g_2 + g_3 + \dots + g_n \quad (43)$$

Der gemessene Wert einer Kombination weicht bei Stöpselkondensatoren um höchstens $1 - 2\%$ von der in dieser Weise berechneten Summe der Einzelglieder ab; die gemessenen und berechneten Verlustwinkel stimmen bis auf etwa $0,5$ bis $1 \cdot 10^{-4}$ überein. Zu bemerken ist jedoch, daß c_s , δ_s und g_s infolge der mangelnden Abschätzung der Schaltungskapazität etwas von der Lage des Kondensators zur Umgebung (Tisch, Erde, andere Leiter) abhängen. Infolgedessen ist die jeweilige Betriebskapazität (vgl. S. 330) der kleineren Stufen in geringem Grade durch die Umgebung beeinflusst. Der an sich geringe Verlustwinkel des reinen Glimmers wird durch den meist beträchtlichen Verlustwinkel der Schaltungskapazität, besonders bei den kleinsten Stufen, nicht unbedeutend erhöht. Der Einfluß fällt beim Arbeiten mit Kapazitätsdifferenzen, wie oben angegeben, heraus. Ihrem relativ hohen Verlustwinkel entsprechend besitzt die Schaltungskapazität bei niederen Frequenzen eine ziemlich erhebliche Frequenzabhängigkeit, die bei den Kapazitätsdifferenzen nicht in demselben Maße besteht. Der Verlustwinkel von Glimmerkondensatoren ist ebenfalls frequenzabhängig, er wird meist mit wachsender Frequenz kleiner. Auch bei Hochfrequenz ($\omega = 10^6$) ist diese Abnahme noch nachweisbar.

Der Temperaturkoeffizient der Kapazität ist meist negativ und sehr klein ($-2 \cdot 10^{-4}$ bis $-2 \cdot 10^{-5}$ pro Grad), der der Ableitung ist vorwiegend positiv und beträgt etwas über 2% pro Grad. Luftdruck und Luftfeuchtigkeit haben nur geringen Einfluß. Sowohl Kapazität als Verlustwinkel weisen außerdem zeitliche Schwankungen auf, die bei neuen Kondensatoren besonders stark sind. Die Ableitung neigt vielfach zum Größerwerden.

Neben mehrstufigen Glimmerkondensatoren werden auch solche mit einem einzigen Kapazitätswert hergestellt; sie sind gewöhnlich zwischen zwei Hartgummiplatten eingebaut.

c) Veränderbare Meßkondensatoren.

Für ihren Aufbau gelten im wesentlichen dieselben Gesichtspunkte wie für den Bau fester Normal-Luftkondensatoren. Ihre zeitliche Konstanz ist geringer als die fester Kondensatoren.

Normaldrehkondensatoren. Bei dauerndem Anschluß eines Systems an die Hülle ist es zweckmäßig, das feste System zu isolieren und das bewegliche mit dem Gehäuse zu verbinden, da in diesem Falle die mit Rücksicht auf die Konstanz der Werte ungünstige Lagerung

¹⁾ Die Kapazitäten einzelner Kondensatorabteilungen sind mit c , dagegen sind Teilkapazitäten durchweg mit k bezeichnet (vgl. auch S. 328).

der Achse in Isoliermaterial vermieden werden kann. Auch beeinflußt im anderen Falle die Annäherung der Hand an das unabgeschützte Achsenende sowie den daran befestigten metallischen Zeiger den Kapazitätswert. Die Einstellung geschieht mit Hilfe eines auf den Drehknopf aufzusetzenden Hebels; die Ablesung mit Nonius. Der zu dem oben erwähnten Giebischen Satz von Normalluftkondensatoren gehörige Drehplattenkondensator hat beiderseitig vom Gehäuse isolierte Systeme, die aber wahlweise mit demselben verbunden werden können. Der zu dem Satze von Schering und Schmidt gehörige Drehkondensator (vgl. S. 341) ist ähnlich konstruiert, doch ist eines seiner Systeme dauernd mit der Hülle verbunden. Die Einstellung geschieht durch eine Übersetzung. Die Ableitung ist bei beiden Apparaten unmeßbar klein.

Technische Drehkondensatoren mit Luft- und Ölfüllung werden ebenfalls als Meßkondensatoren verwendet. Sie sind dann häufig mit Zahnradübersetzung oder Feineinstellung durch Trieb mit Schraube ohne Ende sowie mit Noniusablesung versehen. Sofern sie unabgeschützt sind, sind ihre Teilkapazitäten und deren Ableitungen undefiniert (vgl. S. 328 und 334). Abhilfe schafft nur völlige Abschätzung. In vielen Fällen genügt schon Ersetzung des Glasgefäßes durch ein solches aus Metall. Die Ableitung¹⁾ ist meist durchaus nicht sehr klein, sondern etwa von gleicher Größe wie die eines Glimmerkondensators gleicher Kapazität; sie hängt im allgemeinen von der Einstellung ab. Außerdem wird sie bei Luftkondensatoren von der Luftfeuchtigkeit stark beeinflußt (Oberflächenleitung auf den Isolierkörpern). Wird bei der Drehung des Kondensators der das feste Isolationsmaterial durchsetzende Kraftfluß nicht geändert, so ist der Verlustwinkel der Kapazität umgekehrt proportional, also die Ableitung im ganzen Kapazitätsbereich konstant. Bei gut abgeschützten Kondensatoren ist diese Bedingung meist annähernd erfüllt. Bei Ölkondensatoren pflegt der Verlustwinkel von der Einstellung unabhängig zu sein, d. h. die Ableitung wächst proportional der Kapazität. Der durch den Verlustwinkel bestimmte Serienwiderstand ist im ersten Falle dem Quadrat der Kapazität, im zweiten der Kapazität selbst umgekehrt proportional.

Oft ist es von Vorteil, nur die Differenz einer Kondensatoreinstellung gegen die Einstellung 0 zur Messung zu benutzen, etwa in ähnlicher Weise, wie dies bei den Glimmerkondensatoren (vgl. S. 342) ausgeführt wurde. Die Ableitung der Kapazitätsdifferenz ist dann meistens erheblich kleiner als die Ableitung der eingestellten Kapazitäten. Die Anfangskapazität entspricht der Schaltungskapazität der Glimmerkondensatoren.

Die Eichkurve von Drehkondensatoren mit halbkreisförmigen Platten ($r = \text{const.}$) ist annähernd eine Gerade, welche durch einen Ausdruck von der Form

$$C = a + b \cdot \alpha \quad (44)$$

analytisch darstellbar ist (a und $b = \text{Konstanten}$, $\alpha = \text{Drehungswinkel}$). Abweichungen von der Geraden treten nur an den Skalenden auf.

Sind die beweglichen Platten durch logarithmische Spiralen begrenzt ($r = \text{const.} \cdot e^{\alpha}$), so bleibt die prozentuale Kapazitätsänderung konstant; sind sie durch parabolische Spiralen begrenzt ($r = \text{const.} \sqrt{\alpha}$), so stellt der Kondensator in Verbindung mit einer festen Spule ein Gebilde dar, dessen Eigenwelle linear vom Einstellungswinkel abhängt. Seine Eichkurve ist in diesem Falle nahezu eine Parabel, entsprechend dem Ausdruck

$$C = a + b \cdot \alpha^2 \quad (45)$$

(Bezeichnungen wie oben). Bei Berücksichtigung eines halbkreisförmigen Achsenausschnittes vom Radius r_0 ergibt sich $r = \sqrt{\text{const.} \cdot \alpha + r_0^2}$. Soll die Eigenfrequenz des Gebildes eine lineare Funktion des Einstellungswinkels sein, so hat die Randkurve der beweglichen Platten einer Gleichung von der Form $1/\sqrt{(p - q \cdot \alpha)^3}$ bzw. $r = \sqrt{1/(p - q \cdot \alpha)^3 + r_0^2}$ zu genügen. p und q sind Funktionen der Selbstinduktion L des Kreises, daher ist ein solcher Kondensator nur für ein bestimmtes L , also in einem beschränkten Frequenzbereich brauchbar⁵⁾.

Bei sehr genauen Messungen an Schwingungskreisen wird der Wert der Kapazitätsabschätzung illusorisch, wenn nicht gleichzeitig die Kapazität der übrigen Leiter des Kreises, insbesondere der Selbstinduktion, durch Abschätzung definiert wird. Die Spulenhülle muß zur Vermeidung von Wirbelströmen unterteilt sein (vgl. S. 370⁵⁾).

Zylinderkondensator nach Gerdien³⁾. Ein System konaxialer Röhren wird gegen ein anderes axial verschoben. Noniusablesung an der auf der Achse befindlichen Skala.

Schiebekondensator nach Nernst⁴⁾ für Dielektrizitätskonstanten-Bestimmungen. Die Kapazitätsänderung erfolgt durch meßbares Verschieben einer Platte aus dielektrischem Material (Glas) zwischen den ebenen Belegungen.

¹⁾ Giebe, E., u. G. Zickner: Arch. f. Elektrot. II, S. 109. 1922.

²⁾ Giebe, E., u. E. Alberti: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 42, S. 104. 1922.

³⁾ Gerdien, H.: Phys. Zeitschr. 5, S. 294. 1904.

⁴⁾ Nernst, W.: Zeitschr. f. phys. Chem. 14, S. 622. 1894.

⁵⁾ Über die beiden letzten Kondensatorformen vgl. Kunze, W. u. S. Loewe: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 119. 1926.

E. Hilfskondensatoren.

a) Allgemeines.

Für eine Reihe untergeordneter Zwecke werden Kondensatoren benötigt, an deren elektrische Eigenschaften nur relativ geringe Anforderungen gestellt werden. Die Verwendung geringwertigen Materials beim Aufbau ist daher häufig zulässig. Solche Kondensatoren genügen z. B. zur Sperrung von Wechselstromkreisen für Gleichströme (Blockkondensatoren), zum Schutz von Maschinen oder Apparaten gegen Hochfrequenz (Hochfrequenzsicherungen), als Funkenlöschkondensatoren an Stromunterbrechungsstellen (vgl. z. B. Pendelumformer, S. 113) usw.

b) Ausführungsformen.

Papierkondensatoren¹⁾, häufig als Stöpsel- oder Kurbelkondensatoren für Meßzwecke ausgeführt, auch für große Kapazitäten bis zu mehreren μF , sind für genauere Messungen wenig geeignet, da Kapazität und Verlustwinkel beträchtlichen Schwankungen unterliegen. Das als Dielektrikum dienende Papier ist mit Paraffin oder Isolierlack getränkt. Der Verlustwinkel δ hängt von der Temperatur und besonders von der Luftfeuchtigkeit ab und besitzt bei 800 Hz meist Werte von mehreren Graden.

Blockkondensatoren für Niederfrequenz (Fernsprechtechnik, vgl. S. 174) werden aus Stanniol- und paraffinierten Papierbändern gewickelt oder gefaltet, in rechteckige Form gepreßt und mit einem Metall- oder Pappgehäuse umgeben. Sie haben meist größere Werte (0,01—10 μF) und vertragen Spannungen bis zu 500 Volt.

Für Betriebsspannungen bis zu 25 000 Volt und darüber sind Hartpapierkondensatoren (Meirowski & Co., Porz a. Rh.) gebräuchlich, deren Dielektrikum mit Bakelit imprägniert ist. Als Blockkondensatoren für Hochfrequenz dienen meist Glimmerkondensatoren von kleinsten Abmessungen (Plattengröße nur wenige cm^2) und geringen Kapazitätsbeträgen (etwa 10^2 bis $10^4 \mu\mu\text{F}$), welche durch zwei miteinander verschraubte Metallplättchen zusammengehalten werden. Da der Glimmer nicht gegen das Eindringen von Feuchtigkeit geschützt ist, so ist ihre Ableitung nicht unbedeutend.

Durch bifilares Aufwickeln von isoliertem Draht auf einen Spulenkern erhält man Rollen-kondensatoren, deren Dielektrikum teils durch die Isolation des Drahtes, teils durch Luft gebildet wird. Eine Rolle aus Emailedraht von 4 cm Länge und 1,8 mm Durchmesser besitzt bei einer Drahtstärke von 0,2 mm eine Kapazität von etwa 5000—6000 $\mu\mu\text{F}$.

Zur Herstellung sehr großer Kapazitäten bedient man sich mit Vorteil elektrolytischer Kondensatoren²⁾. Eine Al-Platte als Anode in einem schwach alkalischen Elektrolyten (Boraxlösung) bedeckt sich beim Durchgang von Gleichstrom mit einer porösen Schicht von Al_2O_3 , innerhalb deren sich eine sehr dünne Gasschicht ausbildet. Nach dem auf diese Weise erfolgten Formieren liegt zwischen den Elektroden eine Kapazität, die man bei größeren Plattenoberflächen (gewellte Bleche) leicht auf die Größenordnung von $10^8 \mu\text{F}$ bringen kann. Die Dicke der dielektrischen Gasschicht ist bis zu einer gewissen Grenze (für Borax 480 Volt) der Formierungsspannung nahe proportional. Infolge der Ventilwirkung der Anordnung müssen bei Benutzung von Wechselstrom beide Elektroden aus Al bestehen. Man hat dann für jede Stromrichtung einen besonderen Kondensator, weil immer nur die an der Anode der betreffenden Stromrichtung befindliche Gasschicht als Dielektrikum wirkt. Die dielektrischen Verluste sind ziemlich bedeutend. Durch Hintereinanderschaltung läßt sich die Spannungsbelastbarkeit erhöhen, während die Größe der Kapazität für die meisten praktischen Zwecke noch immer ausreichend bleibt.

Halbleitereffekt [Johnson und Rahbek³⁾]. Die polierte Oberfläche eines Halbleiters (Achat, Serpentin, Bakelit usw.) bildet mit einer ihr anliegenden Metallbelegung zusammen einen Kondensator, als dessen Dielektrikum die äußerst dünne trennende Luftschicht zwischen beiden Substanzen angesehen werden kann.

III. Spulen⁴⁾.

Bearbeitet von G. Zickner.

I. Allgemeines.

Ändert sich die Stromstärke in einem stromdurchflossenen Leiter, so erzeugt die damit verknüpfte Änderung des den Leiter umschlingenden magnetischen Kraftfeldes eine EMK in dem Leiter, welche der Änderung der Stromstärke ent-

¹⁾ Grover, F. W.: Bull. Bur. Stand. **7**, S. 495. 1911. — Jordan, H.: Verh. D. Phys. Ges. **14**, S. 451. 1912; ETZ **32**, S. 123. 1911. — Lübben, C.: Arch. f. Elektrotechn. **10**, S. 283. 1921.

²⁾ Schulze, G.: E. u. M. **27**, S. 247. 1909.

³⁾ Näheres vgl. S. 152. Vgl. auch Schering, H., u. R. Schmidt: Ztschr. f. techn. Phys. **6**, S. 19. 1925. Dort auch Literatur.

⁴⁾ Literatur: Orlich, E.: Kapazität und Induktivität. Vieweg 1909. — Rosa, E. B., u. F. W. Grover: Formulas and Tables for the Calculation of Mutual and Selfinduction. (Revised.) From Bull. Bur. Stand. **8**, Nr. 1. 1911. — Zenneck, J.: Lehrbuch der drahtlosen Tele-

gegenwirkt. Diese EMK ist der Änderungsgeschwindigkeit des Feldes und damit der des Stromes (di/dt) sowie einem Faktor (L) proportional, welcher von der geometrischen Form des Leiters abhängt und Koeffizient der **Selbstinduktion** genannt wird. Befindet sich der Leiter in einem Medium von der Permeabilität μ , so wird L gegenüber dem Vakuum ($\mu = 1$) auf den μ -fachen Wert vergrößert. Für Luft gilt $\mu = 1$.

Bei der Änderung der Stromstärke in einem stromdurchflossenen Leiter 1 verursacht die Änderung seines magnetischen Feldes auch in einem in der Nähe befindlichen Leiter 2 eine EMK, welche, sofern der zweite Leiter einen geschlossenen Stromkreis darstellt, in diesem einen Strom und damit ein Magnetfeld erzeugt, das die Veränderung des vom ersten Leiter herrührenden Magnetfeldes zu kompensieren sucht. Die im Leiter 2 induzierte EMK ist proportional der Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt im Leiter 1 sowie einem Faktor L_{12} , welcher als **Gegeninduktion** der beiden Leitersysteme bezeichnet wird. Dieser hängt nur von der geometrischen Form beider Leiter und ihrer Lage zueinander ab; dabei ist es gleichgültig, welcher von beiden Leitern den anderen induzierend beeinflusst, d. h. es gilt stets $L_{12} = L_{21}$.

Der Gegeninduktionskoeffizient spielt in der Hochfrequenztechnik eine geringere Rolle als der Selbstinduktionskoeffizient. Er kommt im wesentlichen nur zur Berechnung des Kopplungsfaktors (vgl. S. 202 u. 561) zweier Kreise in Frage.

Selbst- und Gegeninduktion werden unter dem Begriff **Induktivität** zusammengefaßt. Die Induktivität ist streng nur für geschlossene Stromkreise definiert¹⁾. Selbstinduktion ist das Verhältnis des den Kreis durchsetzenden Induktionsflusses zu dem ihn erzeugenden Strom ($L = \Phi/i$); Gegeninduktion das Verhältnis des beide Kreise durchsetzenden partiellen Induktionsflusses zu dem ihn erzeugenden Strom ($L_{12} = \Phi_{12}/i_1 = \Phi_{21}/i_2$). Die Selbstinduktion eines einzelnen Leiters wird so definiert, daß die algebraische Summe der Selbstinduktionen und Gegeninduktionen aller Leiter des Kreises gleich der Selbstinduktion des Kreises wird. Für die Gegeninduktion gilt Analoges.

Im elektromagnetischen Maßsystem hat die Induktivität die Dimension einer Länge, ihre Einheit wird dementsprechend als **cm** bezeichnet. Die technische Einheit ist das **Henry** $= 10^9$ cm [Zeichen **H**]²⁾. Im praktischen Gebrauch bequemer sind meist die abgeleiteten Einheiten **1 Millihenry** (Zeichen **mH**) $= 10^{-3}$ H $= 10^6$ cm und **1 Mikrohenry** (Zeichen **μ H**) $= 10^{-6}$ H $= 10^3$ cm.

Im folgenden werden Formeln für die Selbst- und Gegeninduktionskoeffizienten häufig gebrauchter Leiterformen angegeben, soweit sie mit einfachen Mitteln berechenbar sind. Die Formeln setzen quasistationäre Stromverteilung sowie die Abwesenheit leitender, insbesondere ferromagnetischer Körper, in der Nähe der zu berechnenden Leiter sowie unmagnetisches Leitermaterial ($\mu = 1$) voraus.

2. Induktivität spezieller Leiterformen.

A. Selbstinduktion.

a) Selbstinduktion gestreckter Leiter.

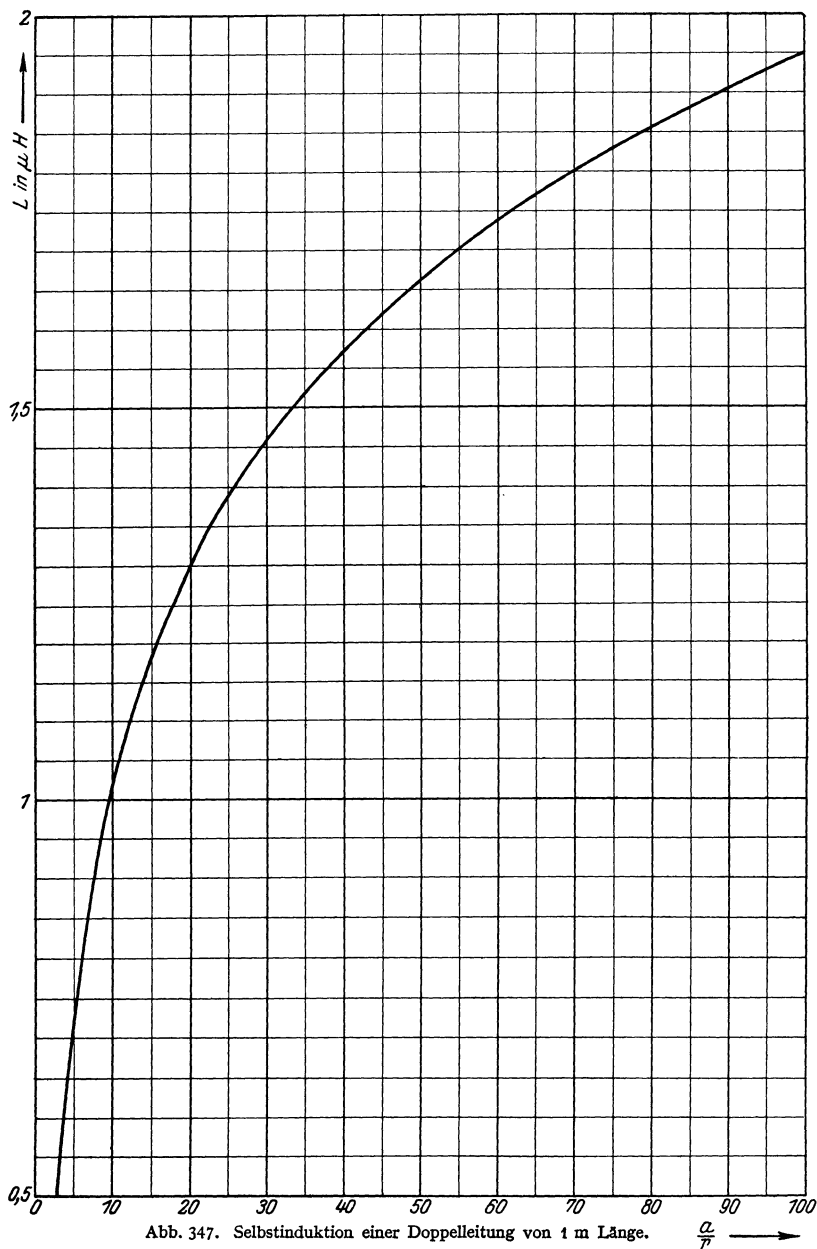
Für eine Anzahl von Leitern von relativ einfacher geometrischer Gestalt sind die Induktivitätskoeffizienten berechenbar³⁾. Die Formeln geben L bzw. L_{12} in cm.

graphie. Enke 1916. — Rein-Wirtz: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. Berlin: Julius Springer 1917. — Nesper, E.: Handbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. Berlin: Julius Springer 1921. — Bureau of Standards: Radio Instruments and Measurements. Circular No. 74. Washington 1924.

¹⁾ Näheres über die Definition der Induktivität s. S. 76.

²⁾ Streng genommen ist die absolute Einheit (10^9 cm) um $0,5\%$ kleiner als das internationale Henry. Vgl. Grüneisen, E., u. E. Giebe: Wiss. Abh. d. P.T.R. 5, S. 1. 1921; Ann. d. Phys. **63**, S. 179. 1920 (Auszug).

³⁾ Alle Längen sind in cm einzusetzen.



Gerader Draht (Einfachleitung).

(Radius = r , Länge = l) $r \ll l$.

$$L = 2l \left(\ln \frac{2l}{r} - \text{const.} \right). \quad (1)$$

Für niedrige Frequenzen (Strom erfüllt den Drahtquerschnitt gleichmäßig) ist const. = $\frac{3}{4}$ zu setzen; für hohe Frequenzen (Strom fließt nur in der Oberfläche, vgl. S. 354) gilt const. = 1¹⁾.

Für eine einseitig geerdete Linearantenne gilt ²⁾:

$$L = 2l \cdot \ln \frac{2l}{r}. \quad (2)$$

Gerades Band.

(Breite = $b \gg$ Dicke, Länge = l .) $b \ll l$.

$$L = 2l \left(\ln \frac{2l}{b} + \frac{1}{2} \right). \quad (3)$$

Bifildraht³⁾ (Doppelleitung).

(Radius = $r_1 = r_2 = r$, Länge = l , Achsenabstand = a .) $r \ll a \ll l$.

$$L = l \left(4 \ln \frac{a}{r} + \text{const.} \right). \quad (4)$$

Für Niederfrequenz const. = 1 } vgl. Gl. (1).
Für Hochfrequenz const. = 0 }

In Abb. 347 ist die Selbstinduktion (mit konst. = 1) einer Doppelleitung von 1 m Länge in Abhängigkeit von dem Verhältnis $\frac{a}{r}$ dargestellt.

Bifilarband (zwei nebeneinander in parallelen Ebenen liegende Bänder). Abstand gleich der Bandbreite.

(Dicke \ll Abstand = Breite \ll Länge = l .)

$$L = 2\pi l.$$

Abstand sehr klein.

(Breite = b , Dicke = $d \gg$ Abstand, Länge = l .) $d \ll b \ll l$.

$$L = 8l \cdot \frac{d}{b+d}. \quad (6)$$

Konzentrisches Kabel.

(Radien = r_1 und r_2 , Länge = l .) $r_1 > r_2$, $l \gg r_1$.

Ist der Querschnitt des Mantels zu vernachlässigen, so gilt

$$L = 2l \left(\ln \frac{r_1}{r_2} + \text{const.} \right). \quad (7)$$

Für Niederfrequenz const. = $\frac{1}{4}$ } vgl. Gl. (1).
Für Hochfrequenz const. = 0 }

Haben Innen- und Außenleiter gleichen Querschnitt, so wird für Niederfrequenz

$$\text{const.} = \frac{1}{2} \left\{ \left[1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right]^2 \ln \left[1 + \left(\frac{r_2}{r_1} \right)^2 \right] - \left[1 + \left(\frac{r_1}{r_2} \right)^2 \right] \right\}, \quad (8)$$

wobei r_1 den inneren Radius des Mantels bedeutet. Für Hochfrequenz gilt auch hier const. = 0.

Reuse (s. Abb. 348) von n auf einem Kreise vom Radius ϱ angeordneten, geraden, parallelgeschalteten Drähten⁴⁾.

Für Abb. 348 ist $n = 6$.

(Drahtradius = r , Länge = l .) $r \ll l$, $\varrho \ll l$.

$$L = 2l \left[\ln \frac{2l}{\sqrt[0,7788]{n \cdot r \cdot n \cdot \varrho^{n-1}}} - 1 \right]. \quad (9)$$

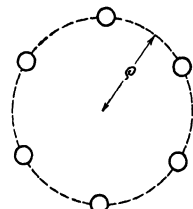


Abb. 348. Reuse.

¹⁾ Bei Freileitung mit Erde als Rückleitung: const. = $\frac{3}{4}$ bis $\frac{1}{4}$, je nach Verteilung des Stromes im Erdboden.

²⁾ Bei Niederfrequenz hat man für die Selbstinduktion frei endigender Leiter (Antennen) nur $\frac{1}{2}$ des berechneten Wertes einzusetzen. Näheres über die Selbstinduktion von Antennen vgl. S. 210 u. 398.

³⁾ Über die Selbstinduktion mehrerer paralleler Bifilarsysteme (induktionsfreier Widerstand) s. Rosa, E. B.: Bull. Bur. Stand. 4, S. 301. 1908.

⁴⁾ Vgl. Rosa, E. B.: Bull. Bur. Stand. 4, S. 301. 1908. Die Zahl 0,7788 = $1/\sqrt[4]{e}$.

b) Selbstinduktion gekrümmter Leiter.

Kreis (Radius = R)

aus Runddraht (Radius = r). $R \gg r$.

Nach Kirchhoff gilt:

$$L = 4 \pi R \left(\ln \frac{R}{r} + \text{const.} \right). \tag{10}$$



Für Niederfrequenz const. = 0,329 } vgl. Gl. (1)

Für Hochfrequenz const. = 0,079 }

aus Band, flach gewickelt (Breite = $b \gg$ Dicke). $R \gg b$.

Nach Rayleigh gilt:

$$L = 4 \pi R \left(\ln \frac{8R}{b} - \frac{1}{2} \right). \tag{11}$$



Einlagige Spule

(Windungszahl = n).

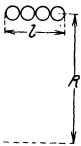
Flachspule (äußerer Radius = R_1 , innerer = R_2) (s. Abb. 349).

Nach Spielrein¹⁾ ist

$$L = R_1 \cdot n^2 \cdot f(R_2/R_1). \tag{12}$$

Abb. 349. Flachspule.

Der Wert der Funktion $f(R_2/R_1)$ ist der Kurve I Abb. 350 zu entnehmen. Da über die Form des Drahtquerschnittes keinerlei Voraussetzungen gemacht werden, so gilt die Formel angenähert auch für Spulen aus Band, dessen Breite $b \ll R_2$ ist.



Zylinderspule (Radius = R , Länge = l).

Man hat nach Lorenz

$$L = R n^2 f(2R/l). \tag{13}$$

Kurve II Abb. 350 ergibt den Wert der Funktion $f(2R/l)$.

Für höhere Ansprüche an Genauigkeit wird f besser berechnet²⁾ statt der Kurve entnommen.

Drahtquerschnitt und Ganghöhe bedingen für sehr genaue Berechnungen eine Korrektur³⁾.

Für eine Zylinderspule aus Flachband (Breite $b \gg$ Dicke, $R \gg b$) gilt Gl. (13) angenähert.

Weiter sind für einige spezielle Formen der Zylinderspule Ausdrücke für den Wert der Selbstinduktion berechnet worden. Für eine

kurze weite Spule ($R \gg l$) aus Runddraht oder Band (Abb. 351) gilt nach Rayleigh

$$L = 4 \pi R n^2 \left(\ln \frac{8R}{l} - \frac{1}{2} \right). \tag{14}$$

Abb. 351. Kurze weite Spule, einlagig.

In erster Annäherung gilt für eine lange enge Spule (Solenoid, Abb. 352) $R \ll l$:

$$L = \frac{4 \pi^2 R^2 n^2}{l}. \tag{15}$$

Ringspule (Toroid, Abb. 353).

Der Radius ϱ des Ringes sei groß gegen den Radius R der Windungen. Dann folgt aus Gl. (15), wenn man mit $F = \pi R^2$

die Windungsfläche bezeichnet,

$$L = \frac{2 F n^2}{\varrho}. \tag{16}$$

Abb. 352. Lange enge Spule, einlagig.

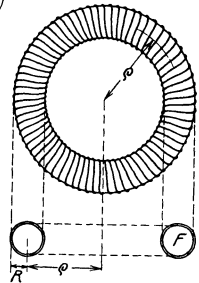


Abb. 353. Ringspule.

Die Formel ist auch anwendbar, wenn die Windungsfläche nicht kreisförmig ist (Toroid von beliebigem Querschnitt).

¹⁾ Spielrein, J.: Arch. f. Elektrotechn. 3, S. 187. 1915.

²⁾ Rosa, E. B. u. F. W. Grover, a. a. O. S. 117.

³⁾ Siehe Rosa u. Grover: l. c. S. 117 u. 122.

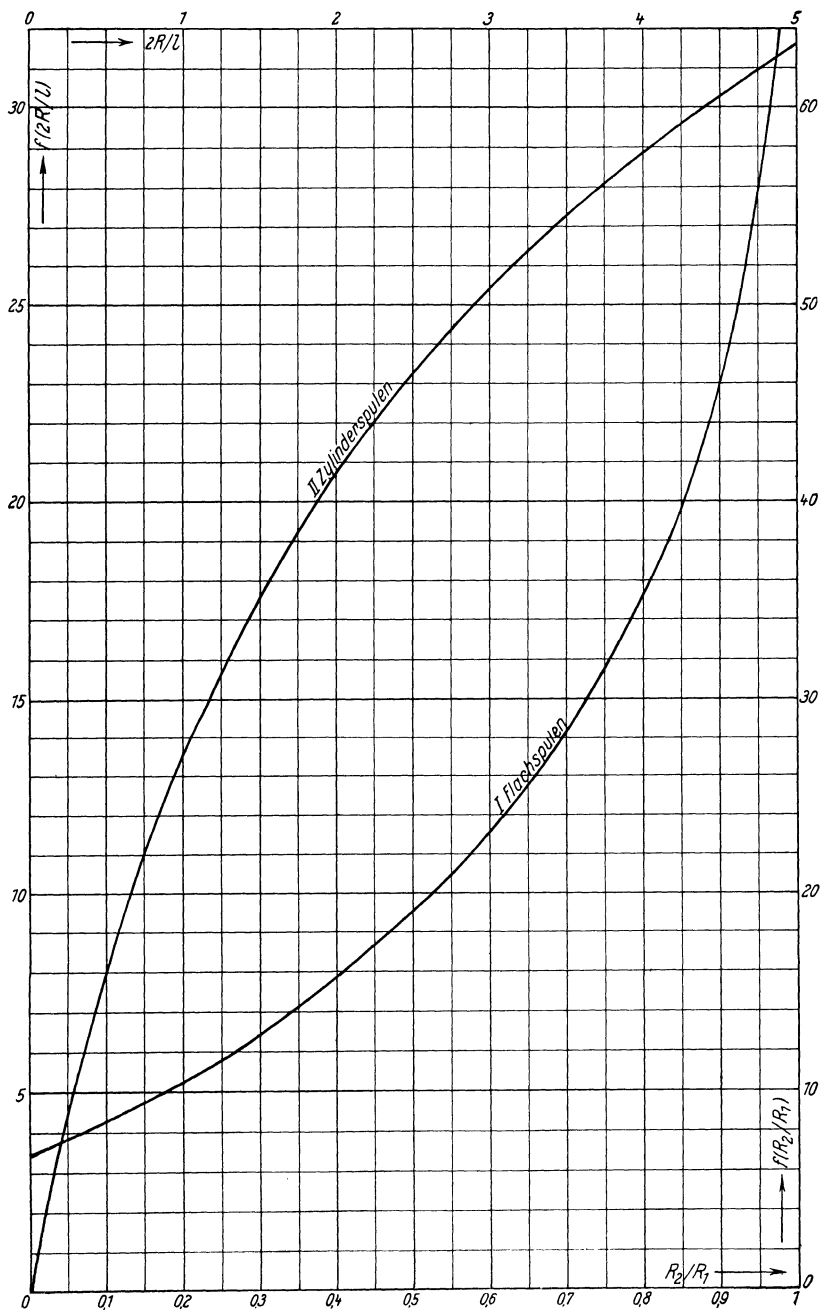


Abb. 350. Kurven zur Berechnung der Selbstinduktion von Spulen.

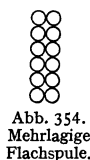
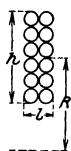
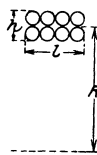
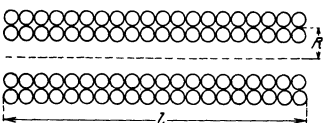
Abb. 354.
Mehrlagige
Flachspule.Abb. 355.
Kurze weite
Spule, mehr-
lagig.

Abb. 357. Lange enge Spule, mehrlagig.

Mehrlagige Spule¹⁾.(Windungszahl = n , mittl. Radius²⁾ = R , axiale Länge = l , radiale Höhe = h .)

Flachspule (Abb. 354). Für Spulen, die den Bedingungen

 $\frac{R}{l+h} \leq 3$ und $\frac{h}{l} \geq 7$ genügen, gilt

$$L = 21 n^2 R \sqrt{\frac{R}{l+h}}. \quad (17)$$

Kurze weite Spule (Abb. 355).

Auch für diesen Fall gilt Gl. (17), wenn $1 < \frac{R}{l+h} < 3$ ist³⁾.

Kurze enge Spule (Abb. 356).

Ist $\frac{R}{l+h} < 1$, so wird

$$L = 21 n^2 R \sqrt[4]{\left(\frac{R}{l+h}\right)^3}. \quad (18)$$

Die Formeln (17) und (18) sind empirische Näherungsformeln⁴⁾, Genauigkeit etwa $\pm 3\%$.Ein Minimum an Drahtlänge erhält man bei quadratischem Wickelungsquerschnitt ($l = h$) und einem Verhältnis $\frac{R}{l} = 1,5$ bis 2; in letzterem Falle gehen

Gl. (17) und (18) über in

$$L = 21 n^2 R. \quad (19)$$

Für Selbstinduktionsnormale wählt man häufig $\frac{R}{l} = 1,5$, also Außenradius $R_1 = 2l$, Innenradius $R_2 = l$. Die Vorausberechnung erfolgt nach genaueren Formeln⁵⁾.

Lange enge Spule (mehrlagiges Solenoid, Abb. 357).

Hier läßt sich Gl. (13) nebst der zugehörigen Kurve (Kurve II, Abb. 350) verwenden, wenn unter n die gesamte Windungszahl der Spule, unter R der mittlere Radius verstanden wird. Für genaue Berechnungen wird der geometrische Mittelwert benutzt⁶⁾. Außer der durch den Drahtquerschnitt bedingten Korrektur [vgl. Fußnote³⁾ S. 348] ist noch eine weitere Korrektur zu berücksichtigen, welche durch die radiale Höhe der Wickelung bedingt ist⁷⁾.

Abb. 356.
Kurze enge
Spule, mehr-
lagig.

c) Selbstinduktion geknickter Leiter.

Vieleckige Spulen finden in der Radiotechnik in steigendem Maße Verwendung (Rahmenantenne), da ihre Drähte nur an den Kanten mit der festen Unterlage

¹⁾ Vgl. Esau, A.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. 15, S. 2. 1920. — Grover, F. W.: Scient. Pap. Bur. of Stand. 18, S. 451. 1922.

²⁾ Arithmetischer Mittelwert: $R = \frac{R_1 + R_2}{2}$, wenn R_1 = Außenradius, R_2 = Innenradius.

³⁾ Eine genauere Formel s. bei Stefan, J.: Wiedem. Ann. 22, S. 107. 1884. Dort ist auch die Form des Drahtquerschnittes durch ein Korrektionsglied berücksichtigt. Vgl. Rosa u. Grover: a. a. O. S. 140.

⁴⁾ Korndörfer, M.: ETZ 38, S. 521. 1917. Dort auch Formeln zur Berechnung hochbelastbarer Drosselspulen.

⁵⁾ Vgl. Stefan, J.: a. a. O.

⁶⁾ Er berechnet sich aus den Radien $R_1, R_2, R_3, \dots, R_m$ der einzelnen Lagen nach der Beziehung

$R = \sqrt{\frac{R_1^2 + R_2^2 + \dots + R_m^2}{m}}$, wobei m die Anzahl der Lagen bedeutet.

⁷⁾ Rosa u. Grover: a. a. O. S. 138.

in Berührung kommen, wodurch Spulenkapazität und dielektrische Verluste wesentlich herabgesetzt werden.

Vieleck.

(Seitenlänge = S , Seitenzahl = z , Drahradius = r .) $S \gg r$.

$$L = 2zS \left(\ln \frac{S}{r} + \text{const.} \right). \quad (20)$$

Für ein Quadrat ($z = 4$) wird const. = $-0,524$,

„ „ Sechseck ($z = 6$) „ „ = $0,098^1$,

„ „ Achteck ($z = 8$) „ „ = $0,462^1$.

Kurze weite Spule von vieleckiger Windungsfläche²).

(Axiale Spulenlänge = l , Windungszahl = n , sonst Bezeichnungen wie oben.)
 $l \ll S$.

$$L = 2zSn^2 \left(\ln \frac{S}{l} + p \frac{l}{S} + q \right). \quad (21)$$

Die Konstanten p und q sind im Zusammenhang mit der Seitenzahl z des Windungspolygons in Tabelle 18 zusammengestellt³).

Tabelle 18. Konstanten zur Berechnung von Polygonalspulen.

z	p	q
4	0,333	0,726
6	0,132	1,348
8	0,072	1,712

Lange enge Spule von vieleckiger Windungsfläche⁴).

(Bezeichnungen wie oben.) $l \gg S$

Man berechnet in diesen Fällen den Radius R des dem Windungspolygon flächengleichen Kreises nach der Formel

$$R = \frac{S}{2 \sin \frac{\pi}{z}} \sqrt{\frac{z}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{z}}. \quad (22)$$

Die Berechnung der Selbstinduktion erfolgt alsdann nach Gl. (13) oder (15).

Ringspule (Toroid) mit vieleckigem Querschnitt.

Zur Berechnung der Selbstinduktion s. Gl. (16).

B. Gegeninduktion.

a) Gegeninduktion gestreckter Leiter.

Zwei gerade, parallele Drähte (Einfachleitungen).

Länge = l , Abstand = a , Drahradius = r .) $r \ll a \ll l$.

$$L_{12} = 2l \left(\ln \frac{2l}{a} + \frac{a}{l} - 1 \right). \quad (23)$$

Handelt es sich um zwei Einfachleitungen mit Erde als Rückleitung, so tritt an Stelle der Konstanten 1 in Gl. (23) ein Wert, der je nach dem Verlauf der Ströme im Erdboden zwischen 1 und 2 liegt⁵).

¹) Grover, F. W.: Bull. Bur. Stand. 18, S. 735. 1923.

²) Vgl. Esau, A.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. 14, S. 271, 386. 1919; hier auch quadratische Flachspulen; 16, S. 162. 1920; 18, S. 453. 1921.

³) Grover, F. W.: Bull. Bur. Stand. 18, S. 735. 1923. Gl. (21) ist eine Reihenformel, deren Glieder höherer Ordnung fortgelassen sind.

⁴) Genauere Formeln, auch für kurze weite Spulen, bei Niwa, Y.: Res. Electrot. Lab. Tokyo Nr. 141. 1924.

⁵) Über die Gegeninduktion zweier gerader Drähte in beliebiger Lage zueinander s. Martens, F. F.: Ann. d. Phys. 29, S. 959. 1909.

Zwei parallele Bifilardrähte (Doppelleitungen).

Die eine Doppelleitung bestehe aus den Leitern 1 und 2, die andere aus den Leitern 3 und 4. 1 und 3 führen gleichzeitig Strom gleicher Richtung, 2 und 4 ebenfalls. a_{13} a_{14} a_{23} a_{24} seien die Abstände der durch die Indizes bezeichneten Leiter. Dann gilt unter der Voraussetzung $r \ll a \ll l$ (Länge = l , Drahtradius = r)

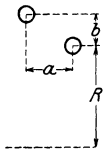
$$L_{12} = 2 l \cdot \ln \frac{a_{14} a_{23}}{a_{13} a_{24}}. \quad (24)$$

Die Abstände a_{12} und a_{34} gehen in den Wert der Gegeninduktion nur insofern ein, als sie durch die vier übrigen bestimmt sind.

b) Gegeninduktion gekrümmter Leiter.

Relativ einfache Ausdrücke ergeben sich nur für wenige Spezialfälle¹⁾.

Zwei Kreise, konaxial in parallelen Ebenen (Abb. 358). (Radien $R_1 = R + b$, $R_2 = R$, Abstand = a .) $a \ll R$, $b \ll R$.



$$L_{12} = 4 \pi R \left(\ln \frac{8 R}{\sqrt{a^2 + b^2}} - 2 \right). \quad (25)$$

Zwei kurze weite Spulen, Windungsflächen konaxial und parallel.

(Mittlere Radien $R_1 = R + b$, $R_2 = R$, Abstand der mittleren Windungsebenen = a , Windungszahlen n_1 und n_2 .) $a \ll R$, $b \ll R$.



Abb. 358.
Konaxiale
Drahtringe.

$$L_{12} = 4 \pi R n_1 n_2 \left(\ln \frac{8 R}{\sqrt{a^2 + b^2}} - 2 \right). \quad (26)$$

Kurze und lange Spule, konaxial übereinandergeschoben.

Kurze Spule (Windungszahl = n) weit von den Enden der langen (Länge = $l \gg$ Radius, Windungszahl = N) entfernt. Wird unter R stets der Radius der innen gelegenen Spule verstanden, so gilt für innere sowohl wie für äußere Lage der kurzen Spule:

$$L_{12} = \frac{4 \pi^2 R^2 n N}{l}. \quad (27)$$

Ist die lange Spule eine Ringspule (Toroid vom Krümmungsradius ϱ , vgl. Abb. 353 S. 348), so ist l zu ersetzen durch $2\pi\varrho$. — Hat die lange Spule freie Enden, so gilt Gl. (27) um so genauer, je kleiner die Differenz der Radien ist. Ist die innere Spule mehrlagig, so ist in Gl. (27) der mittlere Radius einzusetzen²⁾.

Zwei lange enge Spulen, konaxial übereinandergeschoben und gleich lang. (Radien $R_1 = R + b$, $R_2 = R$, Windungszahlen = n und N , Länge = l .) $l \gg R + b$.

Es gilt Formel (27), doch erfordern die Spulenden eine Korrektur, welche durch Multiplikation mit dem Faktor

$$k = 1 - \frac{2(R + b)}{l} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{16} \left(\frac{R}{R + b} \right)^2 \right] \quad (28)$$

berücksichtigt wird.

c) Gegeninduktion geknickter Leiter.

Die hier gültigen Beziehungen sind nicht durch einfache Ausdrücke darstellbar³⁾.

¹⁾ S. auch Esau, A.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. **16**, S. 257. 1920; **17**, S. 83, 179. 1921

²⁾ S. Fußnoten ²⁾ und ⁹⁾ auf S. 350.

³⁾ Über die Gegeninduktion von Quadraten s. Martens, F. F.: Ann. d. Phys. **29**, S. 959. 1909. — Esau, A.: Ann. d. Phys. **61**, S. 410. 1920; Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. **16**, S. 257. 1920 u. **17**, S. 242. 1921. — Niwa, Y.: Res. Electrot. Lab. Tokyo Nr. 141. 1924

3. Energieverluste in Spulen.

A. Übersicht.

Bezüglich der Energieverluste besteht zwischen Kapazitäten und Induktivitäten ein grundsätzlicher Unterschied. Während es möglich ist, völlig verlustfreie Kondensatoren zu bauen (vgl. S. 340), lassen sich bei Spulen die Verluste nicht unter ein gewisses Minimum herunterdrücken. Ein Maß für die Verluste in einer Spule und damit für ihre Dämpfung (vgl. S. 364) ist der **wirksame Widerstand** (Wirkwiderstand, Verlustwiderstand) der Spule. Er ist definiert durch die in der Spule entwickelte Stromwärme Q auf Grund der Beziehung

$$w = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T Q dt}{\frac{1}{T} \int_0^T J^2 dt}, \quad (29)$$

wobei T die Periodendauer bedeutet.

Der Mindestwert des Wirkwiderstandes einer Spule ist der mit Gleichstrom bestimmbare (rein Ohmsche) Widerstandswert (w_0). Es ist jedoch schwierig, Spulen zu bauen, deren Wirkwiderstand bei höheren Frequenzen diesen Minimalwert nicht wesentlich übersteigt. Bei Wechselstrom treten nämlich infolge des auch innerhalb des Leiters vorhandenen Wechselfeldes **Wirbelströme** auf, die Energie verzehren und daher eine Vergrößerung des wirksamen Widerstandes zur Folge haben. Bei Anwesenheit metallischer Leiter innerhalb des magnetischen Feldes der Spule werden auch in diesen Wirbelströme induziert, durch deren Rückwirkung der Spulenwiderstand weiter vergrößert wird; diese Möglichkeit ist daher sorgfältig zu vermeiden¹⁾. Hierher gehören insbesondere auch Kurzschlußwindungen; ferner z. B. anhängende tote Windungen, die galvanisch oder magnetisch mit der Spule gekoppelt sind, wie sie z. B. bei Schiebe- oder Stöpselspulen (vgl. S. 369) vorkommen, ferner auch sonstige mitschwingende Metallteile mancherlei Art, sofern sie sich im Felde der Spule befinden.

Die magnetische Rückwirkung der Wirbelströme im Leiter selbst auf das Feld des Leiters hat zur Folge, daß bei hochfrequentem Wechselstrom auch der Selbstinduktionskoeffizient der Spule ein anderer ist als bei niederfrequentem. Doch ist die Differenz sehr viel kleiner als die der entsprechenden Widerstände.

Die **Eigenkapazität** einer Spule kann im allgemeinen bis in die Nähe der Eigenfrequenz (Grundfrequenz) der Spule als der reinen Selbstinduktion der Spule parallel geschaltet aufgefaßt werden. Es tritt daher bei höheren Frequenzen eines die Spule durchfließenden Wechselstromes eine andere Stromverteilung auf als bei niedrigen, was eine scheinbare Änderung sowohl des Selbstinduktionskoeffizienten wie des Wirkwiderstandes von Spulen zur Folge hat.

Ableitung der Spulenkapazität (dielektrische und Leitungsverluste) ist eine dritte Ursache für die Änderung des Wirkwiderstandes mit der Frequenz.

Eine weitere Widerstandserhöhung tritt bei gestreckten Leiterformen und hohen Frequenzen durch Strahlung ein²⁾. Spulen strahlen relativ wenig.

Bei Frequenzen, die mit der Eigenschwingung (Grundfrequenz) des Leiters vergleichbar oder höher sind, ist die bei der Definition der Selbstinduktion gemachte Voraussetzung quasi-stationärer Stromverteilung nicht mehr erfüllt. Die Selbstinduktion ist in diesen Frequenzgebieten stark von der Frequenz abhängig und daher nur im Zusammenhang mit dieser definiert³⁾.

¹⁾ In einem etwa vorhandenen Eisenkern der Spule entstehen außer den Energieverlusten durch Wirbelströme noch weitere Verluste durch magnetische Hysterese; dieser Fall sei hier von der Betrachtung ausgeschlossen, da eisenhaltige Spulen zu Abstimme- oder Meßzwecken kaum Verwendung finden. Über die sonstige Verwendung von Eisendrosseln in der Hochfrequenztechnik vgl. S. 371.

²⁾ Über den Strahlungswiderstand vgl. S. 214.

³⁾ Über die wirksame Selbstinduktion von Antennen vgl. S. 642.

Für Spulen kann der bei Niederfrequenz gültige Selbstinduktionswert zuzüglich der oben genannten Korrekturen bis in die Nähe der Eigenfrequenz der Spule als gültig betrachtet werden.

Ganz allgemein gilt daher bis hinauf zur Eigenschwingung der Spule:

Induktivität und Wirkwiderstand sind Funktionen der Frequenz; erstere ist in geringem, letzterer in erheblich höherem Grade frequenzabhängig.

Bei Litzenspulen ist die Frequenzabhängigkeit sehr gering.

Der Quotient aus Selbstinduktion und Wirkwiderstand (L/w) heißt **Zeitkonstante**; diese Größe bestimmt, mit der Kreisfrequenz multipliziert, die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom in der Spule ($\operatorname{tg} \varphi = \omega L/w$). Der durch die Beziehung $\operatorname{ctg} \varphi = \operatorname{tg} \delta = w/\omega L$ definierte Winkel δ kann, entsprechend der bei Kondensatoren gebräuchlichen Terminologie (vgl. S. 332), als **Verlustwinkel** der Spule bezeichnet werden.

B. Wirbelströme.

Für sehr niedrige Frequenzen ist bei den üblichen Drahtstärken der Wirkwiderstand einer Spule dem Gleichstromwiderstand gleichzusetzen, da dieser hier für die Wärmeentwicklung maßgebend ist. Bei hohen Frequenzen wird die Stromwärme in erster Linie durch Wirbelströme in den Drähten der Spule bedingt; der Wirkwiderstand kann alsdann ein hohes Vielfaches des Gleichstromwiderstandes sein. Bei einem geraden Draht haben die Wirbelströme im wesentlichen die Wirkung, daß das Drahtinnere mit wachsender Frequenz mehr und mehr von Stromlinien sowie von magnetischen Feldlinien frei wird (**Hautwirkung, Skineffekt**). Die Strömung geht dann nur in einer dünnen Schicht unmittelbar unter der Drahtoberfläche¹⁾ vor sich (allseitige Hautwirkung). In einem bifilar gespannten Draht werden unter der Wirkung der gegenseitigen magnetischen Beeinflussung der Drähte die Stromlinien in jedem Drahte in die dem anderen Drahte benachbarten Teile des Drahtquerschnitts gedrängt (einseitige Hautwirkung). Bei Spulen tritt dementsprechend eine Verschiebung der Stromlinien in die der Spulenachse am nächsten liegenden Teile des Drahtquerschnitts ein. Die hieraus resultierende Verringerung des wirksamen Spulenradius hat zur Folge, daß der Selbstinduktionskoeffizient der Spule mit wachsender Frequenz bis zu einem Grenzwert abnimmt. Die Differenz der Grenzwerte für Gleichstrom und Hochfrequenz ist gleich dem Selbstinduktionsanteil, der bei Gleichstrom durch das Magnetfeld im Innern des Drahtes hervorgerufen wird. Bei Hochfrequenz verschwindet dieses Feld.

Die **Abnahme des Selbstinduktionskoeffizienten**²⁾ einlagiger Volldrahtspulen mit wachsender Frequenz ist von Coffin³⁾ berechnet worden. Es bezeichne

L_0 den mit Gleichstrom gemessenen Selbstinduktionskoeffizienten,

L den Selbstinduktionskoeffizienten bei einer beliebigen Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$,

L_∞ den Grenzwert des Selbstinduktionskoeffizienten bei sehr hoher Frequenz.

Dann gilt allgemein

$$\frac{L - L_\infty}{L_\infty} = \gamma \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{s}{R} \chi(x). \quad (30)$$

Hierin bedeutet $\chi(x)$ eine aus Hyperbel- und Kreisfunktionen zusammengesetzte Funktion; ihr Argument x ist ein Parameter, der von der Seite s des quadratisch gedachten Drahtquerschnittes, ferner von der Kreisfrequenz ω und von der Leitfähigkeit σ des Drahtmaterials abhängt, die für betriebswarmes Kupfer etwa gleich $5 \cdot 10^{-4}$ abs. Einh. zu setzen ist. Es ist:

$$\chi(x) = \frac{3}{2x} \frac{\operatorname{Ci} 2x - \sin 2x}{\operatorname{Co} 2x - \cos 2x}, \quad (31)$$

$$x = s \sqrt{2\pi \omega \sigma}. \quad (32)$$

¹⁾ Über die Berechnung der Widerstands- und Selbstinduktionsänderung gerader Drähte vgl. S. 315.

²⁾ Gegeninduktionen sind ebenfalls infolge Skineffekts frequenzabhängig; doch ist die Änderung äußerst gering.

³⁾ Coffin, J. G.: Bull. Bur. Stand. 2, S. 275. 1906. Die Theorie bezieht sich nur auf lange Spulen ($l \gg R$). Die Kapazitätswirkung ist nicht berücksichtigt. — Vgl. auch Fußnote ²⁾ S. 356.

Ferner ist R [Gl. (30)] der Spulenradius und γ ein Erfahrungsfaktor, welcher der Tatsache Rechnung trägt, daß der Draht in Wirklichkeit kreisförmigen Querschnitt sowie eine Isolationsschicht besitzt, deren Dicke gegen die Drahtstärke nicht mehr vernachlässigt werden kann. Im allgemeinen kann $\gamma = 1,25$ gesetzt werden.

Die Funktion $\chi(x)$ ist in Abb. 359 dargestellt. Die Kurve zeigt, daß die Selbstinduktion bei wachsender Frequenz immer weniger frequenzabhängig wird. Für

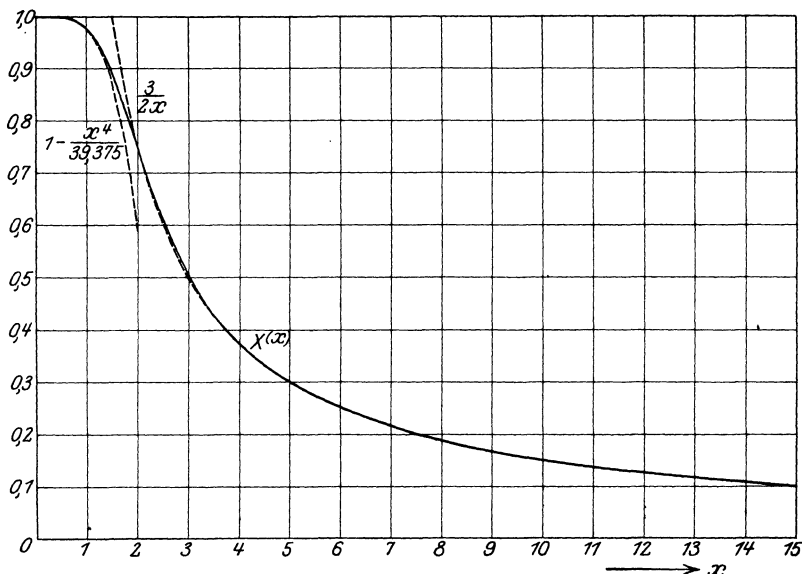


Abb. 359. Kurve zur Berechnung der Abhängigkeit der Selbstinduktion von Frequenz bzw. Leitermaterial.

kleine und große Argumente x kann $\chi(x)$ mit großer Annäherung durch einfachere Funktionen ersetzt werden. Für $x < 1$ gilt

$$\chi(x) = 1 - \frac{x^4}{39,375}, \quad (33)$$

also

$$\frac{L - L_\infty}{L_\infty} = \gamma \frac{2}{3} \cdot \frac{s}{R} \left(1 - \frac{8x^4}{315}\right) = Y, \quad (34)$$

während man für $x > 3$ mit hinreichender Genauigkeit setzen kann

$$\chi(x) = \frac{3}{2x}, \quad (35)$$

also

$$\frac{L - L_\infty}{L_\infty} = \gamma \cdot \frac{s}{R x} = Y. \quad (36)$$

Der Verlauf der Funktionen Gl. (33) und (35) ist in Abb. 359 gestrichelt angegeben.

Für $f = 0$ wird $x = 0$, also $\chi(x) = 1$; folglich erreicht die gesamte mögliche Selbstinduktionsänderung den Wert:

$$\text{(relativ)} \quad \frac{L_0 - L_\infty}{L_\infty} = \gamma \frac{2}{3} \cdot \frac{s}{R} = X, \quad (37)$$

$$\text{(absolut)} \quad L_0 - L_\infty = L_0 \cdot \frac{X}{X + 1}. \quad (38)$$

Hieraus findet man die relative Abnahme des Selbstinduktionskoeffizienten bei einer beliebigen Frequenz gegen den Gleichstromwert

$$\frac{L_0 - L}{L_0} = \frac{X - Y}{X + 1}, \quad (39)$$

wobei X bzw. Y durch die Gl. (37) bzw. (34) oder (36) definiert sind.

Die Änderung des Selbstinduktionskoeffizienten mit der Frequenz kann man weitgehend dadurch herabsetzen, daß man die Spule aus verdrahteter oder verflochtener Litze wickelt. Stromverdrängung findet dann zwar in jedem Litzendraht statt; die Änderung der Selbstinduktion ist aber geringer, denn da die Einzeldrähte voneinander isoliert sind, so bleibt die Strömung über den Querschnitt der Litze verteilt. Wirbelströme treten praktisch nicht auf; das magnetische Feld bleibt auch im Innern der Litze bestehen (vgl. S. 358). Spulen aus gut verdrahteter Litze (vgl. S. 363) haben daher in einem großen Frequenzbereich merklich konstante Selbstinduktion.

Die **Widerstandserhöhung**¹⁾ bei wachsender Frequenz ist theoretisch von Sommerfeld²⁾ behandelt und von Rogowski in eine für die Berechnung bequeme Form gebracht worden. Sie ist relativ sehr viel stärker als die Induktivitätsabnahme. Das Anwachsen des Widerstandes geschieht bei niedrigen Frequenzen proportional dem Quadrat der Frequenz; bei hohen verlangt die Theorie Proportionalität mit der Wurzel aus der Frequenz. Die theoretischen Ergebnisse sind indessen nicht durchweg experimentell bestätigt, insbesondere bei hohen Frequenzen, wo einerseits noch andere Ursachen für die Widerstandsvergrößerung vorhanden sind, andererseits noch nicht Versuchsmaterial in genügender Menge vorliegt.

Die Sommerfeldsche Theorie bezieht sich zunächst nur auf lange Voll-drahtspulen³⁾. Es sei

w der Wirkwiderstand bei einer beliebigen Kreisfrequenz ω (ausschließlich der Kapazitätswirkung),

w_0 der Gleichstromwiderstand.

Dann gilt allgemein⁴⁾:

$$\frac{w - w_0}{w_0} = \gamma \left(\varphi(x) + \frac{m^2 - 1}{3} \cdot \psi(x) - 1 \right). \quad (40)$$

$$x = \pi r \sqrt{2 \omega \sigma}. \quad (41)$$

Der Parameter x hat hier eine von Gl. (32) etwas abweichende Form, da bei den folgenden Rechnungen kreisförmiger Drahtquerschnitt vorausgesetzt wird. Für gleichen Querschnitt ($s^2 = \pi r^2$) gehen beide Ausdrücke ineinander über.

Ferner ist in Gl. (40)

$$\varphi(x) = x \frac{\text{Si} 2x + \sin 2x}{\text{Ci} 2x - \cos 2x}. \quad (42)$$

$$\psi(x) = 2x \frac{\text{Si} x - \sin x}{\text{Ci} x + \cos x}. \quad (43)$$

m ist die Anzahl der Wicklungslagen, r der Drahtradius, $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz und σ die Leitfähigkeit des Drahtmaterials⁵⁾. Für betriebswarmes Kupfer gilt $\sigma = 5 \cdot 10^{-4}$. Die Größe γ

¹⁾ Literatur: Dolezalek, F.: Ann. d. Phys. **12**, S. 1142. 1903. — Sommerfeld, A.: Ann. d. Phys. **15**, S. 673. 1904; **24**, S. 609. 1907. — Lindemann, R.: Verh. D. Phys. Ges. **12**, S. 572. 1910. — Esau, A.: Ann. d. Phys. **34**, S. 57, 81, 547. 1911. — Möller, H. G.: Ann. d. Phys. **36**, S. 738. 1911. — Rogowski, W.: Arch. f. Elektrotechn. **3**, S. 264. 1915; **4**, S. 61. 1915.

²⁾ Die Arbeiten von Sommerfeld bilden die Grundlage auch der Berechnungen von Coffin, vgl. S. 354.

³⁾ Über kurze Rollen s. Esau: l. c.

⁴⁾ Diese Form ist zuerst von Emde, F.: E. u. M. **26**, S. 703, 726. 1908, für die Berechnung der Widerstandserhöhung in den Nutzenleitern elektrischer Maschinen angegeben worden.

⁵⁾ Nach Voraussetzung unmagnetisch ($\mu = 1$).

ist ein Faktor, der, da der kreisförmige Drahtquerschnitt durch Gl. (44) berücksichtigt ist, hier nur dem Einfluß der zwischen den Drähten befindlichen Isolationsschicht, also der Ganghöhe, Rechnung trägt. Sein Wert ist von Lagenzahl und Frequenz abhängig und unten für die einzelnen Fälle angegeben.

Die Funktionen $\varphi(x)$ und $\psi(x)$ sind in Abb. 360 graphisch dargestellt.

α) Einlagige Voll-drahtspule ($m = 1$).

Aus Gl. (40) folgt:

$$\frac{w - w_0}{w_0} = \gamma(\varphi(x) - 1). \quad (44)$$

Für $x < 1,5$ kann man mit genügender Genauigkeit setzen:

$$\varphi(x) = 1 + \frac{x^4}{11,25}, \quad (45)$$

also

$$\frac{w - w_0}{w_0} = \gamma \cdot \frac{4x^4}{45}. \quad (46)$$

Für großes Argument ($x > 3$) nähert sich die Funktion $\varphi(x)$ der Geraden

$$\varphi(x) = x. \quad (47)$$

Daher wird

$$\frac{w - w_0}{w_0} = \gamma(x - 1). \quad (48)$$

Die der Gl. (45) entsprechende Kurve ist in Abb. 360 gestrichelt, die Gerade Gl. (47) dünn ausgezogen. Der Faktor γ , welcher der Ganghöhe Rechnung trägt, kann für eng gewickelte Spulen = 0,6 angenommen werden. Ist die Ganghöhe (h) größer als der Drahtdurchmesser, so setzt man für Niederfrequenz

$$\gamma = \frac{45}{64\pi^2} \left\{ \frac{1}{3} + \left(\frac{2\pi r}{h} \right)^2 + \frac{1}{216} \left(\frac{2\pi r}{h} \right)^4 \right\}. \quad (49)$$

Für Hochfrequenz ist γ aus der Kurve Abb. 361 zu entnehmen.

β) Mehrlagige Voll-drahtspule ($m > 1$).

Aus Gl. (43) ergibt sich für $x < 1$ näherungsweise:

$$\varphi(x) = \frac{x^4}{3}, \quad (50)$$

also nach Gl. (40) und (45)

$$\frac{w - w_0}{w_0} = \gamma \frac{x^4}{45} (5m^2 - 1). \quad (51)$$

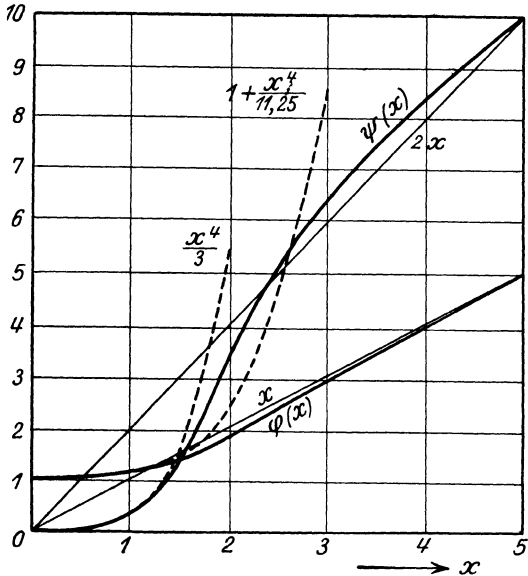


Abb. 360. Kurven zur Berechnung der Widerstandserhöhung von Spulen.

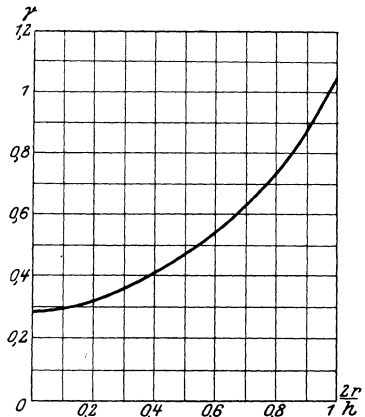


Abb. 361. Korrektionsfaktor γ für die Widerstandserhöhung einlagiger Spulen bei Hochfrequenz.

Für großes Argument ($x > 5$) geht Gl. (43) in die Gerade

$$\psi(x) = 2x \quad (52)$$

über, daher wird

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \gamma \left(\frac{x(2m^2 + 1)}{3} - 1 \right). \quad (53)$$

Die Kurve Gl. (50) ist in Abb. 360 gestrichelt eingetragen, die Gerade Gl. (52) schwach ausgezogen.

Der Faktor γ ist für mehrlagige Spulen = 0,75 zu setzen.

Da die widerstandserhöhende Wirkung der Ableitung der Spulenkapazität nicht berücksichtigt ist, so geben die Gl. (51) und (53) häufig zu kleine Werte der Widerstandserhöhung. Vgl. S. 361.

γ) Litzenspule.

Die Widerstandserhöhung läßt sich bedeutend verringern, wenn man die Spule statt aus Volldraht aus gut (mehrfach) verdrehter¹⁾ oder verflochtener Litze herstellt. Dadurch werden Wirbelströme weitgehend unterdrückt; Magnetfeld und Stromlinienverteilung im Querschnitt der Litze werden weniger verändert. Wohl tritt auch in jedem Einzeldrahte Hautwirkung ein, eine wesentliche Widerstandserhöhung ist jedoch erst bei erheblich höheren Frequenzen zu beobachten als bei Volldraht von gleichem leitendem Querschnitt.

Von Rogowski (l. c.) ist gezeigt worden, daß die zunächst nur unter der Voraussetzung sehr langer Spulen (von merklich homogenem Magnetfeld) aufgestellte Sommerfeldsche Theorie für Litzenspulen bis zu einem Dimensionsverhältnis $\frac{l}{R} = 2$ noch mit praktisch genügender Annäherung gilt. Doch ist der Parameter x der für Volldrahtspulen gültigen Beziehungen durch den in komplizierter Weise von den gegebenen Verhältnissen abhängigen Parameter

$$\xi = \pi r \sqrt{3,56 \nu \cdot \frac{\omega \cdot \sigma \cdot r}{h}} \quad (54)$$

zu ersetzen, wobei ν die Anzahl der Einzeldrähte der Litze, h die Ganghöhe der Spule, r den Radius des Einzeldrahtes bedeuten. Alsdann gilt:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \varphi(\xi) + \frac{m^2 \nu - 1}{3} \psi(\xi) - 1. \quad (55)$$

$\varphi(\xi)$ und $\psi(\xi)$ sind aus den Kurven Abb. 360 zu entnehmen, wobei ξ an Stelle von x tritt, oder gegebenenfalls nach den Näherungsgleichungen (45), (47), (50) und (52) zu berechnen, wobei ebenfalls x durch ξ zu ersetzen ist.

Die Proportionalität der Widerstandserhöhung mit dem Quadrat der Frequenz geht bei einlagigen Spulen aus mehrfach verdrehter Litze bis zu Frequenzen von etwa 10^6 Hz, und zwar sowohl bei langen als auch bei kurzen Spulen. Ebenso verhalten sich Spulen aus einem einzelnen, sehr dünnen Draht.

Bei sehr hohen Frequenzen (von etwa 10^6 Hz und mehr) wird der Widerstand der Litze höher als der des Massivdrahtes von gleichem leitendem Querschnitt. Spulen für so hohe Frequenzen werden zweckmäßig aus Metallband hergestellt, dessen flache Seite der Spulenchse parallel zu führen ist. Auch Metallrohr wird verwendet, ist aber, wenn nicht besondere Zwecke (Wasserkühlung) verfolgt werden, wegen der Einseitigkeit des Hauteffektes weniger geeignet.

Die Ursache des größeren Widerstandes der Litze ist nach Möller²⁾ in folgendem zu suchen:

Der Litzendraht liegt im Felde der übrigen Litzendrähte, gegen welches sein Eigenfeld und damit die davon herrührende Wirbelstromrückwirkung zu ver-

¹⁾ Die Unterteilung in Einzeldrähte verringert die Wirbelströme; bei fehlender Verdrehung würde die Strömung jedoch die inneren (der Spulenchse zunächst liegenden) Leiter der Litze bevorzugen. Um den Strom gleichförmig über den Litzenschnitt zu verteilen, führt man daher die Einzeldrähte durch Verdrehung in regelmäßigem Wechsel ins Innere und an die Oberfläche der Litze.

²⁾ Möller, H. G.: Ann. d. Phys. 36, S. 738. 1911.

nachlässigen ist. Bei hohen Periodenzahlen wird daher ein so starker Wirbelstrom induziert, daß der ursprüngliche Wechselstrom an der Außenseite des Drahtes überkompensiert wird und ein starker Rückstrom auftritt, während an der Innenseite ein starker Wirbelstrom in der Richtung des ursprünglichen Stromes fließt, der somit nur die relativ kleine Differenz dieser beiden starken induzierten Ströme darstellt.

Im Massivdraht dagegen kann dieser Rückstrom nicht auftreten. Vielmehr verändert rückwirkend der Wirbelstrom das Magnetfeld, so daß die Zunahme der Wirbelströme und damit des Widerstandes mit wachsender Frequenz immer kleiner wird. Bei Litzendraht tritt diese Wirkung erst bei sehr viel höheren Frequenzen ein, daher überschneiden sich die Widerstandskurven von Litze und Volldraht gleichen Querschnitts bei einer bestimmten Frequenz. Unterhalb derselben hat die Litze, oberhalb der Volldraht geringeren Widerstand.

δ) Einfluß von Spulenform und Drahtstärke.

Während nach der Sommerfeldschen Theorie bei langen Volldrahtspulen der Widerstand bei Hochfrequenz proportional der Quadratwurzel aus der Frequenz ist, gilt bei kurzen Volldrahtspulen dieses Gesetz nur in einem kleinen Gebiet längerer Wellen. Bei kurzen Wellen erfolgt die Widerstandszunahme, wie auch bei niedrigen Frequenzen, nahezu proportional dem Quadrat der Frequenz. Sie folgt nach Lindemann und Hüter¹⁾ einem Gesetz von der Form

$$w = \alpha \sqrt{f} + \beta \cdot f^2, \quad (56)$$

worin α und β Konstanten bedeuten. Die Ursache der Erscheinung ist darin zu suchen, daß bei kurzen Spulen das außerhalb der Spule relativ starke magnetische Feld der Verschiebung der Stromlinien nach innen folgt und somit in die Wicklung hineinrückt, wo es weitere, zusätzliche Wirbelstrombildung verursacht. Bei langen Spulen ist das Feld im Außenraum gering, daher ist hier die Erscheinung praktisch nicht vorhanden. Bei Litzenspulen wiederum tritt keine merkliche Stromlinienverschiebung ein, daher gilt die Sommerfeldsche Theorie hier noch bei relativ kurzen Spulenformen (vgl. S. 358).

Noch stärker ausgeprägt ist die Widerstandszunahme infolge der genannten Ursache bei Flachspulen; daher sind bei kurzen Wellen kurze Zylinderspulen den Flachspulen *ceteris paribus* in bezug auf Dämpfung überlegen.

Wird bei einer mehrlagigen Volldrahtspule oder bei einer Litzenspule die Drahtstärke von kleinen Werten ab kontinuierlich vergrößert, so sinkt zunächst der Wirkwiderstand, um nach Überschreiten eines Minimums wieder anzusteigen und schließlich einem konstanten Grenzwert zuzustreben²⁾. Dieses Verhalten ist in Abb. 362 dargestellt. Für quadratischen Drahtquerschnitt läßt sich bei gegebener Frequenz die zum Widerstandsminimum gehörige Drahtstärke berechnen³⁾.

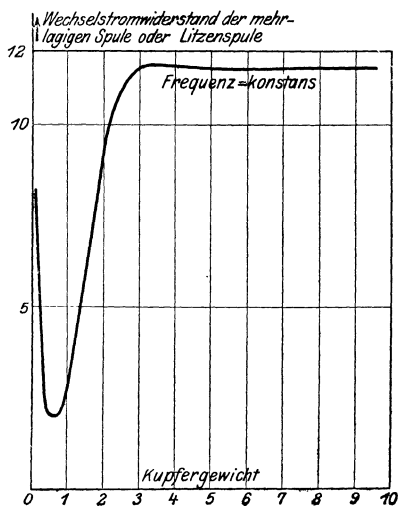


Abb. 362. Abhängigkeit des Wirkwiderstandes von der Drahtstärke.

¹⁾ Lindemann, R., u. W. Hüter: Verh. D. Phys. Ges. **15**, S. 219. 1913.

²⁾ Rogowski, W.: Arch. f. Elektrotechn. **3**, S. 271. 1914.

³⁾ Über gebräuchliche Litzendrahtdurchmesser vgl. S. 363.

C. Spulenkapazität¹⁾.

Während die Selbstinduktion von Kondensatoren auch bei hohen Frequenzen in der Regel zu vernachlässigen ist, besitzt jede Spule außer ihrem magnetischen Kraftfelde noch ein merkliches elektrisches Feld, dessen Sitz im wesentlichen zwischen den Windungen der Spule zu denken ist und dessen Größe von der Wicklungsart der Spule, d. h. von den Spannungen nebeneinander liegender Drähte, abhängt. Dieses Feld entspricht einer verteilt zwischen den Windungen liegenden Kapazität, die man sich für Rechnungszwecke konzentriert denken kann, und zwar je nach den Umständen parallel der Spule geschaltet oder in Reihe mit ihr liegend. Die Spule ist daher ein elektrisch schwingungsfähiges Gebilde mit einer ausgesprochenen Eigenfrequenz (Grundfrequenz) und einer Reihe von Oberschwingungen; sie besitzt ein elektrisches Spektrum. Die in einen Stromkreis eingeschaltete Spule schwingt bei Erregung in ihrer Grundfrequenz in Stromresonanz; die in loser Kopplung magnetisch erregte freie Spule bei derselben Frequenz in Spannungsresonanz.

Die Spulenkapazität ist, wie die Kapazität eines jeden ungeschützten Kondensators, nicht durch eine einzige Zahl streng definiert (vgl. S. 328). Es sind vielmehr 3 Teilkapazitäten vorhanden (vgl. Abb. 363), von denen eine (k_{12}) als der Spule parallel geschaltet anzusehen ist, während die beiden anderen (k_{10} und k_{20}) als Erdkapazitäten der Spulenenden betrachtet werden müssen. Da k_{10} und k_{20} in hohem Grade von der Lage der Spule zu ihrer Umgebung (Tisch, Erde, andere Leiter) bedingt sind, so ist die gesamte resultierende, der Spule parallel liegende gedachte Spulenkapazität

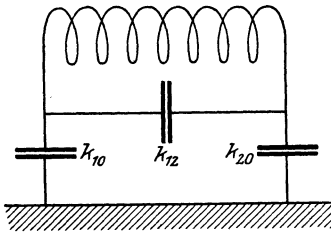


Abb. 363. Spulenkapazität.

$$c = k_{12} + \frac{k_{10} \cdot k_{20}}{k_{10} + k_{20}} \quad (57)$$

nicht eindeutig definiert, solange die Spule nicht durch eine geerdete leitende Hülle elektrostatisch abgeschirmt ist. Solche Hüllen, zuerst von Giebe²⁾ angegeben, sind daher für sehr genaue Messungen³⁾ nicht zu entbehren; sie müssen zur Vermeidung von Wirbelströmen gut unterteilt sein (vgl. S. 370).

Aus Gl. (57) ist ersichtlich, daß die Spulenkapazität c stark von der Schaltung der Spule abhängen muß. Ist z. B. das rechte Spulenende (Abb. 363) geerdet, so wird $k_{20} = \infty$, also $c = k_{12} + k_{10}$; ist die Erdung links, so wird $c = k_{12} + k_{20}$. Die Spulenkapazität c kann, sofern die Spule nicht aus sehr vielen Windungen dünnen Drahtes besteht⁴⁾, bis zu Frequenzen von der Größenordnung der Eigenfrequenz der Spule (Grundfrequenz) als der Spule parallel geschaltet angenommen werden⁵⁾. Die Frequenzabhängigkeit der Spulenkapazität ist innerhalb des genannten Frequenzgebietes in der Regel unmerklich.

Da mit wachsender Frequenz der Blindwiderstand einer Induktivität steigt, während der einer Kapazität fällt, so verschiebt sich beim Übergang zu höheren Frequenzen die Verteilung des Stromes auf Selbstinduktion und Spulenkapazität. Das hat eine scheinbare Vergrößerung sowohl der Selbstinduktion wie des Wirkwiderstandes zur Folge, es wird nämlich (für kleines c) angenähert

$$L = L_0 (1 + \omega^2 L_0 \cdot c), \quad (58)$$

$$w = w_0 (1 + 2 \omega^2 L_0 \cdot c). \quad (59)$$

¹⁾ Über die Berechnung von Spulenkapazitäten s. Breit, G.: Phys. Rev. 17, S. 649. 1921. Ref. Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. 19, S. 217. 1922. — Hiecke, R.: E. u. M. 43, S. 541. 1925.

²⁾ Giebe, E.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 31, S. 6. 1911.

³⁾ Giebe, E., u. E. Alberti: Ztschr. f. techn. Phys. 6, S. 135. 1925.

⁴⁾ Marx, E., u. A. Karolus: Phys. Zeitschr. 24, S. 67. 1923.

⁵⁾ Über die Kapazität von Rahmenantennen vgl. S. 952.

Die scheinbare Erhöhung des Wirkwiderstandes durch Kapazitätswirkung ist prozentisch doppelt so groß wie die der Selbstinduktion.

Über die Wirkung der Spulenkazität bei hohen Frequenzen siehe Nachtrag am Schluß des Buches.

D. Spulenableitung.

Das elektrische Feld der Spulenkazität verläuft zum großen Teil in festem Isolationsmaterial (Drahtisolation, Material des Spulenkörpers), welches häufig nicht frei von Leitfähigkeit ist oder dielektrische Verluste hat. Ist g die durch beide Eigenschaften hervorgerufene Ableitung (vgl. S. 332) der Spulenkazität, so hat man zur Berechnung des Wirkwiderstandes für die Kreisfrequenz ω den Gleichstromwiderstand außer um die durch Hautwirkung hervorgerufene Widerstandserhöhung Δw noch um einen weiteren Betrag

$$\Delta'w = \omega^2 L^2 g \quad (60)$$

zu vergrößern. Da $g = \omega c \operatorname{tg} \delta$ (vgl. S. 332), so folgt

$$\Delta'w = L^2 c \operatorname{tg} \delta \cdot \omega^3. \quad (61)$$

Macht man die — in Wirklichkeit häufig angenähert erfüllte — Annahme, daß der Verlustwinkel δ der Spulenkazität¹⁾ von der Frequenz unabhängig ist, so wächst die durch Ableitung bedingte Widerstandserhöhung kubisch mit der Frequenz. Tatsächlich beobachtet man bei höheren Frequenzen, in erster Linie bei mehrlagigen Spulen, ein weit schnelleres Anwachsen des Wirkwiderstandes mit der Frequenz, als nach der Sommerfeldschen Theorie zu erwarten ist. Die zusätzliche Widerstandserhöhung erklärt sich qualitativ durch Ableitung der Spulenkazität.

Auf den Wert der Selbstinduktion bleibt die Spulenableitung ohne Einfluß.

E. Wirkwiderstand.

Der gesamte Wirkwiderstand einer Spule bei einer gegebenen Frequenz wird nach S. 354 bis 361

$$w = (w_0 + \Delta w + \Delta'w) (1 + 2\omega^2 L_0 c) = w' (1 + \omega^2 L_0 c). \quad (62)$$

Hierin gilt $\Delta w = a \cdot \omega^2$ und $\Delta'w = b \cdot \omega^3$, wobei a und b Konstanten bedeuten. Physikalisch wird a durch die Wirkung der Wirbelströme im Draht, b durch die der Verluste in der Isolation erklärt. Für Resonanz (Stromresonanz) mit der Grundfrequenz der Spule ($\omega^2 L_0 c = 1$) ergibt sich der Kombinationswiderstand

$$w = \frac{L_0}{c \cdot w'}. \quad (63)$$

Für Spannungsresonanz gilt $w = w'$.

Statt des Wirkwiderstandes wird in der Hochfrequenztechnik vielfach die **Dämpfung** als Maß für Verluste einer Spule gebraucht. Das logarithmische Dämpfungsdekrement ϑ der Spule hängt mit ihrem Wirkwiderstand w durch die Beziehung

$$\vartheta = \pi \frac{w'}{\omega L} = \pi \cdot \operatorname{ctg} \varphi \quad (64)$$

zusammen. Ist, was in der Regel bei Hochfrequenz zutrifft, $w' \ll \omega L$, so gilt:

$$\vartheta = \pi \cdot \cos \varphi. \quad (65)$$

Die Resonanzschärfe in einem sonst verlustfreien Kreise, der eine Spule vom Wirkwiderstand w' enthält, ist gleich $\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{w'}$.

¹⁾ Nach Strecker, K.: l. c., hat die Größe $\operatorname{tg} \delta$ für verschiedene Drahtisolationmaterialien bei einer Frequenz $f = 1000$ folgende Werte:

Baumwolle (hygroskopisch)	$\operatorname{tg} \delta = 0,360$
Seide	$\operatorname{tg} \delta = 0,040$
Emaillack	$\operatorname{tg} \delta = 0,018$

4. Die Schaltung von Spulen.

a) Reihenschaltung.

Sofern die in Reihe geschalteten Spulen L_1, L_2, L_3, \dots sich gegenseitig nicht magnetisch beeinflussen, gilt für die gesamte Selbstinduktion L des Systems

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + \dots \quad (66)$$

und analog für den gesamten Wirkwiderstand w

$$w = w_1 + w_2 + w_3 + \dots, \quad (67)$$

wobei w_1, w_2, w_3, \dots die Wirkwiderstände der einzelnen Spulen bedeuten.

Die Selbstinduktion L eines Systems von mehreren hintereinandergeschalteten Spulen L_1, L_2, L_3, \dots ist gleich der Summe der Selbstinduktionen dieser Spulen.

Sind zwei in Reihe geschaltete Spulen miteinander magnetisch gekoppelt, so ergibt sich, wenn L_{12} den Koeffizienten ihrer Gegeninduktion bedeutet, je nachdem ihre Magnetfelder gleich- oder gegensinnig gerichtet sind:

$$L = L_1 + L_2 \pm 2 L_{12}. \quad (68)$$

Der Wirkwiderstand der Kombination ist in diesem Falle nicht mehr einfach berechenbar. Noch komplizierter werden die Verhältnisse, wenn mehrere in Reihe liegende Spulen einander magnetisch beeinflussen. Für 3 Spulen gilt z. B. in sinngemäß erweiterter Schreibweise:

$$L = L_1 + L_2 + L_3 \pm 2 L_{12} \pm 2 L_{13} \pm 2 L_{23}. \quad (69)$$

b) Parallelschaltung.

Voraussetzung sei 1. daß die parallelgeschalteten Spulen L_1, L_2, L_3, \dots sich magnetisch nicht beeinflussen, und 2. daß, was bei Hochfrequenz häufig zutrifft, ihre Wirkwiderstände klein gegen ihre Blindwiderstände sind. Dann gilt für die Gesamtselbstinduktion L der Kombination:

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots \quad (70)$$

Die Selbstinduktion eines Systems von mehreren parallelgeschalteten Spulen ist stets kleiner als die kleinste der einzelnen Selbstinduktionen.

Sind nur zwei Spulen vorhanden, so ergibt sich hieraus:

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}. \quad (71)$$

Ist die erste Voraussetzung nicht erfüllt, so erhält man in diesem Falle:

$$L = \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_1 + L_2 \pm L_{12}}. \quad (72)$$

Ist die zweite Voraussetzung nicht erfüllt, so ergibt sich für zwei parallelgeschaltete Spulen¹⁾:

$$L = \frac{\omega^2 L_1 L_2 (L_1 + L_2) + w_1^2 L_2 + w_2^2 L_1}{(w_1 + w_2)^2 + \omega^2 (L_1 + L_2)^2}, \quad (73)$$

$$w = \frac{w_1 w_2 (w_1 + w_2) + \omega^2 (w_1 L_2^2 + w_2 L_1^2)}{(w_1 + w_2)^2 + \omega^2 (L_1 + L_2)^2}, \quad (74)$$

wobei $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz bedeutet. Sind die beiden nebeneinandergeschalteten Spulen einander gleich ($L_1 = L_2, w_1 = w_2$), so gilt:

$$L = \frac{L_1}{2}, \quad (75)$$

¹⁾ Martens, F. F.: Physikalische Grundlagen der Elektrotechnik. Bd. II, S. 126 ff. Vieweg 1915.

$$w = \frac{w_1}{2}. \quad (76)$$

Wird einer widerstandsfreien Selbstinduktion ein induktionsfreier Widerstand parallelgeschaltet ($w_1 = 0, L_2 = 0$), so hat man

$$L = \frac{w_2^2}{w_2^2 + \omega^2 L_1^2} \cdot L_1, \quad (77)$$

$$w = \frac{\omega^2 L_1^2}{w_2^2 + \omega^2 L_1^2} \cdot w_2, \quad (78)$$

d. h. sowohl Selbstinduktion als auch Wirkwiderstand der Kombination sind gegenüber den Einzelwerten L_1 bzw. w_2 verkleinert.

5. Technische Spulen.

A. Gesichtspunkte für den Spulenbau.

Die Spulen der technischen Praxis sind, abgesehen von solchen für Spezialzwecke, durch welche ihre Form bedingt ist, überwiegend einlagige Zylinder- und Flachspulen. Erstere haben den Vorzug geringerer Dämpfung bei kleinen Wellenlängen, letztere den größerer Raumersparnis. Noch kompendiöser als Flachspulen sind, insbesondere für größere Induktivitätswerte, mehrlagige Spulen, da sie eine große Selbstinduktion auf relativ kleinem Raum zu konzentrieren gestatten. Sie sind indessen bezüglich ihrer Dämpfung den einlagigen Spulen nicht gleichwertig, welche daher nach Möglichkeit den Vorzug verdienen.

Flach- und Zylinderspulen finden auch zur Herstellung variabler Selbstinduktionen (Variometer) sowie fester und veränderlicher Gegeninduktionen (Kopplungstransformatoren) ausgedehnte Verwendung.

Als Material kommt im allgemeinen Hochfrequenzlitze zur Anwendung, und zwar vorzugsweise Emaillitze. Azetatlitze ist der Sprödigkeit ihrer Isolationsschicht wegen, welche häufig abblättert, Dolezalek-Litze ihrer unzureichenden Verdrillung wegen weniger geeignet. Gut verdrillte Litze setzt sich aus etwa 100 bis 300 Einzeldrähten von etwa 0,07 bis 0,1 mm Stärke zusammen. Sie besteht aus mehreren miteinander verdrillten Seilen, von denen jedes wieder aus miteinander verdrillten Einzeldrähten hergestellt ist. Marktgängige Verdrillungen sind (neben vielen anderen Ausführungsformen) z. B. $3 \times 3 \times 30$ oder 3×40 . Für sehr hohe Frequenzen wird auch Volldraht oder besser flachgewickelter Kupferband verwendet.

Über die Dimensionierung von Spulen siehe Nachtrag am Schluß des Buches.

Je nach dem Verwendungszweck unterscheidet man Sende- und Empfangsspulen, ferner solche für Meßzwecke und endlich Spulen für mehr oder weniger untergeordnete Zwecke (Hilfsspulen).

B. Sendespulen.

a) Allgemeines.

Spulen für Sendezwecke müssen vielfach große Energiemengen aufnehmen können. Es entstehen alsdann zwischen den einzelnen Windungen Spannungen, die eine gute Isolation zwischen den Windungen erforderlich machen. Man

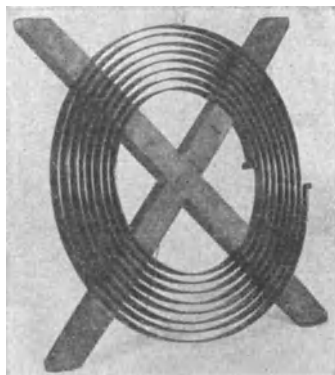


Abb. 364. Kupferbandflachspule.

benutzt daher zweckmäßig einlagige Spulen von verhältnismäßig großer Ganghöhe mit für stärkere Ströme ausreichendem Leiterquerschnitt. Die Spulen werden häufig auf Porzellanisolatoren gesetzt oder unter Öl verwendet.

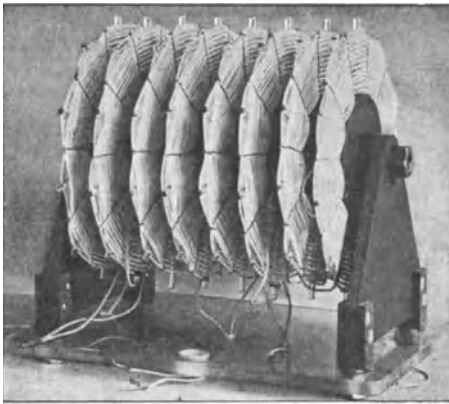


Abb. 365. Korbodenspulen.

nach Scheller), ist in Abb. 365 dargestellt. Solche Flachspulen werden häufig zu mehreren auf gemeinsamer Achse zu einem Spulensatz vereinigt.

β) Gegeninduktionen von festem Wert werden außer zu Spezialzwecken nur als Normale gebraucht (vgl. S. 368 und 370). In der Regel sind Gegeninduktionen veränderbar (Kopplungs-
transformatoren).

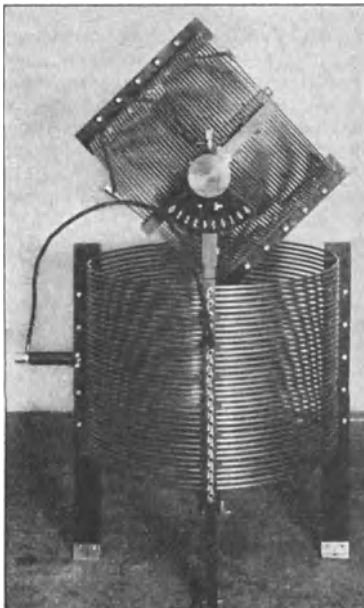


Abb. 366. Variometer aus Zylinderspulen.

b) Feste Spulen.

α) Selbstinduktionen.

Bei Anwendung von mechanisch genügend widerstandsfähigem Leitermaterial (Kupferband oder -rohr) können Spulen für starke Ströme freitragend ausgebildet werden.

Eine Flachspule für Sendezwecke aus Kupferband zeigt Abb. 364. Der Raum nahe dem Spulenzentrum bleibt zweckmäßig von Windungen frei, da seine Ausfüllung mit Windungen die Selbstinduktion nur wenig erhöhen, die Dämpfung aber erheblich vergrößern würde. Man macht praktisch die Wicklungsbreite etwa gleich $\frac{1}{8}$ des Außenradius der Spule.

Eine Flachspulenkonstruktion, bei welcher der Leiter zwischen Speichen aus Isoliermaterial geflochten wird (Korbodenspule

c) Veränderbare Spulen.

α) Selbstinduktionen. Eine Zylinder- oder Flachspule mit mehreren Abzweigungen, die zweckmäßig zu einer Kontaktleiste geführt werden, ergibt eine stufenweise veränderbare Selbstinduktion.

Die Konstruktion hat den Nachteil, daß meist ein Teil der Windungen unbenutzt, aber doch einpolig angeschlossen oder wenigstens magnetisch angekoppelt an der Spule hängt, wodurch die Dämpfung vergrößert wird (vgl. S. 353).

Für stetig veränderliche Selbstinduktionsspulen sind verschiedene Konstruktionen im Gebrauch.

Ein um die Achse einer Zylinderspule drehbarer und auf ihr verschiebbarer Greifer schleift innen auf den freitragend gebauten, blanken Windungen der Spule, oder ein außerhalb der um ihre Achse drehbar angeordneten Spule der Spulenchse parallel verschiebbares Laufrädchen macht von außen mit den Windungen Kontakt.

Eine analoge Konstruktion wird für Flachspulen ausgeführt.

Kontinuierlich veränderbare Selbstinduktionen ohne die dämpfende Wirkung nicht eingeschalteter Windungen erhält man durch konaxiale Anordnung

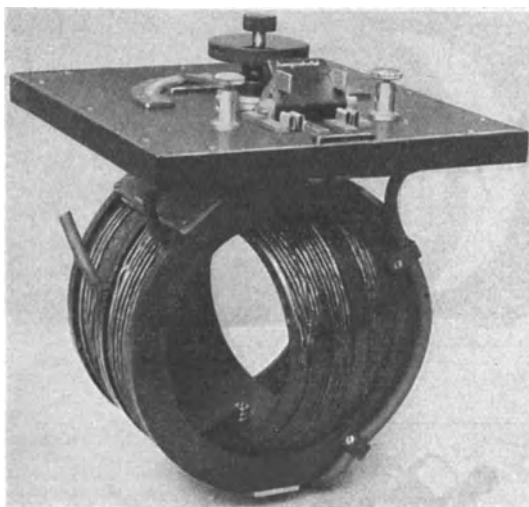


Abb. 367. Kugelflächenvariometer.

zweier gleich- oder gegensinnig in Reihe geschalteter Spulen, von denen die eine gegen die andere beweglich ist (Variometer).

Bei Zylinderspulen erfolgt die Bewegung durch Verschieben der einen Spule in der Achsenrichtung gegen die andere oder durch Verdrehen der Windungsebene der einen gegen die der anderen. Eine auch für Kopplungszwecke geeignete Ausführungsform der letzten Gattung zeigt Abb. 366. Ferner werden beide

Bewegungsmöglichkeiten kombiniert (s. Abb. 370). Um die Spulen einander näher zu bringen und damit den Selbstinduktionsbereich des Variators zu vergrößern, ordnet man häufig die Windungen beider Spulen auf ineinander drehbaren Zylinder- oder besser Kugelflächen an (s. Abb. 367).

Eine Zwischenform zwischen Zylinder- und Flachspule ist die Konusspule (Rein), deren Wicklung einlagig auf einem Kegelmantel liegt. Sie wird ebenfalls zur Herstellung von Induktivitätsvarioren benutzt.

Flachspulvariometer bestehen aus zwei oder mehreren Flachspulen, die hintereinander geschaltet und in axialer oder seitlicher Richtung (Schieferstein) verschiebbar angeordnet sind. Eine andere, allerdings nur relativ geringe Reguliermöglichkeit erreicht man dadurch, daß die Flachspulen in viereckigen Rahmen montiert werden, die um eine gemeinschaftliche Kante drehbar sind (s. Abb. 368). Diese Bewegungsmöglichkeiten lassen sich teilweise noch miteinander kombinieren.

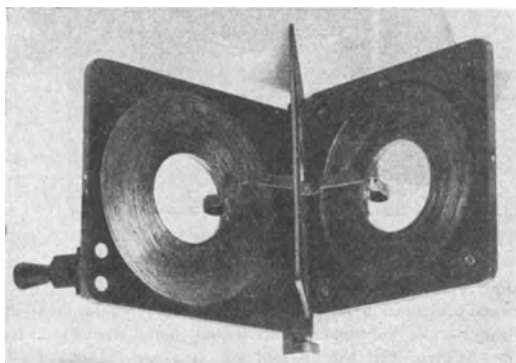


Abb. 368. Flachspulvariometer.

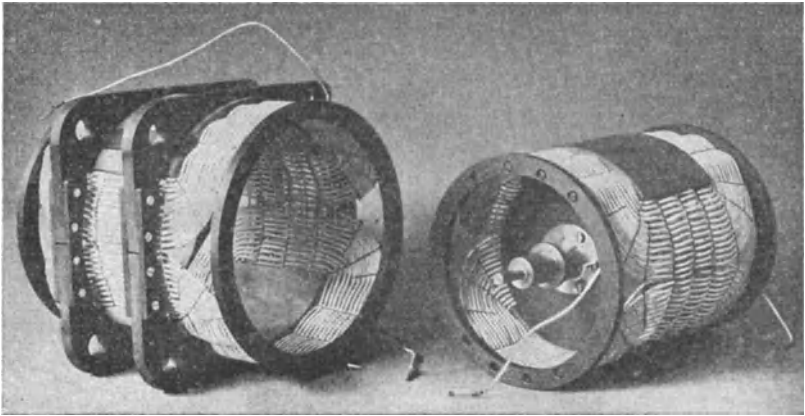


Abb. 369. Variometer von Lorenz.

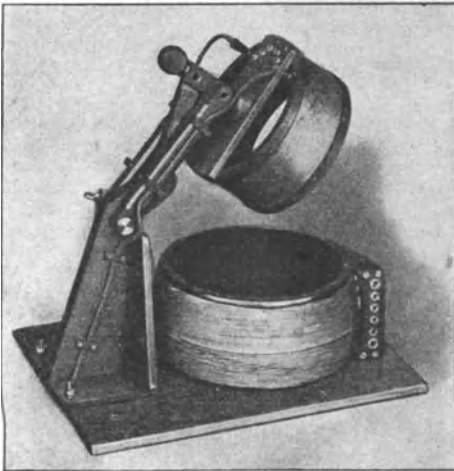


Abb. 370. Kopplungstransformator nach Adelmann.

Ein weiterer Typ von Variometern entsteht dadurch, daß Flachspulen zu je zweien, entsprechend gebogen, auf Zylindermanteln befestigt werden (Lorenz), die ineinander um dieselbe Achse drehbar sind (vgl. Abb. 369).

Nach Rendahl kann man auch je zwei nierenförmige Flachspulen auf einer ebenen Scheibe nebeneinander befestigen. Zwei solcher, je zwei Spulen tragender Kreisscheiben werden aufeinandergelegt, eine davon um die gemeinsame zentrale Achse drehbar.

Der Apparat ist astatisch (vgl. S. 370).

Die beiden letztgenannten Typen haben bei kleinem Raumbedarf einen relativ großen Selbstinduktionsbereich, ebenso diejenigen Ausführungsformen, bei denen die Spulen ineinander drehbar angeordnet sind¹⁾, da bei diesen Typen die Spulen in einer Endstellung gegensinnig, in der anderen gleichsinnig geschaltet sind.

β) Gegeninduktionen.

Durch Trennung der beweglichen Spule von der festen sind grundsätzlich alle auf dem Zweispulenprinzip beruhenden Selbstinduktionsvarioren auch als Variatoren der Gegeninduktivität schaltbar. Für Kopplungszwecke verwendet man jedoch meist nur solche Konstruktionen, bei welchen die Spulen für lose Kopplung (geringe Gegeninduktivität) relativ weit voneinander entfernt werden können, da anderenfalls die induktive Kopplung durch die gleichzeitig vorhandene kapazitive in meist unkontrollierbarer Weise beeinflusst wird.

Eine aus zwei Zylinderspulen bestehende veränderbare Gegeninduktion, bei der die eine Spule durch eine Hebelvorrichtung verschiebbar und drehbar ist (variabler Kopplungstransformator nach Adelmann), zeigt Abb. 370.

¹⁾ Über die Eichkurven derartiger Variometer s. S. 370.

Zwei axial gegeneinander verschiebbare Konusspulen gleichen Öffnungswinkels lassen sich sehr fest miteinander koppeln.

Wird eine Kopplungspule nur zum Induzieren von Spannungen (Gitterkopplung bei Röhrensendern) oder zum Ankoppeln von Systemen hohen Widerstandes (Detektorkopplung) gebraucht, so spielt der Wirkwiderstand in der Regel nur eine geringe Rolle, da ja die Spule praktisch unbelastet ist; daher können solche Spulen aus dünnem Draht hergestellt werden.

C. Empfangsspulen.

a) Allgemeines.

Bei Empfangsspulen wird im allgemeinen besonderer Wert darauf gelegt, die erforderliche Induktivität in möglichst kleinem Raum unterzubringen. Da nennenswerte Spannungen fast nirgends auftreten, so können die Windungen unmittelbar aneinander gelegt werden. Man verwendet daher hier auch häufig mehrlagige Spulen, deren Dämpfung infolge der Spulenkapazität bzw. ihrer Ableitung man durch besondere Wicklungsarten¹⁾ klein zu halten sucht. Diese Maßnahme ist mit Rücksicht auf Selektivität der Anordnung und Intensität des Empfanges geboten, sofern die Spule als Abstimmungselement ohne Dämpfungsreduktion durch besondere Hilfsmittel (Rückkopplung) Verwendung findet.

b) Feste Spulen.

α) Selbstinduktionen. Die für Empfangszwecke zu verwendenden Spulen sind prinzipiell meist ebenso gebaut wie die entsprechenden Sendespulen; sie unterscheiden sich von diesen nur durch ihre gedrängtere Bauart. Für kleinere Empfangsgeräte werden aus Gründen der Raumbeschränkung häufig Flachspulen verwendet, für größere sowie für Wellenmesser auch Zylinderspulen. Auswechselbare Spulen für Handgebrauch schützt man zuweilen durch Kapseln aus Isoliermaterial.

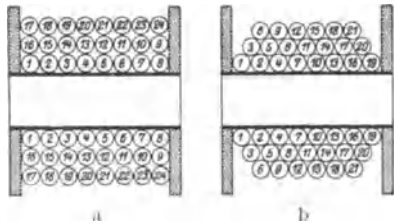


Abb. 371. a Lagenwicklung; b Stufenwicklung.



Abb. 372. Wabenspule.

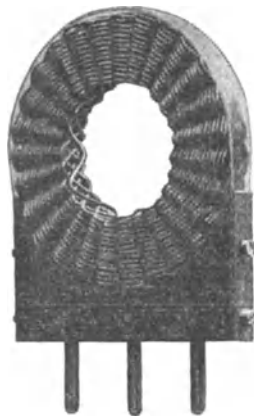


Abb. 373. Wabenspule.

¹⁾ Vgl. Tabelle 19, S. 368.

Bei mehrlagiger Wicklung ist auf kleine Spulenkapazität Wert zu legen, da diese infolge ihrer dielektrischen Ableitung bei hohen Frequenzen stark dämpfungsvergrößernd wirkt. Wie aus Gl. (63) hervorgeht, ist die Verringerung der dielektrischen Verluste der Spulenkapazität das Wesentliche; die Verringerung der Kapazität selbst ist nur Mittel zu diesem Zweck. Da die gewöhnliche Lagenwicklung [Abb. 371 a¹)] ziemlich beträchtliche Kapazität aufweist, so verwendet man die Stufenwicklung [Abb. 371 b¹)]. Kapazitätsschwache Spulen ergibt auch die Honeycomb-Wicklung (Wabenspule nach Lee de Forest), bei welcher dem Draht bzw. der Litze während des Aufwickelns eine in der Achsenrichtung der Spule hin und her gehende Bewegung erteilt wird. Die Spule stellt infolgedessen ein rhombisches Maschenwerk (Abb. 372 und 373) dar. Verschiedene andere Wicklungsverfahren (Korbspule) bezwecken ebenfalls die Erzielung einer kleinen Spulenkapazität. In Tabelle 19²) sind die üblichen Wicklungsarten an Spulen annähernd gleicher Dimensionen in bezug auf Kapazität und Dämpfung miteinander verglichen. Auf Grund der Tabelle muß die Stufenwicklung als die vollkommenste der untersuchten Wicklungsarten bezeichnet werden.

Tabelle 19.
Vergleichung verschiedener Spulenwicklungsarten.

Wicklungsart	Stufenwicklung: 2lagig		Honeycombwicklung: 4lagig		Lagenwicklung: 1 Lage hin, 1 Lage zurück		Lagenwicklung: 2 Lagen in gleicher Richtung		Einheit
Windungszahl	48		45		48		48		—
Selbstinduktion . . .	0,240		0,218		0,244		0,247		mH
Spulenkapazität . . .	15,6		45,6		195		119		$\mu\mu\text{F}$
Eigenwelle	115		180		413		326		m
Gleichstromwiderstand	0,64		0,64		0,64		0,64		Ω
Versuchswelle	1300	2500	1300	2500	1400	2500	1440	2550	m
Wirkwiderstand . . .	1,52	1,10	1,67	1,10	1,82	1,12	1,82	1,11	Ω
Dämpfungsdekrement	0,0140	0,0188	0,0162	0,0210	0,0177	0,0194	0,0180	0,0195	—

Für einlagige Zylinderspulen von tunlichst kleiner Ganghöhe ist die Spulenkapazität in $\mu\mu\text{F}$ etwa gleich dem Durchmesser in Zentimetern, unabhängig von Windungszahl und Spulenlänge. Mit wachsender Ganghöhe sinkt sie bis auf etwa die Hälfte dieses Wertes. Mit Rücksicht auf eine kleine Spulenkapazität bzw. Ableitung ist festes Isoliermaterial beim Aufbau der Spule nach Möglichkeit sparsam zu verwenden.

Über Rahmenantennen siehe Nachtrag am Schluß des Buches.

β) Gegeninduktionen von festem Wert werden z. B. als Hochfrequenztransformatoren verwendet. Es sind meist mehrere nebeneinander auf demselben Kern angeordnete Flachspulen, von denen die geradzahligten sowie die ungeradzahligten untereinander in Reihe geschaltet sind. Das eine Spulensystem dient als Primär-, das andere als Sekundärwicklung. (Vgl. auch S. 370.)

c) Veränderbare Spulen.

α) Selbstinduktionen. Auch hier findet man die für Sendezwecke benutzbaren, auf S. 364 bis 366 angegebenen Konstruktionen wieder, mit dem einzigen

¹) Die Zahlen in Abb. 371 a und b stellen die Wicklungsreihenfolge der Windungen dar.

²) Nach Ettenreich, R.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. 19, S. 308. 1922.

Unterschied, daß die Empfangsapparate mit Rücksicht auf die geringere Betriebsspannung bedeutend kompender gebaut werden.

Eine stufenweise veränderliche Selbstinduktion von sehr feiner Veränderungsmöglichkeit erhält man, wenn man auf einer Mantellinie einer einlagigen Zylinderspule die Isolation entfernt und einen der Spulenachse parallel geführten Kontakt darauf verschiebbar anordnet. (Schiebespule). Eine analoge Konstruktion ist auch bei Flachspulen möglich.

Durch die jeweils unbenutzten Windungen einer solchen Spule wird jedoch ihre Dämpfung vergrößert (vgl. S. 353). Eine weitere, erhebliche Dämpfungserhöhung tritt ein, wenn eine oder mehrere Windungen der Spule durch den Schleifkontakt kurzgeschlossen werden.

Besonders häufig finden Drehpulvariometer (vgl. S. 364) ihrer geringen Raumbeanspruchung und ihres relativ großen Induktivitätsbereiches wegen in der Empfangstechnik Anwendung. Bei kleinen Einstellungen arbeiten sie jedoch ungünstig, da hier der Wirkwiderstand häufig relativ groß wird.

β) Über Gegeninduktionen von veränderbarem Wert gilt das auf S. 366 Gesagte.

D. Meß- und Normalspulen.

a) Allgemeines.

Die an Normale zu stellenden Anforderungen erstrecken sich bei festen Spulen in erster Linie auf genaue Kenntnis und zeitliche Konstanz ihres nach Möglichkeit rund bemessenen Wertes, bei beweglichen auf ferner Reproduzierbarkeit eingestellter Werte. Ferner soll ihr Wirkwiderstand möglichst niedrig und möglichst wenig frequenzabhängig sein. Als Wickelkörper dient Marmor, der zuvor erhitzt und im Vakuum mit einem flüssigen Isolator, z. B. geschmolzenem Paraffin, imprägniert wurde, oder Porzellan. Weniger geeignet sind Spulenkörper aus Serpentin, da dieser häufig infolge von Eiseneinschlüssen schwach ferromagnetische Eigenschaften besitzt. Zur Verringerung der Widerstandserhöhung durch Hautwirkung bei höheren Frequenzen wird die Wicklung aus Litze (am besten Emaillelitze) hergestellt. Um die Wicklung mechanisch festzulegen, werden die Spulen im Vakuum mit Paraffin getränkt.

Bei höheren Frequenzen zeigen auch Litzenspulen noch, wenn auch in geringem Grade, Hautwirkung, während die Selbstinduktion nur in verschwindendem Maße beeinflußt (verringert) wird. *Der wahre Selbstinduktionswert einer Litzenspule ist für alle Frequenzen bis in die Nähe der Eigenfrequenz der Spule (Grundschiwingung) praktisch konstant.* Die Widerstandserhöhung ist bei niedrigen Frequenzen dem Quadrat der Frequenz proportional; bei höheren Frequenzen wächst der Widerstand bei steigender Frequenz weniger rasch (vgl. S. 358). Zuweilen tritt noch eine zusätzliche Widerstandserhöhung auf, die etwa mit der dritten Potenz der Frequenz ansteigt. Ihre Ursache ist in Verlusten der Spulenkapazität zu suchen.

Die Prüfung von Normalen auf Selbst- bzw. Gegeninduktivität, Spulenkapazität und Widerstandserhöhung bei höheren Frequenzen wird in der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt ausgeführt.

Über die Berechnung von Spulen s. S. 350.

b) Feste Normale.

Selbstinduktionen. Die Spulenform ist kurz und flach¹⁾, die Wicklung mehrlagig und von quadratischem Querschnitt (s. Abb. 374); bei diesen Verhältnissen wird die Selbstinduktion bei gegebener Drahtlänge und Drahtstärke (also gegebenem Widerstand) ein Maximum (s. auch S. 350). Für Hochfrequenznormale ist es zweckmäßig, den Spulenzradius relativ groß zu wählen, da alsdann die Selbstinduktionsverringering durch Hautwirkung verhältnismäßig klein bleibt.



Abb. 374. Normalenspule.

¹⁾ Innenradius = Spulenlänge, Außenradius doppelt so groß.

Bei Messungen sind die Zuleitungen bis an die Klemmen der Spule bifilar zu führen. Verdrillte Leitungen stören infolge ihrer hohen und nicht verlustfreien Kapazität. Bei Normalen kleineren Betrages ist die [berechnete¹⁾] Induktivität der Zuleitungen zur Selbstinduktion des Normalis hinzuzuzählen. Bei größeren Induktivitätsbeträgen der Normalen addiert man die Kapazität der Zuleitungen zur Spulenkapazität c . Diese beträgt bei Spulen von 1 H bis 0,1 H etwa 50 bis 150 $\mu\mu\text{F}$, bei kleineren Spulen etwas weniger. Über die durch die Spulenkapazität verursachte Frequenzabhängigkeit von Selbstinduktion und Wirkwiderstand vgl. S. 360.

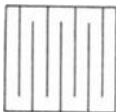


Abb. 375.
Elektrostatischer
Schutz für Normal-
spulen.

Da die Spulenkapazität durch die Umgebung der Spule (Tisch, Erde, andere Leiter) beeinflusst wird, so ist es für sehr genaue Messungen bei höheren Frequenzen (von etwa 1000 Hz ab) nötig, die Kapazität größerer Normalspulen (von etwa 0,1 H ab) durch Abschätzung zu definieren. Das geschieht nach Giebe²⁾ durch Einsetzen der Spule in die Mitte eines geräumigen Holzkastens, welcher mit Stanniol austapeziert ist. Das Stanniol ist an die äußere Lage der Spule angeschlossen und zur Vermeidung von Wirbelströmen in der in Abb. 375 dargestellten Weise geschirmt. Bei der Abschirmung von Toroidspulen, die ein magnetisches Streufeld nicht besitzen, ist die Wirbelstromgefahr geringer.

Aus dem letztgenannten Grunde haben auch die Anschlußklemmen nach Möglichkeit kleine Abmessungen.

Normalspulen werden von Siemens & Halske, Hartmann & Braun sowie von den Land- und Seekabelwerken, Köln-Nippes, in den Größen 0,0001, 0,0002, 0,0005, 0,001, 0,002, 0,005, 0,01, 0,02, 0,05, 0,1, 0,2, 0,5 und 1 H in den Handel gebracht.

Genau berechenbare Normale werden mit Vorteil einlagig auf Marmor- oder Porzellan- zylinder von großem Durchmesser gewickelt³⁾.

Gegeninduktionen. Normale der gegenseitigen Induktion tragen statt einer zwei gleichartige Wicklungen auf demselben Marmor- oder Porzellan- zylinder, deren Selbstinduktionskoeffizienten nahezu einander sowie dem Koeffizienten ihrer Gegeninduktion gleich sind.

Sie werden meist in der Größe $L_1 = L_2 = L_{11} = 0,01$ H hergestellt.

Bei höheren Frequenzen stört die Kapazität der Wicklungen gegeneinander. Besser ist in diesem Falle die von Campbell⁴⁾ angegebene Form.

c) Veränderbare Meßspulen.

In einer festen, auf einen Steinkern gewickelten Normalspule ist eine zweite verschiebbar oder drehbar angeordnet (Normalvariometer).

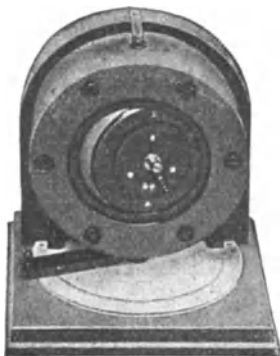


Abb. 376. Normalvariometer.

Einen derartigen, von den Land- und Seekabel- werken, Köln-Nippes, hergestellten Apparat zeigt Abb. 376. Die Stellung der beweglichen Spule kann an einer Skala abgelesen werden. Beide Spulen haben Unter- teilungen, durch deren verschiedene Schaltung sich der Änderungsbereich des Instrumentes bedeutend vergrößern läßt (0,1 bis 100 mH). Je nach der Schaltung ist der Apparat als variable Selbst- oder Gegeninduktion brauchbar.

Die Eichkurve von guten Drehspulvariometern ist im mittleren Teil der Skala, etwa zwischen 30 und 150°, nahezu geradlinig, sie krümmt sich an beiden Skalenenden etwas zu geringerer Neigung. Vom *Bureau of Standards*⁵⁾ ist ein Flachspul- Normalvariometer konstruiert worden. Zwischen zwei Paaren fester Flachspulen ist eine Kreis- scheibe aus Isoliermaterial drehbar angeordnet, in welcher ein weiteres Paar von Flachspulen eingebettet ist. Die Spulen sind *astatisch*, d. h. so geschaltet, daß ihre Außenfelder sich in einiger

¹⁾ Vgl. S. 350.

²⁾ Giebe, E.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 31, S. 6. 1911.

³⁾ Grüneisen, E., u. E. Giebe: Wiss. Abh. d. P.T.R. 5, S. 1. 1921 u. Ann. d. Phys. 63, S. 179. 1920.

⁴⁾ Campbell, A.: Proc. Phys. Soc. 20, S. 626. 1907.

⁵⁾ Brooks, H. B., u. C. F. Weaver: Sc. Pap. Bur. Stand. Nr. 290. 1916.

Entfernung vom Apparat aufheben. Sie üben daher durch Streuung von Kraftlinien nur geringe Einflüsse auf andere, etwa in der Nähe befindliche Spulen aus und werden auch ihrerseits durch Fremdfelder wenig beeinflusst. Die Eichkurve ist, abgesehen von den Enden, geradlinig.

Normalvariometer stehen den Normalspulen an Genauigkeit und Zuverlässigkeit nach.

E. Hilfsspulen.

Selbst- und Gegeninduktionsspulen werden in der Hochfrequenztechnik außer zur Abstimmung bzw. Kopplung schwingungsfähiger Kreise auch für eine Reihe anderer Zwecke verwendet, z. B. als **Drosselspulen**. Dient eine Drossel zur Absperrung von Hochfrequenzströmen von bestimmten Teilen der Schaltung, so ist für geringe Spulenkapazität Sorge zu tragen, da anderenfalls die Hochfrequenz auf kapazitivem Wege merklich in das Sperrgebiet eindringt. Derartige Spulen dürfen kein Eisen enthalten.

Häufig kommt es auf eine möglichst hohe Selbstinduktion an; in solchen Fällen verwendet man meist Eisendrosseln. Der Eisenkern muß lamelliert sein, da massives Eisen infolge des magnetischen Hauteffektes schon bei verhältnismäßig niedrigen Frequenzen praktisch wirkungslos wird. Man benutzt sie u. a. als Vorschaltwiderstand ohne Leistungsverbrauch, zur Verhinderung plötzlich auftretender Stromänderungen in Gleichstromkreisen, als Überspannungsschutz, zur Erhöhung der Spannung bei Stromunterbrechungen. In der Telegraphen- und Fernsprechtechnik wird sie vielfach verwendet, z. T. mit offenem Kern, in erster Linie zur Trennung von Gleich- und Wechselströmen oder von Wechselströmen verschiedener Frequenz. Die Ringdrossel (Toroid mit geschlossenem Eisenkern) hat den Vorzug weitgehender Streuungsfreiheit. Ähnlich verhält sich auch jede andere Drosselspule mit geschlossenem Eisenkern¹⁾. Eisengeschlossene Drosseln finden in der Fernsprechtechnik zur Pupinisierung von Leitungen (Pupinspulen), in der Hochfrequenztechnik für Telephoniezwecke, zur Besprechung strahlender Systeme Anwendung (Tastdrossel, Sprechdrossel nach Pungs). Drosselspulen mit regelbarer Drosselwirkung erhält man durch Anbringen eines veränderbaren Luftspaltes im Eisenkern.

IV. Tastdrosseln und Frequenzwandler.

Bearbeitet von W. Hahn.

1. Die Eisenverluste bei Hochfrequenz²⁾.

Die Tastdrosseln und Frequenzwandler sind mit einem, gewöhnlich geschlossenen Eisenkern versehen, der aus dünnen Blechen oder Drähten besteht.

Das Eisenvolum richtet sich nach der Leistung und der Frequenz.

Die Blechdicke bzw. der Durchmesser der Drähte ist abhängig von der Frequenz. Es werden folgende Eisenblechstärken verwendet: 0,01 mm, 0,015 mm, 0,025 mm, 0,06 mm, 0,07 mm, 0,1 mm und höher. Eisendrahte werden

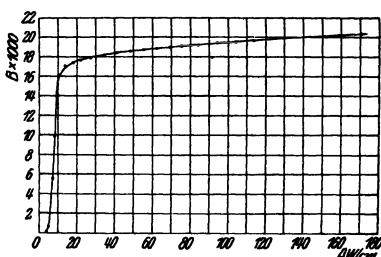


Abb. 377. Magnetisierungskurve des 0,05-mm-Eisendrahtes.

¹⁾ Näheres über Eisendrosseln siehe Abschn. IV. Vgl. auch H. Plendl, F. Sammer u. J. Zenneck: *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 26, S. 98. 1925.

²⁾ Spooner, Th.: *Journ. Inst. El. Eng.* 1920. — Goldstein: Eisenverlustmessungen. *ETZ* 45, S. 1270. 1924. — Kühn, L.: *Berechnung und Konstruktion eisengeschlossener Transforma-*

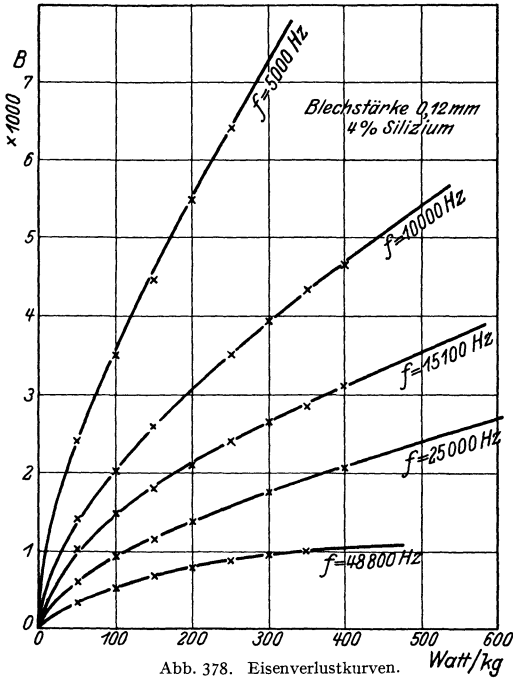


Abb. 378. Eisenverlustkurven.

herunter bis zu 0,04 mm Durchmesser (sog. Haardrähte) hergestellt. Abb. 377 zeigt die Magnetisierungskurve des 0,05-mm-Eisen-drahtes.

Im allgemeinen wird hochlegiertes Eisen¹⁾ verwendet.

Die Eisenverluste sind abhängig von der Eisensorte, der Höhe der Induktion und der Frequenz. Ihre Messung kann nach der kalorimetrischen Methode²⁾ ausgeführt werden.

In Abb. 378 sind die Eisenverluste (Blechstärke 0,12 mm, 4% Silizium) in Abhängigkeit von der Induktion für die Frequenzen $f = 5000, 10\,000, 15\,100, 25\,000$ und $48\,800$ Hertz dargestellt. Abb. 379 zeigt die Verluste eines normalen Hochfrequenztransformatorbleches (Blechstärke 0,08 mm, 4,07% Silizium, 0,05% Kohlenstoff, 0,1%

Mangan, 0,029% Phosphor und 0,042% Schwefel) bei 6000, 8000 und 10 000 Hertz und Abb. 380 die eines schwedischen Holzkohleneisenbleches (Blechstärke 0,1 mm,

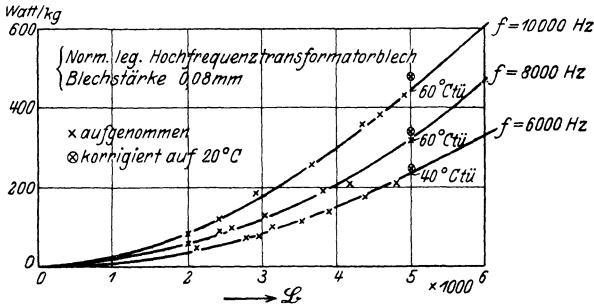


Abb. 379. Eisenverlustkurven.

toren für Hochfrequenzströme. Helios 1915, Nr. 33, 34, 35, 37. — Faßbender, H.: Die alte und die neue Auffassung über den Magnetismus bei hohen Frequenzen. Jahrbuch 14, S. 222. 1919. — Alexanderson: Die magnetischen Eigenschaften des Eisens bei Hochfrequenz bis 200 000 Perioden. ETZ 32, S. 1078. 1911. — Schames, L.: Über die Abhängigkeit der Permeabilität des Eisens von der Frequenz bei Magnetisierung durch ungedämpfte Schwingungen. Ann. d. Phys. 27, S. 64. 1908 u. Jahrbuch 3, S. 343. 1910.

¹⁾ Freese, H.: Legierungen mit besonderen magnetischen Eigenschaften. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 86. 1926.

²⁾ Spooner, Th.: Journ. Inst. El. Eng. 1920.

0,02% Silizium, 0,04% Kohlenstoff, 0,07% Mangan, 0,026% Phosphor und 0,01% Schwefel) bei 6000, 8000 und 10 000 Hertz¹⁾.

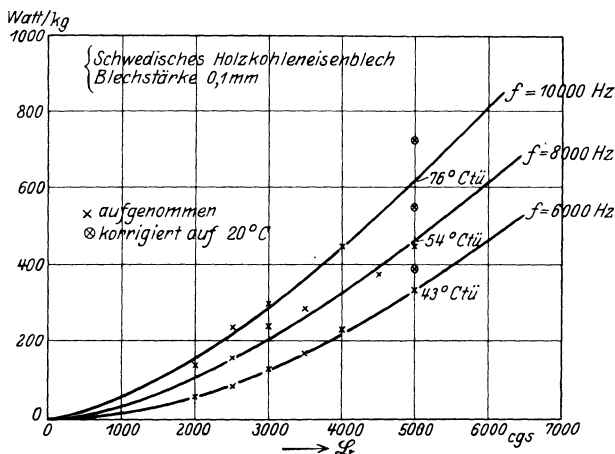


Abb. 380. Eisenverlustkurven.

2. Tastdrosseln²⁾.

A. Allgemeine Bauart und Wirkungsweise.

Die Tastdrosseln bestehen im wesentlichen aus einer im Hochfrequenzkreis des Senders liegenden Wicklung (Hochfrequenzwicklung), die mit einem durch Gleichstrom magnetisierbaren Eisenkern versehen ist. Für die Gleichstrommagnetisierung ist gewöhnlich eine besondere Wicklung (Gleichstrom- oder Steuerwicklung) vorgesehen).

Die Selbstinduktion der Hochfrequenzwicklung ändert sich mit der Gleichstromvormagnetisierung, die durch Betätigung der Taste geändert wird. Im allgemeinen wird beim Drücken der Taste (Zeichengebung) die Gleichstromvormagnetisierung eingeschaltet, während bei den Zeichenpausen (geöffnete Taste) keine Vormagnetisierung vorhanden ist und die Tastdrossel in diesem Fall ihren größten Induktivitätswert besitzt.

Die Eisenverluste der Tastdrossel sind ebenfalls abhängig von der Größe der Vormagnetisierung und können angesehen werden als ein veränderbarer, scheinbarer Ohmscher Widerstand. Neben der Selbstinduktion kann also auch der scheinbare Ohmsche Widerstand der Tastdrossel durch die Gleichstromvormagnetisierung geändert werden (vgl. Abschnitt Drahtlose Telephonie).

Durch Betätigung der Taste wird in dem Hochfrequenzkreis, in dem die Tastdrossel liegt, eine Verstimmung (durch Änderung ihrer Induktivität) und eine Veränderung des scheinbaren Ohmschen Widerstandes hervorgerufen. Hierdurch wird der Antennenstrom im Tasttempo gesteuert.

Zur Verkleinerung der Zeitkonstanten der Steuerwicklung wird zweckmäßig in den Steuerkreis einer Röhre geschaltet³⁾.

¹⁾ Abb. 378 nach Messungen von Spooner, Abb. 378 bis 380 nach Messungen von Telefunken bzw. AEG.

²⁾ Pungs, L.: Die Steuerung von Hochfrequenzströmen durch Eisendrosseln mit überlagerter Magnetisierung. ETZ 44, S. 78. 1923.

³⁾ Fischer, W., u. L. Pungs: Schnelltelegraphie mit Steuerdrossel. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 51. 1926.

B. Ausführungsform.

Um transformatorische Einwirkungen auf die Gleichstromwicklung zu vermeiden, wird die Tastdrossel mit zwei geschlossenen Eisenkernen gebaut, die je mit einer Hochfrequenzwicklung versehen sind. Die Gleichstromwicklung ist so um beide Eisenkerne geführt, daß in dem einen Kern der Wechsel- und der Gleichstromkraftfluß in derselben Richtung, in dem anderen Kern in entgegengesetzter Richtung verlaufen, wie Abb. 381 zeigt. In Abb. 382 ist eine Tastdrossel der Firma Telefunken mit sog. Rhombusschaltung wiedergegeben. Die Hochfrequenzwicklungen werden an den Punkten

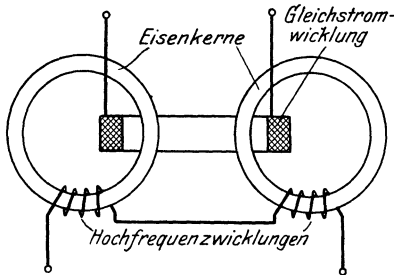


Abb. 381. Grundsätzliche Schaltung von Tastdrosseln.

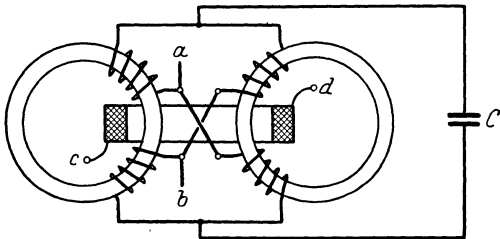


Abb. 382. Tastdrossel mit Rhombusschaltung.

a und b in den Hochfrequenzkreis eingeschaltet. Die Anschlußpunkte der Gleichstrommagnetisierungspule sind mit c und d bezeichnet. Der Kondensator C dient zur Ableitung der in der Drossel entstehenden Ströme höherer Frequenzen.

Die Tastdrosseln der Firma C. Lorenz A. G. sind ähnlich gebaut wie die Telephoniedrosseln dieser Firma (vgl. hierüber die Angaben

im Abschnitt Drahtlose Telephonie. Über die Tastdrossel von Alexanderson vgl. Abschnitt Maschinensender, S. 811.

C. Anwendung.

Die Tastdrosseln werden hauptsächlich angewendet bei Maschinensendern, z. T. auch bei Lichtbogensendern. Zum Tasten der Röhrensender finden sie wenig Verwendung, da bei den Röhrensendern meistens die Gittertastung vorgesehen wird. Weitere Angaben über Tastdrosseln im Abschnitt Maschinensender, S. 806 ff.

3. Frequenzwandler.

A. Frequenzwandler mit Gleichstrommagnetisierung¹⁾.

a) Allgemeines.

Sie werden hauptsächlich angewendet zur Verdoppelung und Verdreifachung der Frequenz. Jede Stufe besteht aus 2 Transformatoren (Frequenzwandlerpaar) von gleichen Eisenabmessungen und Wicklungen gleicher Windungszahl. Gewöhnlich trägt jeder Eisenkern (geschlossener Eisenweg) 3 Wicklungen (Primär-, Sekundär- und Gleichstrommagnetisierungswicklung).

¹⁾ Epstein: D. R. P. 149 761. — Vallauri: ETZ 32, S. 988. 1911. — Minohara, T. (J. B. Pomey): Courbes caractéristiques des doubleurs de fréquence appliqués à la transmission radiotélégraphique. Revue génér. de l'électr. 1920. — Osnos: Frequenzwandler. El. u. Maschinenbau 1919, H. 37, S. 45. — Zenneck, J.: Zur Theorie der magnetischen Frequenzwandler. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 17, S. 2. 1921. — Rein-Wirtz: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. Berlin 1917. — Ders.: Radiotelegr. Praktikum. 3. Aufl. 1921.

b) Wirkungsweise.

Die Schaltung eines Frequenzwandlerpaares für Frequenzverdopplung zeigt Abb. 383. Die Primärwicklungen p_1 und p_2 der beiden Transformatoren T_1 und T_2 sind in Reihe geschaltet, während die Sekundärwicklungen s_1 und s_2 sowie die Gleichstrommagnetisierungswicklungen g_1 und g_2 unter sich gegeneinander geschaltet sind. Durch das Zu-

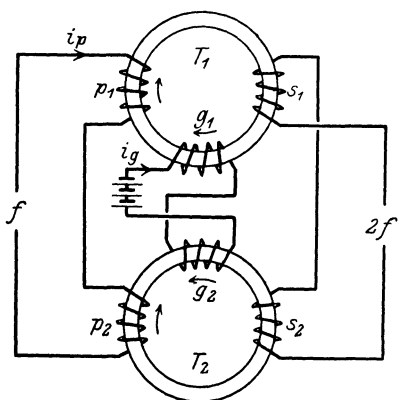


Abb. 383. Schaltung zur Frequenzverdopplung.

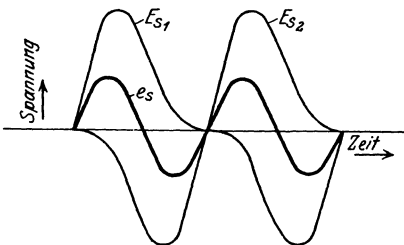


Abb. 384. Frequenzverdopplung.

sammenwirken der durch den Gleichstrom i_g und den primären Wechselstrom i_p erzeugten Kraftflüsse in den Transformatoren werden die an den Wicklungen p_1 und p_2 sowie an den Sekundärwicklungen s_1 und s_2 vorhandene Spannungen E_{s_1} und E_{s_2} deformiert. Durch Zusammensetzung der beiden Spannungen E_{s_1} und E_{s_2} erhält man die resultierende Spannung e_s mit doppelter Frequenz $2f$ (vgl. Abb. 384). Eine Spannung von der Frequenz f ist auf der Sekundärseite nicht mehr vorhanden.

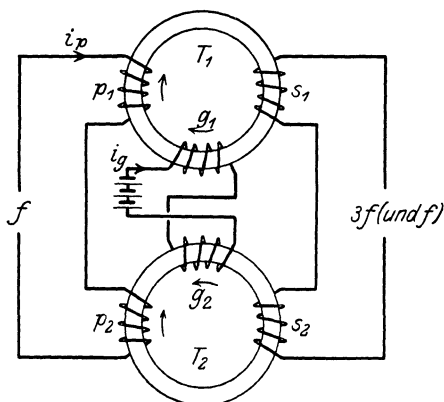


Abb. 385. Schaltung zur Frequenzverdreifachung.

Zur Frequenzverdreifachung werden die Primärwicklungen p_1 , p_2 und die Sekundärwicklungen s_1 , s_2 jeweils in gleichem Wicklungssinn hintereinandergeschaltet bei

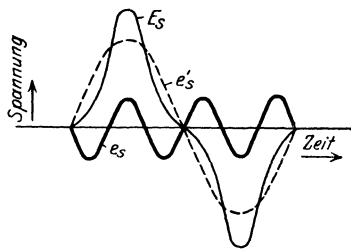


Abb. 386. Frequenzverdreifachung.

Gegeneinanderschaltung der beiden Gleichstrommagnetisierungswicklungen g_1 und g_2 . Abb. 385 zeigt die Schaltung für Frequenzverdreifachung. Die an s_1 und s_2 entstehenden verzerrten Spannungen E_1 und E_2 geben eine resultierende Spannung E_s , die zusammengesetzt ist aus der Spannung e_s von der Frequenz f und der Spannung e_s von der Frequenz $3f$, vgl. Abb. 386.

c) Ausführungsformen.

Die Frequenzwandler der Firma Telefunken haben einen aus ringförmigen Blechen zusammengesetzten Eisenkern, der in einzelne Pakete zerlegt ist, die der

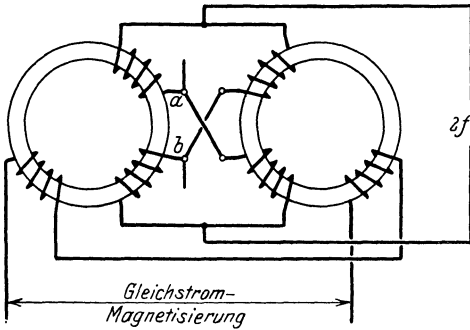


Abb. 387. Tastdrossel mit Rhombusschaltung.

besseren Kühlung wegen unter sich einen Zwischenraum haben. Über diesen Eisenkern werden die Wicklungen aufgebracht. Die Wandler befinden sich in einem wassergekühlten Ölbad. Abb. 387 zeigt das Schaltbild eines Frequenzwandlerpaares für Frequenzverdopplung in Rhombusschaltung. An a, b wird die Primärspannung von der Frequenz f angelegt und an c, d der Sekundärkreis (Frequenz $2f$) angeschlossen.

B. Frequenzwandler ohne Gleichstrommagnetisierung¹⁾.

a) Wirkungsweise.

Der Frequenzwandler besteht aus einem fein unterteilten, geschlossenen Eisenkern, der mit einer Wicklung versehen ist.

Das grundsätzliche Schaltbild zeigt Abb. 388. Der Wechselstromerzeuger (meist Hochfrequenzmaschine) mit der Frequenz f_1 arbeitet auf einen aus Kondensator C , Spule L und dem Frequenzwandler bestehenden Kreis (Maschinenkreis oder Primärkreis). Parallel zum Wandler liegt ein auf die (höhere) Frequenz f_2 abgestimmter Kreis (Stoßkreis), mit dem der Antennenkreis gekoppelt ist.

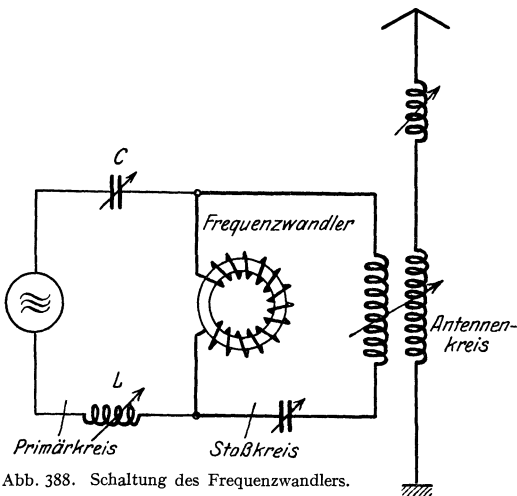


Abb. 388. Schaltung des Frequenzwandlers.

Die Abmessungen des Wandlers sind so zu wählen, daß die Induktion im Eisenkern durch den primären (sinusförmig angenommenen) Wechselstrom weit über das Knie der Magnetisierungskurve hinausgeht. Dadurch ist die an der Wicklung des Wandlers auftretende Spannung nicht mehr sinusförmig, sondern hat eine verzerrte Kurvenform, die abhängig ist von der Höhe der Magnetisierung.

¹⁾ Martienssen, O.: Phys. Zeitschr. 1910, S. 448. — Schmidt, K.: Ein neuer Hochfrequenzmaschinenender für drahtlose Telegraphie. ETZ 44, S. 910. 1923. — Dornig, W.: Beitrag zur Frequenztransformation mittels Eisendrosseln. ETZ 45, S. 1107. 1924. — Dornig, W.: Magnetische Selbststeuerung der transformierten höheren Frequenz. ETZ 46, S. 223. 1925. — Emsleben, O.: Theorie der Frequenzvervielfachung mittels Oberschwingungen und durch Stoßerregung. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 24, S. 105. 1924. — Gerth, F.: Herstellung kurzer Wellen mit Maschinen. ENT 2, S. 10. 1925.

Die Selbstinduktion der im Primärkreis liegenden eisenfreien Spule L (vgl. Abb. 388) muß dabei wesentlich größer sein als die mittlere Selbstinduktion des Frequenzwandlers. Bei Abstimmung des Primärkreises auf **Kippresonanz** wird dann die am Wandler benötigte spitze Spannungskurve erzielt, während die Kurve des Primärstromes nahezu sinusförmig ist¹⁾.

Diese verzerrte Spannungskurve bewirkt nun in dem Sekundärkreis (Stoßkreis) das Auftreten von Strömen höherer Frequenz (f_2), wenn dieser Kreis auf f_2 abgestimmt ist.

In Abb. 389 ist der Verlauf des Primärstromes, des magnetischen Flusses und der am Wandler auftretenden Spannungstöße dargestellt.

Über die Deutung des Vielfachungsvorganges sind noch verschiedene Ansichten vorhanden. Nach O. Emersleben²⁾ müssen hierbei zwei voneinander unabhängige Arten der Frequenzvervielfachung in Betracht gezogen werden, nämlich die mittels Oberschwingungen (Selektion der Harmonischen) und die durch Stoßerregung, während nach R. Kümlich³⁾ es sich hierbei um dieselbe Erscheinung und nicht um zwei verschiedene physikalische Vorgänge handelt.

Zur Verbesserung der Wirkung wird parallel zum Wandler ein Kreis (Hilfsfrequenzkreis), bestehend aus Kapazität und Selbstinduktion in Reihe, gelegt, der auf eine Zwischenfrequenz abgestimmt ist.

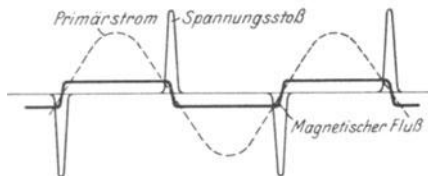


Abb. 389. Kurvenverzerrung durch Eisendrossel (Frequenzwandler).

b) Ausführungsformen.

Abb. 390 zeigt einen Frequenzwandler von W. Dornig⁴⁾ für 200 W Antennenleistung in Naturgröße. Der ringförmige Eisenkern besteht aus emailliertem Eisendraht von 0,03 bis 0,05 mm Durchmesser; Gewicht des Kernes 8 g. Die Wicklung ist in zwei Lagen aufgebracht. Bei den Wandlern von K. Schmidt (C. Lorenz A. G.) werden die aus emailliertem Eisendraht oder dünnen Blechen bestehenden Ringe auf ein Porzellanrohr geschoben, durch das die Wicklung gezogen wird (Abb. 391) (s. auch Abb. 270, S. 248). Eisenmenge etwa 50 g pro 1 kW Antennenleistung bei $\lambda < 1000$ m.

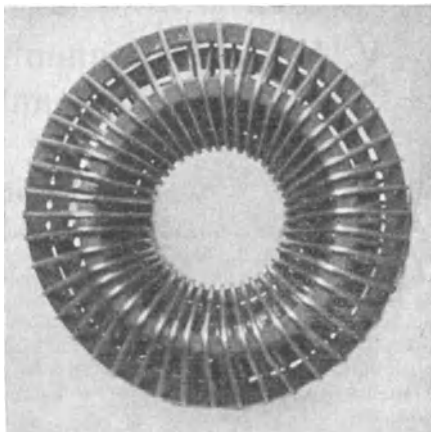


Abb. 390. Frequenzwandler von Dornig.

Die Wandler befinden sich in einem wassergekühlten Ölbad.

¹⁾ Vgl. Mitteilung von K. Schmidt: ETZ 46, S. 675. 1925.

²⁾ Emersleben, O.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 24, S. 105. 1924.

³⁾ Kümlich, R.: Gibt es einen Unterschied zwischen Stoßerregung und Ausbiegung von Oberschwingungen beim ruhenden Frequenzwandler? Zeitschr. f. techn. Phys. 7, S. 337. 1926.

⁴⁾ Dornig, W.: Hochfrequenzmaschinensender und seine Drehzahlregelung. ETZ 46, S. 415. 1925.

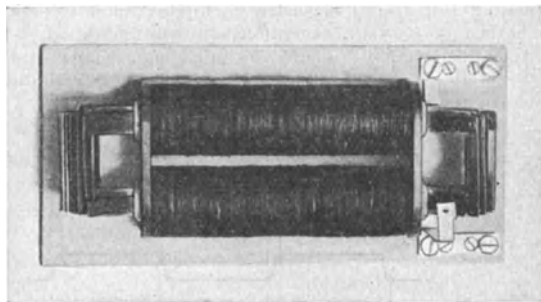


Abb. 391. Frequenzwandler von Schmidt.

C. Anwendung.

Die Frequenzwandler werden fast ausschließlich angewendet in Verbindung mit Hochfrequenzmaschinen.

Es können mehrere Wandler in Hintereinanderschaltung benutzt werden, so daß die Vervielfachung der Maschinenfrequenz auf die Antennenfrequenz in

mehreren Stufen erfolgt. Hierbei ist jede Stufe mit einem auf die betreffende Frequenz (Zwischenfrequenz) abgestimmten Kreis versehen.

Zwischen dem letzten Kreis und dem Antennenkreis ist ein lose gekoppelter Zwischenkreis vorzusehen, um störende Oberwellen u. dgl. von dem Antennenkreis fernzuhalten.

Weitere Angaben über Frequenzwandler im Abschnitt Maschinensender, S. 806 ff.

V. Maste, Antennen und Erdungen für Sendeanlagen.

Bearbeitet von J. Pusch.

1. Allgemeines.

Die Antenne ist aufzufassen als ein Kondensator mit Luft als Dielektrikum und einer leitenden Verbindung der beiden Belege. Zwischen diesen Belegen verlaufen die Kraftfelder des Leitungsstromes und des Verschiebungsstromes. Die entstehenden Wechselfelder rufen wiederum in den benachbarten Schichten Felder hervor, derart, daß sich dieselben nach allen Richtungen fortpflanzen (die Antenne strahlt) und so an einem anderen Ort durch geeignete Mittel, z. B. wieder mittels einer Antenne, nachgewiesen werden können. Durch besondere Anordnungen kann man bevorzugte Strahlung in einer Richtung erzielen (Richtantenne).

Um große Energiemengen in der Antenne unterzubringen, muß ihre Kapazität groß sein. Um ferner einen möglichst hohen Teil der Energie in den Raum auszustrahlen, müssen die elektrischen Kraftlinien eine lange Ausdehnung haben, d. h. also die Belege müssen weit voneinander entfernt sein, und ferner müssen die Verluste in der Antenne gering sein. Da ein großer Anteil der Gesamtverluste einer Antenne durch Verluste im Erdboden bedingt sind (besonders ungünstig ist ein mit Pflanzen oder Bäumen bewachsener Erdboden, vgl. S. 273), so wäre es am günstigsten, die Antenne mit einem Gegengewicht in großer Entfernung von der Erde frei im Raum aufzuhängen. Das ist aus mechanischen Gründen natürlich unmöglich; vielmehr werden die Antennen auf der Erde aufgebaut und es tritt an Stelle der einen Kondensatorbelegung die Erde bzw. ein in dieselbe eingelegtes oder über derselben ausgebreitetes Drahtnetz (Gegengewicht), während die andere Belegung durch ein an Masten oder Türmen aufgehängtes Drahtgebilde hergestellt wird.

2. Maste.

A. Maste für bewegliche Stationen.

Maste dieser Art sollen einen schnellen Auf- und Abbau gestatten. Bei niedrig gehaltenem Gewicht müssen dieselben klein zusammenlegbar sein, um einen bequemen Transport auf Karren, Wagen oder Pferden zu ermöglichen.

a) Stahlrohrmaste.

Maste aus nahtlos gezogenem Stahlrohr werden in Längen von 9 bis 30 m angefertigt. Zur Isolation dient ein kleiner Isolierschemel, bestehend aus einem Druckkörper aus Glas oder Porzellan auf einem Eisenteller. Die Abspannung der Maste geschieht durch Hanfseile, die mittels Erdpfählen aus zugespitztem T-Eisen im Boden verankert werden. Längen von 9, 12 und 15 m werden als Steckrohrmaste ausgebildet. Sie bestehen aus 7 bzw. 9 oder 11 ineinanderschubbaren Stahlrohren. Der stärkste Teil des Mastes ist in der Mitte, beim 15-m-Mast im unteren Drittel; von hier aus verjüngt er sich nach beiden Seiten. Das stärkste Rohr hat einen Durchmesser von 67 mm (beim 9-m-Mast 57 mm), das schwächste Rohr oben und unten 26 mm bzw. 46 mm. Die Abspannung erfolgt zur Mitte und am oberen Ende mit je 4 Pardunen (Abspannungen). Das Gewicht der Maste beträgt etwa 11, bzw. 23, bzw. 37 kg.

Für fahrbare Geräte haben sich ferner Maste von 15, 17 und 30 m Höhe eingeführt, die als Kurbelmaste ausgebildet sind. Diese bestehen aus 6 bzw. 8 Stück teleskopartig ineinandergeschobenen Stahlrohren, die, durch Drahtseile miteinander verbunden, mittels einer am untersten Rohr angebrachten Winde auseinandergeschoben werden. Diese Maste dienen insbesondere als Träger für Schirmantennen. An der Spitze des Mastes ist ein Glockenisolator angebracht, an dem die Schirmdrähte befestigt werden; am untersten Rohre befinden sich mehrere kleine Isolatoren, an denen Gegengewichtsdrähte angebracht werden können. Die Maste werden auf zweirädrigen Karren (Protzfahrzeugen) transportiert. Sie können auf dem Fahrzeug selbst aufgerichtet werden. In diesem Falle wird die Fußisolation unter der Deichsel des Karrens verklemt und der Mast etwa in mittlerer Höhe mittels 3 Pardunen abgespannt. Bei freistehendem Mast erfolgt die Isolation durch einen Isolierschemel und die Abspannung am Stammrohr etwa zur Hälfte des Mastes mit je 3 Pardunen. Die Gewichte der Maste betragen 80, 100 und 320 kg. In besonders vollkommener Weise sind diese Teleskopmaste von der Firma Magirus, Ulm, durchgebildet worden. Abb. 392 zeigt einen solchen Kurbelmast von 15 bis 30 m Höhe.

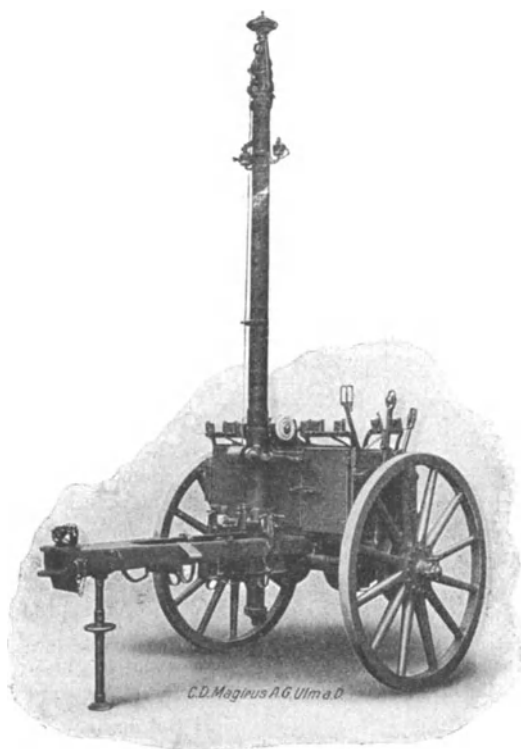


Abb. 392. 30-m-Teleskopmast.

b) Holzmaste.

Holzmaste sind als Steckrohrmaste bis zu 21 m Höhe ausgeführt worden, doch haben sie sich in der Praxis nicht gut bewährt. Die Rohre sind entweder 6- oder 8kantig, aus einzelnen Leisten verleimt und mit Leinenband umwickelt oder als Rundprofil aus 6 Sektoren verleimt. Die einzelnen Stiele werden durch Metallrohre miteinander verbunden. Die Abspannung geschieht in der gleichen Weise wie bei Stahlrohrmasten.

B. Maste für feste Stationen.

Für feste Stationen kommen in der Hauptsache eiserne Gittermaste in Betracht. Diese sind bis zu 250 m Höhe und für Spitzenzüge bis zu 10 t ausgeführt worden. Sie können als freistehende oder als abgespannte Maste ausgebildet werden. Ferner werden auch Konstruktionen aus Stahlrohr hergestellt, die besonders für Versuche und vorübergehende Aufstellung geeignet sind. Maste aus Holzkonstruktionen werden zweckmäßig für Empfangszwecke (Goniometer, Rahmen-

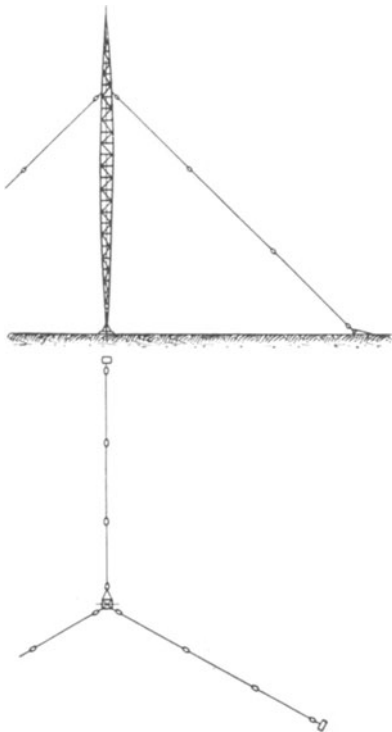


Abb. 393. Gitterholzmast.

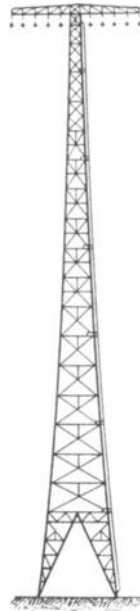


Abb. 394. Freistehender Mast der R. C. A.

antennen) verwendet. Für letztere benutzt man in neuerer Zeit jedoch ebenfalls vielfach Eisenmaste. Schließlich seien noch Maste aus Eisenbeton erwähnt, die in Japan in einer Höhe von 200 m ausgeführt wurden.

a) Holzmaste.

Für leichte Antennengebilde von geringer Höhe, und zwar bis zu etwa 30 m, können die Masten in einfacher Weise aus Rundhölzern von je 8 bis 12 m Länge

zusammengesetzt werden, die mittels je zweier U-Eisen miteinander verbolzt werden. Die Abspannung erfolgt durch Stahlseile, die an gerammten Pfählen oder eingegrabenen Hölzern verankert werden.

Maste aus Holzkonstruktion werden im Prinzip nach Abb. 393 ausgeführt. Aus dem Grunde, daß bei allen Holzkonstruktionen die Füllungsstäbe nicht mit genügender Sicherheit in unnachgiebiger Art mit den Stielen verbunden werden können, wird der Mast linsenförmig ausgeführt, um so in den Diagonalen möglichst geringe Spannungen auftreten zu lassen. Die durch horizontale Kräfte entstehenden Spannungen werden durch das Zusammenführen der Stiele am oberen und unteren Ende von diesen aufgenommen, und zwar unter nur geringer Mitwirkung der Diagonalen. Der Mast wird in einem Gelenk gelagert und nach drei Richtungen abgespannt. Auch freistehende Holzmaste werden nach ähnlichem Konstruktionsprinzip hergestellt.

b) Eisenmaste.

α) Freistehende Eisengittermaste.

Diese werden aus Profileisenkonstruktion bis zu 250 m Höhe hergestellt. Allgemein eingeführt sind sie bei der Radio Corporation of America für die langgestreckten Alexanderson-Antennen. Abb. 394 zeigt einen solchen Mast von 120 m Höhe mit 2×15 m Auslegern an der Spitze als Träger für 10 Antennendrähte. Der Mastfuß hat eine Größe von 25×25 m. Die amerikanischen Maste werden stets ohne Fußisolation ausgeführt.

Abb. 395 zeigt einen Mast von 60 m Höhe der Firma Hein, Lehmann & Co., Berlin. Zur Isolation des Mastfußes von der Erde werden Porzellandruckkörper der Telefunken-Ges., Berlin benutzt (s. Tabelle 20, S. 384).

In Abb. 396 ist die Konstruktion eines Mastfußes mit Isolation der Firma Honnef dargestellt.

β) Abgespannte Gittermaste.

Solche Maste sind bis zu einer Höhe von 250 m ausgeführt worden. Sie werden aus Profileisenkonstruktionen hergestellt und ebenso wie die freistehenden Gittermaste aus sich herausgebaut. Die einzelnen Eckstiele, Quer- und Diagonalverbände werden mittels Bolzen und Muttern verschraubt. Der Aufbau erfolgt in der Weise, daß der Mastfuß auf der Fundamentplatte aufgestellt und zunächst versteift wird. Sodann werden die Eckstiele und Verbände verschraubt. Der erste Stoß wird mittels provisorischer Abspannungen verspannt. An einem über den Stoß hinwegragenden Montagegerüst (Galgens) werden mittels Flaschenzug oder Winde die Stiele des zweiten Stoßes hochgezogen und an den Stielen des ersten Stoßes verschraubt, ebenso die Verbände usw. bis die Höhe der untersten Ab-

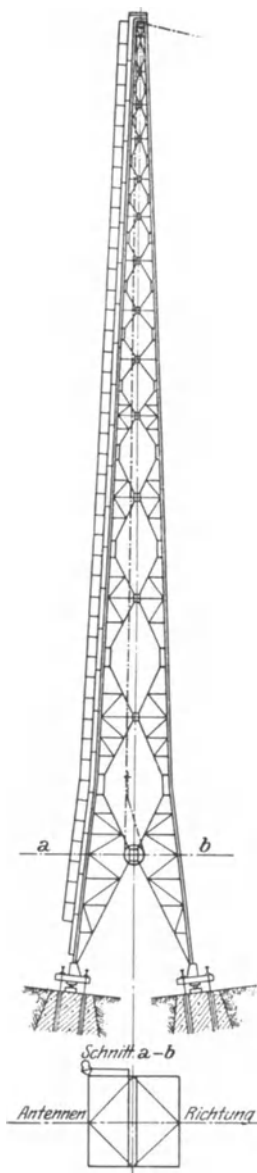


Abb. 395. Freistehender 60-m-Mast.

an den Stielen des ersten

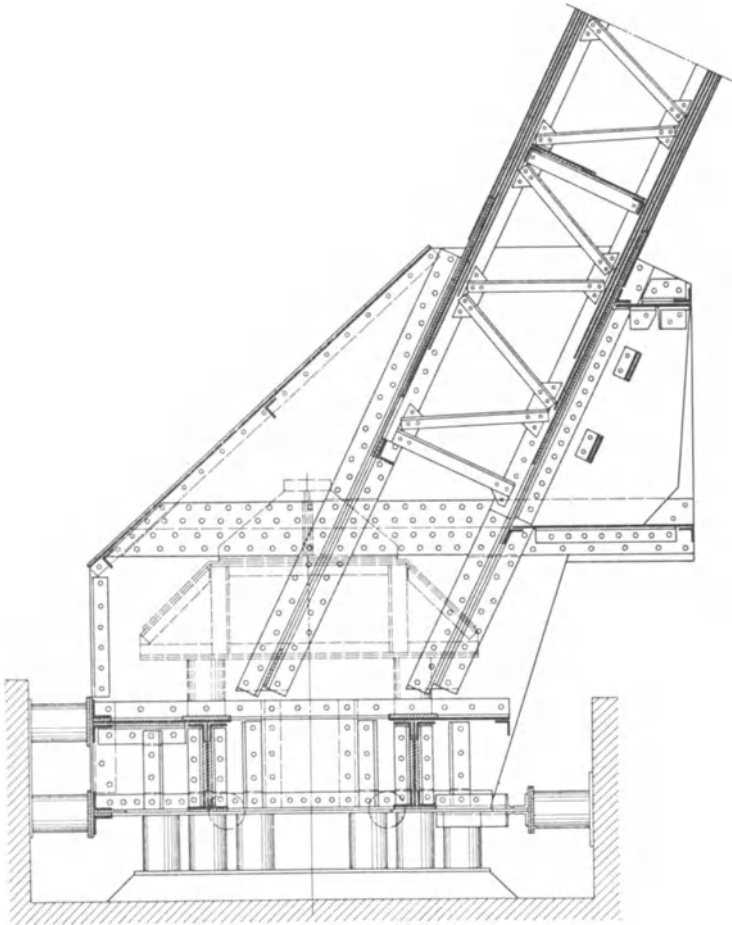


Abb. 396. Isolierter Fuß eines freistehenden Mastes.

spannungen erreicht ist und diese angebracht werden können. In der gleichen Weise wird der Bau bis zur Vollendung fortgesetzt. Abb. 397 zeigt den ersten Stoß mit provisorischen Abspannungen, abgesteiftem Mastfuß und Montagegerüst. Die Maste werden in quadratischem oder dreieckigem Profil hergestellt.

Die Maste der Comp. Generale de Telegraphie Sans Fil haben quadratisches Profil. Sie sind ohne Fußisolation ausgeführt und nach 4 Seiten abgespannt. Die Abspannungen greifen an den Eckstielen an. Bei 250 m Höhe haben sie 9 übereinanderliegende Abspannungen, von denen je 2 bzw. die obersten 3 an einem Fundament verankert sind.

Die von der Firma Hein, Lehmann & Co. ausgeführten Maste der Telefunken-Gesellschaft haben in normaler Ausführung dreieckiges Profil und je nach der Höhe 1 bis 6 (letzteres bei 250 m Masthöhe) übereinanderliegende, nach 3 Seiten zeigende Abspannungen, von denen 2 bis 3 an einem gemeinsamen Fundament verankert werden.

Um keine unkontrollierbaren Biegungsbeanspruchungen in den Mastkörpern zu verursachen, ist es erforderlich, daß die Abspannungen keine Reckungen aufweisen. Das wird dadurch erreicht, daß die Seile aus parallelen Drähten hergestellt werden. Die Abspannungen sind am oberen Ende gegabelt und in dem Schwerpunkt des Mastquerschnittes befestigt, damit die von den Abspannungen herrührenden vertikalen Kräfte den Mast zentrisch beanspruchen und Überlastungen einzelner Stiele vermieden werden. Ein weiterer Vorteil der Gabelung ist, daß das Bestreben des Mastkörpers, sich infolge elastischen Zusammendrückens der Eckstiele zu verdrehen, vermieden wird. Diesem Bestreben ist auch durch k-förmige Ausbildung der Verbände in den Seitenebenen des Mastkörpers Rechnung getragen.

Am Mastfuß ist ein Gelenk angeordnet, das das Auftreten von Zwängungsspannungen in den untersten Mastteilen infolge von mechanischen Schwingungen und möglichen Fundamentsenkungen verhindert.

Die **Fußisolation** wird durch mehrere nebeneinander aufgestellte Porzellandruckkörper (s. Tabelle 20, S. 384) durchgeführt, auf welche der Druck durch eine Platte gleichmäßig verteilt wird. Wenn erforderlich, werden auch durch Porzellandruckkörper isolierte Erdbebenverankerungen angebracht, die zur Aufnahme horizontal gerichteter Kräfte in Höhe des Mastfußes dienen. Abb. 398 zeigt einen solchen Mastfuß mit Erdbebenverankerung der Firma Hein, Lehmann & Co.

Die Maste können von unten durch Winden angehoben werden, um gegebenenfalls Porzellankörper der Fußisolation auswechseln zu können.

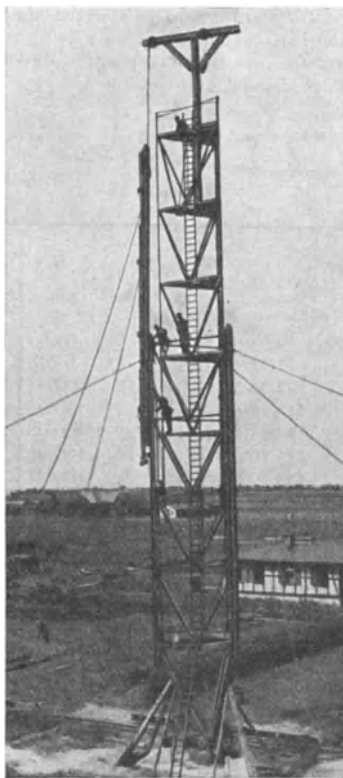


Abb. 397. Aufbau eines Gittermastes.

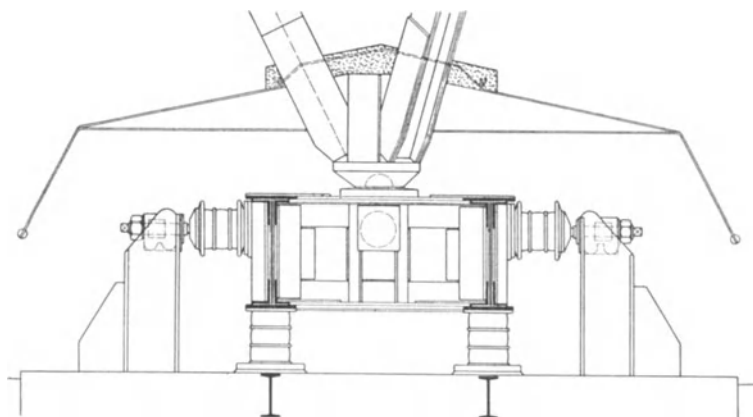


Abb. 398. Isolierter Fuß mit Erdbebenverankerung eines abgespannten Mastes.

Die Pardunen werden gegen Mast und gegen Erde isoliert. Bei geringen Pardunenspannungen werden für die Isolation Porzellaneier (s. Tabelle 21), bei größeren Kräften jedoch besonders für diesen Zweck ausgeführte Isolatoren verwendet, deren Porzellankörper nur auf Druck beansprucht werden (s. Tabelle 22).

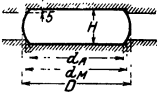


Tabelle 20. Druckisolatoren.

Auflage cm ²	d _A mm	d _M mm	D mm	H mm	x-Nutzlast		Höchste Prüf- last		Überschlag- spannung kV		Gewicht kg
					gesamt	t/cm ²	gesamt	t/cm ²	trocken	naß	
15,9	49/45	53/49	64	65/63	7	0,41	21	1,33			0,355
35	71/67	75/71	85	80/78	13	0,37	39	1,11			0,860
60,8	92/88	98/94	118	100/98	23	0,38	69	1,14	59	25	1,970
95	114/110	121/117	145	100/98	35	0,37	105	1,11			2,930
150	143/138	153/148	173	100/98	57	0,38	171	1,14	61	23	4,650
222	173/168	178/173	194	100/98	72	0,32	216	0,96			5,770
290	198/192	203/197	222	100/98	85	0,29	255	0,87	80	55	7,620

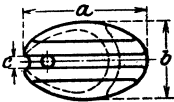


Tabelle 21. Eierisolatoren

Dimensionen			Nutzlast kg	Prüflast kg	Bruchlast kg	Gewicht kg	Überschlag- spannung kV trocken
a mm	b mm	c mm					
40	30	5	300	600	850	0,05	35
80	55	7	700	1 400	2 200	0,27	67
135	80	14	2000	4 000	5 400	0,82	70
196	121	40	5000	10 000	16 230	3,3	47

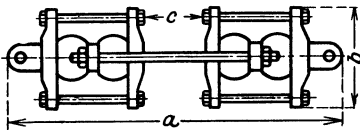


Tabelle 22. Pardunen-Isolatoren¹⁾.

Nutzlast t	Bruchlast t	Gewicht kg	Überschlagspannung		Kapazität cm	Maße	
			trocken kV	naß kV		a mm	b mm
7	25	68	75	47	19	1374	315
11	35	125	100	60	42	8164	390
16	50	163	100	60	47	1960	418
22	75	217	100	60	50	2141	455
29	90	270	100	60	95	2158	455
43	135	386	100	60	1 0	2455	650

¹⁾ Als Isolierkörper werden die der geforderten Nutzlast entsprechenden Druckisolatoren der obigen Tabelle 20 verwendet.

Die Maste werden normal für einen **Winddruck** von 250 kg pro qm senkrecht getroffener Fläche berechnet¹⁾. Als **Knicksicherheit** wird normal eine dreifache zugrunde gelegt. Die Materialbeanspruchung bewegt sich je nach den Anforderungen zwischen 1200 und 2000 kg pro qcm.

Die **Fundamente** werden aus Beton hergestellt. Um die Kosten der Abspannfundamente herabzusetzen, wird nur die Verankerung in Beton gebettet. Zur Erzielung des notwendigen Gewichtes wird auf diesem Ankerfundament ein kastenartiges Mauerwerk aufgesetzt, dessen Hohlraum mit Sand oder dicht gelagerten Steinen gefüllt wird. Abb. 399 zeigt den Schnitt durch ein solches Abspannfundament. Für normale Bodenverhältnisse kann 3 bis 4 kg pro qcm Bodenbelastung gewählt werden.

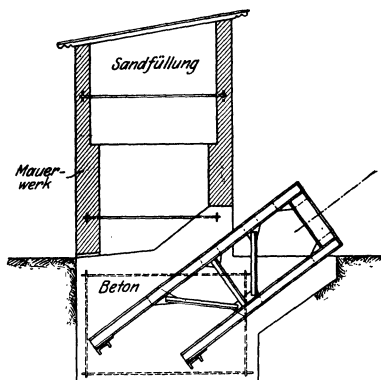


Abb. 399. Abspannfundament.

In Abb. 400 ist ein isolierter abgespannter Mast von 210 m Höhe abgebildet.

γ) Abgespannte Rohrmaste.

Diese werden aus einzelnen, durch Stahlrohre gebildeten Dreiecksfeldern hergestellt. Jedes Rohrstück ist nur etwa 2 m lang. Der Mast wird in horizontaler Lage auf dem Gelände zusammgebaut, indem die Rohre mittels Schellen und Bolzen verschraubt werden. Das **Aufrichten** erfolgt, indem der Mast mittels Hilfsmastes im ganzen gemäß Abb. 401 hochgezogen wird. Der Mastfuß ist als Gelenk ausgebildet und mit einem Porzellandruckkörper isoliert. Das Mastfundament besteht aus eingerammten oder eingegrabenen Eisenteilen. Ebenso werden die nach drei Seiten zeigenden Abspannungen an eingegrabenen oder eingerammten Eisenteilen verankert. Die Maste können leicht umgelegt und an einen anderen Ort transportiert werden. Sie sind bis 150 m Höhe ausgeführt worden.

Tabelle 23.

Totalgewichte von abgespannten Gittermasten einschl. Verankerung²⁾.

Masthöhe in m	Mittleres Gewicht in kg
50	4'500
80	18 000
100	28 000
120	40 000
150	65 000
200	145 000
250	260 000

Tabelle 24.

Mittlere Gewichte der Rohrmaste einschl. Verankerung.

Masthöhe in m	Mittleres Gewicht in kg
70	7 250
80	8 000
120	14 300

3. Sendeantennen.

A. Bestimmung der erforderlichen Antennengrößen.

Die elektrischen und dadurch auch zum Teil mechanischen Größen einer Sendeantenne werden bestimmt durch die Reichweite, welche sie erzielen muß.

Allerdings ist die Reichweite von vornherein nicht mit Sicherheit zu bestimmen, da sie von verschiedenen Faktoren abhängt, die je nach Lage und Verkehrs-

¹⁾ Doch sind solche abgespannte Gittermaste für Winddrucke bis zu 700 kg pro qm ausgeführt worden.

²⁾ Die Gewichte moderner Masten sind erheblich geringer.

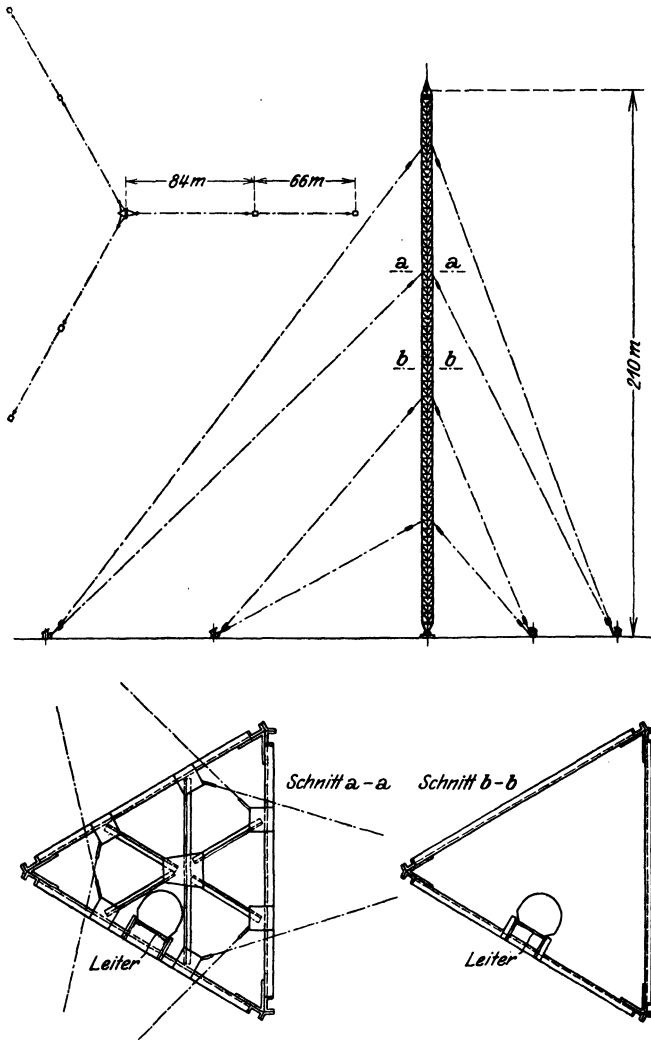


Abb. 400. Abgespannter Gittermast.

bedingungen einer Station verschiedene Werte liefern. So sind von besonderem Einfluß die *geographische Lage, die Verkehrsrichtung, das zwischen Sendee- und Empfangsstation liegende Gelände und die wichtigsten Verkehrszeiten*¹⁾.

Ganz allgemein kann man sagen, daß die Reichweite über See bedeutend größer ist als über Land, daß der Sendeantenne in der Empfangsrichtung benachbarte hohe Gebirge und Bergabhänge, große Waldungen und Städte die Reichweite stark herabdrücken. Ferner werden bei Nacht, ebenso im Herbst und Winter

¹⁾ Über die Vorgänge im Äther s. S. 262 bis 311.

erheblich größere Reichweiten erzielt als bei Tage und im Frühjahr und Sommer. Schließlich ist die für den Verkehr gewählte Wellenlänge von größtem Einfluß auf die Reichweite.

Mit abnehmender Frequenz, also zunehmender Wellenlänge, nimmt die Abhängigkeit von den Bedingungen des Übertragungsweges (Absorption) ab, um schließlich bei sehr langen Wellen keinen Unterschied zwischen Tag- und Nachtintensität überhaupt mehr aufzuweisen. Um also für den Verkehr auf große Entfernungen einen möglichst hohen Grad von Gleichförmigkeit zu erzielen, müssen sehr große Wellenlängen verwendet werden.

Nun ist für die Güte des Empfanges nur das Verhältnis der Intensität der Signale zu der der Luftstörungen maßgebend. Die Intensität der Luftstörungen nimmt mit wachsender Wellenlänge nahezu quadratisch zu, während die Strahlungsenergie quadratisch fällt, andererseits jedoch die Summe der Verluste auf dem Übertragungswege in einem geringeren Verhältnis abnimmt¹⁾.

Die Praxis des kommerziellen Verkehrs auf große Entfernungen hat gelehrt, daß eine solche Wellenlänge die besten Dauerergebnisse liefert, die etwa 500 Wellenlängen bis zum Empfangsort zurückgelegt hat, bzw. daß die günstigste Wellenlänge in dem Bereich: Entfernung dividiert durch 480 bis 600 liegt²⁾.

Wellenlängen über 20 km wird man zweckmäßig nicht verwenden, dagegen wird man für den Verkehr auf große Entfernungen häufig dort, wo man mit besonders starker Einwirkung der Luftstörungen rechnen muß, viel kürzere Wellenlängen anwenden müssen, als sich aus dem Vorhergesagten ergibt. So insbesondere, wenn die Richtung der Luftstörungen mit der Empfangsrichtung zusammenfällt.)

Für einen sicheren Dauerverkehr wird man bei dem heutigen Stand der Empfangstechnik ganz allgemein mit einer mittleren Feldstärke bei Tageslicht von $30 \mu V/m$

¹⁾ Siehe Espenschied, Anderson and Bailey: Transatlantic Radio Telephone Transmission. Proc. Inst. Rad. Eng. Febr. 1926

²⁾ Für den Nachtverkehr werden erheblich kürzere Wellenlängen mit besserem Erfolg verwendet.

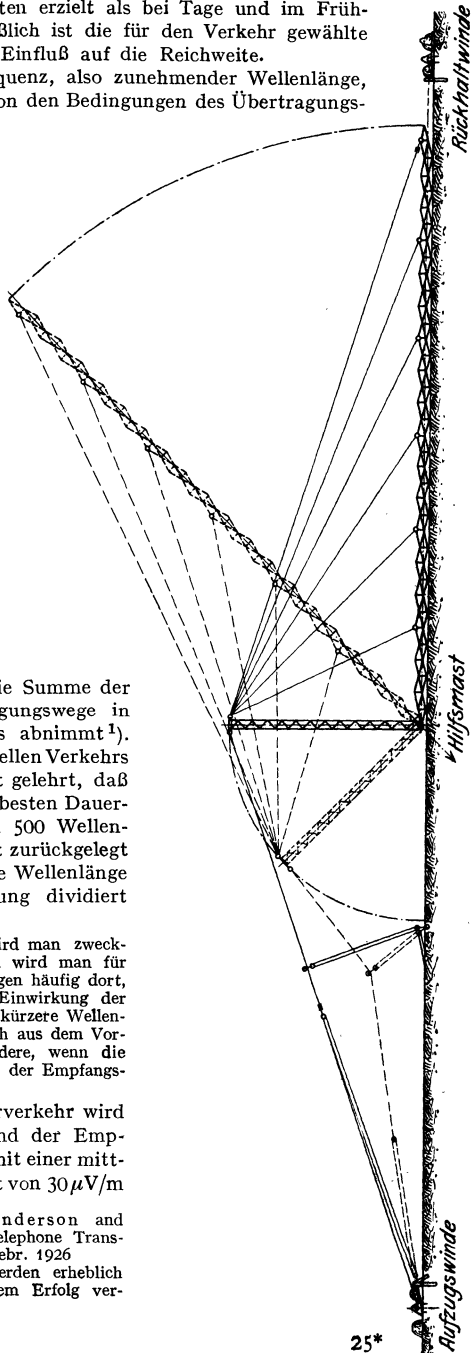


Abb. 401. Aufrichten eines Mastes mittels Hilfsmast.

am Empfangsort rechnen. (Für gedämpfte Wellen und Telephonie ist eine 4- bis 5 mal so große Feldstärke in Rechnung zu setzen.) Sind die Empfangsbedingungen günstig, so wird man mit erheblich niedrigeren Feldstärken auskommen, während bei besonders ungünstigen Empfangsbedingungen (Stärke und Richtung der Luftstörungen) mit höheren Feldstärken gerechnet werden müßte, ja sogar ein sicherer Dauerverkehr auf große Entfernungen praktisch überhaupt nicht hergestellt werden kann.

Die zur Erzielung der erforderlichen Feldstärke am Empfangsorte aufzuwendende Sendeenergie bzw. die Größe des Produktes aus der wirksamen Antennenhöhe und Antennenstromstärke (Meterampere) läßt sich aus der Hertzschen Gleichung für den Oszillator berechnen, wenn die Größe und Abhängigkeit des Faktors gefunden wird, welcher der Summe aller Verluste auf dem Übertragungswege zwischen Sender und Empfänger Rechnung trägt. Von Austin-Cohen ist für den Faktor ein Exponentialausdruck empirisch aufgestellt worden, so daß die Formel folgende Form erhält:

$$h \cdot i = \frac{10^{-6}}{377} \cdot \mathcal{E} \cdot \lambda \cdot d \cdot e^{0,000048 \cdot \frac{d}{\lambda}} \text{ [Meterampere]},$$

worin die elektrische Feldstärke \mathcal{E} in $\mu\text{V/m}$ in der Entfernung d (in m) bei einer Wellenlänge λ (in m) eingesetzt den Wert für $h \cdot i$ = Strahlhöhe (in m) mal Stromstärke im Erdungspunkt der Antenne in Ampere ergibt.

Durch parabolische Relation erhält man aus dieser Formel diejenige Wellenlänge, für die jeweils $h \cdot i$ ein Minimum wird zu: $\lambda_m = 562 \cdot 10^{-6} \cdot d_{km}^2$.

Die Praxis hat dieses Minimum jedoch nicht bestätigt, auch stellt die aus der Formel errechnete Wellenlänge keineswegs die für den Verkehr günstigste Wellenlänge dar. (Siehe weiter oben.)

Tab. 25 gibt die Werte der Meterampere für eine Feldstärke von $1 \mu\text{V/m}$. (Als Wellenlänge ist für eine jede Entfernung diejenige eingesetzt, die nach obiger Formel für $h \cdot i$ ein Minimum ergibt.)

Tabelle 25.

Sendeenergie für eine Empfangsfeldstärke von $1 \mu\text{V/m}$ (nach Austin-Cohen).

d_{km}	$h \cdot i$
500	1,38 Meterampere
1 000	11 „
1 500	37,3 „
2 000	88,5 „
3 000	300 „
4 000	708 „
5 000	1 380 „
6 000	2 380 „
7 000	3 800 „
8 000	5 700 „
9 000	8 100 „
10 000	11 000 „
12 000	19 000 „

Die Austin-Cohensche Formel ergibt für die erforderlichen Meterampere Werte, die in einem mit der Entfernung stark zunehmenden Maße zu hoch liegen, sie kann bis zu Entfernungen von 2000 km angewendet werden¹⁾.

Die in Abb. 402 und 403 vom Verfasser aufgestellten Kurven geben die erforderlichen Werte der Meterampere für eine mittlere Feldstärke bei Tageslicht von 30 bis $55 \mu\text{V/m}$ (je nach Beschaffenheit des Übertragungsweges) am Empfangsorte. (Für Wellenlängen gleich der Entfernung durch 500.) Die Ergebnisse der Praxis haben die Kurvenwerte als Mittelwerte gut bestätigt.

Von G. W. O. Howe²⁾ ist eine neue Theorie für die Übertragung der elektromagnetischen Energien gegeben worden. Der von ihm aufgestellte Ausdruck, der die Summe aller Verluste auf dem Übertragungswege umfassen soll, scheint den tatsächlichen

Bedingungen gut Rechnung zu tragen, doch läßt die bisherige Unmöglichkeit einer eindeutigen Bestimmung der in dem Ausdruck enthaltenen unbekanntenen, variablen Faktoren eine allgemeine Anwendung der Formel zur Zeit noch nicht zu.

¹⁾ Systematische Messungen in New York und London während der Jahre 1923/24 ergaben $0,005 d_{km}$

für den Absorptionsfaktor: $e^{-\frac{1,26}{\lambda_{km}^{1,26}}}$ (Proc. Inst. Rad. Eng. Febr. 1926).

²⁾ Howe, G. W. O.: A New Theory of Long Distance Radio-Communication. Electrician 1924. S. 282.

Setzt man vorerst voraus, daß bei verschiedenen Antennenhöhen gleiche Gesamtwiderstände des Antennenkreises zu erzielen sein werden, so kann die erforderliche Größe der Meterampere erreicht werden:

a) Mit einer niedrigen Antenne und großer Stromstärke, d. h. also mit großer Leistung,

b) mit einer hohen Antenne und niedriger Stromstärke, d. h. mit kleiner Leistung.

Für die beweglichen Stationen wird die Antennenhöhe begrenzt sein durch die Gewichte der Maste und die Forderung schnellen Auf- und Abbaues, bei Schiffstationen durch die Größe des Schiffes, während bei festen Landstationen die zweckmäßigste Höhe durch eine **Wirtschaftlichkeitsberechnung** zu bestimmen sein wird.

Abb. 404 zeigt für abgespannte isolierte Gittermaste einschließlich Fundamente und Montage (normale Verhältnisse vorausgesetzt) das Verhältnis der Kosten zur Höhe. Die erforderliche Mastanzahl erhält man für eine errechnete Kapazität

aus Antennenform und der maximal zulässigen Spannweite der Antennendrähte, die z. B. für Großantennen mit ca. 500 m anzusetzen ist.

Das Verhältnis der Kosten der Sendeanlage (ohne Maste) zur Höhe für Antennen gleicher Meterampere und unter Voraussetzung gleicher zulässiger Spannung ist aus Abb. 405 zu ersehen, während Abb. 406 das Verhältnis des Geländebedarfes zur Höhe unter Annahme gleicher Antennenform ergibt. Abb. 407 veranschaulicht die Rechnung für eine Anlage von 100000 Meterampere.

Die erforderliche Primärleistung (Sendergröße und Energieverbrauch) für die Erzielung ein und derselben Meteramperezahl steigt unter Annahme gleichen Wirkungsgrades für die verschiedenen Sendergrößen umgekehrt proportional mit dem Quadrat der Antennenhöhe.

Für die Dimensionierung der Antenne mit Rücksicht auf die geforderten Wellenlängen sind Eigenschwingung und Kapazität von bestimmendem Einfluß insofern, als die kürzeste Wellenlänge möglichst ohne Verkürzung herstellbar sein muß und ebenso die längste verlangte Welle mit möglichst geringer Zusatzselbstinduktion (Verluste in den Verlängerungsspulen), soweit das in wirtschaftlichen Grenzen möglich ist. Praktisch soll man die Antenne über den dreifachen Betrag ihrer Eigenschwingung nicht verlängern.

Die für eine gewünschte Stromstärke erforderliche Antennenkapazität richtet sich in den Grenzwerten nach der zulässigen Spannung, für die die Antenne zu isolieren ist.

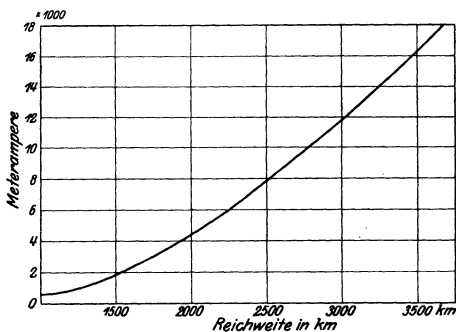


Abb. 402. Antennenleistung und Reichweite.

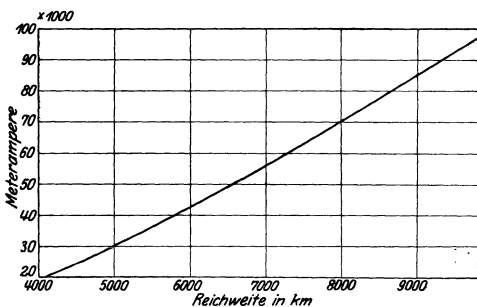


Abb. 403. Antennenleistung und Reichweite.

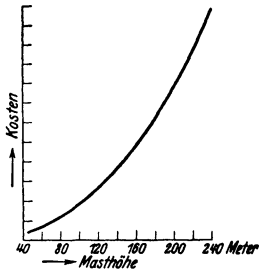


Abb. 404. Kostenverhältnis der Maste.

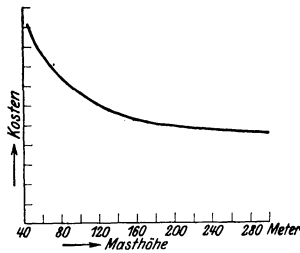


Abb. 405. Kostenverhältnis der Sendeanlage (ohne Maste).

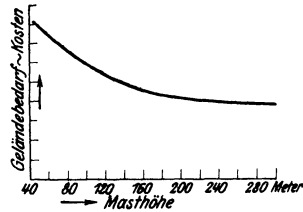


Abb. 406. Kostenverhältnis für das Gelände.

Für ungedämpfte Schwingungen gilt die Beziehung

$$i = 2 \pi f \cdot C_F \cdot e,$$

wobei i und e die Effektivwerte von Strom und Spannung, und C_F die Antennenkapazität in Farad bedeuten. Es ist also

$$e = \frac{i}{2 \pi f C_F}.$$

Für gedämpfte Schwingungen ist

$$i^2 \cdot R = 1/2 \cdot C_F \cdot \bar{e}^2 \cdot n,$$

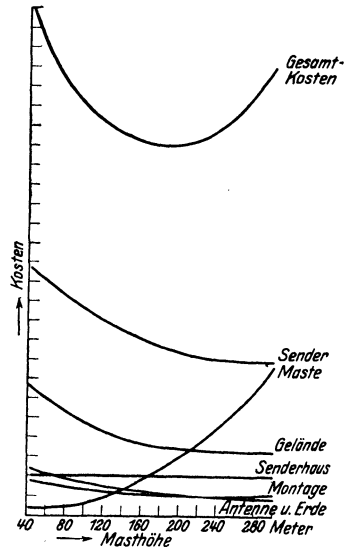


Abb. 407. Kostenverhältnis einer Anlage mit 100 000 Meteramp.

wo R den Gesamtwiderstand des Antennenkreises, \bar{e} den Scheitelwert der Spannung und n die Anzahl der Ladungen der Antenne pro Sekunde bedeuten.

Ferner ist das logarithmische Dekrement

$$\vartheta = \left(\frac{\bar{e}}{e}\right)^2 \cdot \frac{n}{4f},$$

also die effektive Antennenspannung

$$e = \frac{\bar{e}}{3,46 \cdot 10^5} \sqrt{\frac{\lambda_{cm} \cdot n}{\vartheta}}.$$

Für ungedämpfte Schwingungen wird man die Antennenspannung bei kleinen transportablen Sendern mit 5000 bis 10 000 V, bei mittleren Stationen mit 30 000 bis 60 000 und bei Großstationen mit 100 000 bis 140 000 V begrenzen.

Die Tafel der Abb. 408¹⁾ kann zweckmäßig für überschlägige Rechnungen von Antennengrößen für ungedämpfte Sender benutzt werden. Sie enthält die Skalen-

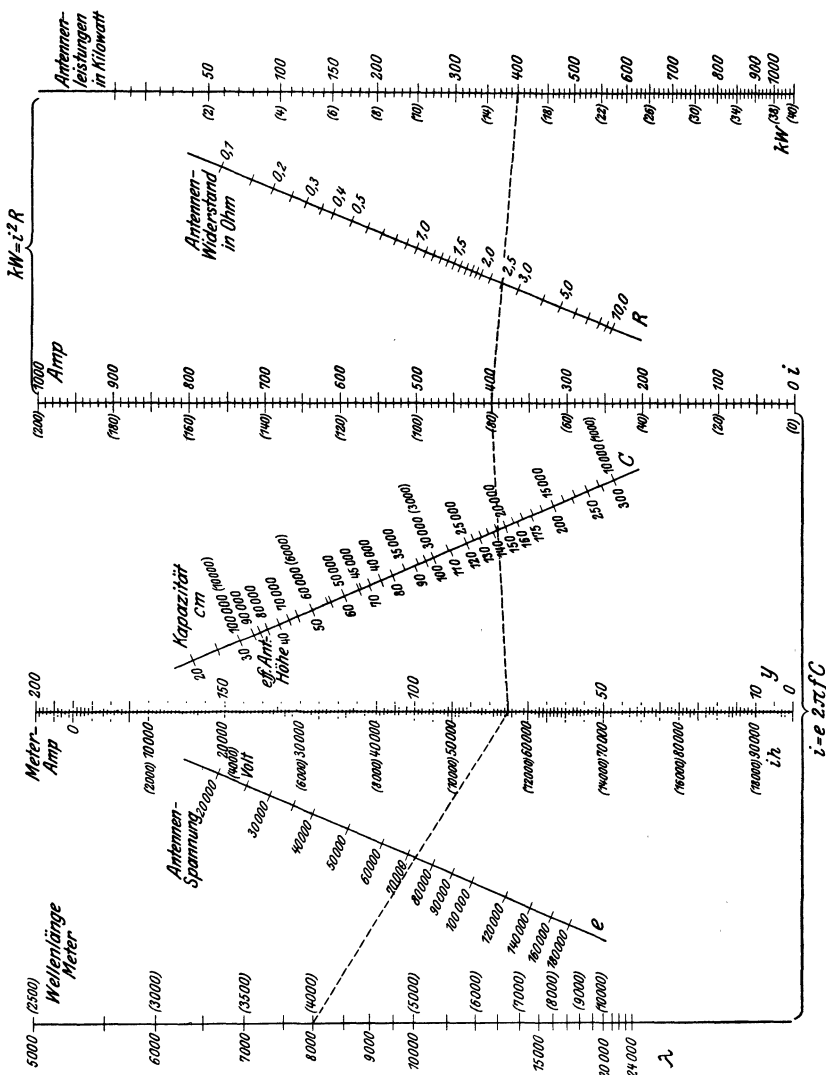


Abb. 408. Tafel zur Bestimmung der Antennengrößen.

träger der verschiedenen Variablen (die eingeklammerten Zahlen gehören zusammen und beziehen sich auf die kleineren Werte). Durch die punktierte Linie wird die Verwendung der Tafel veranschaulicht.

¹⁾ Hirsch, R.: Tafeln zur Bestimmung der Antennengrößen ungedämpfter Sender. Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. 19, S. 407. 1922.

B. Berechnung der elektrischen und mechanischen Größen.

Die zur Erzielung einer guten Leistung erforderlichen elektrischen und mechanischen Größen sind in der Hauptsache abhängig von der Form und Ausführung der Antenne und Erdung.

Die beiden Hauptformen, zwischen denen es die verschiedensten Änderungen in der Anordnung gibt, sind die langgestreckte und die runde oder vieleckige Form. Bei der ersten kann die Zuleitung in der Mitte (T-Antenne) oder an einem Ende (L-Antenne) angebracht sein. Bei der zweiten können die radial von der Zuleitung fortlaufenden Drähte entweder schräg nach unten abfallen (Schirmantenne) oder in gleicher Höhe verlaufen.

Die statischen Größen der Kapazität C_s , Selbstinduktion L_s und des Widerstandes R_s wären bei einer *konstanten Spannungs- und Stromverteilung* längs der Antenne zu erzielen. Bei *Hochfrequenzerregung* wird nur die *Spannungsverteilung* angenähert *konstant*, und zwar, wenn die Antenne durch zusätzliche Selbstinduktion im Erdungspunkt *stark verlängert* ist.

Der bei Hochfrequenzerregung tatsächlich auftretenden Strom- und Spannungsverteilung entsprechen die wirksamen Antennenkonstanten C_A , L_A und R_A . Durch diese werden die wirksamen Schwingungskonstanten und das wirksame Eigendekrement des Antennenkreises bestimmt (vgl. S. 209).

Nach Hund¹⁾ bewegen sich die Werte der wirksamen Antennenkonstanten zwischen Eigenschwingung und stark verlängerter Antenne in folgenden Grenzen:

$$C_A = (81 \text{ bis } 100\%) C_s,$$

$$L_A = (50 \text{ ,, } 33\%) L_s,$$

$$R_A = (50 \text{ ,, } 33\%) R_s.$$

Die Kapazitäten und Selbstinduktionen (und damit auch die Wellenlängen der Eigenschwingungen) geometrisch ähnlicher Antennen verhalten sich wie ihre homologen Abmessungen²⁾. Für die Berechnung großer Antennen ist dieser Satz von Bedeutung, da man nach ihm die Rechnung durch Messung an Modellantennen prüfen kann.

a) Kapazität.

Berechnung der statischen Werte.

Der vollkommenste Formelsatz zur Berechnung von Kapazitäten verschiedener Antennenformen ist von G. W. O. Howe³⁾ aufgestellt worden. Man ist in der Lage, nach dieser Methode die Kapazität aller Antennen mit großer Genauigkeit zu berechnen, doch wird die Durchführung der Rechnung in vielen Fällen zu zeitraubend sein.

Diese Methode erzielte für alle Fälle der Praxis eine gute Genauigkeit.

α) Eine praktische Berechnungsmethode vom Verfasser.

Nach Howe ist die Kapazität eines Drahtes in großer Entfernung von der Erde

$$C = \frac{l}{2 \ln \frac{l}{r} - 0,618} \text{ [cm]},$$

wenn mit l die Länge des Drahtes und mit r sein Radius bezeichnet werden.

Wird der Draht der Erde genähert, so erniedrigt sich sein Potential mit der Erdnähe. Die Wirkung der Erde ist die gleiche wie die eines parallelen Drahtes mit gleichmäßig verteilter Ladung, dessen Abstand doppelt so groß ist wie die Höhe des Drahtes über der Erde (Spiegelbildmethode von Kelvin).

¹⁾ Hund, A.: Hochfrequenzmeßtechnik. Berlin: Julius Springer 1922, S. 304.

²⁾ Abraham, M.: Ann. d. Phys. (3) **66**, S. 435–472. 1898; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **16**, S. 67. 1920.

³⁾ Howe, G. W. O.: Wireless World Dez. 1914, Jan. 1915, Sept. 1918; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **10**, S. 412. 1915.

Das Durchschnittspotential zweier paralleler Drähte bei gleichmäßig verteilter Ladung ist nach Howe:

$$E = 2 \left(\arcsin \frac{l}{d} + \frac{d}{l} - \sqrt{1 + \frac{d^2}{l^2}} \right),$$

wenn d den Abstand der Drähte bedeutet, der in der Anwendung auf Antennen gleich $2h$ zu setzen ist. h ist die Höhe des Drahtes über dem Erdboden.

Um diesen Betrag von E muß also das Potential des Drahtes verkleinert werden, und man erhält dann für die Kapazität eines Drahtes parallel zur Erdoberfläche:

$$C_1 = \frac{l}{2 \ln \frac{l}{r} - 0,618 - E} \text{ [cm].}$$

Tabelle 26 enthält die Werte von E in Abhängigkeit von $\frac{l}{2h} = \frac{l}{2h}$.

Tabelle 26.

Werte von E in Abhängigkeit von $\frac{\text{Länge}}{\text{doppelte Höhe}}$ des horizontalen Drahtes.

$\frac{l}{2h}$	E	$\frac{l}{2h}$	E	$\frac{l}{2h}$	E	$\frac{l}{2h}$	E
0,5	0,48	2,0	1,64	5,0	2,98	15,0	4,92
1,0	0,94	3,0	2,2	7,5	3,68	20,0	5,46
1,5	1,3	4,0	2,62	10,0	4,2		

Für alle Größen von $\frac{l}{2h}$ bis 1 kann $E = \frac{l}{2h}$ gesetzt werden.

Die Größen l , d , h und r sind in cm zu setzen.

Sodann erhält man die Kapazität einer gestreckten Antenne mit mehreren parallelen Drähten (T- und L-Antenne) ohne Berücksichtigung der Zuleitung:

$$C = C_1 \cdot n \cdot K \text{ [cm].}$$

Es bedeuten:

C_1 = Kapazität eines horizontalen Drahtes,

n = Anzahl der parallelen Drähte,

K = Faktor, der von der Anzahl der parallelen Drähte und dem Verhältnis der Antennenbreite (b) zur Antennenhöhe (h) (spez. Drahtdichte) und Antennenlänge (l) (Antennenform) abhängt, und zwar ist

$$K = f \left(\frac{b}{h} + 2 \frac{b}{l} \right).$$

Die Größen von K wurden für verschiedene Drahtzahlen und Antennenbreiten im Verhältnis zur Höhe und Länge aus praktischen Messungen und Rechnung gewonnen. Diese Werte sind aus Abb. 409 und nachfolgender Tabelle 27 zu entnehmen.

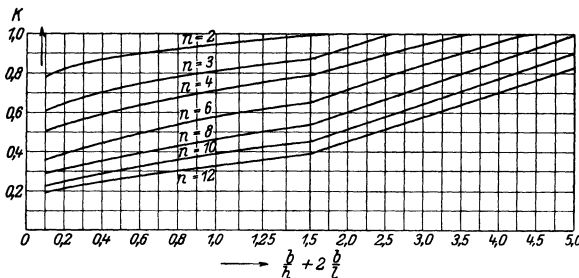


Abb. 409. Kurven zur Berechnung von Antennen.

Tabelle 27.

Werte von K für verschiedene Drahtzahlen in Abhängigkeit von $\frac{\text{Breite}}{\text{Höhe}} + 2 \frac{\text{Breite}}{\text{Länge}}$ der Antenne.

$\frac{b}{h} + 2 \frac{b}{l}$	Anzahl der Drähte						
	2	3	4	6	8	10	12
0,1	0,78	0,61	0,505	0,36	0,29	0,225	0,195
0,2	0,82	0,645	0,535	0,39	0,31	0,25	0,21
0,3	0,85	0,675	0,565	0,415	0,335	0,27	0,23
0,4	0,87	0,7	0,59	0,445	0,35	0,29	0,25
0,5	0,885	0,725	0,615	0,47	0,375	0,31	0,26
0,6	0,9	0,745	0,635	0,49	0,395	0,325	0,275
0,8	0,925	0,78	0,675	0,54	0,43	0,36	0,3
1,0	0,95	0,81	0,71	0,58	0,46	0,39	0,325
1,25	0,97	0,845	0,755	0,62	0,5	0,42	0,36
1,5	0,99	0,87	0,79	0,65	0,535	0,45	0,39
2,0	1	0,93	0,84	0,715	0,6	0,51	0,45
2,5	1	0,99	0,89	0,78	0,66	0,58	0,51
3,0	1	1	0,945	0,84	0,73	0,64	0,575
4,0	1	1	1	0,955	0,86	0,77	0,7
5,0	1	1	1	1	0,99	0,9	0,825

Laufen die Drähte an einem Ende in einem Punkte zusammen, so ist die Kapazität der Antenne gleich einer solchen mit der gleichen Anzahl von parallelen Drähten, deren Abstand das 0,365fache des größten Abstandes am offenen Ende zwischen zwei benachbarten Drähten ist.

In ähnlicher Weise erhält man die Kapazität einer Schirmantenne, indem die Schirmdrähte durch parallele horizontale Drähte in Höhe der Schirmspitze ersetzt werden, deren Abstand ebenfalls gleich dem 0,365fachen des größten Abstandes zweier benachbarter Schirmdrähte ist. Dabei wird die Länge der Horizontaldrähte gleich der doppelten Länge der Schirmdrähte (man denkt sich zwei gegenüberliegende Schirmdrähte zu einem gestreckten Draht zusammengesetzt). Die Werte für K sind wieder aus Tabelle 27 oder Abb. 409 zu entnehmen. Diese Berechnungsmethode liefert gute Resultate für Schirmantennen mit einem Neigungswinkel von 60 bis 90°.

Die Kapazität c_1 eines vertikalen Zuleitungsdrahtes kann gesetzt werden zu:

$$c_1 = \frac{l}{2 \ln \frac{l}{r} + 0,4} \text{ [cm].}$$

Die Kapazität c mehrerer paralleler Zuleitungsdrähte rechnet man dann zu:

$$c = c_1 \cdot n \cdot K \text{ [cm],}$$

wobei n die Anzahl der Vertikaldrähte bedeutet.

Der Faktor K ist aus der Tabelle 27 oder Abb. 409 zu entnehmen.

Laufen die Drähte am unteren Ende zusammen, so erhält man wiederum den wirksamen Abstand zu 0,365 mal dem senkrechten Abstand des oberen Endes eines Drahtes vom Nachbardraht.

β) Einfluß der Maste und Gebäude.

Die hier (unter α) errechneten Werte berücksichtigen nicht den Einfluß von eisernen Masten und Gebäuden auf die Kapazität der Antenne. Tatsächlich wird

die Kapazität durch diesen Einfluß erhöht¹⁾. Es kann die Kapazitätserhöhung eine Größe annehmen, die nicht mehr vernachlässigt werden darf, so z. B. wenn Antennendrähte in unmittelbarer Nähe von einem Gebäude und parallel zu diesem gespannt sind. Sehr groß ist der Einfluß von geerdeten Masten großer Abmessung.

So errechnet Howe die Kapazitätserhöhung der Eiffelturmantenne (6 Drähte von 330 m Länge und 7 mm Durchmesser mit einem mittleren Abstand von 22 m) durch den Eiffelturm zu 7%. Ebenso wird die Kapazitätserhöhung der gestreckten Großantenne (T-Antenne) in St. Assise durch die 16 Stück geerdeten und abgespannten Masten von je 250 m Höhe zu 33%, d. h. also zu 2% pro Mast, angegeben²⁾. (Diese Antenne besitzt eine Länge von 2800 m und eine Breite von 330 m und wird von 16 nichtisolierten Masten von je 250 m Höhe getragen. Der Abstand der Masten beträgt 400 m. Die Masten sind nach 4 Richtungen abgespannt und besitzen je 7 Stück übereinanderliegende Abspannungen.)

γ) Weitere Berechnungsverfahren.

Die Kapazität von Flächenantennen kann praktisch auch mittels der Formel für den Zweiplattenkondensator unter Berücksichtigung der Randstreuung nach Kirchhoff (s. S. 330) berechnet werden. Diese Formel verliert an Genauigkeit, je größer der Abstand (Höhe der Antenne) im Verhältnis zu den Dimensionen der Fläche wird.

Den gleichen Betrachtungen folgend, wurde von L. W. Austin³⁾ eine empirische Formel aufgestellt:

$$C = 0,36 \sqrt{F} + 0,08 \frac{F}{h} \text{ [cm]},$$

in der F die Fläche in qcm und h die wirksame Höhe der Antenne in cm bedeutet. Wird die Länge (l) der Antenne größer als das 8fache der Breite (b), so ist der Ausdruck mit einem Formfaktor $\left(1 + 0,015 \frac{l}{b}\right)$ zu multiplizieren.

Die Formel setzt eine Drahtdicke der Antenne voraus, welche die größte Kapazität gewährleistet. Da eine solche Drahtdicke aus mechanischen und wirtschaftlichen Gründen nicht zur Anwendung gelangt, so liefert die Formel zu große Werte. Für langgestreckte Antennen wird dieser Fehler bis zu einem gewissen Grade dadurch kompensiert, daß der Formfaktor $\left(1 + 0,015 \frac{l}{b}\right)$ zu klein ist.

Durch R. Ettenreich⁴⁾ wurden aus Messungen an Modellantennen für beide Glieder der Austinschen Formel Faktoren aufgestellt, die Drahtstärke und Drahtdicke in Abhängigkeit der Antennenform berücksichtigen.

δ) Berechnung aus wirksamer Fläche und wirksamer Höhe.

Folgende Überlegung hat den Verfasser zu einer Berechnungsmethode geführt, die sich auch für komplizierte Formen und Zusammensetzungen von Flächenantennen anwenden läßt und sich seit längerer Zeit in der Praxis bewährt hat.

Die Wirkung der Randfelder macht sich praktisch derart geltend, daß die Fläche der Antenne scheinbar vergrößert wird. Bezeichnet man die Antennenfläche zusätzlich der durch die Randfelder erzeugten scheinbaren Fläche als „wirksame Antennenfläche“ F' , so erhält man die Antennenkapazität zu

$$C = 0,08 \frac{F'}{h} \text{ [cm]}.$$

F' = wirksame Fläche in qcm, h = wirksame Höhe in cm.

¹⁾ Howe, G. W. O.: Berechnung der Kapazität radiotelegraphischer Luftleiter unter Berücksichtigung des Einflusses der Masten und Gebäude. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 13, S. 239. 1918; nach Electrician 77, S. 761 u. 880. 1916.

²⁾ Bouvier, P.: Antennes à prises de terre multiples. Radioélectricité 1922, Nr. 11.

³⁾ Austin, L. W.: Journ. Wash. Acad. of Sciences, August 1919, S. 993 bis 996.

⁴⁾ Ettenreich, R.: Kapazitätssmessungen an Antennenmodellen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 20, S. 180. 1922.

Die Zurückrechnung ausgeführter Antennen verschiedener Formen und Größen ergab, daß innerhalb der praktischen Dimensionen und Drahtdichten von Flächenantennen die Breite der Randfelder zu 0,85- bis 0,9mal der wirksamen Höhe der Kapazitätsfläche ist.

Dieser Wert für die Randflächen liefert richtige Resultate, sofern der Radius eines der Antennenfläche flächengleichen Kreises gleich oder größer als die wirksame Höhe ist.

Folgende Tabellen der Kapazität in Abhängigkeit der wirksamen Höhe und Mastzahl bei einem Mastabstand von 500 m wurden nach dieser Methode berechnet :

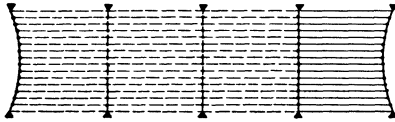


Abb. 410. Antennenform zu Tabelle 28.

Tabelle 28.
Antennenkapazität in Abhängigkeit von der wirksamen Höhe und Mastzahl.

Grundform: Quadrat nach Abb. 410, 16 Drähte. Mastabstand 500 m.

Wirksame Höhe h in m	Anzahl der Maste			
	4	6	8	10
40	5,47 · 10 ⁴ cm	10,6 · 10 ⁴ cm	16,0 · 10 ⁴ cm	21,3 · 10 ⁴ cm
60	4,14	7,8	11,65	17,0
80	3,5	6,4	9,5	12,45
120	2,9	5,07	7,36	9,58
160	2,55	4,45	6,34	8,17
200	2,5	4,1	5,76	7,36
250	2,44	3,86	5,33	6,75
300	2,42	3,73	5,1	6,4

Tabelle 29.

Antennenkapazität in Abhängigkeit von der wirksamen Höhe und der Mastzahl.

Grundform: gleichseitiges Dreieck nach Abb. 411; jedes Dreieck enthält 6 Fülldrähte. Sämtliche Seiten der jeweiligen Gesamtfläche erhalten je einen Randdraht. Mastabstand 500 m.

Wirksame Höhe h in m	Anzahl der Maste									
	3	4	5	6	7	10	12	13	15	16
	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm	·10 ⁴ cm
40	2,5	5,3	7,3	10,0	14,3	20,4	23,0	26,9	29,2	33,5
80	1,8	3,5	4,85	6,2	8,26	12,4	14,8	16,8	19,0	21,0
120	1,5	2,8	3,75	4,75	6,2	9,2	11,3	12,5	14,5	15,85
160	1,4	2,5	3,3	4,1	5,1	7,7	9,5	10,6	12,2	13,2
200	1,35	2,33	3,1	3,83	4,8	7,1	8,6	9,54	11,0	11,93
250	1,3	2,25	2,9	3,54	4,39	6,4	7,7	8,25	9,7	10,55
300	1,25	2,05	2,68	3,3	4,05	5,95	6,96	7,7	8,78	9,55

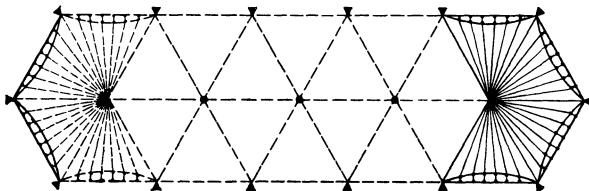


Abb. 411. Antennenform zu Tabelle 29.

Tabelle 30.

Antennenkapazität in Abhängigkeit von der wirksamen Höhe und Mastzahl.

Grundform: gleichseitiges Dreieck und Quadrat nach Abb. 412; 16 Drähte. Mastabstand 500 m.

Wirksame Höhe h in m	Anzahl der Maste					
	5	6	7	8	9	10
	$\cdot 10^4$ cm	$\cdot 10^4$ cm	$\cdot 10^4$ cm	$\cdot 10^4$ cm	$\cdot 10^4$ cm	$\cdot 10^4$ cm
40	8,05	10,55	13,3	15,8	18,55	21,2
80	5,1	6,5	8,0	9,5	11,0	12,4
120	4,0	5,1	6,25	7,35	8,5	9,6
160	3,5	4,4	5,3	6,3	7,2	8,1
200	3,25	4,05	4,9	5,7	6,5	7,35
250	3,1	3,85	4,55	5,3	6,0	6,7
300	3,0	3,65	4,3	5,0	5,65	6,25

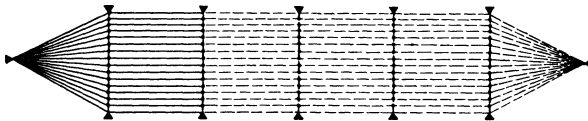


Abb. 412. Antennenform zu Tabelle 30.

Unter der für die Kapazität von Antennen in Betracht kommenden wirksamen Höhe ist die **effektive elektrostatische Höhe** zu verstehen. Wird die Antenne von Masten aus nichtleitendem Material getragen, so ist diese gleich der mittleren geometrischen Höhe und somit aus dem zu erwartenden Durchhang leicht zu berechnen. Isolierte eiserne Maste, ebenso eiserne Trageile und Abspannungen, die sich im Antennenfelde befinden und die nicht leitend mit den Antennen verbunden und gegen Erde isoliert sind, setzen die effektiven elektrostatischen Höhen nur sehr wenig herab (man kann mit 0,5% pro Mast mit Abspannungen rechnen).

Es ist zu beachten, daß in die Rechnung die wirklich von der Antenne bedeckte Fläche eingesetzt wird. Es ist also der durch den Durchzug der Endseile und durch die Isolation der Antenne gegen die Masten bedingte Flächenverlust zu berücksichtigen.

e) Wahl der Drahtzahl.

Wichtig für die Berechnung der Antennenkapazität ist, festzustellen, bis zu welcher Anzahl von Antennendrähten zweckmäßig gegangen werden kann. Erstens ist hier die Belastbarkeit der Masten (Spitzenzug) zu berücksichtigen und damit die Tatsache, daß durch das mit der Drahtzahl wachsende Antennengewicht der *Durchhang* der Antenne vergrößert werden muß, um einen gegebenen Spitzenzug nicht zu überschreiten. Man gewinnt also durch Erhöhung der Drahtzahl über ein gewisses Maß an Kapazität nur auf Kosten der für die Strahlung der Antenne wirksamen effektiven elektrodynamischen Höhen, d. h. der Nutzeffekt wird verschlechtert.

Zweitens wird es aus *wirtschaftlichen* Gründen unzulässig sein, über eine gewisse Zahl von Antennendrähten hinauszugehen, da die Kapazität mit wachsender Drahtdichte immer langsamer zunimmt, um sich schließlich dem Wert der Fläche asymptotisch zu nähern. Als praktische Regel kann man sich merken, daß für alle Antennen, deren Länge nicht sehr groß ist gegen ihre Breite, die *wirtschaftliche* Grenze für die *Drahtzahl* erreicht ist, wenn sich der *Abstand* (d) der Horizontaldrähte zur *Antennenhöhe* (h) verhält wie 1 : 8 bis 1 : 10.

Das gleiche gilt für Schirmantennen, wenn als Höhe diejenige bis zum Schirmrand zusätzlich dem dritten Teil der Schirmhöhe und als Drahtabstand derjenige in dieser Höhe eingesetzt wird.

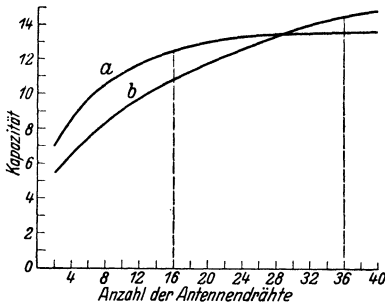


Abb. 413. Einfluß der Drahtzahl auf die Antennenkapazität; Kurve *a*: Horizontalantenne. Kurve *b*: Schirmantenne.

In Abb. 413 sind gemessene Werte der Kapazität in Abhängigkeit von der Anzahl der Antennendrähte für eine Horizontalantenne (Kurve *a*) und für eine Schirmantenne (Kurve *b*) aufgetragen. Die wirtschaftliche Drahtzahl liegt für *a* bei 16, für *b* bei 36.

Das Verhältnis $\frac{d}{h}$ war etwa $\frac{1}{10}$ im Falle *a* und etwa $\frac{2}{17}$ im Falle *b*.

In Abb. 414 ist für die Horizontalantenne verschiedener Form und Höhe $\left(\frac{b}{h} + 2 \frac{b}{l}\right)$ die Kapazität des horizontalen Teiles ohne Zuleitung in Abhängigkeit von der Drahtzahl festgelegt.

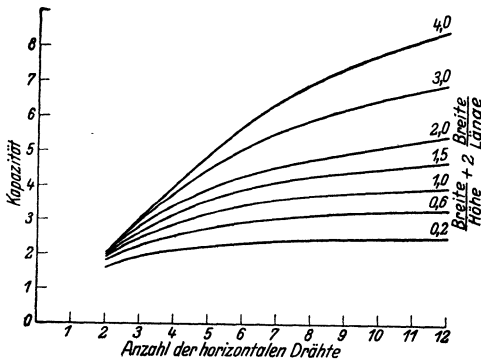


Abb. 414. Abhängigkeit der Antennenkapazität von der Drahtzahl bei Horizontalantennen verschiedener Form.

b) Selbstinduktion.

Die genaue Vorausbestimmung der wirksamen Selbstinduktion einer Antenne bietet große Schwierigkeiten. Andererseits ist auch eine genaue Kenntnis ihrer Größe für die Praxis nicht wichtig.

Für Antennen großer Endkapazität und wenn deren Länge nicht groß ist im Verhältnis zu ihrer Breite, mit einer Zuleitung in der Mitte von geringer Kapazität, kann als wirksame Selbstinduktion die

Selbstinduktion der Zuleitung gesetzt werden. Für Flächenantennen aus parallelen Drähten ist von Louis Cohen¹⁾ eine Berechnungsmethode angegeben worden.

c) Eigenschwingung.

Für die Fälle der Praxis genügen die im Kapitel 3 Abs. c angegebenen Näherungsgleichungen. Eine genaue Bestimmung der Eigenschwingung erfordert die genaue Berechnung der wirksamen Selbstinduktion und Kapazität für die Eigenschwingung.

d) Wirksame Antennenhöhe (Strahlhöhe).

Für gegebene Höhe und Anzahl der Maste kann die für die Strahlung wirksame (effektive elektrodynamische) Antennenhöhe je nach Form und Ausführung verschiedene Werte erhalten. Die größte Strahlhöhe erzielt eine Antenne, bei der die Kapazität des horizontalen Teiles sehr groß ist im Verhältnis zu der Kapazität der vertikalen Zuleitung, also eine zwischen Maste gespannte vieldräftige Flächenantenne mit einer senkrechten Zuleitung, bestehend aus nur einem Draht oder mehreren parallelen Drähten mit geringem Abstand, z. B. Reuse mit sehr kleinem Durchmesser.

¹⁾ Cohen, L.: Induktanz und Selbstinduktion von linearen Leitern usw. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 7, S. 439. 1913.

Die Strahlhöhe einer Antenne ist stets kleiner als die Höhe der Maste, von denen sie getragen wird. Dies wird verursacht:

1. Durch den Durchhang der Antennendrähte. Die Strahlhöhe der Antennenfläche liegt etwas tiefer als der geometrische Schwerpunkt der Fläche.

2. Durch den Einfluß der Zuleitung.

Bezeichnet

C_A = Kapazität der gesamten Antenne.

$C_{hor.}$ = Kapazität der Antennenfläche,

h = errechnete Strahlhöhe der Antennenfläche,

$C_{vert.}$ = Kapazität der Zuleitung,

so erhalten wir die Strahlhöhe der vollständigen Antenne (Antennenfläche + Zuleitung) zu

$$h_s = \frac{C_{hor.} \cdot h + C_{vert.} \cdot \frac{h}{2}}{C_A}$$

3. Durch die die Strahlhöhe reduzierende Einwirkung der eisernen Maste und Abspannungen.

Ganz allgemein läßt sich sagen, daß durch isolierte Maste die Strahlhöhe erheblich weniger herabgedrückt wird als durch unisolierte. Die Reduktion der Strahlhöhe steht in einem umgekehrten Verhältnis zu der durch die Maste und Abspannungen bedingten Kapazitätserhöhung.

Bei mehreren Flächenantennen verschiedener Form mit 6 Masten gleicher Höhe mit nach drei Seiten weisenden Abspannungen und einem Mastabstand gleich der doppelten Masthöhe sind folgende Verluste an Strahlhöhe gemessen worden:

Maste	Abspannungen	Verringerung der Strahlhöhe
isoliert	keine	4 bis 6%
isoliert	isoliert	7 bis 9%
isoliert	geerdet	15 bis 18%
geerdet	geerdet	20 bis 25%

Verläuft parallel zu einem isolierten Mast und in dessen Nähe eine Antennenzuführung, so wird je nach dem Kapazitätsanteil der Zuleitung die Strahlhöhe um 1 bis 1 1/2% erniedrigt. Wird die Zuleitung mit dem Mast elektrisch verbunden, so kann die Verminderung der Strahlhöhe bis 4% betragen.

e) Antennenwiderstand.

Der zu erwartende Gesamtwiderstand einer Antennenanlage läßt sich nur angenähert berechnen, da einzelne Teilwiderstände einer genauen Berechnung nicht zugänglich sind. Man ist also gezwungen, diese auf Grund von Erfahrungswerten der Praxis zu schätzen.

Der Antennenwiderstand setzt sich zusammen aus:

α) Dem Strahlungswiderstand, d. h. dem durch den Energieverbrauch der Strahlung bedingten — also nützlichen — Widerstand.

Er ist aus der errechneten Strahlhöhe h_s der Antenne für die in Aussicht genommenen Wellenlängen leicht zu berechnen zu $w_s = 158 \pi^2 \cdot \frac{h_s^2}{\lambda^3}$.

β) Dem wirksamen Widerstand der Antennendrähte.

Der Widerstand der Drähte ist für die Frequenzen der gewünschten Wellenlängen zu berechnen. Der resultierende Widerstand parallelgeschalteter Drähte kann als Widerstand eines Drahtes dividiert durch die Anzahl der Drähte gerechnet werden, was nur streng richtig ist bei einer Anordnung der Drähte, bei der sich der Strom gleichmäßig auf die einzelnen parallelen Drähte verteilt, so z. B. bei einer Reuse oder bei einer runden Fläche mit Zuleitung im Mittelpunkt und radialer Anordnung der Drähte. Bei mehreren parallelen Drähten, ebenso bei einer Dreiecksfläche, wurde in den Randdrähten ein 1,3- bis 1,4 mal größerer Strom gemessen als in den mittleren Drähten.

Für Antennen großer Endkapazität ist unabhängig von der Form der Fläche der Widerstand der gesamten Zuleitung als wirksam einzusetzen.

Für die Antennenfläche kann man als wirksame Drahtlänge rechnen:

Bei langgestreckten Antennen mit der Zuleitung an einem Ende (L-Antenne) = 1/3;

bei langgestreckten Antennen mit der Zuleitung in der Mitte (T-Antenne) = $\frac{1}{9}$ der Gesamtlänge;

bei runden oder vieleckigen Antennen mit der Zuleitung in dem Mittelpunkt (Radius = etwa doppelte Höhe) = $\frac{2}{3}$ der Länge der Radialdrähte;

bei einem gleichseitigen Dreieck mit der Zuleitung an einer Ecke = $\frac{1}{2}$ der Länge der von der Zuleitung laufenden Drähte.

γ) Dem Widerstand durch Verluste in den Isolatoren. Bei richtig ausgebildeten Antennenisolatoren — extrem kleine Kapazität — sind die Verluste in trockenem Zustande bis zu den höchsten zulässigen Belastungen, d. h. also vor Eintreten der Korona, sehr niedrig. Anders liegen die Verhältnisse bei Regen. Hier können die Verluste doch Größen annehmen, die bei einer Antenne mit vielen Isolationspunkten in Rechnung gezogen werden müssen.

So sind z. B. die Verluste in einem stabförmigen Isolator von 152 cm Länge bei vertikaler Aufhängung und Regen bei 100 kV Belastung auf über 500 W bestimmt worden. Von großem Einfluß ist die Aufhängung des Isolators; während die Verluste bei 100 kV und Regen in horizontaler Lage zu 68 W gemessen wurden, wurden unter gleichen Verhältnissen bei einer Neigung um nur 30° gegen die Horizontale (Hochspannungspunkt unten) 360 W Verluste festgestellt¹⁾.

Weiteres s. unter Isolatoren S. 413.

δ) Dem Widerstand durch Verluste in eisernen Masten und Abspannungen. Die durch Induktion in den Masten und Abspannungen bedingten Verluste sind bei zweckmäßiger Anordnung gering, so daß sie praktisch kaum in Rechnung gesetzt werden müssen. Beträchtliche Werte können sie jedoch annehmen, wenn Eigenschwingung des Mastes gleich der Betriebswellenlänge der Antenne ist, oder durch letztere erregt werden kann. Bei guter Isolation der Maste und Abspannungen (lange Seile sind bei Verwendung von kurzen Wellen evtl. durch Isolatoren zu unterteilen) werden die Verluste sehr gering.

ε) Dem Widerstand der Verlängerungsspulen (Kopplungs- und Abstimmsspulen). Wenn man auch nach der heutigen Erkenntnis in der Lage ist, Spulen mit sehr geringen Verlusten herzustellen, so ist doch bei größerer Verlängerung der Antenne deren Anteil an den Gesamtverlusten immer noch recht erheblich.

In dem Wellenbereich von 1 bis 15 km erzielen die besten Spulen ein Verhältnis von Wirkwiderstand zu Scheinwiderstand von 4 bis 0,6 $\frac{0}{00}$.

Näheres s. unter Spulen S. 344 ff.

ζ) Dem Verlustwiderstand von Verkürzungskondensatoren. Durch Verwendung von schlechten Kondensatoren kann eine nicht unerhebliche Erhöhung des Antennenwiderstandes bedingt werden. Beste Reinglimmerkondensatoren haben jedoch nur sehr geringe Verluste. Für Dubilierkondensatoren kann man z. B. im Mittel mit einem Verhältnis von Verlustwiderstand zu Scheinwiderstand von 0,2 $\frac{0}{00}$ rechnen.

Näheres über Kondensatoren s. S. 326 ff.

η) Dem Widerstand der Erdzuleitung. Der Widerstand der Leitungen ist für die Frequenz der Betriebswellenlänge zu bestimmen. Es ist die gesamte Länge der Erdzuleitung als wirksam einzusetzen. Besteht die Erdzuleitung aus mehreren parallelgeschalteten Leitungen, so ist der resultierende Widerstand aus den Längen und Stromanteilen der einzelnen Leitungen leicht zu berechnen. Der Widerstand der Erdzuleitungen wird stets sehr niedrig gehalten werden können.

θ) Dem Widerstand durch die Verluste in den Leitungen des Gegengewichts oder der eingegrabenen Erdrähte. Da Gegengewicht oder eingegrabene Erdrähte stets aus einer großen Anzahl parallelgeschalteter Leiter bestehen, so wird der resultierende Widerstand so klein, daß er im Verhältnis zu dem Gesamtwiderstand einer Antennenanlage vernachlässigt werden kann.

ι) Dem Widerstand durch die Verluste im Erdboden. Die Verluste im Erdboden stellen stets einen großen Anteil an den Gesamtverlusten der Antenne dar. Bei schlecht ausgebildeten Erden oder Gegengewichten kann der durch die

¹⁾ Brown, W. W.: Radio Frequency Tests on Antenna Insulators. Proc. Inst. Rad. Eng. 5. Okt. 1923.

Verluste im Erdboden bedingte wirksame Widerstand die Summe aller übrigen Antennenwiderstände sogar erheblich übersteigen. Bei einer vorzüglich durchgebildeten Erdungsanlage beträgt der Widerstand durch Verluste im Erdboden immer noch 20% des gesamten Verlustwiderstandes der Antennenanlage.

Weiteres über Erdungen s. unter folgendem Kapitel.

Außerdem kann noch eine weitere Widerstandszunahme eintreten durch Glimm- und Sprüherscheinungen. Diese sind jedoch durch richtige Ausbildung der Isolatoren, Vermeidung von scharfen Kanten und Ecken an Konstruktionsteilen und Drahtführung sowie durch Verwendung eines für die gewählte Antennenspannung genügend großen Durchmessers der Antennendrähte stets zu vermeiden.

Durch Witterungseinflüsse kann der Widerstand der Antenne verändert werden. So tritt bei Rauhreifbildung auf den Antennendrähten und Isolatoren eine Erhöhung des Antennenwiderstandes um 100% und mehr ein.

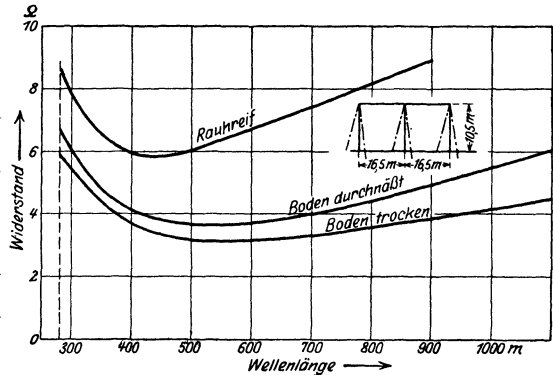


Abb. 415. Einfluß der Witterung auf den Antennenwiderstand.

Bei starker Durchnässung des Bodens

sind oft Widerstandserhöhungen um 10% und mehr festzustellen. Abb. 415 zeigt die Widerstandsveränderungen durch Witterungseinflüsse einer 24 drähtigen T-Antenne von 14 m Breite, 33 m Länge, 9,5 m Höhe, 1300 cm Kapazität mit einem 15 cm tief eingegrabenen Erdnetz von 33 × 50 m Größe.

f) Wirkungsgrad.

Der Wirkungsgrad einer Sendeantenne ist bestimmt durch das Verhältnis von Strahlungswiderstand zu dem Gesamtwiderstand der Antenne.

Der Strahlungswiderstand wächst umgekehrt proportional dem Quadrat der Wellenlänge. Dabei ist der Strahlungswiderstand für gleiche mittlere Strahlhöhen unabhängig von der Form und Größe der Antennenfläche.

Die Summe der Verlustwiderstände wächst in viel geringerem Maße, und zwar:

Erdwiderstand. Der Anteil, welcher durch Joulesche und Wirbelstromverluste bedingt ist, wächst umgekehrt proportional mit der Quadratwurzel aus der Wellenlänge. Der Anteil, der durch dielektrische Verluste¹⁾ in Erdboden und Pflanzen hervorgerufen wird, wird vielfach als proportional mit der Wellenlänge wachsend angenommen.

Widerstand der Leitungen der Antenne und Erde (Joulesche und Wirbelstromverluste). Wächst umgekehrt proportional mit der Quadratwurzel aus der Wellenlänge.

Widerstand der Verlängerungsspulen (Joulesche, Wirbelstrom- und dielektrische Verluste). Da mit fallender Wellenlänge die Größe der erforderlichen Verlängerungsselbstinduktion quadratisch fällt, so fällt der Widerstand der Spulen, und zwar in erster Annäherung etwa proportional mit der Wellenlänge.

Aus diesen Betrachtungen ergibt sich unmittelbar, daß der Wirkungsgrad mit fallender Wellenlänge zunimmt. Man erhält somit den besten Wirkungsgrad, wenn

¹⁾ Bei großen Antennen (lange Wellen) wird der Verschiebungsstrom stets zu vernachlässigen sein gegen den Leitungsstrom.

man möglichst nahe der Eigenschwingung der Antenne arbeitet. Da jedoch die Verlustwiderstände bei vielen Antennenanordnungen in großer Nähe der Eigenschwingung unverhältnismäßig stark anwachsen, so erhält man im allgemeinen den besten Wirkungsgrad bei einer 10 bis 20% über der Eigenschwingung liegenden Wellenlänge.

Andererseits wird diese Wellenlänge jedoch häufig für die Verkehrsbedingung nicht die günstigste sein, vielmehr kann letztere weit oberhalb der Eigenschwingung einer Antenne liegen. Auch muß, um Störungen im Verkehr zu vermeiden, bei dem heutigen dichten Verkehrsnetz einer jeden Station eine bestimmte Wellenlänge zugewiesen werden, ohne Rücksicht darauf, ob diese Wellenlänge für die betreffende Station und ihre Verkehrsbedingungen günstig liegt.

Es läuft also darauf hinaus, ganz allgemein für eine Antenne einen möglichst guten Wirkungsgrad, d. h. also hohen Strahlwiderstand und geringe Verlustwiderstände, zu erzielen.

Die Verwendung möglichst hoher isolierter Masten wird in jedem Falle ihre Grenze finden, und zwar bei beweglichen Stationen durch die Forderung leichten Gewichtes und bequemer Manövrierfähigkeit, bei festen Stationen durch die Kosten der Masten im Verhältnis zu den Gesamtkosten einer Anlage. Überdies wird mit etwa 250 bis 300 m Höhe ein Maß erreicht sein, welches auch aus mechanischen Gründen nicht mehr wesentlich überschritten werden kann. Die Erzielung möglichst geringer Verluste in der Erdungsanlage wird im nächsten Kapitel besonders behandelt.

4. Erdungen.

A. Allgemeines.

Wird eine Antenne in ihrem Fußpunkt geerdet, z. B. durch eine in die Erde eingelassene Erdplatte, so muß der gesamte Stromfluß im Erdboden selbst verlaufen. Der hierdurch bedingte Energieverlust ist abhängig von der Frequenz, der Antennenform und der Leitfähigkeit des Erdbodens. Dieser Energieverbrauch wird bei derjenigen Antennenform am niedrigsten sein, die für die Erdströme vom Erdungspunkt aus nach allen Richtungen gleichmäßige Verteilung und kürzeste Wege bedingt und bei der die Stromdichte im Erdboden am niedrigsten wird. Diese Antennenform ist die runde oder vieleckige mit Zuleitung (Erdung) im Mittelpunkt, während die schmale, langgestreckte Antenne mit der Zuleitung an einem Ende den Gegensatz dazu darstellt, d. h. also die größten Erdverluste aufweisen muß.

Danach sollte ein Boden guter Leitfähigkeit gewählt werden, was durch Messung festgestellt werden kann¹⁾. Für einen Boden großer Feuchtigkeit ist die Leitfähigkeit zu $8 \cdot 10^{-14}$ cgs gemessen worden (gegenüber $5,9 \cdot 10^{-4}$ cgs für Kupfer).

Eine Verringerung der Stromdichte im Erdboden wird durch sinngemäße Vergrößerung der Antennenfläche erzielt. Bei runder oder vieleckiger Form ist der Durchmesser zu vergrößern, bei L- und T-Antennen ist die Antennenfläche zu verbreitern; eine Verlängerung der Antennenfläche (unter Beibehaltung ihrer Breite) führt sogar eine Erhöhung des Erdwiderstandes für die gleiche Wellenlänge herbei, da ja die Stromdichte die gleiche bleibt, während die Stromwege verlängert sind.

Um die Erdverluste herabzudrücken, gibt man nun den Erdströmen anstatt der schlechtleitenden Erde gutleitende Strombahnen. Zu diesem Zwecke werden vom Fußpunkt der Antenne aus Drähte in geringer Tiefe (etwa 25 bis 50 cm) in die Erde eingegraben (**Erdnetz**).

¹⁾ Abraham, M., Rausch v. Traubenberg u. J. Pusch: Über ein Verfahren zur Bestimmung der spezifischen Leitfähigkeit des Erdbodens. Phys. Zeitschr. 20, S. 145. 1919. — True, H.: Über die Erdströme in der Nähe einer Sendeantenne. Jahrb. 5, S. 125. 1911.

B. Erdnetz.

Die vollkommene Ausbildung eines Erdnetzes muß folgenden Bedingungen genügen:

1. Das Erdnetz muß allseitig über die Projektion der Antennenfläche mindestens um die wirksame Höhe der letzteren hinausragen.

2. Die Abstände der Erddrähte voneinander sollen nicht größer als $\frac{1}{20}$ der wirksamen Antennenhöhe sein.

Nimmt man an, daß so die Drähte genügend dicht gelegt sind und daß die mit Drähten bedeckte Fläche genügend groß ist, um alle Kraftlinien der Antenne aufzunehmen, d. h. also um alle Erdströme nur durch die Drähte zu führen, so müßte der Erdwiderstand auf den durch die Kupferverluste in den Erdleitungen und den durch die dielektrischen und Stromwärmeverluste in der Erdschicht zwischen Oberfläche des Bodens und den Drähten bestimmten Wert herabsinken. Das ist nun nicht der Fall. Tatsächlich besteht die Erdungsanlage aus einer Parallelschaltung von Strombahnen guter Leitfähigkeit relativ geringen Querschnitts und großer Selbstinduktion (eingegrabene Drähte) und Strombahnen sehr schlechter Leitfähigkeit, sehr großen Querschnitts und praktisch frei von Selbstinduktion (Erdboden). Entsprechend den resultierenden Widerständen der einzelnen Strombahnen verteilen sich die Ströme auf diese und werden in den Erdbahnen nur bei extrem schlechter Leitfähigkeit des Erdbodens praktisch gleich Null (Verluste nur in den Erddrähten und durch Verschiebungsströme in der isolierenden Erdschicht über dem Erdnetz). Ist andererseits die Leitfähigkeit des Erdbodens sehr groß, so werden die Ströme in den Erddrähten praktisch gleich Null, und die gesamte Stromführung wird von den Erdbahnen übernommen. In diesem Falle hätte es also keinen Wert, Erddrähte zu verlegen, vielmehr würde man den Strom durch gut verteilte, eingegrabene Platten oder Rohre (insgesamt großer Oberfläche) der Erde zuführen. (Verluste nur in den Erdplatten oder Rohren und durch Leitungsströme in dem Erdboden.) In der Wirklichkeit liegen die Bedingungen zwischen diesen beiden optimalen Grenzen und nähern sich bei körnigem, absolut trockenem Sandboden bis auf große Tiefe bei tiefem Grundwasserspiegel dem ersten, bei Seewasser (Schiffsstationen) dem zweiten Fall. Praktisch werden sie stets so liegen, daß bei langen Wellen der Verschiebungsstrom gegen den Leitungsstrom zu vernachlässigen ist. Manche Resultate aus der Praxis zeigen, daß für verschiedene Wellenlängen die günstigste Größe der Leitfähigkeit des Erdbodens verschieden ist, und daß die Erdverluste bei besser werdender Leitfähigkeit des Erdbodens zunehmen können.

Mit zunehmender Dichte des Erdnetzes fällt der wirksame Querschnitt der Erdbahnen infolge der Zusammendrängung der von den Drähten ausgehenden Stromlinien. Der Widerstand der Erdungsanlage fällt nicht proportional mit wachsender Anzahl der parallelen Erddrähte. Auch werden durch die in den Erdleitungen fließenden Ströme in den benachbarten Erdschichten Wirbelstromverluste bedingt, die mit der gegen den Fußpunkt der Antenne wachsenden Stromstärke zunehmen. Führt man also vom Fußpunkt der Antenne aus die Erddrähte zunächst auf eine gewisse Strecke (etwa auf 30% der Antennenlänge) in nicht zu geringer Höhe isoliert über dem Erdboden, um sie erst von da aus in den Erdboden zu verlegen, so werden die Erdverluste abnehmen. Um die beste Wirkung zu erzielen, ist hier eine gleiche Drahtdichte des oberirdischen wie des vergrabenen Teiles des Erdnetzes anzuwenden.

In weiterem Verfolg obiger Überlegungen gelangt man unmittelbar dazu, daß es besser sein muß, die Drähte gar nicht in den Erdboden zu vergraben, dieselben vielmehr in ihrer Gesamtlänge oberirdisch und isoliert anzubringen (sog. Gegengewicht). Wird Drahtdichte und Größe des Gegengewichtes so gewählt, daß alle Kraftlinien der Antenne von demselben aufgenommen werden, so müßten die Verluste im Erdboden gleich Null werden. Das läßt sich nun nicht vollkommen erreichen, da durch die in dem Gegengewicht fließenden Ströme wiederum im Erdboden Ströme induziert, d. h. Verluste bedingt werden.

C. Gegengewicht.

Ein vollkommenes Gegengewicht muß folgende Bedingungen erfüllen:

1. Die Höhe über dem Erdboden darf nicht zu gering sein.

Im allgemeinen soll man die Höhe zu 5% der Höhe der Antennenfläche wählen, jedenfalls soll bei Großantennen die Höhe des Gegengewichts nicht unter 6 m liegen.

2. Es muß allseitig die Projektion der Antenne überragen, und zwar mindestens um die Höhe der Antennenfläche.

3. Der Abstand der Drähte soll nicht viel größer sein als ihre Höhe über dem Erdboden, keinesfalls aber größer als $\frac{1}{10}$ der wirksamen Antennenhöhe.

4. Es muß gegen Erde vorzüglich isoliert sein.

5. Es soll von Masten aus nichtleitendem (oder halbleitendem) Material getragen werden, z. B. gut getrockneten und gegen Feuchtigkeitsaufnahme präparierten Holzmasten.

6. Der Erdboden unter dem Gegengewicht und in unmittelbarer Umgebung desselben soll möglichst trocken sein und der Grundwasserspiegel möglichst tief liegen.

In dem Gegengewicht hat man ein vorzügliches Mittel, die Erdverluste auf einen sehr niedrigen Wert herabzudrücken. Durch ein vollkommen ausgebildetes Gegengewicht kann je nach der Bodenbeschaffenheit der durch Erdverluste bedingte Widerstand Werte von 0,2 bis unter 0,1 Ω erreichen. Solche Werte sind in der Praxis auch tatsächlich schon erzielt worden.

Danach scheint es also nur darauf anzukommen, wie vollkommen man aus wirtschaftlichen Gründen ein Gegengewicht ausführen kann, um dadurch die Erdverluste auf ein Mindestmaß zu verringern. Dieses Mindestmaß wird jedoch nur bei kurzen Antennen Werte der angegebenen Größe erreichen. Mit wachsender Länge werden diese Verluste größer, um bei großen Längen beträchtliche Größen zu erreichen (so wurde z. B. ein Widerstand von 0,8 Ω gemessen bei einer Antenne von 950 m Länge bei 180 m Breite und 120 m Masthöhe). Für lange Antennen kann auch bei Anwendung eines Gegengewichtes der Erdwiderstand nur durch die im nächsten Absatz beschriebene Mehrfachabstimmung sehr niedrig gehalten werden.

Die Strahlhöhe der Antenne wird durch das Gegengewicht um dessen mittlere Höhe über dem Erdboden vermindert.

Für Großantennen wird ein vollkommenes Gegengewicht sehr teuer und schwierig im Aufbau. Es erfordert eine sehr große Anzahl von Masten und Isolatoren. Treten Isolationsfehler ein, so wird seine Wirksamkeit stark herabgedrückt; bei vollem Erdschluß an einem oder gar mehreren Punkten können die Erdverluste sehr große Werte annehmen. Es bedarf also ein Gegengewicht mit vielen Isolationspunkten einer dauernden guten Wartung. Ferner wird das Herablassen der Antenne (zwecks Reparatur oder Kontrolle) sehr erschwert. Aus diesen Gründen wird man hier wohl stets eine Erdungsanlage vorziehen, für welche man nach Möglichkeit alle Mittel anwendet, um die Verluste auf ein Mindestmaß herabzudrücken.

Für die Antennen mit Erdungsanlage aus eingegrabenen Drähten (in ähnlicher Weise auch mit Gegengewicht) gelten oben aufgestellte Bedingungen.

Es wird also der Erdwiderstand durch Vergrößerung der Antennen- und Erdungsfläche verringert.

Von M. Abraham ist folgender Satz aufgestellt worden:

Stehen die Abmessungen zweier geometrisch ähnlicher Antennen im Verhältnis a zu 1, während bei gleicher Dielektrizitätskonstante die Leitfähigkeiten der beiden Erden sich wie 1 zu a verhalten, so haben die Antennen den gleichen Erdwiderstand¹⁾.

¹⁾ Abraham, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 16, S. 67. 1920; und „Über den Erdwiderstand von Antennen“, Jahrb. 25, S. 154. 1925.

Danach müßte bei dem gleichen Erdboden der Erdwiderstand proportional der Vergrößerung aller Abmessungen und damit der Wellenlänge abnehmen. Tatsächlich wird diese Proportionalität in der Praxis im allgemeinen nicht ganz erreicht.

Bei einer Vergrößerung der Antennen- und Erdnetzfläche unter Beibehaltung der Masthöhe kann man rechnen, daß eine Vervielfachung der Flächen den Erdwiderstand innerhalb des für Antennenform und Leitfähigkeit des Bodens günstigsten Wellenbereiches um 30 bis 40% herabdrückt (s. Abb. 416).

Man sollte also die Antennen- und Erdnetzfläche (oder Gegengewicht) stets möglichst groß ausbilden, soweit das aus wirtschaftlichen und mechanischen Gründen möglich ist.

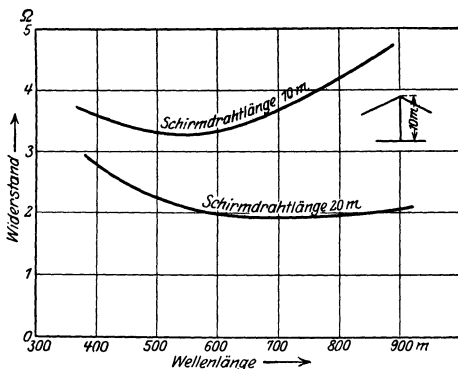


Abb. 416. Abhängigkeit des Erdwiderstandes von der Antennenfläche.

D. Mehrfach abgestimmte Antenne.

Werden voneinander unabhängige Antennen und Erden parallelgeschaltet, d. h. also gemeinsam gleichphasig erregt, so ergibt sich der resultierende Verlustwiderstand nach dem Gesetz für parallelgeschaltete Widerstände, während der Strahlungswiderstand durch die resultierende Strahlhöhe des gemeinsam erregten Systems bedingt wird.

Besteht z. B. das System aus zwei völlig gleichen Antennen und Erden, so beträgt der Verlustwiderstand (also auch der Erdwiderstand) die Hälfte desjenigen einer Antenne, während der Strahlungswiderstand der gleiche bleibt, was durch eine einfache Rechnung leicht nachgewiesen werden kann. (Tatsächlich wird das Resultat dadurch ungünstiger, daß die Zuleitungen zu den Antennen und Erden lang werden.)

Auf diese Weise wird also durch Verdopplung der Antennen- und Erdnetzfläche der Erdwiderstand auf die Hälfte herabgedrückt.

Für drei gleiche Antennen und Erden erhält man den dritten Teil des Verlustwiderstandes einer Antenne usw.

Die Vereinigung mehrerer Einzelantennen zu einer Antenne ist hier so zu verstehen, daß die Antennen so weit einander genähert werden, bis die Vereinigung der Antennenflächen eine Antenne ergibt, deren Kapazität gleich der Summe der vorher voneinander unabhängigen Einzelantennen wird. In Abb. 417 soll diese Vereinigung veranschaulicht werden. Abb. 417a zeigt zwei voneinander unabhängige T-Antennen mit Erdnetzen (die punktierte Verlängerung der Antennenflächen soll die durch Randstreuung scheinbar vergrößerte Antennenfläche andeuten). Die Antennen werden vom Sender S gemeinsam gleichphasig erregt.

Abb. 417b zeigt dieselben Antennen zusammengerückt, Antennen und Erdnetz verbunden und wieder vom Sender S gemeinsam gleichphasig erregt.

Im Prinzip wird in der Wirkung nichts geändert, wenn an Stelle der in a und b angedeuteten Kopplung mit dem Sender eine andere gemeinsame Erregungsart gewählt wird, so z. B. wenn man den Sender seinerseits über Abstimmittel mit Antenne und Erde verbindet (Abb. 417c).

Wählt man jetzt für die drei Antennen-Erdverbindungen gleiche Selbstinduktionsgrößen $L_1 = L_2 = L_3$, so muß für die gewählte Frequenz eine jede derselben

der Resonanzbedingung mit dem dritten Teil der Antennenkapazität genügen, d. h. aber, wir haben es jetzt mit drei parallel arbeitenden Antennen zu tun, deren Kapazitäten sich zur Gesamtkapazität wie 1 : 3 verhalten

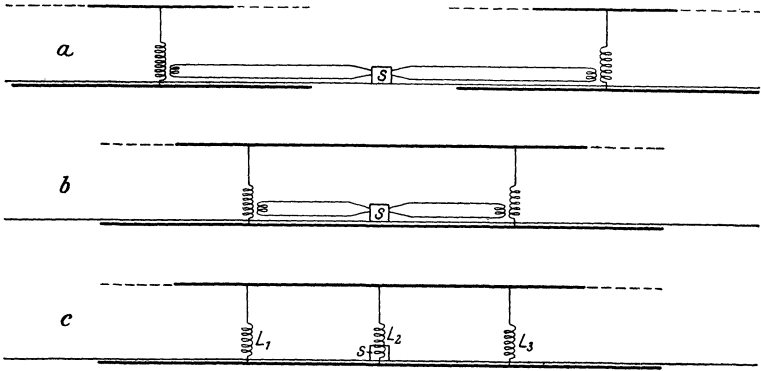


Abb. 417. Mehrfach erregte Antennen.

Dieses Prinzip der mehrfach abgestimmten Antennen ist von Alexanderson bei der Radio Corporation of America eingeführt worden und gelangt bei deren Großstationsanlagen allgemein zur Anwendung.

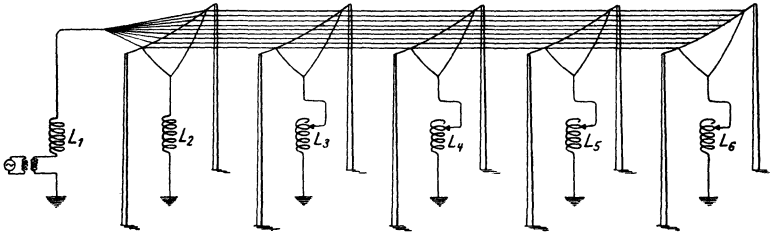


Abb. 418. Antenne der Großstation New Brunswick.

Als Beispiel sei hier die Antenne der Großstation **New Brunswick** (U.S.A.) angeführt (Abb. 418). Masthöhe 125 m, $h_{eff} = 66$ m, Kapazität = 59 400 cm. Die Antenne besteht aus 6 gleichen abgestimmten Zweigen. Für die Wellenlänge von 15 km erhält man als erforderliche Total-

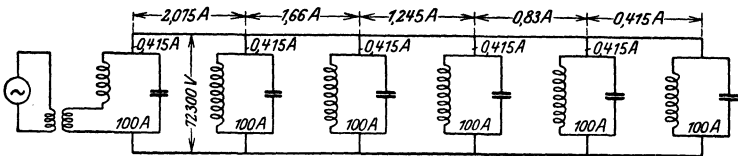


Abb. 419. Wirkungsweise der Antenne von Abb. 418.

selbstinduktion für die Resonanz $9,58 \cdot 10^8$ cm. Da alle 6 Zweige gleich werden — also auch gleiche Ströme führen sollen —, so wird $L_1 = L_2 = L_3$ usw. $= 6 \cdot 9,58 \cdot 10^8 = 5,74 \cdot 10^9$ cm. Der Verlustwiderstand eines jeden Zweiges ist $2,7 \Omega$, der resultierende Verlustwiderstand des gesamten Systems $2,7/6 = 0,45 \Omega$. Der Strahlungswiderstand beträgt $0,048 \Omega$, somit der Gesamtwiderstand $0,498 \Omega$ ($\eta = 9,6\%$). Auf diesen Widerstand muß der Sender (Hochfrequenzmaschine)

arbeiten. Der Strom in jedem Zweige beträgt 100 A, somit der Gesamtstrom 600 A. Abb. 419 zeigt ein äquivalentes Schema, bestehend aus parallelen Resonanzkreisen, die alle auf die Frequenz des Generators G abgestimmt sind. Es fließt also ein großer Strom in jedem Resonanzkreise, während der Generator nur die Ohmschen Verluste in den einzelnen Kreisen deckt.

Durch Verbesserung der Abstimmungsspulen und des Erdnetzes konnte der Antennenstrom der Station New Brunswick auf 750 A erhöht, der Antennenwiderstand auf etwa $0,35 \Omega$ erniedrigt werden. Hiervon beträgt der Erdwiderstand etwa $0,1 \Omega$.

Der niedrigste Widerstand wurde bei der Antenne der **Großstation Warschau** der R. C. A. erzielt. Die Antenne besteht aus zwei gegenüberliegenden, langgestreckten L-Antennen, von denen eine jede die Kapazität von 35 000 cm besitzt. Das Sendergebäude liegt in der Mitte. Beide Antennen arbeiten parallel, so daß sie gemeinsam eine T-Antenne bilden. Der Abstand der Masten beträgt 380 m. Die Maste sind freistehend und nicht isoliert, von 123 m Höhe mit einem Quer-

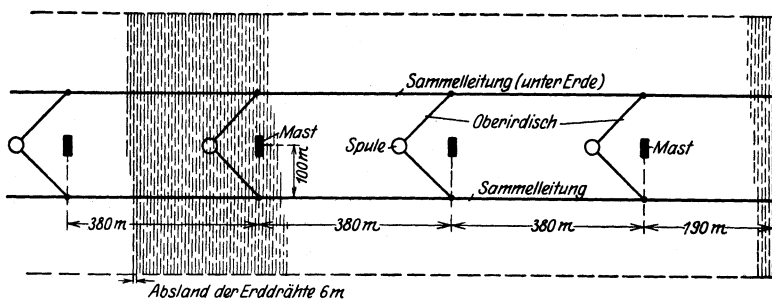


Abb. 420. Teil der Erdungsanlage der Großstation Warschau.

träger von 42 m Länge, an den zu jeder Seite des Mastes 8 Antennendrähte an je 2 Isolatoren in Serie von 150 cm Länge hängen (also 16 Paralleldrähte). Antennenlänge = 3250 m, Antennenbreite = 42 m. Neben einem jeden Mast ist eine Antennen-Erdverbindung mit Abstimmungsspule angebracht — diese Antennenzuführungen sind aus 8dräftigen Reusen von etwa 25 cm Durchmesser ausgeführt (s. auch Abb. 420). Das Erdnetz ist hier besonders vollkommen ausgebildet, es hat eine Breite von 500 m und überragt die Enden der Antenne um etwa 190 m. Die Erddrähte liegen quer zur Antenne, und ihre Abstände betragen je 6 m. Auf jeder Seite ist in einer Entfernung von 100 m von der Mittellinie der Antenne eine Längsverbindung der Erddrähte (Sammelleitung) gezogen. Von einer jeden Antennen-Erdverbindung (Abstimmungsspule) ist nach jeder Seite eine oberirdische Zuleitung geführt, die in der Symmetrielinie des zugehörigen Mastes an die Längsverbindung der Erddrähte angeschlossen ist. Die Höhe dieser Zuleitung über dem Boden beträgt an der Abstimmungsspule 6 m, am Erdungspunkt 3 m.

Diese Antennen-Erdanlage stellt also die Parallelschaltung von 10 unabhängig voneinander arbeitenden Antennen dar. Der erreichte Gesamtwiderstand der Antenne beträgt bei der Welle 18,3 km nur $0,18$ bis $0,19 \Omega$, wovon auf den Erdwiderstand etwa $0,04$ bis $0,05 \Omega$ zu rechnen ist. (Eine Antennenhälfte — L-Antenne — hat $0,36 \Omega$.)

Diese Schaltung der mehrfachen Erregung einer Antenne erzielt also einen sehr niedrigen Gesamtwiderstand der Antenne, andererseits bedingt sie aber einen zusätzlichen Verlust an Strahlhöhe. Die beschriebene Antenne der Station Warschau hat eine Strahlhöhe von nur 65 m. Berechnet man den Verlust an Strahlhöhe durch Durchhang und Isolatorengehänge zu 15 m, denjenigen durch die freistehenden geerdeten Masten zu 28 bis 30 m, so ergibt sich ein weiterer Verlust von 15 m, der auf die 10 Antennenzuführungen zurückzuführen ist, die in der Nähe der Masten und parallel zu diesen verlaufen.

Der Wirkungsgrad der Antenne von Warschau beträgt bei der Welle 18,3 km 10,5 bis 11% (Strahlungswiderstand = 0,02 Ω), die Antennenstromstärke 1000 A (pro Zweig 100 A).

Man könnte nun noch annehmen, daß zwischen dem Strom in der Zuleitung, an welche der Generator gekoppelt ist, und den Strömen in den übrigen Zuleitungen eine mit dem Abstand von dem Generator wachsende Phasendifferenz vorhanden ist, durch die einerseits die Strahlung beeinträchtigt, andererseits eine bevorzugte Strahlung in einer Richtung bedingt werden könnte. Die Nachrechnung ergibt so geringe Phasendifferenzen, daß sie praktisch vernachlässigt werden können.

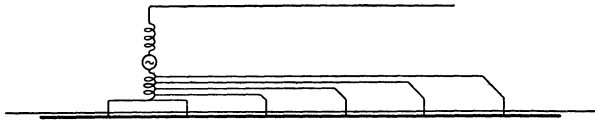


Abb. 421. Mehrfacherdung einer langgestreckten Antenne wie in Abb. 418.

Die mehrfach abgestimmte Antenne, also die Parallelschaltung von Antennen und Erden, wird dort praktisch nicht zur Anwendung gelangen können, wo die Antenne wahlweise mit verschiedenen Wellenlängen arbeiten soll, da für eine jede Wellenlänge alle Antennen-Erdverbindungen gesondert abgestimmt werden müssen, was wegen der räumlichen Entfernungen der einzelnen Abstimmspulen schwierig und zeitraubend ist. Diese Schwierigkeiten machen sich schon bei Verstimmung des Systems durch die bei Vereisung der Antennendrähte eintretende geringe Kapazitätsveränderung der Antenne unangenehm bemerkbar. (Diese Antennen werden daher überall dort, wo mit Vereisung zu rechnen ist, mit einer Anlage auszurüsten sein, die ein Abtauen der Drähte mittels elektrischen Stromes jederzeit durchzuführen gestattet.)

Es sei hier noch erwähnt, daß in gleicher Weise wie Antennen mit Erdanlage auch solche mit Gegengewichten parallelgeschaltet, also auch zu einer mehrfach abgestimmten Antenne vereinigt werden können¹⁾.

Die Mehrfachabstimmung bietet für alle langgestreckten Antennen, deren Länge sehr groß ist gegen ihre Breite, das einzige Mittel, um auf sehr niedrige Erdverluste herunterzukommen. (Auch bei einem einfachen Gegengewicht wachsen die Verluste mit der Länge, um bei sehr langen Antennen beträchtlich zu werden.)

E. Mehrfacherden.

Bei allen Antennen folgender Formen: Kreis (Schirm), Vieleck, gleichseitiges Dreieck, Quadrat, Rechteck, dessen Länge nicht groß ist gegen seine Breite, wird man von einer Mehrfachabstimmung absehen und zur Erzielung eines niedrigen Erdwiderstandes zweckmäßig nur mehrere Erden parallelschalten.

Vergleicht man diese Methode zunächst einmal bei einer schmalen, langgestreckten Antenne (ähnlich New Brunswick), wie in Abb. 421 schematisch angedeutet: Das Erdnetz ist an 6 Punkten durch oberirdische, gut isolierte Zuleitungen mit dem Sender verbunden. Einer jeden derselben wird nun die Strommenge zugeführt, welche dem Verschiebungsstrom zwischen dem von ihr gespeisten Teil des Erdnetzes und dem ihm gegenüberliegenden Teil der Antennenfläche oder des Streufeldes entspricht. Wird z. B. das Erdnetz in gleichwertige Teile geteilt, so daß also einem jeden der gleiche Anteil des Verschiebungsstromes zukommt, so müßte einem jeden Anschlußpunkt die gleiche Strommenge (in unserem Falle $\frac{1}{6}$ des Gesamtstromes) zufließen.

¹⁾ Z. B. Großstation Carnavon. Zwei hintereinander liegende langgestreckte Antennen von 180 m Breite, ca. 1600 m gemeinsamer Länge und 120 m Masthöhe. Mit Gegengewicht von 420 m Breite unter der einen, 270 m Breite unter der anderen Antenne, ca. 2000 m gemeinsamer Länge, vierfach abgestimmt, erzielt folgende Werte bei $\lambda = 14,15$ km: $R_{eff} = \text{ca. } 70 \text{ m}$; $R = 0,45 \Omega$; $\eta = \text{ca. } 8,6\%$ (Strahlungswiderstand = ca. 0,039 Ω).

Für die Antenne besteht gegenüber der Mehrfachabstimmung folgender Unterschied: Bei Mehrfachabstimmung fließt in einem jeden für sich abgestimmten Teil der Antenne nur der ihr zugeordnete Strom. Hier jedoch hat man es mit der Stromverteilung wie bei einer Einfachantenne zu tun, d. h. der wirksame Widerstand der Antennenleitungen ist viel höher (etwa 6 mal so groß als bei Mehrfachabstimmung).

Die Verteilung der Erdströme ist bei der mehrfach abgestimmten Antenne und hier praktisch die gleiche, so daß also für gleiche Anordnung und Anzahl der parallelen Zweige die durch diese Erdströme bedingten Erdverluste gleiche Werte erreichen.

Bei Mehrfachabstimmung haben die oberirdischen Erdzuleitungen kurze Wege. Hier müssen sie sämtlich bis zum Sender geführt werden, daher größerer Widerstand der Erdzuleitungen.

Der Widerstand der Leitungen kann nun durch Verwendung vieler paralleler Leiter genügend herabgedrückt werden, doch werden durch die langen Strombahnen über dem Boden und parallel zu demselben Erdverluste bedingt. Für die zu wählende Höhe der Zuleitungen über dem Erdboden gilt das für das Gegengewicht Gesagte, doch sollte man hier möglichst noch größere Höhen anwenden (insbesondere für die große Stromstärken führenden Sammelleitungen). Eine Verminderung der Strahlhöhe durch die oberirdischen Zuleitungen ist nicht in Rechnung zu ziehen, es sei denn, daß die Anzahl der Zuleitungen so groß gewählt und damit die Erdfläche so weit überdeckt wird, daß die Gegengewichtswirkung mit in Rechnung gezogen werden muß; eine solche Anordnung wird natürlich nie getroffen werden.

Aus diesem Grunde wird diese Methode der parallelgeschalteten Erden bei den oben angeführten Antennenformen die besten Ergebnisse erzielen.

Hierher gehört auch die Erdungsmethode von Goldschmidt. Er ordnete bei einer runden Antenne (Schirm) eine Anzahl von Einzelerden an, deren Zuleitungen oberirdisch und isoliert zum Fußpunkt der Antenne geführt wurden. Sämtliche Erden lagen in gleicher Entfernung vom Fußpunkt und enthielten eine Anzahl von Drähten gleicher Länge, die vom Erdungspunkt der oberirdischen Zuleitung nach allen Seiten radial auseinanderlaufen (wird auch Krallen- oder Stern-erde genannt).

Da alle Erden gleich groß und in gleicher Entfernung vom Fußpunkt der Antenne angeordnet sind, so muß also allen Erden der gleiche Stromanteil $\frac{i}{n}$ (i = Gesamtstrom in der Antenne, n = Anzahl der Erden) zukommen.

Da alle Erdzuleitungen gleiche Länge, also gleiche Wechselstromwiderstände besitzen, so wird durch Zusammenschluß derselben am Fußpunkt der Antenne unmittelbar gleiche Stromverteilung auf die einzelnen Erden erzielt.

Tatsächlich haben wir es hier noch nicht mit einer Parallelschaltung mehrerer Erden in dem oben beschriebenen Sinne zu tun, sondern nur mit einer Erde (Ring) mit mehreren parallelen oberirdischen Zuleitungen¹⁾. Daß die Erddrähte der einzelnen Erdsterne nicht miteinander verbunden sind, hat auf die Wirkungsweise der Erdung keinerlei Einfluß.

Der zweite Schritt besteht in der Einbringung eines zweiten Ringes von Einzelerden, die um die effektive Höhe der Antenne über die Projektion derselben hinausreichen. Die Zuleitungen zu den Erden eines jeden Ringes sind am Fußpunkt der Antenne zusammengefaßt. Durch Vorschalten von Selbstinduktion vor die Zuleitung des inneren Erdungsringes werden die Stromanteile in den beiden Erdringen auf das erforderliche Maß abgeglichen. Abb. 422 zeigt den Erdwiderstand einer 12drähtigen Schirmantenne (Masthöhe = 25 m), Länge der Schirmdrähte = 35 m. Entfernung der Abspannpunkte vom Mast = 75 m) mit a) einem Ring von sternförmigen Einzelerden mit einem mittleren Radius von 10 m, b) zwei parallelgeschal-

¹⁾ Anordnung und Wirkung sind hier praktisch gleich dem unter „B. Erdnetz“ beschriebenen Erdnetz, dessen Drähte vom Sender aus auf eine Strecke oberirdisch und gegen Erde isoliert geführt sind.

teten und mit Selbstinduktion abgeglichenen Ringen von sternförmigen Einzelerden, von denen der eine wie unter a) einen mittleren Radius von 10 m, der zweite einen solchen von 40 m besitzt (s. Abb. 422).

Wieviel noch gewonnen werden kann durch das Parallelschalten weiterer Ringe von sternförmigen Einzelerden, ist aus folgendem Beispiel ersichtlich:

Vieleckantenne von 25 m Radius und 10 m Höhe (Kapazität ca. 2000 cm). 4 Ringe von Einzelerden, von denen der äußerste um Antennenhöhe über die Projektion der Antenne hinausreicht. Die Ringe seien von innen mit 1 beginnend nach außen fortlaufend nummeriert.

Für den günstigsten Wellenbereich wurden folgende Erdwiderstände erzielt:

Ringe	Nr. 4	Nr. 4+3	Nr. 4+3+2	sämtliche
Erdwiderstand . .	0,68 Ω	0,43 Ω	0,35 Ω	0,32 Ω

Die Ausbildung von sternförmigen Einzelerden hat praktisch keinen Wert.

Tatsächlich läuft das Problem nur darauf hinaus, die als Kondensatorenbelegung wirksame Erdfläche möglichst vollkommen mit gutleitenden Drähten

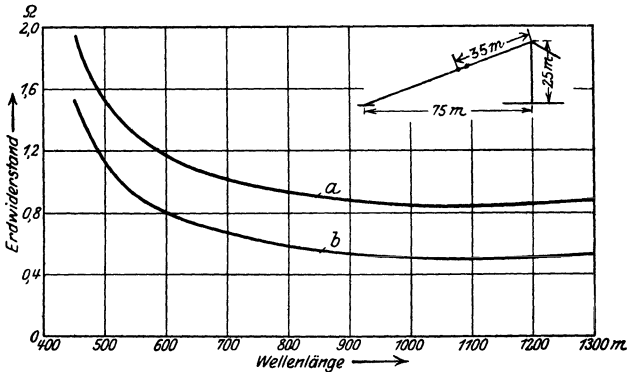


Abb. 422. Widerstand bei verschiedenen Sternern.

auszufüllen und große Stromstärken in den Drähten innerhalb des Erdbodens zu vermeiden.

Am zweckmäßigsten ist das Erdnetz aus parallelen Drähten herzustellen, die in gewissen gleichmäßigen Abständen durch Querdrähte verbunden werden. An diese Querverbindungen werden die oberirdischen Zuleitungen angeschlossen. Die Bedingungen für eine vollkommene Ausbildung des Erdnetzes wurden bereits näher auseinandergesetzt.

Infolge der langen Zuleitungen zu den Erdungspunkten und der Abgleichung der kurzen an die langen Zuleitungen mittels zusätzlicher Selbstinduktionen wird die Spannung am Erdanschluß des Senders eine Größe haben, die durch den Anteil der resultierenden Selbstinduktion der Erdzuleitungen an der Gesamt-Selbstinduktion des Antennensystems und der Antennenspannung (bzw. Stromstärke) gegeben ist. Diese Spannung kann im Falle sehr langer Erdzuleitungen und bei nicht stark verlängerter Antenne Werte erreichen, die sehr unerwünscht sind. Daneben wird natürlich die Eigenwelle der Antenne durch die Erdzuleitungen verlängert. Durch Verlegung einer größeren Anzahl von parallelen Zuleitungen wird man die resultierende Selbstinduktion möglichst niedrig halten.

Ferner kann man die Selbstinduktionen der einzelnen Zuleitungen durch Einschaltung von Kapazitäten kompensieren. Hierdurch wird die Spannung an dem Senderanschluß wieder auf Erdpotential gebracht und die Eigenwelle der Antenne auf ihre natürliche (bei direkter Erdung im Fußpunkt) verkürzt.

Eine solche vollständige Kompensation der Erdzuleitungs-Selbstinduktion hat jedoch auch Nachteile, nämlich:

1. Die Abgleichung ist für jede Wellenlänge verschieden.

2. Die Abgleichung muß sehr scharf sein und ist sehr empfindlich. Der Durchschlag auch nur eines Kondensators einer Zuleitung macht die ganze Abgleichung unwirksam und steigert die Erdverluste erheblich.

Man kann nun so vorgehen, daß man die Selbstinduktion der Zuleitungen durch Kapazität nur so weit kompensiert, bis die Spannung an dem Senderanschluß auf einen zulässigen Wert herabgesetzt ist. Die Abgleichung der einzelnen Erdzuleitungen auf ihre Stromanteile erfolgt dann auch durch Kapazität, doch wird bei sehr großen Längenunterschieden der kürzesten auch noch Selbstinduktion zugeschaltet werden müssen. Es bleibt dann also ein Teil der Selbstinduktion der Erdzuleitungen wirksam, und die Abgleichung ist weniger empfindlich.

Mehrfacherden werden von Telefunken und der Comp. Gén. d. Tél. s. Fil besonders für Großstationsantennen angewendet. Während erstere die induktive Abgleichung bevorzugt, wird von letzterer allgemein die kapazitive angewendet¹⁾.

5. Ausführung von Antennen.

A. Baustoffe.

a) Leitungen.

An das Leitungsmaterial von Antennen und Erden wird die Forderung guter Leitfähigkeit bei großer mechanischer Festigkeit gestellt, die von guten Bronzelegierungen — Silizium- oder Phosphorbronze — mit einer Festigkeit von 62 bis 75 kg/qmm erfüllt wird. Antenne, Gegengewicht und oberirdische Zuleitung zum Erdnetz bestehen zweckmäßig aus vieladrigen Drähten (Litzen), das eingegrabene Erdnetz kann aus Volldrähten hergestellt werden.

In Tabelle 31 sind gebräuchliche harte Bronzeleitungen mit einer Leitfähigkeit von $\sigma = 36 \frac{\text{m}}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$ zusammengestellt.

Tabelle 31. Antennendrähte aus harter Bronze.

Querschnitt mm ²	Ausführungsform	Durchmesser mm	Bruchlast kg	Gleichstromwiderstand Ω/km	Gewicht ca. kg/km
3,14	Volldraht	2	208	8,8	26,9
4,91	„	2,5	315	5,63	41,5
7,06	„	3	438	3,92	60
12,57	„	4	755	2,2	107,5
4,7	7 × 7 × 0,35	3,15	300	5,9	47
10,6	7 × 7 × 0,55	4,95	678	2,6	107
13,8	7 × 7 × 0,6	5,4	883	2,0	140
21,0	7 × 19 × 0,45	6,8	1344	1,2	210
31,5	7 × 19 × 0,55	8,3	2016	0,89	320
51	7 × 19 × 0,7	10,5	3060	0,543	520
66,5	7 × 19 × 0,8	12	3989	0,415	680
84,5	7 × 19 × 0,9	13,5	5069	0,327	860

Für Zwecke, die eine große Biegsamkeit der Litze erfordern, so z. B. für transportable und Flugzeugstationen, wird weiches Material verwendet.

¹⁾ Bouvier, P.: Antennes à prises de terre multiples. Radioélectricité 1922, Nr. 11. Siehe auch die Übersetzung dieses Artikels von A. Hamm: Die Erdungsfrage bei Großstationsantennen usf. ETZ 45, S. 1309. 1924.

Tabelle 32. Antennendrähte aus weicher Bronze.

Querschnitt mm ²	Ausführungsform	Durchmesser mm	Bruchlast kg	Gleichstrom- widerstand Ω/km	Gewicht ca. kg/km
0,862	7 × 7 × 0,15	1,25	24	166	9
1,6	7 × 13 × 0,15	1,7	44	90	16

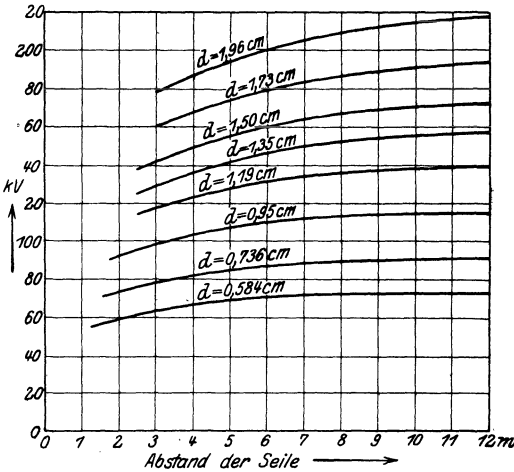


Abb. 423. Grenzspannung für Koronabildung.

Die Wahl des Durchmessers des Antennenseiles ist erstens bedingt durch die Spannung, mit der die Antenne belastet werden soll, der Durchmesser ist so zu wählen, daß keine Koronabildung auftreten kann. Dabei ist als Abstand vom neutralen Punkt der geringste Abstand des Antennendrahthes, der gegen einen geerdeten Mast eintreten kann, einzusetzen.

Über die Koronaerscheinung an Leitungen sind für technische Frequenzen ausführliche Versuche gemacht worden¹⁾.

Abb. 423 gibt die Grenzspannung für Koronabildung in Abhängigkeit des Drahtabstandes bei Drehstrom (50 ∞) für Litzen verschiedener Durchmesser an²⁾. Die Werte beziehen sich auf einen Barometerstand von 760 mm und 15 ° C Temperatur für Seile normaler Beschaffenheit und gutes Wetter.

Diese Werte sind mit einem Korrektionsfaktor $\alpha = \frac{0,392 b}{273 + t}$ zu multiplizieren, in dem b den Barometerstand in mm, t die Lufttemperatur in ° C bedeuten.

Für ungünstiges Wetter — Regen, Schnee und Nebel — liegen die Werte für die Grenzspannung 20% tiefer.

Ein Einfluß der Frequenz auf die Grenzspannung ist bis jetzt noch nicht eindeutig festgestellt worden, jedenfalls ist sie für Hochfrequenz etwas tiefer einzusetzen als für Niederfrequenz.

Die Überschreitung der Grenzspannung kann zu erheblichen Koronaverlusten führen, die linear mit der Spannung, aber nicht proportional mit der Frequenz steigen.

Die Einführung sehr langer Wellen und großer Energien hat aus wirtschaftlichen Gründen zur Anwendung hoher Antennenspannungen von 120 kV und darüber und zu Erhöhung der Mastabstände bis 500 m und darüber geführt.

Hierdurch wird an das Antennenmaterial die Forderung möglichst geringen Gewichtes bei hoher Festigkeit gestellt, um für den durch die Antennenspannung bedingten Seildurchmesser einen möglichst geringen Durchhang der Antenne bei normaler Beanspruchung der Masten zu erzielen.

¹⁾ Weidig u. Jaensch: Koronaerscheinungen an Leitungen. ETZ 34, S. 637. 1913.

²⁾ Peck, F. W.: El. World 1920, S. 1259.

Aluminiumseil mit Stahlseele, das sich als Freileitungsmaterial gut eingeführt hat, ist für Antennen wegen hoher Verluste in der Stahlseele bei Hochfrequenz nicht verwendbar.

Von der Leichtmetall-Gesellschaft in München ist ein für Antennenseile gut geeignetes Aluminiummaterial geschaffen worden. Dieses mit Aludur bezeichnete Material besitzt eine weitestgehende Korrosionsbeständigkeit bei einer Zugfestigkeit von 27 bis 30 kg/mm² und einer elektrischen Leitfähigkeit von 32 bis 33 $\frac{m}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$. Tabelle 33 gibt die Werte einiger normaler Aludurseile.

Tabelle 33. Aludurseile.

Querschnitt mm ²	Ausführungsart	Durchmesser mm	Leitfähigkeit	Nutzlast kg	Bruchlast kg	Gewicht kg/km
			$\frac{m}{\Omega \cdot \text{mm}^2}$			
120	1+6+12 = 19 × 2,8 Ø	14,3	32,5	1400	4200	330
185	1+6+12+18 = 37 × 2,52 Ø	18,0	32,5	2100	6300	530
310	1+6+12+18+24 = 61 × 2,5 Ø	23,0	32,5	3700	11000	893

b) Isolatoren.

Für die Isolation von kleinen Sendeantennen mit niedrigen Spannungen, ebenso für Empfangsantennen, können die in Tabelle 21, S. 384 angegebenen Eierisolatoren verwendet werden. Je nach erforderlichem Isolationswert gelangen eine Anzahl solcher Eier, durch Stahlseil in Serie miteinander verbunden, zur Aufhängung. Für die Unterteilung der Stahlseile zur Abspannung der Antennen-drähte leisten gleichfalls solche Isolatoren sehr gute Dienste.

Die Isolatoren sind aus bestem Porzellan mit möglichst glatter Oberfläche, also mit bester Glasur, auszuführen¹⁾.

Ferner ist an sie die besondere Forderung einer möglichst geringen Kapazität zu stellen. Aus diesem Grunde können die in der Hochspannungstechnik gut eingeführten Hewlitt- und ähnliche Kettenisolatoren hier keine Verwendung finden.

Die Forderung geringster Kapazität wird von Stab- oder Knüppelisolatoren in weitestgehender Weise erfüllt.

Nachstehende Tabelle 34 mit Abb. 424 enthält die mechanischen und elektrischen Werte von Knüppelisolatoren von Telefunken.

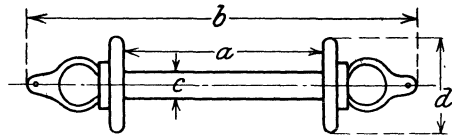


Abb. 424. Knüppelisolator (zu Tab. 34).

Tabelle 34. Knüppelisolatoren (s. Abb. 424).

Maße				Gewicht kg	Belastung (kg)		Überschlagspannung (kV)	
a	b	c	d		Nutzlast	Bruchlast	trocken	Regenhöhe 3 mm (hängend unter 45°)
130	290	25	80	1,12	400	1200	80	20
170	330	25	80	1,2	400	1200	90	25
275	400	25	80	1,32	400	1200	100	30
250	550	40	120	5	1000	3200	100	30
400	700	60	166	11,8	1800	6000	120	60

¹⁾ Die Glasur ist auch von großem Einfluß auf die mechanische Festigkeit der Isolatoren.

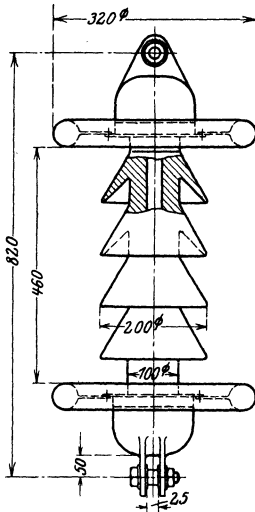


Abb. 425 a. Isolator von Telefunken.

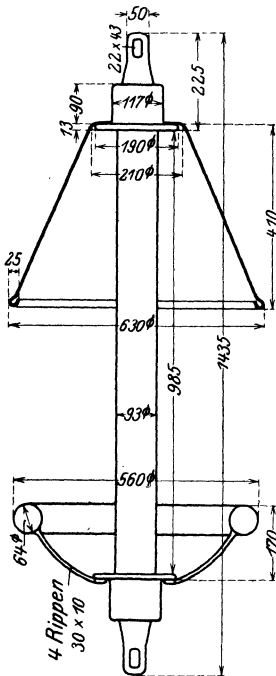


Abb. 425 b. Isolator der R.A.C.

Bei Hintereinanderschaltung mehrerer Isolatoren wachsen die Überschlagswerte nicht proportional mit der Anzahl. Die Faktoren, mit denen die angegebene Überschlagsspannung eines Isolators in diesem Falle zu multiplizieren ist, sind in folgenden Angaben enthalten:

Anzahl	2	3	4	5
trocken	1,7	1,9	2,0	2,0
Regenhöhe 3 mm (Isolator unter 45° hängend) . .	2	3	4	5

Die Knüppelisolatoren werden aus vollem Porzellan hergestellt. Von besonderer Bedeutung ist, daß dabei vollkommen gleichförmiges Material verwendet wird.

Mit wachsender Dicke der Knüppelisolatoren gestaltet sich die Fabrikation immer schwieriger; insbesondere nimmt auch die spezifische Festigkeit rasch ab. Aus diesen Gründen werden Isolatoren für noch höhere mechanische Beanspruchungen, als in der Tabelle angegeben, aus Porzellanrohr hergestellt. Solche Isolatoren zeigen die Abb. 425 a (Isolator mit Porzellanschirmen von Telefunken, 120 kV Überschlagsspannung, 6000 kg Bruchlast) und Abb. 425 b (glatter Isolator — sog. Stabisolator — der R. C. A., 120 kV Betriebsspannung, 6500 kg Bruchlast¹⁾). Die in der neuesten Zeit von Telefunken entwickelten und von Hermsdorf-Schomburg ausgeführten Stabisolatoren (ähnlich Abb. 425 b) besitzen eine Bruchfestigkeit von 15000 kg und bei 1 m Baulänge eine Betriebsspannung von 120 kV.

Die Isolatoren nach Abb. 424, 425 a und 425 b werden nach den bekannten Gesichtspunkten mit Sprühschutztellern versehen (s. auch S. 326).

Wird ein Isolator von Regenwasser getroffen, so wachsen seine Verluste stark an, während gleichzeitig seine Überschlagsfestigkeit erheblich sinkt. Die konstruktive Durchbildung strebt deshalb dahin, wenigstens teilweise den Porzellankörper vor Regen zu schützen. Der Isolator nach Abb. 425 a hat die bereits erwähnten Porzellanschirme, während beim Isolator nach Abb. 425 b der obere Sprühschutzsteller trichterförmig ausgebildet ist und so als Regenschirm wirkt.

Wichtig ist es auch, die Innenwandung von Isolatoren aus Porzellanrohr vor Feuchtigkeit zu schützen. Man versieht deshalb die Kappen mit kleinen Öffnungen, die labyrinthartig in das Innere des Isolators führen. Dadurch wird einerseits das Eindringen von Feuchtigkeit verhindert, andererseits gestattet aber die Anordnung, daß Niederschläge, welche sich infolge von Temperaturwechsel auf der Innenseite bildeten, nach außen abfließen können.

Früher versuchte man den gleichen Zweck durch ein Ausgießen des Isolators mit einer Isoliermasse zu erreichen. Man ist jedoch hiervon vollkommen abgegangen, da man mit

¹⁾ Brown, W. W.: Radio Frequency Tests on Antenna Insulators. Proc. Inst. Rad. Eng. S. 495. 1923.

solchen Isolatoren vielfach schlechte Erfahrungen machte. Die Füllmasse veränderte ihre dielektrischen Eigenschaften im Laufe der Zeit, die Verluste nahmen zu und führten schließlich zur Zerstörung des Isolators.

Erwähnt seien noch Isolatoren, bei denen ein Holzstab im Innern eines Porzellanrohres die mechanische Belastung aufnimmt. Der Zwischenraum zwischen dem Holzstab und dem mechanisch nicht beanspruchten Porzellanrohr wurde mit Öl oder Wachs ausgefüllt. In der Hochfrequenztechnik haben sich diese Isolatoren nicht bewährt.

B. Durchhang.

(Vgl. auch S. 128.)

Ist eine Antennenform gewählt, so muß für die zulässige mechanische Beanspruchung des Antennenmaterials der Durchhang der Antennenseile durch Rechnung bestimmt werden. Für die Materialbeanspruchung sind die zu erwartenden Eis- und Windbelastungen mit in Betracht zu ziehen. Um während der meistens weitaus überwiegenden Zeit, in der die genannten zusätzlichen Belastungen nicht auftreten, den geringsten Durchhang zu erzielen, werden die Antennendrähte nicht starr aufgehängt (d. h. derart befestigt, daß der einmal gewählte Durchhang bestehen bleibt), sondern vielmehr mittels Abspannseile über Laufrollen durch Gegengewichte gespannt. Man ordnet die Gegengewichte, deren Größe aus der zulässigen Zugbeanspruchung der Mastspitze, Isolatoren und Seile leicht zu ermitteln ist, so an, daß sie bei Windstille über dem Boden schweben. Tritt nun eine Zusatzbelastung durch Eis oder Wind auf, so vergrößert sich der Durchhang der Antenne, bis zwischen Seilspannung und Gegengewichten wieder Gleichgewicht hergestellt ist — die Gegengewichte werden angehoben. Die erforderliche Nachlaufänge des Gegengewichtes ist gleich dem Betrag $(L_1 - L)$, um den die wahre Länge L_1 des Seiles (also seine Länge zwischen den erwähnten als Auflagerpunkten verwendeten Laufrollen) bei den maximalen Zusatzbelastungen (Wind und Eis) größer ist gegenüber seiner wahren Länge L bei Eigengewicht allein.

Bei normalen Verhältnissen rechnet man mit einer maximalen Windbelastung von 150 kg/m^2 senkrecht getroffener Fläche. Für Seile wird die getroffene Fläche zu Länge \times Durchmesser $\times 0,67$ gerechnet. Der Abgleitungskoeffizient $0,67$ ist ein Erfahrungswert.

Die zu erwartende Eisbelastung richtet sich nach den örtlichen Verhältnissen. Für Rauhreif kann ein spez. Gewicht von $0,3$ bis $0,4$, für feste Vereisung $0,8$ bis $0,9$ angenommen werden.

Zur Zeit der Vereisung kann mit einer maximalen Windlast von 50 bis 75 kg/m^2 gerechnet werden.

Es bedeuten:

g = Gewicht des Seiles pro Meter in kg,

l = Spannweite in m,

L = wirkliche Länge des Seiles bei Belastung durch Eigengewicht in m,

L_1 = wirkliche Länge des Seiles bei Belastung durch Eigengewicht und Wind in m,

h = Nachlaufänge des Gegengewichtes,

S = Seilspannung in kg,

f = Durchhang des Seiles durch Eigengewicht in m,

f_R = Durchhang des Seiles durch Eigengewicht und Wind in m,

n = Windbelastung des Seiles pro Meter in kg,

M_v = stat. Moment aus Eigengewicht,

M_h = stat. Moment aus Windbelastung,

M_R = stat. Moment aus Eigengewicht und Windbelastung.

Als zulässige Seilspannung kann etwa ein Drittel der Bruchfestigkeit des Seiles gesetzt werden.

Die praktischen Werte sind dann nach folgenden Formeln¹⁾ zu berechnen (vgl. auch S. 128):

1. Durchhang durch Eigengewicht

$$M_v = \frac{g \cdot l^2}{8}, \quad f = \frac{M_v}{S} = \frac{g \cdot l^2}{8 \cdot S}.$$

2. Wirkliche Seillänge bei Belastung durch Eigengewicht

$$L = l + \frac{8}{3} \cdot \frac{f^2}{l}.$$

3. Resultierender Durchhang bei Windbelastung

$$M_h = \frac{n \cdot l^2}{8}, \quad M_R = \sqrt{M_v^2 + M_h^2}, \quad f_R = \frac{M_R}{S}.$$

4. Wirkliche Seillänge bei Windbelastung

$$L_1 = l + \frac{8}{3} \cdot \frac{f_R^2}{l}$$

(Nachlaufänge des Gegengewichtes $h = L_1 - L$).

5. Ausschlag des Durchhanges bei Windbelastung

$$\text{vertikal } f_v = \frac{M_v \cdot f_R}{M_R}, \quad \text{horizontal } f_h = \frac{M_h \cdot f_R}{M_R}.$$

Wird die Antenne fest aufgehängt, so muß die Seillänge L_1 gewählt werden. Sind die Aufhängungspunkte der Antenne von verschiedener Höhe (Abb. 426), so erhalten wir den Durchhang

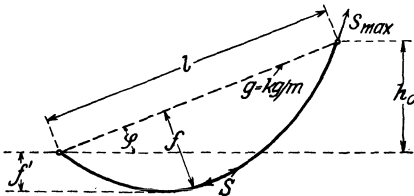


Abb. 426. Durchhang von Antennen.

$$f = \frac{g \cdot l^2 \cdot \cos \varphi}{8 \cdot S}.$$

φ ist der Neigungswinkel der Verbindungslinie der Aufhängungspunkte gegen die Horizontale.

Man erhält die Seilspannung am oberen Aufhängungspunkt zu

$$S_{max} = S + g \cdot (h_0 + f').$$

h_0 bedeutet den Höhenunterschied zwischen oberem und unterem Aufhängungspunkt, f' den Höhenunterschied zwischen unterem Aufhängungspunkt und tiefstem Punkt des Seils.

¹⁾ Die Werte bei Vereisung (gleichmäßig verteilte Last) sind gleichfalls nach 1 und 2 zu berechnen, indem für g das Gewicht des Seils zusätzlich der Eisschicht eingesetzt wird. Ebenso werden die Werte für Windbelastung bei Vereisung nach 3 und 4 berechnet, wobei für die Seilfläche natürlich der Durchmesser des Seils zusätzlich der Vereisung in Rechnung zu setzen ist. Für normale klimatische Verhältnisse der gemäßigten Zone mit Frost wird man mit einer maximalen Vereisung von 4 cm rechnen müssen (also Durchmesser gleich Seildicke plus 8 cm), wobei man für die innere Schicht von ca. 2 cm Stärke Eis, für die äußere Rauhref annehmen kann.

VI. Funkenstrecken.

Bearbeitet von F. Weichart.

I. Allgemeines.

A. Definitionen.

Unter Funkenstrecke versteht man eine in die Strombahn eingeschaltete Gasstrecke, die von einem Funken durchschlagen wird, sobald die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Elektroden einen gewissen Betrag (**Funkenspannung**, Überschlagspannung, Entladungspotential) überschreitet.

Die größte Entfernung, die von einem Funken bei gegebener Spannung eben noch durchschlagen wird, heißt **Schlagweite**.

In erweitertem Sinne versteht man unter Funkenstrecke auch die gesamte Elektrodenanordnung.

B. Funkenspannungen und Schlagweiten.

Die niedrigste Spannung, bei der eine Entladung zwischen zwei Elektroden durch das trennende Gas einsetzt, ist abhängig einerseits von Größe, Gestalt, Material und vor allem Abstand der Elektroden, andererseits von Art, Druck, Temperatur, Feuchtigkeitsgehalt und Ionisationszustand des Gases.

Nach erfolgter „Zündung“ ist zur Aufrechterhaltung des Lichtbogens nur noch eine viel kleinere Spannung („Brennspannung“) erforderlich.

Die Aufstellung von Formeln für die Schlagweite führt nur zu angenäherten Werten (vgl. S. 655). Meist werden empirische Tabellen (vgl. Tabelle 77, S. 656) benutzt; bei ihrem Gebrauch sind die vorgenannten Einflüsse zu berücksichtigen. Ferner ist zu beachten, ob es sich um Gleich- oder Wechselspannungen handelt. Die meisten Tabellen beziehen sich auf den Ausgleich statischer Ladungen; bei Wechselspannungen sind entweder die Effektivwerte E_{eff} oder die Scheitelwerte E_{max} angegeben.

Aus den Messungen verschiedener Forscher¹⁾ ergeben sich die in Abb. 427 graphisch dargestellten Werte²⁾. Als Elektroden dienten dabei Kugeln von r cm Radius; ihr lichter Abstand in mm ist mit S_{mm} bezeichnet. 3° Temperaturabnahme und 8 mm Druckzunahme bewirken eine Erhöhung der Entladespannung um 1% (nach Heydweiller u. a.).

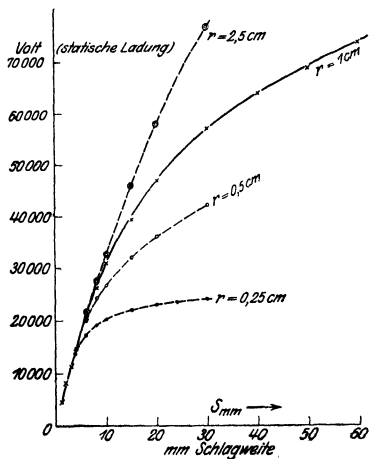


Abb. 427. Funkenspannungen zwischen Kugeln.

¹⁾ Vgl. Fußnote 1, S. 654, ferner Kohlrausch, F.: Lehrb. d. prakt. Physik. 11. Aufl., S. 720. Leipzig 1910. — Jaeger, W.: Elektr. Meßtechnik, S. 182. Leipzig 1917. — Zenneck, J.: Lehrb. d. drahtl. Telegr. 5. Aufl. S. 477—478. Stuttgart 1925.

²⁾ S. auch Messungen mit Funkenmikrometer S. 654. Vgl. ferner Kehse, W.: Berechnung der Überschlagswege von Kugelfunkenstrecken in der Luft usw. ETZ 45, Heft 11, S. 201. 1924.

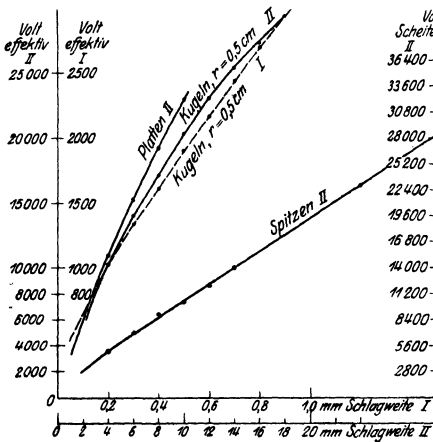


Abb. 428. Funkenspannungen.

zugswise zu messen (Funkenmikrometer; s. S. 654). Bei Funkensendern, zumal bei den modernen Systemen, kommen nur ganz geringe Elektrodenabstände (Löschfunkenstrecke meist 0,2 mm) in Betracht.

Die Funkenspannung kann entweder direkt gemessen, kann aber auch, wenn es sich um einen Kondensator handelt, der sich über eine Funkenstrecke entlädt, berechnet werden aus der Anzahl der Ladungen pro Sekunde, der Ladestromstärke und der Kapazität des aufgeladenen Kondensators [Verfahren von M. Vos]²⁾.

Bei hohen Frequenzen ($f = 10^6$ Hertz oder mehr) decken sich die Funkenspannungen nicht mehr mit den statischen, können vielmehr ein Vielfaches derselben betragen³⁾.

C. Der Vorgang in der Funkenstrecke⁴⁾.

Der Stromdurchgang durch ein Gas kommt dadurch zustande, daß positiv und negativ geladene Gasteilchen (Ionen) sich im elektrischen Felde bewegen. Man nimmt an, daß solche überall vorhanden sind. Ist der Potentialgradient hinreichend groß, so erreichen diese Ionen bald eine solche Geschwindigkeit, daß sie in diesem Zustand, neutrale Gasteilchen zu zertrümmern und in positive und negative Ionen (neuerdings auch häufig als „Träger“ bezeichnet) zu verwandeln (Ionisierung durch Ionenstoß; **Stoßionisation**). So entsteht eine „selbständige Strömung“; bei genügender Energienachlieferung bildet sich ein Lichtbogen, im anderen Fall (besonders bei Kondensatorentladungen) ein elektrischer **Funke**.

Abstand, Form und Größe der Elektroden beeinflussen die Höhe der Funkenspannung, weil durch diese Größen die räumliche Verteilung der Ladungen, die elektrische Dichte und die Potentialverteilung bestimmt wird. Das Elektrodenmaterial ist von Bedeutung, weil sich in der Hitze des Funkens Metaldämpfe bilden, die die Leitfähigkeit der Gasstrecke verändern.

Die Ionisationsfähigkeit ist davon abhängig, ob die Gasstrecke unter dem Einfluß ionenbildender Faktoren gestanden hat oder dauernd steht (ultraviolette, Röntgen-, radioaktive Strahlen, Erhitzung), ferner von der Art, dem Druck, der Temperatur des Gases (Größe, Schwere, Beweglichkeit der Moleküle).

Solange keine selbständige Strömung besteht, wirkt die Funkenstrecke wie ein unendlich hoher Widerstand (Isolator); sobald aber ein Funke einsetzt, sinkt

¹⁾ Vgl. Strecker, K.: Hilfsbuch f. d. Elektrotechn. 9. Aufl., S. 643. Berlin 1921.

²⁾ Rein-Wirtz: Radioteleg. Praktikum. 3. Aufl., S. 289, Berlin 1921.

³⁾ Leontiewa, A.: Über die Entladungspotentiale für schnelle elektrische Schwingungen. Phys. Zeitschr. 23, S. 33. 1922.

⁴⁾ Eine sehr übersichtliche Darstellung hiervon gibt Seeliger, R.: Der Elektrizitätsdurchgang durch Gase. Siemens-Zeitschr. Heft 6, S. 280. 1923.

Bemerkenswert ist, daß die Schlagweite mehr als direkt proportional mit der angelegten Spannung wächst. Bei Spitzen ist die Funkenspannung geringer, bei Platten größer als bei Kugeln [s. Abb. 428¹⁾].

Gewöhnlich dient als Gasstrecke Luft. Andere Gase haben wesentlich andere Entladungsspannungen; bei Kohlensäure ist sie um etwa 4%, bei Wasserstoff um etwa 40% niedriger als die angegebenen Werte.

Die üblichen Tabellen berücksichtigen im allgemeinen nur große Schlagweiten. Sie bieten ein bequemes Mittel, um hohe Spannungen näherungsweise zu messen (Funkenmikrometer; s. S. 654).

dieser Widerstand auf einen geringen Betrag herab. Ein Teil der die Funkenstrecke durchfließenden elektrischen Energie setzt sich dabei in Wärme und Lichterscheinung um (Funkendämpfung). Bei gut konstruierten Funkensendern macht dieser Verlust vielfach den größten Teil der Gesamtverluste aus.

D. Anwendungen von Funkenstrecken.

a) Zur Einleitung einer Kondensatorentladung bei Funkensendern.

Eine Kapazität C bildet zusammen mit einer Induktivität L einen Schwingungskreis, der vorerst noch durch die Funkenstrecke F geöffnet ist. C wird durch eine elektrische (meist Wechsel-) Spannung aufgeladen; der Ladestrom kann dabei L durchfließen (Abb. 429a) oder nicht (Abb. 429b). Sobald die Funkenspannung überschritten wird, setzt bei F ein Funke ein; der Schwingungskreis ist geschlossen, solange der Ionisationszustand von F anhält.

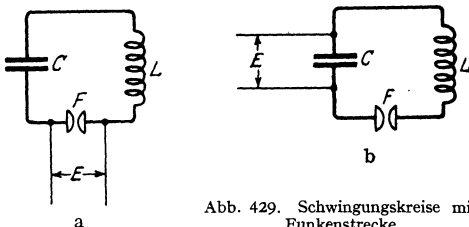


Abb. 429. Schwingungskreise mit Funkenstrecke.

a) Ladespannung an Funkenstrecke, b) Ladespannung an Kondensator.

Bei modernen Funkensendern (s. S. 731) ist man bestrebt, den Funken baldmöglichst zu „löschen“ (Löschfunkenstrecken). Man erreicht dies bei Plattenfunkenstrecken durch Verwendung sehr geringer Elektrodenabstände und ausgiebige Kühlung, bei längeren Funken durch die Einwirkung eines transversalen Magnetfeldes oder aber durch Rotation der Elektroden (rotierende Funkenstrecke).

b) Als Überspannungsschutz (insbesondere als Blitzschutzsicherung).

α) An Antennen.

Meist werden Funkenstrecken aus Zinkplatten oder Messingkugeln benutzt. Antenne und Erde sind mit je einer der beiden Elektroden verbunden (s. Abb. 430), sie sich in geringem Abstand gegenüberstehen. Auf diese Weise sollen durch atmosphärische Entladung (oder benachbarte Sender) in der Antenne induzierte Überspannungen unschädlich gemacht werden.

β) An Empfängern.

Antennen- und Erdanschluß sind an je eine federnde Klemme geführt, in die eine Überspannungsschutzsicherung (Kohlenfunkenstrecke) eingesetzt wird.

γ) An Sendern.

An der Sekundärseite von Hochspannungstransformatoren, bisweilen auch parallel zur Anodengleichspannung bei Röhrensendern, wird häufig eine Funkenstrecke angeordnet, um beim Auftreten von Überspannungen einen Kurzschluß herbeizuführen, der ein Durchbrennen der Sicherungen im Primärkreis verursacht.

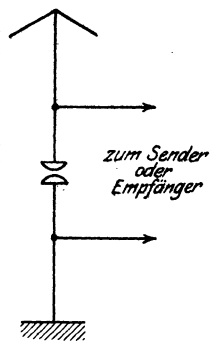


Abb. 430. Funkenstrecke als Blitzschutz.

δ) Bei Wellenmessern.

Parallel zu dem Drehkondensator ist im allgemeinen eine kleine Funkenstrecke angeordnet, um ein Durchschlagen des Kondensators bei zu fester Koppung zu verhindern.

c) Als Funkenmikrometer zur Spannungsmessung s. S. 654.

2. Ausführungsformen.

A. Knall- oder Knarrfunkenstrecken.

Die ältesten Formen sind Kugel- (Abb. 431 a), Platten- (Abb. 431 b), Pilz- (Abb. 431 c) oder ringförmige Funkenstrecken.

Anzahl der aufeinander folgenden Funken auf maximal etwa 100 pro sec beschränkt. Funkenübergang erfolgt mit heftigem Knall, zumal bei größeren Elektrodenabständen (Knallfunken-

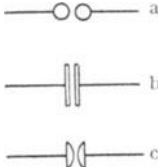


Abb. 431. a) Kugel-, b) Platten-, c) pilzförmige Funkenstrecken.



Abb. 432. Righische Funkenstrecke.

strecke). Mit solcher Funkenstrecke ausgerüsteter Sender erzeugt im Telephon des Empfängers ein knarrendes Geräusch (daher Knarrfunken).

Als günstigste Form wurde in der ersten Zeit der drahtlosen Telegraphie die in Abb. 432 dargestellte angesehen¹⁾, bei der die Funkenstrecke dreifach unterteilt ist; die beiden äußeren Abstände sind groß, der innere (meist in Petroleum oder Vaselineöl) gering (Marconi. Righi).

B. Löschfunkenstrecken²⁾.

Um eine möglichst schnelle Löschwirkung (in etwa $\frac{1}{10000}$ sec) zu erzielen, verwendet man die zuerst von M. Wien³⁾ (1906) angegebene Löschfunkenstrecke

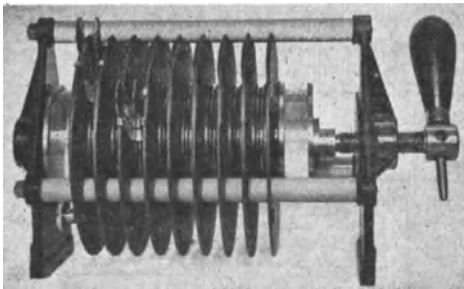


Abb. 433. Löschfunkenstrecke von Telefunken.

(Abb. 433). Diese ist gekennzeichnet durch ganz geringe Funkenlängen (0,2 mm) und durch sehr kräftige Kühlung, die erreicht wird durch Verwendung großer Metallmassen von guter Wärmeleitfähigkeit und, falls nötig, durch Anblasen mittels Ventilator. Telefunken benutzt kreisrunde ebene Kupferplatten, deren Arbeitsfläche mit aufgelegtem Silber versehen ist. Bei größeren Funkenstrecken wird obendrein zwischen je einem Paar Elektroden noch

eine große Metallplatte⁴⁾ (Kühlplatte) eingelegt. H. Boas⁵⁾ baut Funkenstrecken aus Wolfram (Abb. 434) von ganz kleinem Plattendurchmesser (10 mm) und außerordentlich geringem Abstand (wenige Hundertstel Millimeter).

¹⁾ Dessau - Righi: Die Telegraphie ohne Draht. 2. Aufl., S. 177. Braunschweig 1907.

²⁾ Vgl. Zenneck, J.: Lehrb. d. drahtl. Telegr., S. 222—226. Stuttgart 1925.

³⁾ Wien, M.: Phys. Zeitschr. 8, S. 871. 1906; 9, S. 49. 1908.

⁴⁾ In Abb. 7 sehr deutlich zu erkennen; hier sind 8 Funkenstrecken vorhanden, davon gerade 2 kurzgeschlossen.

⁵⁾ Boas, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 5, S. 563. 1912.

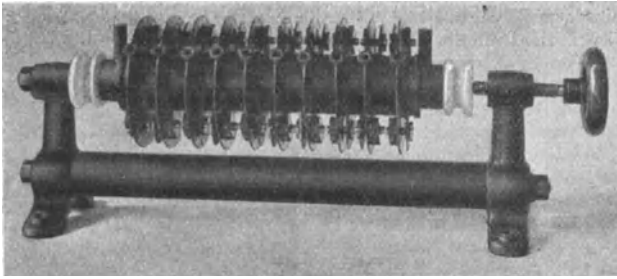


Abb. 434. Löschfunkenstrecke von Boas.

Der richtige Abstand der Funkenstrecken wird meist durch zwischengelegte Glimmerringe aufrechterhalten; dabei kann die Anordnung so getroffen sein, daß entweder die Arbeitsfläche innen und die Auflagefläche für die Glimmerringe außen ist (Abb. 435) oder aber umgekehrt (Abb. 436); Arbeits- und Auflagefläche sind durch eine Nut getrennt, um ein Verbrennen des



Abb. 435. Geschlossene Löschfunkenstrecke.



Abb. 436. Offene Löschfunkenstrecke.

Glimmerringes zu verhüten. Die Glimmerringe müssen sehr exakt planparallel geschnitten und sehr sorgfältig ausgesucht sein, damit eine gleichmäßige Beanspruchung der Arbeitsfläche erreicht wird.

Die zentrische Lage der Funkenstreckenplatten wird dadurch erzielt, daß dieselben auf Glas- oder Porzellanstäbe gestellt und dann unter Vorlegung von Druckstücken aus Glas oder Porzellan zusammengepreßt werden (s. Abb. 433). Bisweilen sind auch die Platten in der Mitte durchbohrt und werden auf einen „Aufreihstab“ (aus Glas, Porzellan oder Holz) gesteckt, der nach der Zusammensetzung in der Funkenstrecke verbleibt oder herausgenommen wird.

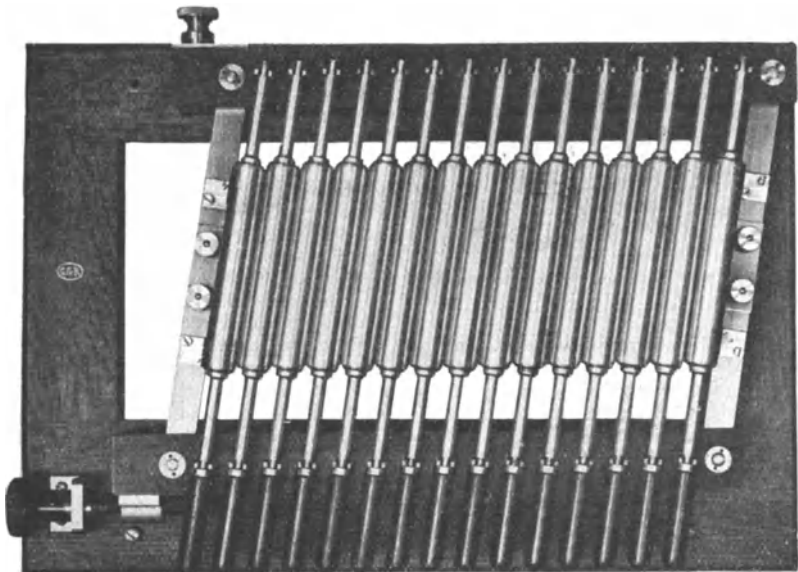


Abb. 437. Walzenlöschfunkenstrecke.

Weniger von Bedeutung ist die Plattenfunkenstrecke¹⁾ von E. v. Lepel, bei der der richtige Abstand durch eine Papierscheibe hergestellt wurde, ebenso die von Koch²⁾ angegebene zylindrische Funkenstrecke. Auch die von C. Lorenz nach Angabe von Scheller³⁾ gebaute Funkenstrecke, die aus zwei konzentrischen Kugelschalen besteht, hat wohl keine größere Verbreitung erlangt.

Andere (vor allem französische) Konstrukteure haben es vorgezogen, nicht platten-, sondern walzenförmige Elektroden zu benutzen. Durch gleichförmige langsame Drehung der einzelnen Walzen kann man eine vollkommen gleichmäßige Beanspruchung und Abnutzung der Elektroden erzielen (Abb. 437).

Um größere Energien auslösen zu können, schaltet man mehrere Einzelfunkenstrecken (bis zu etwa 100 Stück) in Serie (Serienfunkenstrecken).

Anzahl der Funken bei Löschfunkenstrecken etwa 300 bis 2000 pro sec; in der Praxis meist 1000 bis 2000 pro sec.

C. Funkenstrecken mit rotierenden Elektroden⁴⁾.

Ein möglichst schnelles Abreißen des Funkens kann auch dadurch erreicht werden, daß man den Funken zwischen zwei Elektroden übergehen läßt, von denen die eine schnell an der anderen vorbeirotiert.

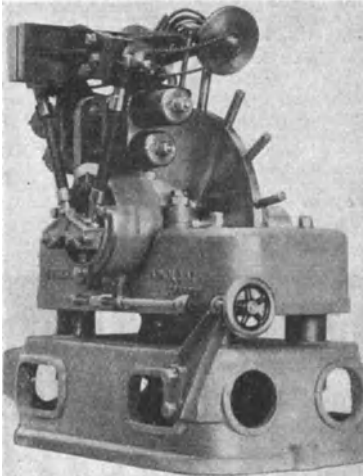


Abb. 438. Rotierende Funkenstrecke von Marconi.

Um eine saubere Funkenfolge zu erzielen, ist es bei der Verwendung von Wechselstrom nötig, es so einzurichten, daß die Elektroden gerade dann einander begegnen, wenn der Kondensator des Schwingungskreises die höchste Spannung besitzt. Ist dies nicht der Fall, so ist die Funkenfolge unregelmäßig (Partialfunken), der Wirkungsgrad und der Ton des Senders wird schlecht.

Die Ausführungsformen dieser Funkenstrecken unterscheiden sich nur unerheblich; die meisten sind so gebaut, wie in Abb. 438 bildlich angegeben. Die Drehung des Zahn-, Zacken-, Speichen- oder mit seitlichen Vorsprüngen versehenen Rades erfolgt entweder durch einen besonderen Hilfsmotor, oder aber dieses Rad sitzt direkt auf der Welle des Generators, der den Betriebswechselstrom liefert. Die feststehende Elektrode ist entweder ein vorn zugespitzter Metallstab oder aber sie ist walzenförmig ausgebildet und wird (meist durch ein Schneckengetriebe)

ebenfalls in Rotation versetzt, um eine gleichmäßige Abnutzung zu erzielen.

Abgesehen davon, daß bei einer einzelnen Anordnung meist zwei feste Elektroden vorhanden sind (s. Abb. 438), ist es im allgemeinen nicht üblich, eine größere Anzahl solcher Funkenstrecken in Serie zu schalten, vielmehr wird der Elektrodenabstand reguliert. Funkenstrecken dieser Art waren und sind noch sehr weit verbreitet, vor allem in Stationen der englischen und italienischen Marconi-Gesellschaft. Auch in Rußland hat man (Aysenstein) sehr weitgehend dieses System verwendet, ebenso in Amerika (Fessenden).

¹⁾ Jahrb. d. drahtl. Telegr. 4, S. 294. 1911.

²⁾ Jahrb. d. drahtl. Telegr. 2, S. 229. 1909.

³⁾ Jahrb. d. drahtl. Telegr. 5, S. 243. 1911.

⁴⁾ Vgl. Zenneck, J.: l. c. S. 241—247.

Die Zahl der Elektrodenbegegnungen pro Sekunde muß im allgemeinen gleich der Wechselzahl des Wechselstromgenerators sein, kann jedoch auch $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$ usw. davon betragen. Der durch eine solche Funkenstrecke erzeugte Ton hat im Empfänger eine Blechinstrument-Klangfarbe, im Gegensatz zu dem mehr flötenartigen Ton der Löschfunkenstrecke. Wenn letzterer auch durchdringender und infolgedessen bei Störungen durch fremde Sender oder atmosphärische Entladungen größtenteils (jedoch keineswegs immer!) dem erstgenannten überlegen ist, so ist der Blechton für das Ohr angenehmer, zumal wenn es sich um lange Aufnahmezeiten handelt.

Mit rotierenden Funkenstrecken ausgerüstete Sender werden häufig auch mit Gleichspannung betrieben (Abb. 737, S. 735).

3. Funkenwiderstand. Dämpfung durch die Funkenstrecke.

Entläßt sich der Energieinhalt eines Schwingungskreises über eine Funkenstrecke, so nehmen die Amplituden dieser Oszillationen dauernd ab. Das wird zum größten Teil bedingt durch Umsetzung der elektromagnetischen Energie in Wärme, die im Kondensator, der Selbstinduktion und der Funkenstrecke erzeugt wird. In den beiden erstgenannten können die Verluste praktisch sehr klein gehalten werden, so daß sie in der Hauptsache durch die Funkenstrecke verursacht werden. Daß hier in der Tat beträchtliche Energien vernichtet werden, erkennt man schon aus der Menge der entwickelten Wärme.

Unter Zugrundelegung eines mittleren effektiven Stromwertes J kann man den Verlust in der Funkenstrecke als $J^2 \cdot R$ schreiben, wobei man dann R als den „Funkenwiderstand“ bezeichnet. Es ist aber zu beachten, daß dieses R ebenfalls nur ein fiktiver Wert ist, insofern als R selbst wiederum vom Strom abhängig ist. Mit abnehmendem Strom nimmt der Funkenwiderstand zu. Das Abklingen der Schwingungsamplituden erfolgt daher nicht nach einer Exponentialkurve, sondern schneller, ungefähr in einer Geraden (Abb. 439).

Um die Verluste in der Funkenstrecke klein zu halten, ist demzufolge eine möglichst hohe Strombelastung zu wählen.

Bei geringen Funkenlängen ist die Dämpfung relativ stärker als bei großen; eine Serienfunkenstrecke von 10 Einzelfunkenstrecken zu je 0,2 mm hat demnach mehr Dämpfung als eine Einzelfunkenstrecke mit 2 mm Abstand.

Weiterhin ist die Funkendämpfung abhängig von dem Elektrodenmaterial; je größer das Leitvermögen der durch den Funken gebildeten Metalldämpfe ist, um so geringer ist die Dämpfung.

Die Messung der Funkendämpfung hat mit Vorsicht zu erfolgen, da sich leicht vollkommene Fehlmessungen ergeben, wenn die Messung nicht unter genau denselben wie den Betriebsverhältnissen vorgenommen wird. Die Messung kann erstens in der Weise geschehen, daß man die Funkenstrecke in einen Schwingungskreis einfügt und dessen Dämpfung mit und ohne Funkenstrecke ermittelt, zweitens durch ein Substitutionsverfahren¹⁾, drittens auf kalorimetrischem Wege.

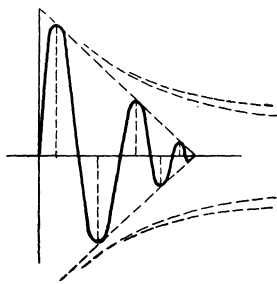


Abb. 439. Abklingen einer Schwingung infolge Funken-dämpfung.

¹⁾ Näheres s. unter „Dämpfungsmessungen“ S. 675 ff., besonders S. 684.

VII. Detektoren und Thermoelemente.

Bearbeitet von H. Harbich.

I. Kristalldetektoren (Kontakt-detektoren).

A. Wirkungsweise und Charakteristik der Kontakt-detektoren¹⁾

(vgl. auch S. 251).

Die Verwendung der Kristalldetektoren als Gleichrichter beruht auf thermo-elektrischen oder elektrolytischen Wirkungen in den Berührungspunkten von Kristallen mit Kristallen oder von Kristallen mit Metallen. Eine voll-ständige Klärung der Wirkungsweise ist noch nicht herbeigeführt worden. Neuerdings wird auch angenommen, daß in der Berührungsfläche eine Elek-tronenemission auftritt, die bei ver-schiedener Stromrichtung verschiedenen

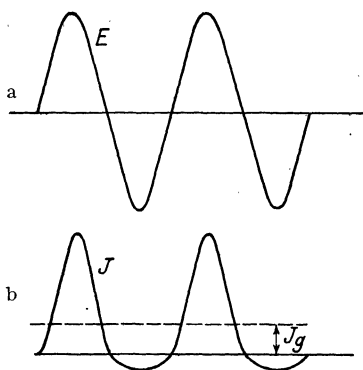


Abb. 440. Gleichrichterwirkung der Detektoren.

Widerstand bedingt und sonach eine **Gleichrichterwirkung** hervorruft. Wahr-scheinlich treten verschiedene Wirkungen gleichzeitig auf. Es ist jedoch anzunehmen, daß die thermoelektrische Wir-kung hierbei die Hauptrolle spielt, da die Thermokräfte der für Detektoren ver-wendeten Kristalle gegen Metalle sehr groß sind (vgl. Tabelle 45, S. 436).

Jedenfalls erzeugt eine hochfrequente EMK E (s. Abb. 440 a) einen gleichgerich-teten Strom J (Abb. 440 b), der durch eine größere Selbstinduktion (z. B. Telephon) angenähert in einen Gleichstrom J_g ver-wandelt wird. Sind solche EMKe ab-klingend (Abb. 441), so erhält man keinen Gleichstrom mehr, sondern einen

Strom J_T . Werden solche Schwingungsgruppen in einem hörbaren Tonfall (Ton-frequenz) ausgesandt, so ist J_T ein im Telephon hörbarer Wechselstrom. Solche Schwingungen erzeugt der „tönende Sender“ (S. 219 und 731); der Detektor gestattet bei diesen unmittelbar einen hörbaren Empfang. In ähnlicher Weise erzeugt der

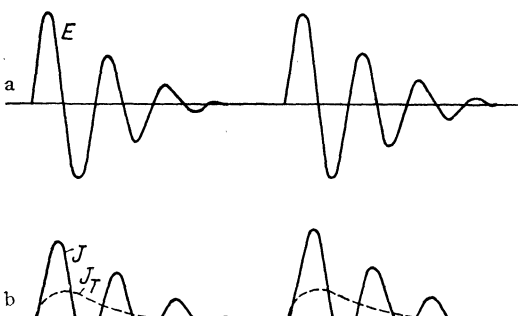


Abb. 441. Wirkung des Detektors bei gedämpften Schwingungen.

Detektor die Töne durch Gleichrichtung der mo-dulierten Schwingungen bei Telephonieemp-fang.

In welchem Maße ein Detektor bei ver-schiedenen Spannungen gleichrichtet, zeigt die Charakteristik des Detektors, d. h. die Ab-hängigkeit des durch den Kontakt fließenden Stromes von der am Kontakt wirkenden Spannung.

¹⁾ Literatur: A. Scheibe: Helios 1926, H. 3 und 7. — A. Günther-Schulze: Elektrische Gleichrichter und Ventile, S. 85 ff., München 1924. Verlag: Kösel & Pustet. — Szeckely, A.: Wiener Ber. 127, S. 719. 1918. — Schottky, W.: Z. f. Phys. 14, S. 63. 1923. — Haus-rath, H.: Jahrb. d. drathl. Telegr. 10, S. 64, 1916.

Abb. 442 zeigt die Charakteristik eines Karborunddetektors. Man sieht, daß bei kleinen Spannungen keine Gleichrichtung des Stromes eintreten wird, da die Kurve in Null einen Wendepunkt besitzt. Bei Spannungen von 1 V ist der in einer Richtung durchgelassene Strom schon mehr als doppelt so groß als nach der anderen Richtung. Die Gleichrichterwirkung steigt mit wachsender Spannung. Ist der Empfang aber nicht laut genug, um Spannungen genügender Größe an den Kontakt zu geben, dann muß man eine Gleichstromhilfsspannung benutzen, um den Arbeitspunkt auf der Charakteristik in einen günstigeren Teil der Charakteristik zu verschieben. Eine hierfür verwendbare Schaltung gibt Abb. 272, S. 251, wieder. Nimmt man eine Hilfsspannung von $+1$ V, dann erhält man schon, wie die Kurve zeigt, eine vorzügliche Gleichrichterwirkung. Wie später im Abschnitt E, a (S. 429) durchgeführt wird, bleibt die Verbesserung der Gleichrichterwirkung auch noch oft bestehen, wenn man die Hilfsspannung wieder wegnimmt. Es tritt dann eine dauernde Verschiebung der Charakteristik ein, die so lange bestehen bleibt, als der Kontakt unverletzt bleibt.

Grundsätzlich anders als die Charakteristik des Karborunddetektors ist z. B. die des Perikondetektors (Abb. 443). Die Kurve ist bei ganz kleinen Spannungswerten aufgenommen, und man sieht, daß hier schon in der Nähe von Null eine vorzügliche Gleichrichterwirkung besteht.

Die Detektorschaltungen mit und ohne Hilfsspannung s. S. 252.

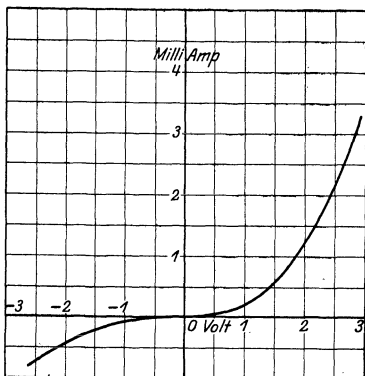


Abb. 442. Charakteristik eines Karborunddetektors.

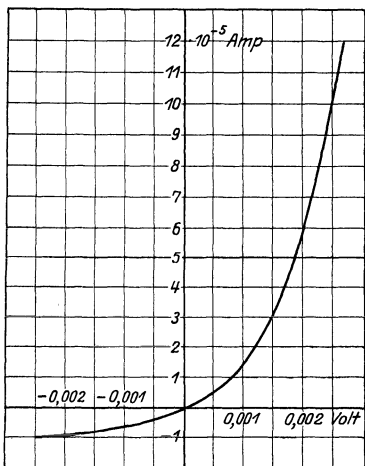


Abb. 443. Charakteristik des Perikondetektors.

B. Über Kristalle und ihre Verwendbarkeit¹⁾ für Detektoren.

Für Kontaktdetektoren sind von den Elementen nur Kohlenstoff (Graphit), Silizium und Tellur brauchbar. Alle anderen verwendbaren Materialien sind Metallverbindungen. Von den Metallverbindungen sind wieder in geringerem Maße die Oxyde und in größerem die Sulfide verwendbar. Alle anderen Verbindungen, wie Silikate, Karbonate und Phosphate, sind für Kontaktdetektoren unbrauchbar. Brauchbare Oxyde sind ferner die Sauerstoffverbindungen von Zink, Zinn, Eisen, Mangan, Titan, Thorium, ferner auch Oxydhäutchen von Kupfer, Nickel usw. Von den Sulfiden steht an erster Stelle das Bleisulfid und Verbindungen mit diesen. Sehr gute Gleichrichterwirkungen geben auch die Sulfide

¹⁾ Nach einer Arbeit von James Strachan: The Chemistry and Mineralogy of Crystals. Wireless World and Radio Review, 4. Juni 1924, der auch die Tabellen 35 bis 43 entnommen sind.

von Eisen und Kupfer, die als Pyrit bekannt sind, und Verbindungen dieser Sulfide mit Blei, Zink usw. Aus dieser Zusammenstellung geht hervor, daß die Zahl der brauchbaren Gleichrichtermaterialien eine sehr beschränkte ist, und auch unter den genannten ist der Unterschied in der Gleichrichterwirkung außerordentlich groß, vor allem ist die Gleichrichterwirkung bei einem großen Teil dieser Materialien nur unter Verwendung eines Gleichstromhilfspotentials möglich. Bei den meisten wird durch geeignete Verwendung eines Hilfspotentials die Empfindlichkeit gesteigert.

Grundbedingung für die Brauchbarkeit dieser Metallverbindungen als Detektoren ist eine gewisse Leitfähigkeit. Doch gibt diese kein Maß für die Brauchbarkeit als Detektor; vor allem ist das Vorhandensein von Leitfähigkeit nicht unbedingt ein Merkmal für eine Gleichrichterwirkung. Viele Metallverbindungen besitzen wohl Leitfähigkeit, aber keine Gleichrichtereigenschaft. Die Tabelle 35

Tabelle 35.

Mineralien mit Leitfähigkeit und ohne Gleichrichtereigenschaft.

Rotnickelglanz (Niccolit)	NiAs
Antimonsilber (Dyscrasite) . . .	Ag ₂ Sb oder Ag ₃ Sb
Antimonsilber (Breithauptite) . .	NiSb

gibt eine Zusammenstellung solcher Materialien, welche eine Leitfähigkeit besitzen, aber als Gleichrichter nicht verwendbar sind. Diese Materialien sind also für Detektoren ganz ungeeignet. Eine weitere Zahl von Mineralien gibt an und für sich trotz ihrer Leitfähigkeit ebenfalls keine Gleichrichterwirkung. Aber diese tritt, wenn auch in geringerem Maße, in Erscheinung, wenn ein Hilfspotential verwendet wird. Tabelle 36 gibt diese Mineralien an. Die Tabelle 37 gibt da-

Tabelle 36.

Mineralien mit Gleichrichtereigenschaft bei Hilfspotential.

Pyrite, Magnetkies (Pyrrotite)	Fe _n S _n + 1
Arsenickelglanz (Gersdorffit)	NiAsS
Speiskobalt (Smaltite)	CoAs ₂
Wismutglanz (Bimutinite)	Bi ₂ S ₃

Tabelle 37.

Mineralien mit Gleichrichtereigenschaft bei stärkeren Strömen.

Fahlerz, Tetraëdrit	4 Cu ₂ S—Sb ₂ S ₃
Buntkupfererz, Bornit	Cu ₃ FeS ₃
Franklinit	(FeMnZn)O, (FeMn) ₂ O ₃
Arsenikies (Mispickel)	FeAsS
Manganit, Psilomelane	MnO[OH]
Pyrolusit	MnO ₂ (+ nH ₂ O)
Grünlingit	Bi ₄ TeS ₃

gegen die Namen jener Mineralien, die bei starken Hochfrequenzregungen eine schwache Gleichrichtung auch ohne Hilfspotential zeigen. Die Gleichrichterwirkung wird wesentlich verbessert, wenn ein Gleichstrompotential verwendet wird. Doch bleibt auch hier noch die Gleichrichterwirkung schwach, d. h. die Gleichrichterwirkung ist nur eine teilweise, der scheinbare Widerstand eines solchen Detektors ist in der einen Richtung nur um geringes größer als in der anderen Richtung. Die Tabelle 38 gibt die Materialien an, die bei starken Schwingungen gute, aber schwache Gleichrichterwirkung geben. Die Gleichrichterwirkung wird

Tabelle 38.

Mineralien mit schwacher Gleichrichtereigenschaft bei starken Strömen.

Molybdänglanz (Molybdenite)	MoS ₂
Titaneisen (Ilmenite)	FeTiO ₃
Magneteisen (Magnetite)	Fe ₃ O ₄
Kupferkies	CuFeS ₂
Graphit	C
Silberkupferglanz (Stromeyerite)	Cu ₂ S · Fe ₂ S
Covellin	CuS
Arsenfahlerz (Tennantite)	4 Cu ₃ S · As ₂ S ₃
Zinnkies (Stannite)	Cu ₂ F ₂ SnS ₄

durch Anwendung eines Hilfspotentials wesentlich verbessert. Diese Materialien geben brauchbare Kontaktdetektoren, jedoch muß der Kontaktdruck sehr fein eingestellt werden. Eine geringe Pressung gibt schon metallische Leitung und vernichtet die Gleichrichterwirkung. Tabelle 39 umfaßt nun die brauchbarsten Mineralien für Kontaktdetektoren. Auch bei diesen wird die Gleichrichterwirkung meistens durch Verwendung eines Hilfspotentials verbessert.

Tabelle 39. Mineralien für Detektor besonders geeignet.

Rotzinkerz (Zincite)	(Zn, Mn)O
Zinnstein (Cassiterite)	SnO ₂
Eisenkies, Pyrit	FeS ₂
Bleiglanz (Galena)	PbS
Jamesonit	Pb ₂ Sb ₂ S ₅
Bourbonit	PbCuSbS ₃ oder 3 (PbCu ₂)S, Sb ₃ S ₂
Freieslebenit	(PbAg ₂) ₅ Sb ₄ S ₁₁
Tellurblei	PbTe
Nagyagit	Au ₂ Sb ₂ Pb ₁₀ Te ₆ S ₁₅
Silizium	Si
Tellur	Te
Karborund	SiC

Die Empfindlichkeit des Kontaktdetektors hängt in der Hauptsache von der chemischen Zusammensetzung des Kristallmaterials und seinen physikalischen Eigenschaften ab. Außerdem ist aber für die Empfindlichkeit des Detektors von großem Einfluß die Stärke des Kontaktdruckes, die Temperatur des Kontaktes, die Reinheit des Kontaktes und schließlich in den meisten Fällen die Größe des Hilfspotentials.

C. Zusammensetzung des Materials und seine physikalischen Eigenschaften¹⁾.

Die Empfindlichkeit ändert sich in weitem Maße mit der chemischen Zusammensetzung des Minerals und seiner physikalischen Form.

a) Einfluß der chemischen Zusammensetzung.

Es ist bekannt, daß an und für sich chemisch gleichartige Substanzen je nach der Form der Kontaktstelle verschiedene Empfindlichkeit haben, daß andererseits Kontaktstellen gleicher Form von ihrer chemischen Zusammensetzung abhängig sind. Aber auch ein und dasselbe Material ändert seine Empfindlichkeit in weitem Maße mit Änderung seiner chemischen Zusammensetzung. So ändert sich z. B.

¹⁾ Siehe Fußnote S. 425.

die Empfindlichkeit von Rotzinkerz mit seinem Mangan Gehalt. Die tiefroten Stücke, die etwa 10% Manganoxyd enthalten, sind viel empfindlicher als die blassen Stellen, die nur $\frac{1}{2}\%$ und weniger Manganoxyd enthalten. Am besten kann man die Beeinflussung der Empfindlichkeit durch Zusätze studieren an den künstlich hergestellten Bleiglanzkrystallen (Galena), die man durch Schmelzen und Kristallisation eines Bleisulfids erhält. So wird durch bestimmte Zusätze von Silber oder Antimonsulfiden, die an und für sich selbst keine Gleichrichterwirkung besitzen, die Empfindlichkeit des Bleiglanzes wesentlich erhöht, während sie durch Zusatz von Zinksulfid verringert wird. Allerdings werden durch diese Zusätze auch die physikalischen Eigenschaften des künstlichen Bleiglanzes verändert; es ändert sich die Struktur des Materials, die Härte und die Leitfähigkeit. Auch elektrischer Widerstand und Härte beeinflussen bei ein und demselben Material die Gleichrichterwirkung. Allerdings sind beide Größen allgemein kein Maß für die Brauchbarkeit eines Materials als Gleichrichter. Meistens haben auch die härtesten Substanzen, wie Silizium und Karborund, den größten elektrischen Widerstand, während weiches Material, wie Bleiglanz, einen niedrigeren Widerstand besitzen. Tabelle 40 zeigt, daß die Stärke der Gleichrichterwirkung bei verschiedenen Materialien nicht unmittelbar vom Härtegrad abhängig ist.

Tabelle 40.
Relative Härte und Gleichrichterwirkung verschiedener
Kristalle.

Name des Kristalls	Härte	Gleichgerichteter Strom in mA	Bemerkungen
Künstlicher Bleiglanz (Synthetic Galena)	2,5	2,0	—
Rotzinkerz (Zincite)	4,5	1,5	tiefrote Proben
Eisenkies (Pyrit)	6,5	1,25	gebrochenes Kristall
Natürlicher Bleiglanz (Natural Galena)	2,5	1,0	—
Silizium (Silicon)	9,0	1,0	geschmolzen
Karborund	9,5	1,0	—
Molybdänglanz (Molybdenite) . .	1,5	0,75	Schneide eines Kristalls
Kupferkies (Copper Pyrit) . . .	4,5	0,5	gebrochenes Kristall
Graphit	1,0	0,25	sehr rein
Magneteisen (Magnetite)	6,0	0,1	Kristall
Titaneisen (Ilmenite)	6,0	0,05	Kristall

b) Einfluß der physikalischen Eigenschaften und Zusammensetzung.

α) Einfluß der Kontaktoberflächen.

Die Kontaktoberfläche bei fast allen brauchbaren Materialien ist kristallisch oder kristallinisch. Die Reinheit der Kontaktoberfläche ist von großer Wichtigkeit, da durch Verunreinigungen an der Kontaktstelle andere, weniger geeignete Materialien zusammenarbeiten. Es soll daher nur Metall verwendet werden, welches durch die Luft wenig oder gar nicht angegriffen oder zerstört wird. Aber auch die Kristalle sind solchen Änderungen durch die Atmosphäre ausgesetzt. Sie werden mitunter durch Ausscheiden von Salzen verschlechtert, da diese elektrolytische Wirkung geben und z. B. bei Sulfiden zur Oxydation der Kristalle führen, wodurch die Gleichrichterwirkung wesentlich verschlechtert wird. Bei Bleiglanz bildet sich z. B. Bleisulfat. Man erkennt dies dadurch, daß der vorherige Glanz der Kontaktfläche mattgrau geworden ist. Man reinigt solche Kristalle am besten durch kurzes Eintauchen in Salpetersäure und gutes Waschen in Wasser. Häufig wird die Reinigung auch so erzielt, daß man den Kristall in eine Flasche mit feinem trockenen Sand steckt und diese einige Minuten kräftig schüttelt.

β) Einfluß der Temperatur.

Jedes Material besitzt eine kritische Temperatur, bei der es am besten arbeitet. Aber diese ist nicht so ausschlaggebend, daß es notwendig wäre, besondere Einrichtung zur Erwärmung der Detektoren im Betriebe zu treffen. Von Interesse ist jedoch die Tatsache, daß im allgemeinen schon eine vorübergehende Anwendung einer höheren Temperatur an der Kontaktstelle den Detektor verbessert. Diese Besserung bleibt auch noch bestehen, wenn die Erwärmung zu wirken aufgehört hat, wenn nur die Kontaktstelle unverletzt bleibt. Am stärksten kann man diese bei Rotzinkerz beobachten.

D. Einfluß von Widerstand und Stärke des Kontaktdruckes¹⁾.

Der erforderliche Kontaktdruck ist von der Härte des Kristalls abhängig. Je härter die Kristalle sind, desto größer muß der Kontaktdruck sein, und zwar sollen harte Kristalle, wie Silizium, Karborund, Eisenkies usw., mit harten Metallen, wie Stahl oder Phosphorbronze, zusammen verwendet werden, während weiche Substanzen, wie Bleiglanz, Molybdänglanz, mit weichen Metallspitzen zusammen arbeiten sollen. Hierfür geeignet sind Gold, Silber oder Platin. Aber auch Blei ist sehr gut brauchbar, wenn seine Spitze gegen Oxydation geschützt wird. Auch wenn Kristall gegen Kristall verwendet wird, sollen beide etwa die gleiche Härte besitzen. Die Empfindlichkeit der Einstellung des Detektors ist in hohem Maße von der Stärke des Kontaktdruckes abhängig. Doch ist die Empfindlichkeit der Kontakteinstellung bei den verschiedenen Materialien sehr verschieden. Künstlicher Bleiglanz ist verhältnismäßig sehr unempfindlich, wodurch seine Brauchbarkeit noch wesentlich erhöht wird. Allerdings ist auch die Empfindlichkeit der Einstellung von seiner Zusammensetzung abhängig. Eine Beimengung von Silbersulfid z. B. vergrößert seine Einstellungsempfindlichkeit außerordentlich.

Der Widerstand von Kristalldetektoren ist natürlich außerordentlich abhängig von der Stärke des Kontaktdruckes. Bei loserem Kontakt wird der Widerstand größer; aber auch die Empfindlichkeit des Detektors wird durch Verringerung des Kontaktdruckes meistens verbessert. Bei ganz lose eingestellten Kontakt-detektoren kann der Widerstand bis zu 10 000 Ω ansteigen. Die mit einigermaßen fest eingestellten Kontaktstellen arbeitenden Detektoren besitzen jedoch im allgemeinen einen Widerstand von etwa 1000 bis 2000 Ω . Die Empfindlichkeit des Detektors steigt bei leisem Empfang fast immer mit Verringerung des Kontaktdruckes.

E. Verwendung eines Hilfspotentials und die Polarität der Kristalle¹⁾.

a) Größe des Kontaktpotentials und Empfindlichkeit.

Der Detektor arbeitet bei einem bestimmten Potential am Kontakt am besten. Wenn hierzu das Hochfrequenzpotential nicht ausreicht, muß ein zusätzliches Gleichstrompotential verwendet werden. Bestimmte Kristalldetektoren arbeiten daher ohne Gleichstrompotential nur bis zu einer bestimmten Lautstärke am Empfänger, also nur bis zu einer gewissen Entfernung des Empfängers von dem Sender. Wird die Lautstärke des Senders kleiner, dann wird die Reizschwelle des Detektors unterschritten; in den meisten Fällen ist dann aber eine gute Gleichrichtung noch durch die Verwendung eines geeigneten Hilfspotentials zu erreichen. Das Hilfspotential muß in gleichem Sinne wie der Gleichrichterstrom des Detektors angelegt sein. Kennt man die Gleichrichterrichtung nicht, dann muß das Hilfspotential umschaltbar eingerichtet werden, um die empfindlichste Stelle zu finden. Viele Kristalle erhalten auch dann schon eine größere Empfindlichkeit,

¹⁾ Siehe Fußnote S. 425.

wenn das Hilfspotential nur einige Minuten angeschaltet wird. Die Verbesserung des Detektors bleibt dann bestehen, solange der Kontakt unverletzt bleibt.

Künstlicher Bleiglanz, sowohl rein wie in Verbindung mit anderen Metallsulfiden, besitzt eine außerordentlich große Empfindlichkeit auch ohne Verwendung eines Hilfspotentials.

b) Polarität der Kristalle und dessen Bestimmung.

Um das Hilfspotential von vornherein richtig schalten zu können, ist es von Wichtigkeit, die Gleichstromrichtung der Detektoren zu kennen. Die meisten Kristalle geben einen Gleichstrom von konstanter Richtung in bezug auf den losen Kontakt. Manche Kristalle geben jedoch an einzelnen Stellen einen Strom in der einen, an anderen Stellen einen solchen in anderer Richtung. Doch ist auch in diesem Falle der Strom in der einen Richtung um ein Mehrfaches größer als in der anderen. Je nach der Art der Zusammensetzung des Kristalls ist dieses positiv oder negativ. *Positiv nennt man ein Kristall, wenn der gleichgerichtete Strom in dem Kontakt gegen den Kristall fließt*, wenn also der Kristall positiv und die Metallspitze negativ ist für den äußeren Stromkreis.

Materialien, die sowohl positiv wie negativ sind, zeigt die Tabelle 41. Man sieht, daß die Polarität in einer Richtung stets um ein Mehrfaches überwiegt, so

Tabelle 41. Kristalle mit wechselnder Polarität.

	Gleichgerichteter Strom	
	in + -Richtung	in - -Richtung
Bleiglanz (Galena), PbS	0,25	0,75
Molybdänglanz (Molybdenite), MoS ₂	0,5	0,1
Rotzinkerz (Zincite), (ZnMn)O	0,3 bis 0,5	1 bis 1,5
Silberkupferglanz (Stromeyerit), Cu ₂ S · Ag ₂ S	0,3	0,1
Jamesonite, 2 PbS · Sb ₂ S ₃	0,75	0,25

daß also das Material nur bei der einen Polarität auf Empfindlichkeit eingestellt werden kann. Alle anderen gebräuchlichen Materialien besitzen nur eine Polarität. Tabelle 42 zeigt Polarität verschiedener Bleiglanzarten und anderer Sulfide.

Tabelle 42. Polarität einiger Bleiglanzkristalle.

	Polarität des Materials
Bleiglanz (Galena) natur, PbS	- (+ schwach)
„ künstlich (synthetic)	+
„ „ mit Beimengung von Zinnsulfid, PbS (+ SnS)	-
„ „ mit Beimengungen von Silbersulfid, PbS (+ Ag ₂ S)	+
Bleisulfid und Silbersulfid, PbS · Ag ₂ S	+
Jamesonite, 2 PbS · Sb ₂ S ₃	+ (- schwach)
Bournonite, 3 (PbCu ₂)S	-
Frieslebenite, 5 (PbAg ₂)S · 2 Sb ₂ S ₃	+

Aus der Zusammenstellung ist ersichtlich, daß die Polarität durch Beimengungen geändert werden kann. Tabelle 43 zeigt schließlich die Zusammenstellung der Polarität der gebräuchlichsten Materialien. Die in den Tabellen 35 bis 43 gemachten Angaben beziehen sich auf Kristalle, die mit Metallen zusammenarbeiten.

Die Polarität eines Kristalles wird am besten durch ein Galvanometer bestimmt. Hat man ein solches nicht zur Hand, dann schaltet man den zu prüfenden Detektor mit einem solchen

Tabelle 43. Polarität verschiedener Kristalle.

Name des Kristalls	Polarität
Bleiglanz (Galena) natur	- (schwach)
„ „ künstlich	+
Rotzinkerz (Zincite)	- (+ schwach)
Eisenkies (Pyrit)	-
Kupferkies (Pyrit)	+
Zinnkies (Stannite)	+
Kupfersulfit (Covellite)	+
Silizium (geschmolzen)	+
Karborund	-
Molybdänglanz (Molybdenite) . . .	+ (- schwach)
Graphit	+
Tellur	-
Zinnstein (Cassiterite)	-
Magneteisen (Magnetite)	+
Ceriumoxyd	+
Titaneisen (Ilmenite)	+
Blei und Silbertellurverbindung . .	-
Blei und Goldtellurverbindung . . .	+

bekannter Polarität in Serie. Ist die Polarität beider Detektoren verschieden, dann wird der resultierende Gleichrichterstrom Null oder stark geschwächt; ist die Polarität gleich, dann wird der Gleichrichterstrom normal.

Die Kenntnis der Stromrichtung des Detektors ist auch deshalb sehr wichtig, damit das Telephon zum Detektor richtig geschaltet wird. Bei starken Empfangsströmen, wie sie im Rundfunkempfang häufig vorkommen, kann das Telephon, wenn es zum Detektor verkehrt geschaltet ist, mit der Zeit durch Entmagnetisierung verschlechtert werden. Ebenso ist die Kenntnis der Stromrichtung wichtig, wenn der Detektor mit Verstärkerröhren arbeitet.

c) Kristall gegen Kristall.

Werden Kristalle gegen Kristalle verwendet, dann ist die Wirkung schlecht, wenn beide gute Gleichrichterwirkung besitzen. Haben sie die gleiche Polarität, dann wirken sie sich entgegen. Im anderen Falle erhält man aber auch nur die Hälfte der Wirkung wie bei Verwendung nur eines Kristalls. Will man daher Kristall gegen Kristall verwenden, dann soll der eine Kristall neutral oder wenigstens nahezu neutral sein. Bei Rotzinkerz, das häufig mit einem zweiten Kristall verwendet wird, nimmt man als solches Buntkupfererz (Bornit), welches keine Gleichrichterwirkung besitzt und etwa ebenso hart wie Rotzinkerz ist. Außerdem hat dieses Kupfererz noch den Vorteil, daß es nicht leicht den atmosphärischen Einflüssen unterliegt. Eine scharfe Spitze von diesem Kristall ist daher in dieser Hinsicht besser als Kupfer- oder Bronzespitzen.

F. Ausführungsformen.

Die für den Detektorkontakt geeigneten Metallverbindungen besitzen meistens nur verhältnismäßig wenige brauchbare Stellen. Es muß also ein Kontaktdetektor so eingerichtet sein, daß er das Auffinden dieser Stellen möglich macht, d. h. er muß einstellbar sein. Diese Einstellung kann nun entweder vor Inbetriebnahme ein für allemal erfolgen, ist also fest, so daß während des Betriebes ein Einstellen unmöglich ist, oder die Einstellung erfolgt zwar auch vor Inbetriebnahme, ist aber nur halb fest, d. h. durch geeignete Vorrichtungen ist auch während des Betriebes die Einstellung möglich, oder aber der Detektor hat eine ganz lose, jederzeit leicht veränderliche Einstellmöglichkeit und wird dann nur im Betrieb eingestellt.

Diese leicht verstellbaren Detektoren haben den Vorteil, daß man stets eine möglichst günstige Einstellung erreichen und mit einem extrem losen Kontakt arbeiten kann. Bei solchem erreicht man meist die größte Empfindlichkeit, aber kleine Erschütterungen und kleine Überlastungen zerstören die Güte der Empfindlichkeit. Man muß also sehr häufig nachstellen, und es geht sehr leicht ein Teil des Empfangs verloren. Im

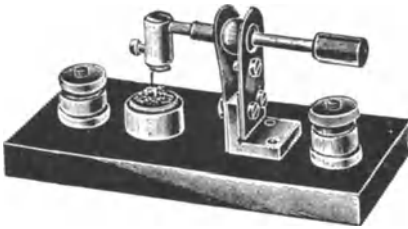


Abb. 444. Detektor mit Kugelgelenk.

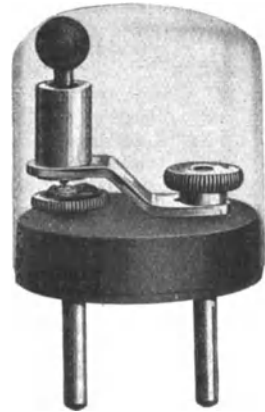


Abb. 445. Einstellbarer Detektor, Eisenkies gegen Rotzinkerz.

Nachrichtenbetriebe werden sie daher selten verwendet. Große Verbreitung erlangten sie beim Rundfunkempfang, weil hier der Verlust einiger Takte der Musik nicht so schmerzlich empfunden wird.

Die Ausführungsform eines einstellbaren Detektors mit Metall-Kristallkontakt zeigt Abb. 444.

Einen solchen Detektor mit Kristall-Kristallkontakt gibt Abb. 445 wieder. Der eine Kristall ist in einem drehbaren, aber sonst unverstellbaren, am Sockel befestigten Nöpfchen eingefügt.

Der zweite ist mit seinem Nöpfchen an eine senkrecht wirkende, spiralförmige Druckfeder und an einer seitlich drehbaren, gekröpften Blattfeder befestigt, so daß er mit Hilfe eines oben sichtbaren Griffes zurückgezogen werden kann, wenn er seitlich zur Aufsuchung einer empfindlichen Stelle bewegt werden soll. Es kann mit dieser Einrichtung einfach und rasch jede Stelle des unteren Kristalls abgesucht werden. Durch die Fußschraube der Blattfeder kann der Kontaktdruck verändert werden. Dieser Detektor wird von C. Lorenz mit Eisenkies und Rotzinkerz ausgeführt.

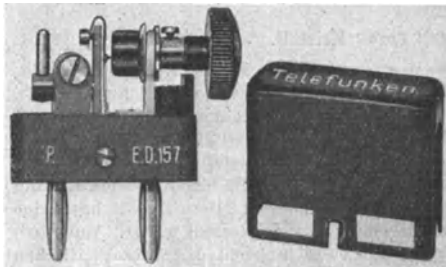


Abb. 446. Pyritdetektor.

Ein Übergangstyp zu den halb fest eingestellten Detektoren zeigt der Pyritdetektor Abb. 446. Das mit Pyrit ausgefüllte Nöpfchen ist einmal in einem Schlitz vertikal verschiebbar und durch den Knopf verdrehbar. Die federnde Goldspitze kann durch eine Schraube stärker oder schwächer an das Pyrit gedrückt werden.

Einen Übergangstyp zu den halb fest eingestellten Detektoren zeigt der Pyritdetektor Abb. 446. Das mit Pyrit ausgefüllte Nöpfchen ist einmal in einem Schlitz vertikal verschiebbar und durch den Knopf verdrehbar. Die federnde Goldspitze kann durch eine Schraube stärker oder schwächer an das Pyrit gedrückt werden.

Ein halb fest einstellbarer Pyritdetektor von Telefunken wird ähnlich gebaut. Er besteht wieder aus zwei Winkeln, wovon der eine zur Aufnahme des Pyrits dient, der andere eine Bronzefeder mit der Goldspitze trägt.

Die Bronzefeder ist seitlich verschiebbar, die Pyritpille ist unter Verwendung eines Schraubenziehers drehbar, so daß alle Punkte zur Berührung gebracht werden können. Der Druck wird durch eine Schraube hinter der Bronzefeder geregelt, die auch nur durch einen Schraubenzieher bedient werden kann. Genau wie dieser Pyritdetektor wird auch ein Siliziumdetektor gebaut. Wesentlich einfacher ist der Karborunddetektor von Telefunken. In dem einen Winkel wird die Karborundspitze drehbar angeordnet. Als Gegenkontakt dient eine hochglanzpolierte Tantalblatffeder. Der Kontaktdruck ist groß.

Während die zuerst genannten Detektoren meistens ohne Hilfsspannung verwendet werden, wird der Karborunddetektor fast immer mit einer solchen benutzt, weil bei ihm die Empfindlichkeit durch diese stets wesentlich erhöht werden kann. Schaltung mit Hilfspotential ist aus Abb. 272, S. 251 zu ersehen.

Einen weiteren halbfest einstellbaren Detektor, und zwar mit einem Kontakt zwischen Eisenkies und Rotzinkerz, zeigt der Lorenzdetektor Abb. 447. Beide Kristalle sind drehbar, und das eine ist senkrecht verschiebbar.

Verwendet man fest eingestellte Kontaktstellen, dann muß man damit rechnen, daß besonders durch große Detektorströme, wie sie durch atmosphärische Entladungen oder durch starke naheliegende Funksender hervorgerufen werden können, der Kontakt verdorben wird. Da hier eine Neueinstellung nicht möglich ist, müssen entweder mehrere Detektoren umschaltbar vorhanden sein, oder man verwendet einen Vielfachdetektor, wie die Abb. 448 zeigt. Man sieht hier sechs fest eingestellte Kontaktpillen. Durch Drehen der Kappe kann eine Pille nach der anderen eingeschaltet werden. Dieser Vielfachdetektor ist ein Karborunddetektor von Telefunken.

In Senderprüfeinrichtungen, z. B. als **Tonprüfer** bei Löschfunksendern, werden häufig Detektoren für größere Detektorströme gebaut.

Einen solchen Detektor sieht man in Abb. 449. Eine Blatffeder liegt auf Molybdänglanz auf. Die Kontaktfläche ist, entsprechend dem größeren Strom, auch größer.

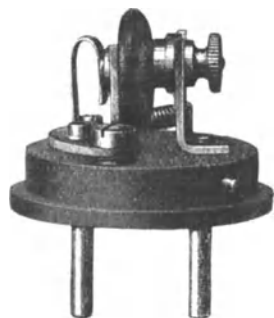


Abb. 447. Detektor, Eisenkies gegen Rotzinkerz.

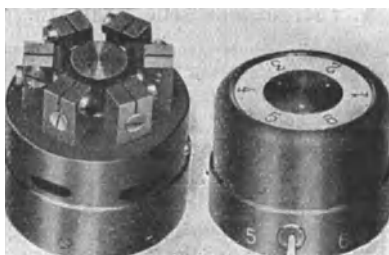


Abb. 448. Vielfachdetektor.

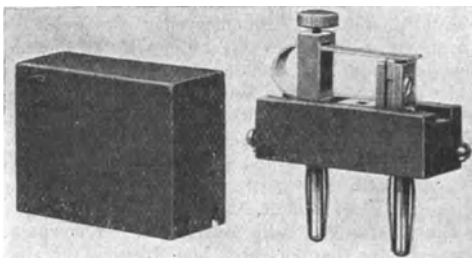


Abb. 449. Tonprüfdetektor.

G. Gegendetektorschaltung.

Früher wurde diese benutzt, um atmosphärische Störungen zu vermindern. Es wurden zwei Detektoren verschiedener Charakteristik (s. A, S. 425) gegeneinander geschaltet. Die Charakteristiken mußten so gewählt werden, daß sie für höhere Spannungen etwa dieselben Ströme gaben, während für die kleineren Betriebsspannungen der Unterschied der Stromstärke möglichst groß ist.

H. Schwingungserzeugende Detektoren.

In letzter Zeit hört man häufig von solchen Detektoren reden. Ein Detektor wird dann Schwingungen erzeugen können, wenn seine Charakteristik (s. A, S. 425) fallend ist, d. h. wenn er einen negativen Widerstand besitzt. Es gelingt tatsächlich bei Verwendung höherer Hilfsspannungen, kurzdauernde Schwingungen zu erzeugen. Doch scheint es so, als ob hierbei an der Berührungsfläche ein kleiner Lichtbogen entstände, der die Ursache dieser Erscheinung ist. Nach kurzer Zeit erlischt er, und die Schwingungen setzen aus. Bisher ist es noch nicht gelungen, dauernde Schwingungen zu erzeugen. Da der schwingende Detektor eine Hilfsspannung benötigt, dürfte er selbst unter der Voraussetzung dauernder Schwingungen kaum dem Schwingaudion eine nennenswerte Konkurrenz machen.

2. Thermoelemente.

A. Thermoelektrische Kraft, thermoelektrische Spannungsreihe.

Wenn in einem Stromkreis, der aus zwei verschiedenen metallischen Leitern besteht, die sich in zwei Punkten berühren, die eine Berührungsstelle (Lötstelle) erwärmt wird, so entsteht in dem Kreis ein elektrischer Strom, der Thermostrom. Er ist die Folge einer elektromotorischen Kraft, der thermoelektrischen Kraft, die nur von der Art der Leiter und der Temperaturdifferenz beider Berührungsstellen abhängt. Der Thermostrom errechnet sich nach dem Ohmschen Gesetz aus dieser elektromotorischen Kraft und dem Widerstand des Leiterkreises. Die Größenordnung dieser thermoelektrischen Kraft beträgt einige tausendstel Volt bei 100° Temperaturdifferenz.

Man kann die Metalle nach einer Reihe zusammenstellen, so daß in der Reihe weiter auseinander liegende Metalle, wenn sie nach der oben geschilderten Weise zusammengeschaltet werden, eine größere thermoelektrische Kraft geben als die näher zusammenliegenden, und zwar sollen in der Reihe die zuerst angeführten Metalle positiv gegen die hinter ihnen stehenden Metalle wirken. Positiv wird so verstanden, daß bei Zusammenschaltung zweier Metalle in der erwärmten Berührungsstelle der Strom gegen dieses Metall fließt. Im äußeren Stromkreis fließt dann der Strom von dem positiven Metall zum negativen. Positiv und negativ ist hier also in demselben Sinne eingeführt wie bei den Elektroden der galvanischen Elemente. Man nennt diese Zusammenstellung der Metalle die thermoelektrische Spannungsreihe; sie lautet:

(*positiv*) Silizium, Selen, Tellur, Antimon, Eisen, Kadmium, Zink, Kupfer, Gold, Silber, Mangan, Zink, Blei, Aluminium, Quecksilber, Platin, Nickel, Kobalt, Wismut (*negativ*).

Die thermoelektrische Kraft zweier Elemente gegeneinander ist gleich der Differenz ihrer thermoelektrischen Kräfte gegen einen dritten Leiter, gleiche Lötstellen in den drei Fällen vorausgesetzt. Die thermoelektrische Kraft für 1° C Temperaturdifferenz wird kurz Thermokraft genannt. Diese elektromotorische Kraft errechnet sich für kleine Temperaturdifferenzen aus

$$e_t = \alpha + \beta t,$$

wobei α und β Konstante des betreffenden Metalles sind. Die Tabelle 44 gibt die Werte von α und β an. In der Tabelle ist das Vergleichsmetall Blei. Die Werte

Tabelle 44¹⁾.

Koeffizienten der Thermokraft reiner Metalle gegen Blei.

$e_{Pb} = \alpha + \beta t$ Mikrovolt.			
Alle Angaben für 0 bis + 200°, wenn nichts Besonderes angegeben.			
	α	β	Bemerkung
Lithium	+11,6	+0,039	-180 bis +170°
Natrium	- 4,4	-0,021	-180 „ +170°
Kalium	-11,3	-0,037	-180 bis 0
Rubidium	- 8,3	-0,030	-180 „ 0
Caesium	- 0,66	-0,001	-180 „ 0
Magnesium	- 0,12	+0,002	-
Aluminium	- 0,50	+0,0017	-
Zink	+ 2,5	+0,016	-
Kadmium	+ 3,0	+0,034	-
Quecksilber	- 3,17	-0,0173	-
Kupfer	+ 2,8	+0,008	-
Silber	+ 2,3	+0,0076	-
Gold	+ 2,8	+0,0064	-
Blei	-	-	-
Thallium	+ 1,86	-0,0076	-
Platin	- 3,0	-0,021	-
Iridium	+ 2,44	-0,0014	- 78 bis +100°
Rhodium	+ 2,17	+0,0005	- 78 „ +100°
Palladium	- 8,2	-0,029	-
Eisen	+13,4	-0,030	-
Nickel	-23,3	-0,008	-
Kobalt	-20,4	-0,075	-
Wolfram	+ 1,8	-0,020	-100 bis +100°
Tantal	- 0,60	-0,006	-100 „ +100°
Zinn	- 0,17	+0,002	-
Kohlenstoff	54	-	Graphit
Silizium	+530	-	-
Konstantan	-34,3	-0,060	0 bis 250°

von α und β gelten also für alle Verbindungen von Blei mit den genannten Metallen. Für andere Metalzzusammenstellungen ist nach dem Obigen die Thermokraft

$$e_i = \alpha' + \beta' t,$$

worin

$$\alpha' = \alpha_1 - \alpha_2, \quad \beta' = \beta_1 - \beta_2$$

ist. $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ sind die Werte gegen Blei, also aus Tabelle 44 zu entnehmen. Die thermoelektrische Kraft für die ganze Temperaturdifferenz von

$$t_1 - t_2 \text{ ist } E = (t_1 - t_2) \left[\alpha + \frac{\beta}{2} (t_1 + t_2) \right],$$

dies gibt z. B. für eine Zusammenstellung Eisen-Konstantan:

$$E = 48 (t_1 - t_2) [1 - 0,0003 (t_1 + t_2)] 10^{-6} \text{ Volt.}$$

Die Tabelle 45¹⁾ gibt die Thermokräfte einiger Verbindungen an, die metallische Leitfähigkeit besitzen und die als Detektoren häufig verwendet werden.

¹⁾ Aus Graetz, L. (K. Baedeker): Handbuch der Elektrizität und des Magnetismus. Bd. I. Leipzig 1918.

Tabelle 45¹⁾.

Thermokräfte einiger Verbindungen mit metallischer Leitfähigkeit gegen Kupfer.

Die ϵ -Werte gelten bei $+50^\circ \text{C}$.

Verbindung	Thermokraft ϵ gegen Blei in μV pro Grad
Pyrit, FeS_2	-200
Molybdänglanz, MoS_2	-770
Eisenglanz, Fe_2O_3	-500
Kupferoxydul, künstl., Cu_2O	+500
Manganit, $\text{MnO}(\text{OH})_2$	-200
Magnetit, Fe_3O_4	-60
Magnetkies, FeS	+26
Kadmiumoxyd, künstl., CdO	+30
Ilmenit, FeTiO_3	+140
Nernststift	+500 (bei 650° u. darüber)

B. Peltiereffekt.

Die in einem Thermoelement erzeugte elektrische Energie entsteht durch die an einer Berührungsstelle wirkende Wärmeenergie. In dem Thermoelement muß also durch den fließenden Thermostrom Wärme verbraucht werden. Peltier fand, daß eine solche Wirkung an den Berührungsstellen zweier verschiedener Metalle tatsächlich auftritt, wenn durch sie ein Strom hindurchgeschickt wird. Die Wirkung ist dem Strom und dessen Zeitdauer proportional und ändert ihr Vorzeichen mit der Richtung des Stromes. Eine Abkühlung der

Berührungsstelle tritt ein, wenn der Strom in derselben Richtung fließt, wie der Thermostrom bei Erwärmung dieser Stelle fließen würde. Eine Erhöhung der Temperatur tritt ein, wenn der Strom umgekehrt fließt. Der Peltiereffekt wirkt also hemmend auf den Thermostrom. Die Größe der Peltierwärme drückt sich aus durch

$$W_p = P \cdot i \cdot t,$$

wobei die Konstante P der Peltierkoeffizient genannt wird; er wird in Millikalorien pro Coulomb gemessen. Eine Zusammenstellung der Thermokräfte und der Peltierkoeffizienten verschiedener Metallkombinationen gibt die Tabelle 46.

Tabelle 46¹⁾.

Thermokräfte und Peltierkoeffizienten bei $\approx 20^\circ \text{C}$.

-	+	Thermokraft pro Grad in μV	Bei Temp.	Peltierkoeffizient in Millikalorie pro Coulomb
Kupfer	- Konstantan	35,7	$15,5^\circ$	2,44
Eisen	- Konstantan	47,4	14°	3,25
Eisen	- Nickel	50	15°	2,288
Eisen	- Quecksilber	16,7	18°	1,16
Antimon	- Wismut		20°	10,7
Silizium I	- Kupfer	560	17°	36,3
Silizium II	- Kupfer	641	21	47,4
Silizium I	- Eisen	560	17°	
Silizium II	- Eisen	641	21	
Molybdänglanz I	- Eisen	739	$23,5^\circ$	
Molybdänglanz II	- Eisen	463	$23,5^\circ$	
Graphit	- Eisen	9,76	20°	
Graphit	- Kupfer	9,76	-	0,703
Molybdänglanz I	- Kupfer	739	$23,5^\circ$	48
Molybdänglanz II	- Kupfer	463	$23,5^\circ$	34,9
Eisenglanz I	- Kupfer	-500	50°	
Pyrit	- Kupfer	-200	50°	

¹⁾ Nach Graetz, L. (K. Baedeker): Handbuch der Elektrizität und des Magnetismus. Bd. I. Leipzig 1918.

Aus der Zusammenstellung ist zu ersehen, daß die Peltierwärme verschiedener Metallkombinationen proportional den Thermokräften ist. Differenzen, die hierbei auftreten, sind auf Meßungenauigkeiten zurückzuführen.

Der Peltiereffekt spielt eine wichtige Rolle bei Messungen mit Thermoelementen. Fließt der die Berührungsstelle erwärmende Strom in der Richtung der Thermokraft, so kühlt er die Berührungsfläche ab, so daß die Erwärmung und sonach auch die thermoelektrische Kraft kleiner wird, als dem erwärmenden Strom entsprechen würde, wenn kein Peltiereffekt vorhanden wäre. Fließt der Strom umgekehrt der Thermokraft, so wird dadurch die Erwärmung und die thermoelektrische Kraft größer.

C. Ausführungsform des Thermoelementes, das Thermokreuz.

Für Messung von Hochfrequenzströmen ist die kreuzförmige Anordnung der Thermodrähte (Abb. 450) wegen der punktförmigen Berührungsstelle beider Stromkreise am geeignetsten. Die Erwärmung in der Berührungsstelle beider Metalle ist um so größer und sonach auch die Wirkung des Elements um so stärker, je kleiner die Berührungsstelle ist. Aus diesem Grunde vermeidet man das Verlöten dieser Stelle, wodurch allerdings die Konstanz und Haltbarkeit des Elements geringer wird; z. B. besitzt ein Eisen-Konstantanelement von 0,02 mm starken Drähten unverlötet einen Widerstand von 50 Ω , während es bei verlöteter Berührungsstelle auf 2 bis 5 Ω sinkt. Ferner wird nach A) das Thermoelement um so empfindlicher, je weiter beide Metalle in der Spannungsreihe auseinanderliegen. Man verwendet daher häufig Eisen und Konstantan oder Eisen und Neusilber.



Abb. 450. Thermokreuz.

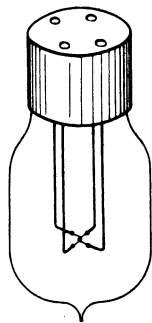


Abb. 451. Vakuumenthermoelement.

Die Empfindlichkeit des Thermoelementes kann noch weiter erhöht werden, wenn man die Wärmeableitung und Wärmestrahlung verringert, weshalb man auch das Element mit einem schlechten Wärmeleiter, z. B. Watte, umgibt, oder noch besser, es in luftverdünnte Gefäße einbaut (s. Abb. 451). Mit einem guten Thermoelement Eisen-Konstantan oder Eisen-Nickel erhält man maximal etwa 1 Millivolt und kann damit noch Wechselströme von der Größenordnung 10^{-6} A nachweisen.

D. Messung mit dem Thermoelement und seine Heizung.

Wird ein Thermoelement (Thermokreuz) der Abb. 450 mit Gleichstrom geheizt, so bekommt man am Galvanometer G verschiedene Ausschläge, je nach der Richtung des Heizstromes J . Fließt dieser Strom gegen die Richtung der Thermokraft, so wird Peltierwärme entwickelt; die Erwärmung der Berührungsstelle wird größer, als der Jouleschen Wärme entsprechen würde, man bekommt am Galvanometer einen größeren Ausschlag. In dem anderen Falle wird Peltierwärme verbraucht, die Erwärmungsstelle wird in ihrer Temperatur verringert, der Galvanometerausschlag wird kleiner, als dem Strom J ohne Peltierwärme entsprechen würde. Um diese Fehlerquelle auszuschalten, muß man den Strom J kommutieren und den Mittelwert beider Ausschläge nehmen.

Bei Heizung des Thermokreuzes mit Wechselstrom kommt der Peltiereffekt nicht zur Wirkung. Der Galvanometerausschlag ist hier ohne weiteres dem Quadrat der Stromstärke proportional.

Die Eichung eines Thermokreuzes geschieht daher am besten mit Wechselstrom. Soll mit Gleichstrom geeicht werden, so muß der Heizstrom J kommutiert werden und aus beiden Ablesungen des Galvanometerausschlages ist der arithmetische Mittelwert zu bilden.

VIII. Elektronenröhren.

Bearbeitet von A. Gehrts.

I. Elektronenemission glühender Körper¹⁾.

A. Emissionsgesetz.

Die Elektronenemission glühender Körper in Abhängigkeit von der absoluten Temperatur ist durch das Richardsonsche, genauer durch das Schottkysche Emissionsgesetz²⁾ gegeben, das sich an das v. Lauesche Elektronendampfdruckgesetz³⁾ anschließt und die Form hat:

$$J = A \cdot T^2 e^{-\frac{\mu}{RT}}$$

Hierin bedeutet J den Elektronenstrom in Amp für 1 qcm Oberfläche des glühenden Körpers und A ist eine numerisch angebbare universelle Konstante [$A = 60,2 \text{ Amp/cm}^2 \text{ Grad}^2$ nach Dushman⁴⁾]; μ ist die freie Energie der Elektronen im festen Körper. Diese freie Energie ist keine strenge Konstante, sondern wird etwas von der Temperatur abhängen; für die Genauigkeit der Messungen genügt es jedoch, μ als konstant anzunehmen. Wird diese Materialkonstante mit $-b_0 \cdot R$ bezeichnet, so erhält man das von S. Dushman⁴⁾ benutzte

Gesetz: $J = A \cdot T^2 e^{-\frac{b_0}{T}}$. Für b_0 liegen bisher nebenstehende Messungen vor.

Die Größe Φ ist das Voltäquivalent der Elektronenaustrittsarbeit $\Phi = \frac{b_0 \cdot k}{e} = 8,62 \cdot 10^{-5} b_0 \text{ (Volt)}$ (k Boltzmannsche Konstante: $k = 1,372 \cdot 10^{-16} \text{ erg/Grad}$ und e elektrisches Elementarquantum, $e = 1,593 \cdot 10^{-19} \text{ Coulomb}$).

Tabelle 47.
Elektronenaustrittsarbeit.

Substanz	b_0	Φ (Volt)
Platin ⁵⁾	62 700	5,40
Wolfram ⁶⁾	52 600	4,53
Molybdän ⁶⁾	50 000	4,31
Tantal ⁷⁾	47 800	4,12
Uran ⁸⁾	38 000	3,28
Zirkon ⁸⁾	38 000	3,28
Yttrium ⁸⁾	37 000	3,19
Cer ⁸⁾	35 600	3,07
Thorium ⁶⁾	34 100	2,94
Calcium ⁶⁾	26 000	2,24
Caesium ⁵⁾	16 000	1,38

Verwendet man die Logarithmen von J und T an Stelle der Größen selbst, so nimmt das Emissionsgesetz die folgende, für die Rechnung bequemere Form an:

$$\log J = 1,7792 + 2 \log T - \frac{b_0}{2,303 \cdot T}$$

Abb. 452 bringt eine graphische Darstellung dieser Gleichung: $\log J$ ist als Abszisse und b_0 als Ordinate aufgetragen; die Kurven sind für verschiedene Werte des Parameters T gezeichnet; in Tabelle 48 sind Beobachtungen von S. Dushman

¹⁾ Literaturübersicht bis zum Jahre 1914 bei Schottky, W.: Jahrb. d. Radioakt. u. Elektr. 12, S. 147 bis 205. 1915; ferner Richardson, O. W.: The emission of electricity from hot bodies. 2. Aufl. London 1921; Dushman, S.: Phys. Rev. 21, S. 623 bis 636. 1923; Trans. Amer. Electrochem. Soc. 44, S. 125 bis 140. 1923.

²⁾ Schottky, W.: Verh. D. Phys. Ges. 21, S. 529 bis 532. 1919.

³⁾ Laue, M. v.: Jahrb. d. Radioak. u. Elektr. 15, S. 257 bis 270. 1918.

⁴⁾ Dushman, S.: Phys. Rev. 20, S. 109. 1922; 21, S. 623 bis 636. 1923. In neueren Untersuchungen wird darauf hingewiesen, daß die Größe A nur unter bestimmten Voraussetzungen eine universelle Konstante ist: Dushman, S.: Phys. Rev. 23, S. 156. 1924; Dushman, S., H. N. Rowe, Jessie Ewald u. C. A. Kidner: Phys. Rev. 25, S. 338 bis 360. 1926; s. auch S. 440, Fußnote 4.

⁵⁾ Dushman, S.: Trans. Amer. Electrochem. Soc. 44, S. 125 bis 140. 1923.

⁶⁾ Dushman, S., u. J. W. Ewald: Gen. El. Rev. 26, S. 154. März 1923. — Dushman, S., H. N. Rowe, u. C. A. Kidner: Phys. Rev. 21, S. 207 bis 208. Febr. 1923.

⁷⁾ Dushman, S., H. N. Rowe, Jessie Ewald u. C. A. Kidner: Phys. Rev. 25, S. 338 bis 360. 1925.

⁸⁾ Dushman, S.: Phys. Rev. 21, S. 623 bis 636. 1923.

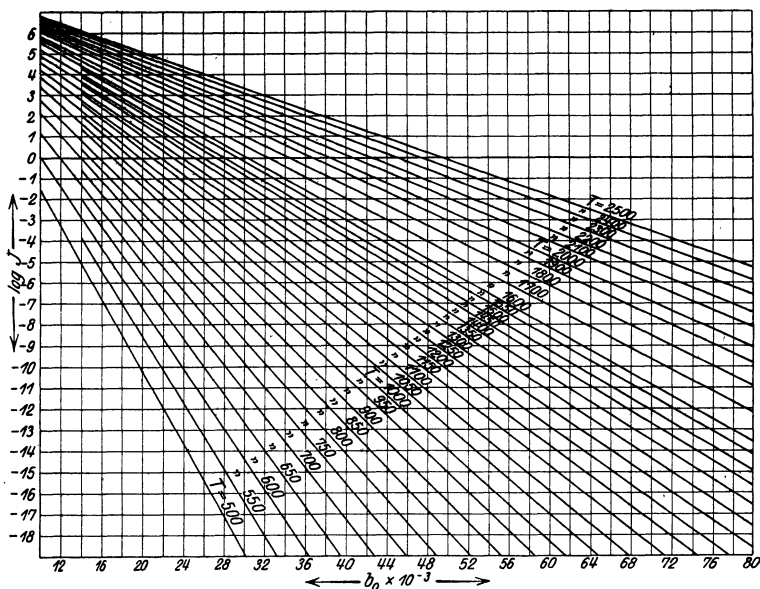


Abb. 452. Graphische Darstellung des Emissionsgesetzes: $\log J = 1,7792 + 2 \log T - \frac{b_0}{2,303 \cdot T}$.

und W. Ewald über die Elektronenemission von Wolfram, Molybdän und Tantal zusammengestellt:

Tabelle 48¹⁾.

Elektronenemission von Wolfram, Molybdän und Tantal
(nach Dushman und Ewald).
(Elektronenemission J in Amp bezogen auf 1 qcm Oberfläche.)

Temp. Grad abs.	Wolfram		Molybdän		Tantal	
	$\log J$	J	$\log J$	J	$\log J$	J
1400	9,76	$5,75 \cdot 10^{-9}$	8,56	$3,63 \cdot 10^{-8}$	7,65	$4,47 \cdot 10^{-7}$
1500	8,90	$7,94 \cdot 10^{-8}$	7,66	$4,57 \cdot 10^{-7}$	6,67	$4,68 \cdot 10^{-6}$
1600	7,91	$8,13 \cdot 10^{-7}$	6,62	$4,17 \cdot 10^{-6}$	5,57	$3,72 \cdot 10^{-5}$
1700	6,80	$6,31 \cdot 10^{-6}$	5,47	$2,95 \cdot 10^{-5}$	4,36	$2,29 \cdot 10^{-4}$
1800	5,60	$3,98 \cdot 10^{-5}$	4,23	$1,70 \cdot 10^{-4}$	3,08	$1,20 \cdot 10^{-3}$
1900	4,33	$2,14 \cdot 10^{-4}$	4,92	$8,32 \cdot 10^{-4}$	3,71	$5,13 \cdot 10^{-3}$
2000	4,96	$9,12 \cdot 10^{-4}$	3,52	$3,31 \cdot 10^{-3}$	2,29	$1,95 \cdot 10^{-2}$
2100	3,55	$3,55 \cdot 10^{-3}$	2,08	$1,20 \cdot 10^{-2}$	2,808	$6,43 \cdot 10^{-2}$
2200	2,07	$1,17 \cdot 10^{-2}$	2,59	$3,89 \cdot 10^{-2}$	1,285	$1,93 \cdot 10^{-1}$
2300	2,57	$3,71 \cdot 10^{-2}$	1,06	$1,15 \cdot 10^{-1}$	1,723	$5,28 \cdot 10^{-1}$
2400	1,023	$1,05 \cdot 10^{-1}$	1,49	$3,09 \cdot 10^{-1}$	0,126	1,34
2500	1,438	$2,74 \cdot 10^{-1}$	1,89	$7,76 \cdot 10^{-1}$	0,497	3,14
2600	1,825	$6,68 \cdot 10^{-1}$				
2700	0,183	1,52				
2800	0,518	3,30				

Der Messung der absoluten Temperatur T liegt die Temperaturskala von A. G. Worthing und W. E. Forsythe für Wolfram (Konstante $c_2 = 14\,350$ cm/Grad) zugrunde.

¹⁾ Dushman, S., u. J. W. Ewald: Gen. El. Rev. 26, S. 154 bis 160. März 1923.

Befinden sich zwei Substanzen 1 und 2 auf gleicher Temperatur T , so ist nach dem Emissionsgesetz (vgl. Abb. 452) ihr Elektronenemissionsvermögen lediglich durch die Konstante b_0 (die Elektronenaustrittsarbeit oder Elektronenaffinität) bestimmt:

$$\log J_1 - \log J_2 = \frac{b_{02} - b_{01}}{2,303 \cdot T}.$$

Mit wachsender Temperatur nähert sich das Verhältnis $J_1:J_2$ für irgend zwei Substanzen immer mehr dem Wert 1.

Für inhomogene Glühkathoden [Oxydkathoden¹⁾, thorierte²⁾ und caesiumbedeckte³⁾ Wolframkathoden, oxydierte Platinkathoden] hat die Konstante A des Emissionsgesetzes $J = A \cdot T^2 e^{-\frac{b_0}{T}}$ einen von 60,2 Amp/cm² Grad² abweichenden Wert⁴⁾:

Oxydkathoden¹⁾ (Mischung aus BaO und SrO):

$$A = 1,07 \cdot 10^{-3} \text{ Amp/cm}^2 \text{ Grad}^2, \quad b_0 = 12\,400^\circ;$$

thorierte Wolframkathode³⁾ (vollständige Thorierung):

$$A = 7 \text{ Amp/cm}^2 \text{ Grad}^2, \quad b_0 = 31\,200^\circ.$$

Kingdon³⁾ faßt seine Beobachtungen über die Emission thoriertter Wolframkathoden in Abhängigkeit von dem Grade Θ der Thorbedeckung der Wolframoberfläche in der Formel zusammen:

$$J_\Theta = (a_1^\Theta + a_2^{(1-\Theta)} - 1) A_0 T^2 e^{-\frac{b_1\Theta + b_2(1-\Theta)}{T}}$$

($a_1 = 7$, $a_2 = 60,2$, $A_0 = 1 \text{ Amp/cm}^2 \text{ Grad}^2$, $b_1 = 31200^\circ$, $b_2 = 52200^\circ$; Index 1 entspricht $\Theta = 1$, Index 2 entspricht $\Theta = 0$).

Der Quotient aus der Elektronenemission J der Flächeneinheit eines glühenden Körpers und der Heizenergie E , die erforderlich ist, um die Flächeneinheit des glühenden Körpers auf der Temperatur T zu erhalten, ist das Maß für die „Elektronenausbeute“ einer Glühkathode. Für Wolfram liegt der Quotient $\frac{J}{E}$ bei den gebräuchlichen Temperaturen zwischen 2 und 5 mA/Watt, für thoriertes Wolfram zwischen 10 und 40 mA/Watt, für Oxydkathoden zwischen 20 und 80 mA/Watt. Die Temperaturabhängigkeit dieses Quotienten $\frac{J}{E}$, d. h.

der Elektronenemission bezogen auf 1 Watt Heizleistung für Wolfram ist von S. Dushman und W. Ewald bestimmt (Tabelle 49). Da die absolute Temperatur der Glühkathoden sich oft nur schwer genau ermitteln läßt, ist es üblich, die leicht meßbare Elektronenemission für 1 Watt Heizleistung als Temperaturmaß zu benutzen. Über die Abhängigkeit der Elektronenemission bezogen auf 1 Watt Heizenergie von der Temperatur bei Oxydkathoden von Verstärkerröhren liegen Messungen von C. J. Davisson vor (Tabelle 50). Die Messungen lassen sich mit hinreichender Genauigkeit durch die Beziehung darstellen:

$$J = 2,148 \cdot 10^{-2} \cdot E^{4,59}.$$

¹⁾ Koller, L. R.: Phys. Rev. 25, S. 246, 671 bis 676. 1925.

²⁾ Kingdon, K. H.: Phys. Rev. 23, S. 774. 1924; 24, S. 510 bis 522. 1924.

³⁾ Kingdon, K. H.: Phys. Rev. 24, S. 510 bis 522. 1924. — Langmuir, J., u. K. H. Kingdon: Proc. Roy. Soc. London (A) 107, S. 61 bis 79, Nr. 741. 1925.

⁴⁾ Dushman, S.: Phys. Rev. 23, S. 156. 1924; weiter die neueren Untersuchungen über das Emissionsgesetz: Richardson, O. W.: Phys. Rev. 23, S. 153 bis 155. 1924; Pontremoli, A.: Lincei Rend. (5) 32, S. 211 bis 214. 1923; Rodebush, Worth H.: Phys. Rev. 23, S. 774. 1924; Wilson, H. A.: Phys. Rev. 24, S. 38 bis 48. 1924; Roy, Suresh Chandra: Phil. Mag. 47, S. 561 bis 569. 1924; v. Raschevsky, N.: Phys. Rev. 26, S. 241 bis 246. 1925; Zeitschr. f. Phys. 32, S. 746 bis 752. 1925; 33, S. 606 bis 612. 1925; v. Laue, M.: Sitzungsber. d. Akad. d. Wiss., Berlin 32, S. 334 bis 348. 1923; Schottky, W.: Zeitschr. f. Phys. 34, S. 645 bis 675. 1925.

Tabelle 49.
Elektronenemission von Wolfram in Amp bezogen auf 1 Watt Heizenergie
[nach Dushman und Ewald¹⁾].

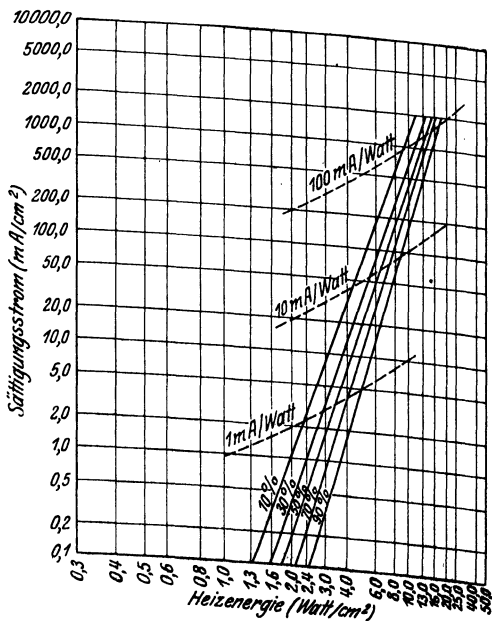
Temperatur Grad abs.	Heizenergie Watt/cm ²	Elektronen- ausbeute Amp/Watt für Wolfram
1000	0,570	
1100	1,008	
1200	1,663	
1300	2,600	
1400	3,899	$1,48 \cdot 10^{-9}$
1500	5,632	$1,41 \cdot 10^{-8}$
1600	7,889	$1,02 \cdot 10^{-7}$
1700	10,77	$5,89 \cdot 10^{-7}$
1800	14,39	$2,75 \cdot 10^{-6}$
1900	18,82	$1,15 \cdot 10^{-5}$
2000	24,19	$3,80 \cdot 10^{-5}$
2100	30,66	$1,15 \cdot 10^{-4}$
2200	38,30	$3,09 \cdot 10^{-4}$
2300	47,30	$7,94 \cdot 10^{-4}$
2400	57,77	$1,82 \cdot 10^{-3}$
2500	69,82	$3,89 \cdot 10^{-3}$
2600	83,77	$7,94 \cdot 10^{-3}$
2700	99,74	$1,51 \cdot 10^{-2}$
2800	117,7	$2,82 \cdot 10^{-2}$

Tabelle 50.
Elektronenemission in mA bezogen auf 1 Watt Heizenergie für
Oxydkathoden
[nach C. J. Davisson²⁾].

Heizenergie E Watt/cm ²	Sättigungs- strom J mA/cm ²	Elektronen- ausbeute J/E mA/Watt
4	11	2,7
5	35	7
6	80	13
7	160	23
8	300	37,5
9	500	55,5
10	750	75

C. J. Davisson hat ein Koordinatensystem vorgeschlagen, das die Untersuchungen über die Elektronenausbeute bei Oxydkathoden sehr erleichtert und bei dem die Abszissen gekrümmte Linien sind. Als Abszisse ist die Heizenergie, die einer Glühkathode von der Oberfläche 1 qcm zugeführt wird, aufgetragen, und als Ordinate die der erreichten Temperatur entsprechende Elektronenemission (Sättigungsstrom). Das System ist so

gewählt, daß, wenn die Elektronenemission dem Richardsonschen Gesetz und die durch die Wärmeabstrahlung bedingte Heizenergie dem Stefan-Boltzmannschen Gesetz gehorchen, dann die Beziehung zwischen Heizenergie und Elektronenemission (Sättigungsstrom) durch eine Gerade dargestellt wird. Abb. 453 gibt eine Übersicht über die Elektronenemission einer großen Anzahl von Oxydkathoden in einem solchen Koordinatensystem. Sämtliche hier berücksichtigte Oxydkathoden hatten



¹⁾ Dushman, S., u. J. W. Ewald: Gen. El. Rev. 26, S. 156. 1923.

²⁾ Nach van der Bijl: The Thermionic Vacuum Tube. New York 1920, S. 80; vgl. auch King, R.W.: Bell System Techn. Journ. 2, Heft 4, S. 31 bis 100. Oktober 1923; Journ. Opt. Soc. 8, Nr. 1, S. 77 bis 147. 1924.

Abb. 453. Elektronenausbeute von Oxydkathoden.

die gleiche Oberfläche von 95 mm². Die gestrichelten Kurven sind die Kurven konstanter Elektronenausbeute. Da die normale Heizenergie bei den Oxydkathoden der Verstärkerröhren sich auf 8 bis 9 Watt/cm² beläuft, so liegt die Elektronenausbeute zwischen 10 und 100 mA/Watt. Die Prozentzahlen an den ausgezogenen Geraden geben an, welcher Prozentsatz der untersuchten Oxydkathoden eine Elektronenausbeute aufweist, die größer ist als die der Geraden entsprechende Elektronenausbeute.

B. Elektronenemission von Wolframdrähten¹⁾.

Wolfram wird für Glühkathoden ausschließlich in Drahtform verwandt. Kennt man den Heizstrom J' , die Klemmenspannung V' , den Widerstand R' , den Wattverbrauch W' und die Elektronenemission ϵ' eines gestreckten Wolframdrahtes von 1 cm Durchmesser und 1 cm Länge als Funktion der (absoluten) Temperatur T , so kann man die entsprechenden Werte J, V, R, W, ϵ für einen gestreckten Wolframdraht beliebigen Durchmessers d und beliebiger Länge l leicht berechnen. Es ist:

$$J = J' \cdot d^{\frac{3}{2}}, \quad V = V' \cdot \frac{l}{\sqrt{d}}, \quad R = R' \cdot \frac{l}{d^2}, \quad W = W' \cdot l \cdot d, \quad \epsilon = \epsilon' \cdot l \cdot d.$$

Hierbei sind folgende Voraussetzungen gemacht: a) Eine Wärmeableitung an den Enden des Drahtes durch die Zuführungsdrähte findet nicht statt. b) Der Wolframdraht ist geradlinig gestreckt. c) Die Oberfläche des Drahtes ist überall von gleicher Beschaffenheit. d) Das Drahtmaterial ist reines Wolfram ohne irgendwelche Zusätze. e) Der Draht befindet sich im Vakuum, so daß keine Wärmeableitung durch das umgebende Gas stattfindet.

Im Kurvenblatt Abb. 454 ist die Temperaturabhängigkeit von J', V' und ϵ' für einen Temperaturbereich von 1900 bis 2700° abs. nach Messungen von G. Stead graphisch dargestellt. Den Messungen liegt die Temperaturskala von A. G. Worthing und W. E. Forsythe für Wolfram zugrunde.

Der **Drahtdurchmesser** von Wolframdrähten wird gewöhnlich durch Wägung bestimmt:

$$d = 0,0008186 \sqrt[3]{G},$$

wo G das Gewicht eines Wolframdrahtes in mg auf die Längeneinheit (1 cm) bezogen ist. Frisch gezogene Wolframdrähte haben ein spezifisches Gewicht $s = 18,0$, gealterte Drähte $s = 18,5$ bis 19,5. Bei der Berechnung des Drahtdurchmessers wird ein Mittelwert $s = 19,0$ für gealterte Drähte (J. Langmuir) angenommen. Nur in dem Fall, wo der Durchmesser kurzer Drähte, die schon in Glühkathodenröhren in Benutzung gewesen sind, ermittelt werden soll, ist eine Messung mittels Mikroskop und Okularmikrometer der Wägung vorzuziehen. In diesem Falle würde, die Längenmessung mit einem zu großen prozentualen Fehler behaftet sein.

Infolge der **Wärmeableitung** durch die Stromzuführungen findet an den Enden eines glühenden Wolframdrahtes ein Temperaturabfall statt. Ist T_m die Temperatur eines Punktes des Wolframdrahtes, an dem sich die Kühlwirkung der wärmeableitenden Stromzuführungen nicht mehr bemerkbar macht, und T die Temperatur eines Punktes im Abstände l vom stromzuführenden Ende, so ist nach A. G. Worthing mit großer Annäherung:

$$T = T_m (1 - e^{-\mu(l+l_0)})^n.$$

μ, l_0 und n sind Konstante, l_0 hat für dünnere Stromzuführungen den Wert 0,25 cm, für stärkere 0,20 cm. Der Temperaturabfall an den Enden des glühenden Drahtes

¹⁾ Langmuir, J.: Phys. Rev. 7, S. 302 bis 320. 1916; Gen. El. Rev. 19, S. 208 bis 212. 1916. — Stead, G.: Journ. Inst. El. Eng. 58, S. 107 bis 117. 1920; 59, S. 427 bis 432. 1921. — Worthing, A. G.: Phys. Rev. 4, S. 524 bis 534. 1914; Journ. Franklin Inst. 194, S. 597 bis 611. 1922; Phys. Rev. 20, S. 91 bis 92. 1922.

bedingt, daß die Elektronenemission geringer ist als bei einem gleichmäßig glühenden Draht gleicher Länge, der sich auf der Temperatur T_m befindet. Um die gleiche Elektronenemission zu erhalten, muß man den gleichmäßig glühenden Draht der Temperatur T_m um den Betrag Δl_ε für jede Stromzuführung gegenüber dem Draht mit gekühlten Enden kürzen, d. h. bei einem gestreckten Wolfram-

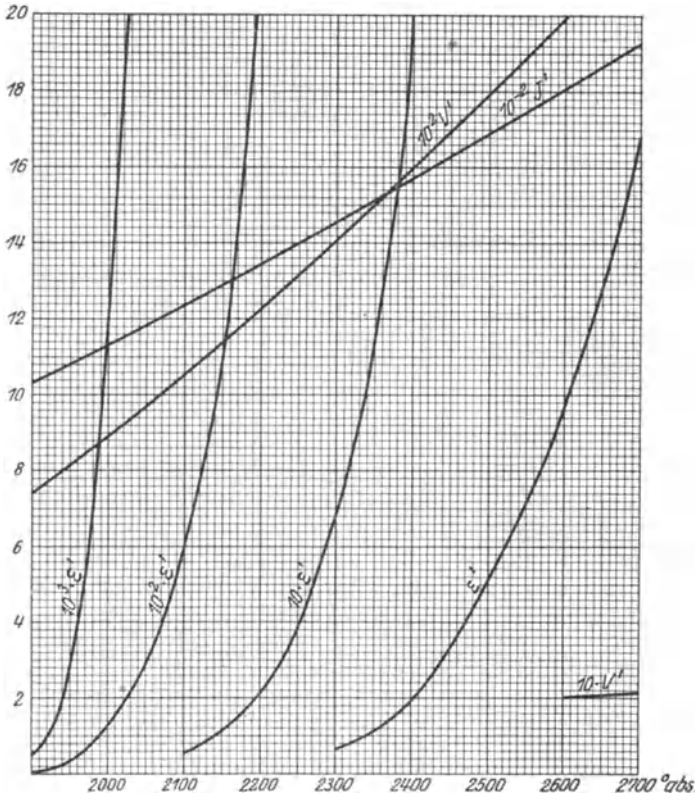


Abb. 454. Heizstrom (J' Amp), Heizspannung (V' Volt) und Elektronenemission (ε' Amp) eines Wolframdrahtes von 1 cm Länge und 1 cm Durchmesser (nach G. Stead).

draht mit zwei gleichartigen Stromzuführungen um den Betrag $2\Delta l_\varepsilon$. Nach A. G. Worthing findet man den Betrag von Δl_ε aus der Gleichung:

$$\Delta l_\varepsilon = 3,85 \cdot \frac{1}{P}$$

und die zugehörigen P -Werte aus Tabelle 51. Hierbei ist die Annahme gemacht, daß das Drahtende sich auf der Temperatur $T_m/4$ befindet. Für praktische Berechnungen reicht diese Annahme in den meisten Fällen aus.

Sind l und l' die Abstände von den kühlenden Stromzuführungen für zwei Punkte gleicher Temperatur T auf Drähten vom Durchmesser d bzw. d' , deren mittleren Teile sich auf der gleichen Temperatur T_m befinden, so folgt aus der

Gleichung von Worthing, die den Temperaturabfall in der Nähe der Stromzuführungen angibt:

$$1 - e^{-\mu(l+l_0)} = 1 - e^{-\mu'(l'+l_0)}$$

oder

$$\frac{l'+l_0}{l+l_0} = \frac{\mu}{\mu'} = \sqrt{\frac{d'}{d}}$$

Tabelle 51.

Endkorrekturen für Wolframdrähte nach A. G. Worthing¹⁾.

Temperatur Grad abs.	Korrektionsglied P für einen Drahtradius von r (cm)						
	$r = 0,001$	$r = 0,002$	$r = 0,005$	$r = 0,010$	$r = 0,015$	$r = 0,020$	$r = 0,030$
1000	2,50	1,76	1,12	0,79	0,645	0,56	0,46
1200	3,65	2,60	1,64	1,160	0,945	0,820	0,670
1400	4,95	3,50	2,21	1,560	1,275	1,105	0,900
1600	6,20	4,38	2,77	1,965	1,605	1,390	1,135
1800	7,55	5,32	3,36	2,38	1,940	1,680	1,375
2000	9,00	6,35	4,02	2,84	2,32	2,01	1,640
2200	11,35	7,35	4,64	3,28	2,68	2,32	1,895
2400	11,85	8,40	5,30	3,75	3,06	2,65	2,16
2600	13,35	9,45	5,96	4,22	3,45	2,98	2,44
2800	14,85	10,50	6,65	4,70	3,84	3,32	2,71
3000	16,40	11,60	7,35	5,19	4,23	3,67	3,00

Kennt man also die Temperaturverteilung längs eines Drahtes vom Durchmesser d , so kann man sie für jeden anderen Draht vom Durchmesser d' ohne weiteres angeben, sofern beide Drähte die gleiche Temperatur T_m in der mittleren von den kühlenden Stromzuführungen nicht beeinflussten Zone besitzen. Stead definiert als Länge l_n des der Kühlwirkung durch die Stromzuführung unterliegenden Endes des glühenden Wolframdrahtes den Teil des Drahtes, der von der Stromzuführungsstelle bis zu einem Punkte der Temperatur 99,9% T_m reicht. Dann ist der Quotient

$$l'_n = (l_n + l_0) \frac{1}{\sqrt{d}} = (l_n + 0,25) \frac{1}{\sqrt{d}}$$

abhängig. Im Kurvenblatt Abb. 455 sind für einen Wolframdraht von 1 cm Durchmesser ($d' = 1$ cm) die Länge des gekühlten Endes l'_n , sowie die dem gekühlten Ende l'_n entsprechende Spannung V_n und Emission ϵ'_n in Abhängigkeit von der Temperatur im Bereiche von 2000 bis 2700° abs. nach Messungen von G. Stead dargestellt. V_n , der Spannungsabfall in dem gekühlten Ende l_n , kann in den praktisch vorkommenden Fällen mit genügender Genauigkeit als unabhängig vom Drahtdurchmesser betrachtet werden: $V_n = V'_n$. Die Emission ϵ_n

des gekühlten Endes ist proportional $d^{\frac{3}{2}}$, d. h. $\epsilon'_n = \frac{\epsilon_n}{d^{\frac{3}{2}}}$.

Zur Berechnung der Elektronenemission, Klemmenspannung u. a. eines kurzen, verhältnismäßig starken Drahtes, bei dem eine mittlere Zone gleichmäßiger Temperatur T_m nicht mehr vorhanden ist, — ein Fall, der bei Glühkathodenröhren kaum vorkommen dürfte, — gibt Stead ein graphisches Verfahren an.

Langmuir²⁾ geht bei der Berechnung des Einflusses, den die Wärmeableitung durch die Stromzuführungen auf die Elektronenemission hat, von dem Spannungsabfall längs des Glühdrahtes aus. Die Wärmeableitung durch die Stromzuführungen bedingt eine Verringerung des Spannungsabfalles längs des Glühdrahtes um einen Betrag, der vom Drahtdurchmesser unabhängig ist, mit

¹⁾ Worthing, A. G.: Journ. Franklin Inst. 194, S. 605. 1922.

²⁾ Langmuir, J.: Trans. Faraday Soc. 17, S. 634 bis 635. 1922; Phys. Rev. 7, S. 151. 1916.

der Glühdrahttemperatur nahezu linear anwächst und für verschiedene Drahtmaterialien angenähert proportional $\sqrt{\rho \cdot h}$ ist, wo ρ der spezifische Widerstand und h die Wärmeleitfähigkeit sind. Nach dem Gesetz von Wiedemann-Franz hat das Produkt $\rho \cdot h$ für alle reinen Metalle denselben Wert. Die Kühlwirkung

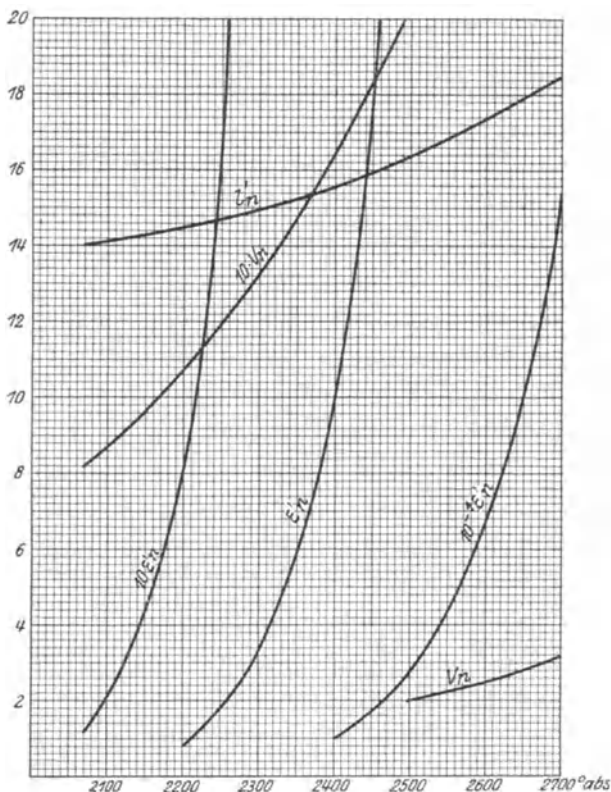


Abb. 455. Länge (l'_n cm), Spannungsabfall (V_n Volt) und Elektronenemission (ϵ'_n Amp) des der Kühlwirkung durch die Stromzuführung unterliegenden Endes eines Wolframdrahtes von 1 cm Durchmesser (nach G. Stead).

durch die Stromzuführungen, soweit sie sich in einer Verminderung des Spannungsabfalles längs des Glühdrahtes äußert, ist daher für alle reinen Metalle nahezu die gleiche, und zwar verringert sich infolge der Wärmeableitung an beiden Enden bei Stromzuführung durch starke Zuführungsdrähte der Spannungsabfall längs des Glühdrahtes um den Betrag:

$$\Delta V = 0,00026 (T_m - 1,3 T_0)$$

oder angenähert

$$\Delta V = 0,00026 (T_m - 400) \text{ Volt.}$$

(T_m Temperatur in dem nicht der Kühlwirkung durch die Enden unterliegenden mittleren Teile des Drahtes, T_0 Temperatur der Zuführungen.)

Ist T_m nicht beträchtlich größer als T_0 , benutzt man besser die Gleichung:

$$\Delta V = 0,00016 \cdot (T_m - 300) \text{ Volt.}$$

Es sei nun H eine Größe, wie Kerzenstärke, Verdampfungsgeschwindigkeit, Elektronenemission u. a., die sich proportional der Länge des Glühdrahtes ändert. Unter ΔV_H sei dann der Spannungsabfall längs einer Drahtlänge ungekühlten Drahtes (von der Temperatur T_m) verstanden, die einen Betrag ΔH liefert, der der Abnahme von H um ΔH , die durch die Kühlwirkung der Stromzuführungen bedingt wird, gleich wird. Der Betrag von ΔV_H ergibt sich aus:

$$\Delta V_H = 2(0,00017 \cdot T \cdot \varphi - 0,05) \text{ Volt.}$$

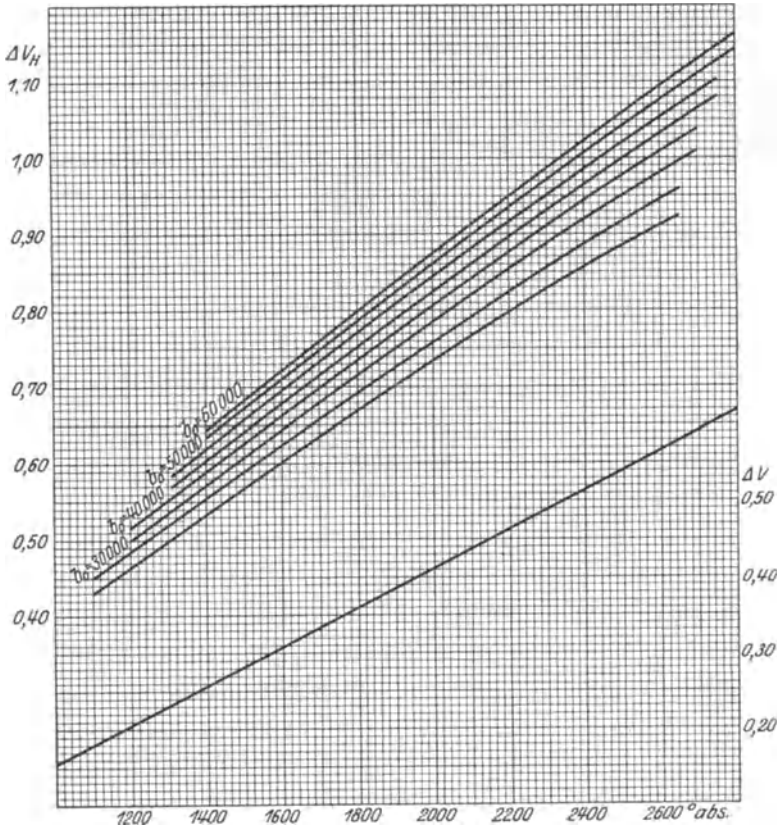


Abb. 456. Endkorrekturen an Wolframdrähten nach Langmuir. [Die in Abb. 456 angegebenen Werte für ΔV_H sind zu verdoppeln¹⁾.]

Die Größe φ in dieser Gleichung hängt vom Temperaturkoeffizienten von H ab. Wächst H mit der n ten Potenz der Temperatur, so hat φ folgenden Wert:

$n = 0,5$	1,0	2	3	5	10	20	30	50
$\varphi = 0,48$	0,85	1,23	1,44	1,72	2,10	2,47	2,69	2,95

Im Falle der Elektronenemission ($H = J$) ist:

$$n = \frac{d \ln J}{d \ln T} = 2 + \frac{b_0}{T}.$$

¹⁾ Dushman, S., H. N. Rowe, J. W. Ewald u. C. A. Kidner: Phys. Rev. **25**, S. 342 bis 344. 1925.

Ist V der gemessene Spannungsabfall längs eines Glühdrahtes, so ist demnach $V + \Delta V$ der Spannungsabfall an einem gleichen Drahte, der aber nicht der Kühlwirkung durch die Stromzuführungen unterliegt, und $V + \Delta V - \Delta V_H$ der Spannungsabfall an einem Drahte gleichmäßiger Temperatur T_m , der dieselbe Elektronenmenge abgibt, wie der Glühdraht mit den gekühlten Enden und dem Spannungsabfall V . Der Quotient f :

$$f = \frac{V + \Delta V}{V + \Delta V - \Delta V_H}$$

gibt dann an, um welchen Betrag die beobachtete Elektronenemission i zu vergrößern wäre, wenn der Glühdraht sich gleichmäßig auf der Temperatur T_m befände. Im Kurvenblatt Abb. 456 sind die Werte von ΔV und ΔV_H (H Elektronenemission) in Abhängigkeit von der Temperatur T_m und der Konstanten b_0 nach Dushman und Ewald dargestellt.

Die Endkorrekturen nach den entsprechenden Formeln von Worthing:

$$\Delta V = 1,00 \frac{1}{P}$$

und

$$\Delta V_H = 3,85 \frac{1}{P}$$

stimmen mit den Endkorrekturen nach den Formeln von Langmuir für Werte von T unterhalb rd. 2400° abs. praktisch überein. Für höhere Temperaturen sind die nach den Formeln von Worthing berechneten Korrekturen beträchtlich größer.

Mit Hilfe von $V + \Delta V$ läßt sich weiter der korrigierte Wattverbrauch des Glühdrahtes und aus dem Wattverbrauch der Flächeneinheit nach Tabelle 49, S. 441, auch die Temperatur T_m ermitteln.

Von Rukop¹⁾ angegebene Kurven (Abb. 457) ermöglichen eine schnelle Ermittlung der Betriebsdaten (Heizstrom J_H , Klemmenspannung V_H und Emission ϵ) von stärkeren Wolframdrähten, deren Länge l gleich dem dreihundertfachen Durchmesser d ($l = 300 d$) ist, die unter den üblichen Betriebsbedingungen (Temperatur T entsprechend einer Elektronenausbeute von 5 mA/Watt) brennen und deren Enden kalt gegen den Mittelteil sind. Die Angaben gelten für gezogene Wolframdrähte der Osram-Gesellschaft. Für das gleiche Drahtmaterial wird im Kurvenblatt Abb. 458 die Lebensdauer in Abhängigkeit vom Drahtdurchmesser

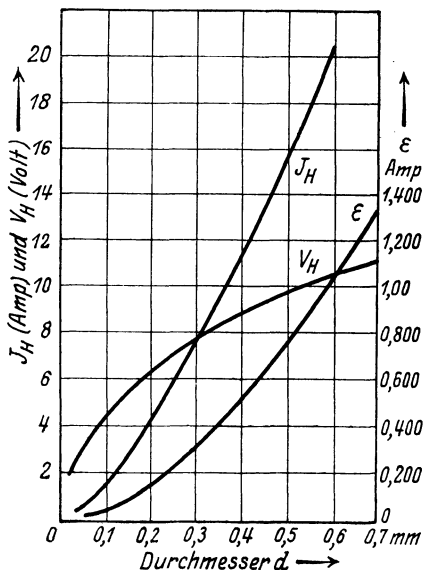


Abb. 457. Betriebsdaten von Wolframdrähten ($\lambda = 300 d$, $\epsilon = 5$ mA/Watt-Heizung) nach Rukop.

¹⁾ Zenneck, J., u. H. Rukop: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. 5. Aufl. S. 530 u. 531, Abb. 489 u. 491. Stuttgart 1925. — Rukop, H.: Telefonen-Zeitung 7, Heft 38, S. 19 bis 34. 1924.

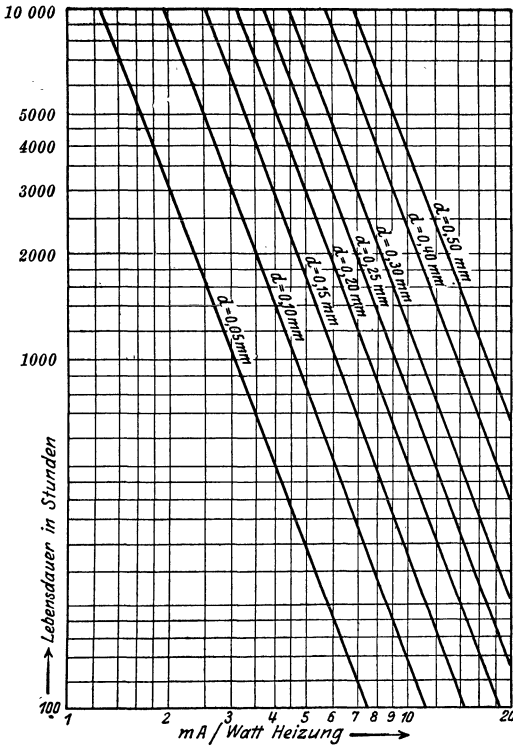


Abb. 458. Lebensdauer von Wolframdrähten ($\lambda = 300$ d) nach Rukop.

und von der Emissionsbelastung (Elektronenausbeute) angegeben (Rukop). Hierbei ist zu berücksichtigen, daß die Lebensdauer von glühenden Wolframdrähten nicht eindeutig durch den Drahtdurchmesser d und die Temperatur T bestimmt ist, sondern auch von der Art der Beheizung (Gleichstrom oder Wechselstrom), von dem Aufbau der Glühkathode (Federspannung, mit der die Kathode gestreckt wird), von der Höhe der Anodenspannung, von den Beimengungen, von der Struktur¹⁾ und nicht zum geringsten Teil von den Herstellungsverfahren der Glühkathodenröhren abhängt, so daß beträchtliche Abweichungen von den im Kurvenblatt angegebenen Werten auftreten können.

C. Schottky-Effekt: Einfluß äußerer Felder auf die Austrittsarbeit²⁾.

Die Gleichung von Richardson-Schottky über die Elektronenemission glühender Körper in Abhängigkeit von der Temperatur

$$J = 60,2 T^2 e^{\frac{\mu}{RT}}$$

gilt streng nur für den Fall, daß das elektrische Feld an der Kathode Null ist. Da sicher wenigstens ein Teil der Austrittsarbeit der Elektronen noch nach Verlassen der Metalloberfläche geleistet wird — der Teil, der in der Überwindung der elektrostatischen Bildkraft besteht, der das Elektron bei seinem Austritt infolge der an der Metalloberfläche influenzierten Gegenladung unterworfen ist —, so muß durch ein äußeres angelegtes Feld die Austrittsarbeit vermindert werden. Ist i_0 der Sättigungsstrom bei der Feldstärke Null und i_V die beobachtete Elektronenemission bei einer Anodenspannung V , so ist infolge der teilweisen Aufhebung der Bildkraft durch das äußere Feld $\frac{dV}{dx}$ an der emittierenden Oberfläche:

$$i_V = i_0 \cdot e^{\frac{4,39}{T} \sqrt{\frac{dV}{dx}}}$$

¹⁾ Fonda, G. R.: Phys. Rev. **21**, S. 343 bis 347. 1923.

²⁾ Schottky, W.: Phys. Zeitschr. **15**, S. 872 bis 878. 1914; Jahrb. d. Radioakt. u. Elektr. **12**, S. 149 bis 205. 1915; Phys. Zeitschr. **20**, S. 220 bis 228. 1919; Zeitschr. f. Phys. **14**, S. 63 bis 106. 1923.

und für einen Glühdraht (Radius r) in einem koaxialen Zylinder (Radius R).

$$i_V = i_0 \cdot e^{\frac{4,39}{T} \sqrt{k \cdot V}}$$

wo

$$\frac{1}{k} = 2,303 \cdot r \log \frac{R}{r}$$

ist. Das Richardson-Schottkysche Gesetz lautet dann (mit $\mu = -b_0 \cdot R$):

$$i_V = 60,2 \cdot T^2 e^{\frac{b_0 - 4,39 \sqrt{k \cdot V}}{T}}$$

Berechnet man also den Wert b_0 aus den beobachteten Emissionswerten bei gegebener Anodenspannung V , so erhält man einen Wert, der um den Betrag $4,39 \sqrt{k \cdot V}$ niedriger ist als der wahre Wert. Tabelle 52 bringt den Wert dieses Korrektionsgliedes berechnet unter der Annahme $V = 100$ V für verschiedene Verhältniswerte $\frac{R}{r}$. Da b_0

selbst in der Größenordnung von 50 000 liegt, so beträgt diese Korrektur an b_0 in der Regel weniger als 1%, hat jedoch wegen der Empfindlichkeit der Emission gegen relativ kleine Änderungen von b_0 trotzdem auf die beobachteten Sättigungsströme häufig einen merkbaren Einfluß. Schottky²⁾ ist es durch Anwendung starker Felder gelungen, den normalen Sättigungsstrom um 600% zu steigern.

2. Raumladung³⁾.

Bei hinreichend großer beschleunigender Feldstärke fließt die gesamte Elektronenmenge, die die Glühkathode bei der gegebenen Temperatur T zu emittieren vermag, zur Anode ab (Sättigungsstrom). Bei kleinen beschleunigenden Feldstärken wird jedoch der zur Anode fließende Elektronenstrom durch die Raumladung begrenzt.

Die Elektronen verlassen die Glühkathode mit einer mittleren Energie: $2 k T$

und einer mittleren Geschwindigkeit: $\sqrt{\frac{\pi k T}{2 m}}$, wobei für die Normalkomponenten der Geschwindigkeit das Maxwell'sche Verteilungsgesetz gilt; demzufolge haben unter N_s Elektronen, die sekundlich aus der Flächeneinheit einer Glühkathode austreten, dN_s Geschwindigkeitskomponenten normal zur Oberfläche, deren Wert zwischen v und $v + dv$ liegt:

$$dN_s = N_s \cdot \frac{m v}{k T} \cdot e^{-\frac{m v^2}{2 k T}} \cdot dv.$$

¹⁾ Nach Dushman, S., u. I. W. Ewald: Gen. El. Rev. **26**, S. 154 bis 160. 1923; Dushman, S. Trans. Amer. Electrochem. Soc. **44**, S. 125 bis 140. 1923.

²⁾ Schottky, W.: Phys. Zeitschr. **15**, S. 872 bis 878. 1914.

³⁾ Langmuir, I.: Phys. Rev. **2**, S. 450 bis 486. 1913; Phys. Zeitschr. **15**, S. 348 bis 353. 516 bis 526. 1914. — Schottky, W.: Phys. Zeitschr. **15**, S. 526 bis 528, 624 bis 630. 1914; Ann. d. Phys. **44**, S. 1011 bis 1032. 1914.

Wenn trotz der Eigengeschwindigkeit der Elektronen der zur Anode fließende Elektronenstrom — bei geringem positivem Anodenpotential — kleiner als der Sättigungsstrom (der dem Wert N_s entspricht) ist, so muß in der Nachbarschaft der Kathode ein verzögerndes Feld vorhanden sein, das einen Teil der emittierten Glühelctronen zur Rückkehr zur Kathode zwingt. Zwischen Kathode und Anode muß es eine Fläche geben, in der das Potential ein Minimum wird. Der Betrag des Minimumpotentials sowie der Abstand der Minimumpotentialfläche von der Kathode hängen wesentlich von dem Betrag des zur Anode fließenden Stromes und von dem Betrag der Potentialdifferenz Anode — Kathode ab.

Die Minimumpotentialfläche und das verzögernde Feld in der Nachbarschaft der Kathode verdanken ihre Entstehung den Ladungen, die der Elektronenstrom von der Kathode zur Anode transportiert (Raumladung).

a) Kathode und Anode sind zwei unbegrenzte parallele Ebenen¹⁾. Der Einfluß der Raumladung auf den Potentialverlauf und den Betrag des von der Kathode zur Anode fließenden Elektronenstromes läßt sich in diesem Fall genau berechnen, indem man zunächst den Betrag der Raumladedichte im Gebiete Kathode-Minimumpotentialfläche und im Gebiete Minimumpotentialfläche-Anode ermittelt und die gefundenen Werte in die Poissonsche Gleichung: $\frac{d^2V}{dx^2} = -4\pi\rho$ einsetzt. Eine doppelte Integration, die durch Einführung zweier neuer Variablen

$$\xi = 4 \left(\frac{\pi}{2khT} \right)^{\frac{3}{2}} m^{\frac{1}{2}} (e i)^{\frac{1}{2}} (x - x_m), \quad \eta = e(V - V_m) \cdot \frac{1}{kT}$$

erleichtert wird, führt auf das Integral:

$$\xi = \int_0^{\eta} \frac{d\eta}{\left\{ e^{\eta} - 1 \pm e^{\eta} P(\sqrt{\eta}) \mp \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\eta} \right\}^{\frac{1}{2}}},$$

in dem $P(\eta)$ die bekannte Wahrscheinlichkeitsfunktion ist:

$$P(\eta) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\eta} e^{-\eta^2} d\eta.$$

Tabelle 53 bringt die so errechneten ξ -Werte in Abhängigkeit von η . Im Gebiete Kathode-Minimumpotentialfläche ist das negative Vorzeichen, im Gebiete Minimumpotentialfläche-Anode das positive Vorzeichen zu wählen.

Ist ξ als Funktion von η gegeben, dann kann man aus den Definitionsgleichungen für ξ und η den Potentialverlauf und den übergehenden Elektronenstrom berechnen:

Zunächst ermittelt man aus $i = i_0 e^{-\frac{e(V_1 - V_m)}{kT}}$ und $\eta_1 = \frac{e(V_1 - V_m)}{kT}$ (i_0 = Sättigungsstrom, Index 1 Kathode) den Wert von η an der Oberfläche der Glühkathode:

$$\eta_1 = \ln \frac{i_0}{i}; \quad (\eta - \eta_1) T \cdot \frac{k}{e} = V - V_1; \quad V - V_1 = \frac{1}{11600} (\eta - \eta_1) \cdot T.$$

¹⁾ Epstein, P. S.: Verh. D. Phys. Ges. 21, S. 85 bis 99. 1919. — Fry, Thornton C.: Phys. Rev. 17, S. 441 bis 452. 1921; 22, S. 445 bis 446. 1923. — Langmuir, I.: Phys. Rev. 21, S. 419 bis 435. 1923. — Bursian, V.: Journ. d. russ. phys.-chem. Ges. 50, S. 139 bis 148. 1922.

Tabelle 53. ξ als Funktion von η ¹⁾.

η	$-\xi$	$+\xi$	η	$-\xi$	$+\xi$
0,00	0,0000	0,0000	6,5	2,4990	7,1924
0,05	0,4281	0,4657	7,0	2,5112	7,5345
0,10	0,5941	0,6693	7,5	2,5206	7,8690
0,15	0,7167	0,8296	8,0	2,5280	8,1963
0,20	0,8170	0,9674	9,0	2,5382	8,8323
0,25	0,9028	1,0909	10	2,5444	9,4465
0,30	0,9785	1,2042	11	2,5481	10,0417
0,35	1,0464	1,3098	12	2,5504	10,6204
0,40	1,1081	1,4092	13	2,5518	11,1845
0,45	1,1648	1,5035	14	2,5526	11,7355
0,50	1,2173	1,5936	15	2,5531	12,2747
0,6	1,3120	1,7636	16	2,5534	12,8032
0,7	1,3956	1,9224	18	2,5537	13,8313
0,8	1,4704	2,0725	20	2,5538	14,8260
0,9	1,5380	2,2154	25	2,5539	17,1931
1,0	1,5996	2,3522	30		19,4253
1,1	1,6561	2,4839	35		21,5522
1,2	1,7081	2,6110	40		23,5939
1,4	1,8009	2,8539	45		25,5643
1,6	1,8813	3,0842	50		27,4740
1,8	1,9515	3,3040	60		31,141
2,0	2,0134	3,5151	70		34,642
2,2	2,0681	3,7187	80		38,007
2,4	2,1168	3,9158	90		41,258
2,6	2,1602	4,1071	100		44,412
2,8	2,1990	4,2934	150		59,086
3,0	2,2338	4,4750	200		72,479
3,2	2,2650	4,6524	300		96,877
3,4	2,2930	4,8261	400		119,185
3,6	2,3183	4,9963	500		140,068
3,8	2,3410	5,1634	600		159,885
4,0	2,3615	5,3274	700		178,861
4,5	2,4044	5,7259	800		197,146
5,0	2,4376	6,1098	900		214,850
5,5	2,4634	6,4811	1000	2,5539	232,054
6,0	2,4834	6,8416			

Zur Abkürzung führt man weiter die Größe:

$$L = 2 \left(\frac{\pi}{2 k T} \right)^{\frac{3}{2}} m^{\frac{1}{2}} (e i)^{\frac{1}{2}} = 4,590 \cdot 10^5 T^{-\frac{3}{2}} \sqrt{i} \text{ cm}^{-1}$$

ein, in der i in Ampere gemessen wird. Dann ist $2L(x - x_1) = \xi - \xi_1$. Der Sättigungsstrom i_0 ist durch Art und Temperatur der Glühkathode gegeben, i wird als Bruchteil von i_0 willkürlich gewählt; η_1 und L lassen sich dann nach obigen Gleichungen berechnen. Dem Wert η_1 entspricht ξ_1 aus Tabelle 53. V_1 und x_1 sind gleich Null zu setzen, wenn man V und x , wie üblich, von der Kathode aus mißt. Für ein willkürlich gewähltes x findet man dann aus $2L(x - x_1) = \xi - \xi_1$ den zugehörigen ξ -Wert, aus Tabelle 53 ferner den zugehörigen η -Wert und aus

$V - V_1 = \frac{1}{11600} T(\eta - \eta_1)$ das zugehörige Potential V . So lassen sich Potentialverlauf und Elektronenstrom bei gegebenem Anodenpotential (unter Berücksich-

¹⁾ Langmuir, I.: Phys. Rev. (2) 21, S. 426. 1923.

tigung der Maxwell'schen Geschwindigkeitsverteilung unter den Normalkomponenten der Elektronen) berechnen.

In den meisten Fällen kann man sich mit Annäherungsformeln begnügen, die man durch eine Reihenentwicklung von $\xi = f(\eta)$ erhält. Bricht man nach dem ersten Gliede: $\xi = \frac{2}{3} \sqrt{2} \pi^{\frac{1}{2}} \eta^{\frac{3}{2}}$ ab und macht weiter die Annahme, daß V_m und x_m sehr klein gegen V und x sind, so erhält man als erste Annäherung die viel benutzte Beziehung von Child - Langmuir - Schottky:

$$i = \frac{\sqrt{2}}{9\pi} \sqrt{\frac{e}{m}} \frac{V^{\frac{3}{2}}}{x^2}.$$

Hinzunahme eines weiteren Gliedes der Reihenentwicklung unter gleichzeitiger Annahme, daß V_m und x_m nicht mehr sehr klein gegen V und x sind, führt zur zweiten Annäherung:

$$i = \frac{\sqrt{2}}{9\pi} \sqrt{\frac{e}{m}} \cdot \frac{(V - V_m)^{\frac{3}{2}}}{(x - x_m)^2} \left\{ 1 + \frac{2,66}{\sqrt{\eta}} \right\}.$$

b) Kathode und Anode sind lange koaxiale Zylinder. Ist r_0 der Radius der Kathode und r der Radius der Anode, so ist der Raumladestrom (in Ampere bezogen auf die Längeneinheit) durch die Gleichung¹⁾ gegeben:

$$i = \frac{2\sqrt{2}}{9} \sqrt{\frac{e}{m}} \frac{V^{\frac{3}{2}}}{r \beta^2}.$$

Die Größe β ist eine Funktion des Verhältnisses $\frac{r}{r_0}$ bzw. $\frac{r_0}{r}$, deren genauer Wert aus Tabelle 54 ersichtlich ist; für die Überslagsrechnungen genügt es, in dem Bereich der üblichen Werte von r und r_0 ($\frac{r}{r_0}$ zwischen 20 und 500) $\beta^2 = 1$ und $i = \frac{2\sqrt{2}}{9} \sqrt{\frac{e}{m}} \frac{V^{\frac{3}{2}}}{r}$ zu setzen. Der dadurch begangene Fehler ist von gleicher Größenordnung, aber entgegengesetztem Vorzeichen wie der Fehler, den man mit Nichtberücksichtigung der Anfangsgeschwindigkeiten der Elektronen begeht. Drückt man i , r und V in Amp pro cm Länge, in cm bzw. Volt aus, so ist:

$$i = 14,68 \cdot 10^{-6} \frac{V^{\frac{3}{2}}}{r \beta^2}.$$

Wenn der äußere Zylinder die heiße Kathode ist ($r_0 > r$), treten an Stelle der Werte β^2 die Werte $(-\beta)^2$ aus der Tabelle 54.

Nach Schottky sind die Abweichungen vom $V^{\frac{3}{2}}$ -Gesetz, die durch die Anfangsgeschwindigkeiten der Elektronen bedingt sind, bei zylindrischer Anordnung mit einer Kathode kleinen Durchmessers ($r_0 \ll r$) bei weitem nicht so groß, wie in dem Fall, wo Kathode und Anode parallele Ebenen sind und wo bei niederen Anodenpotentialen (Größenordnung 30 V) Abweichungen von etwa 50% möglich sind. Bei zylindrischer Anordnung tritt der Subtrahent x_m nur soweit in Erscheinung, als er zu einer Änderung des wirksamen Kathodendurchmessers führt. Unter Berücksichtigung der Anfangsgeschwindigkeiten der Elektronen gilt hier²⁾:

$$i = \frac{2\sqrt{2}}{9} \sqrt{\frac{e}{m}} \left\{ V - V_m + \frac{V_0}{4} \left(\ln \frac{V}{\lambda V_0} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{r \beta^2} \right\},$$

¹⁾ Langmuir, I., u. K. B. Blodgett: Phys. Rev. 22, S. 347 bis 356. 1923.

²⁾ Langmuir, I.: Phys. Rev. 21, S. 430. 1923.

Tabelle 54. β^2 als Funktion von $\frac{r}{r_0}$ bzw. $\frac{r_0}{r}$.
(r_0 Radius der Kathode, r Radius der Anode.)

r/r_0 bzw. r_0/r	β^2	$(-\beta)^2$	r/r_0 bzw. r_0/r	β^2	$(-\beta)^2$
1,00	0,00000	0,00000	6,0	0,8362	14,343
1,01	0,00010	0,00010	6,5	0,8635	16,777
1,02	0,00039	0,00040	7,0	0,8870	19,337
1,04	0,00149	0,00159	7,5	0,9074	22,015
1,06	0,00324	0,00356	8,0	0,9253	24,805
1,08	0,00557	0,00630	8,5	0,9410	27,701
1,10	0,00842	0,00980	9,0	0,9548	30,698
1,15	0,01747	0,02186	9,5	0,9672	33,791
1,2	0,02875	0,03849	10	0,9782	36,976
1,3	0,05589	0,08504	12	1,0122	50,559
1,4	0,08672	0,14856	14	1,0352	65,352
1,5	0,11934	0,2282	16	1,0513	81,203
1,6	0,1525	0,3233	18	1,0630	97,997
1,7	0,1854	0,4332	20	1,0715	115,64
1,8	0,2177	0,5572	30	1,0908	214,42
1,9	0,2491	0,6947	40	1,0946	327,01
2,0	0,2793	0,8454	50	1,0936	450,23
2,1	0,3083	1,0086	60	1,0910	582,14
2,2	0,3361	1,1840	70	1,0878	721,43
2,3	0,3626	1,3712	80	1,0845	867,11
2,4	0,3879	1,5697	90	1,0813	1018,5
2,5	0,4121	1,7792	100	1,0782	1174,9
2,6	0,4351	1,9995	120	1,0726	1501,4
2,7	0,4571	2,2301	140	1,0677	1843,5
2,8	0,4780	2,4708	160	1,0634	2199,4
2,9	0,4980	2,7214	180	1,0596	2567,3
3,0	0,5170	2,9814	200	1,0562	2946,1
3,2	0,5526	3,5293	250	1,0494	3934,4
3,4	0,5851	4,1126	300	1,0440	4973,0
3,6	0,6148	4,7298	350	1,0397	6054,1
3,8	0,6420	5,3795	400	1,0362	7272,1
4,0	0,6671	6,0601	500	1,0307	9502,2
4,2	0,6902	6,7705	600	1,0266	
4,4	0,7115	7,5096	800	1,0209	
4,6	0,7313	8,2763	1000	1,0171	
4,8	0,7496	9,0696	1500	1,0114	
5,0	0,7666	9,8887	2000	1,0082	
5,2	0,7825	10,733	5000	1,0020	
5,4	0,7973	11,601	10000	0,9999	
5,6	0,8111	12,493	30000	0,9990	
5,8	0,8241	13,407	∞	1,0000	∞

worin V_0 die Spannung bedeutet, die der mittleren Anfangsenergiekomponente der Elektronen in radialer Richtung entspricht:

$$V_0 = \frac{3}{2} \frac{k \cdot T}{e} = \frac{T}{7733} \text{ Volt}$$

und λ eine numerische Konstante ist, deren Wert vermutlich zwischen 1 und 2 liegt und durch Versuch bestimmt werden muß. Ist dagegen die Kathode der

¹⁾ Langmuir, I., u. K. B. Blodgett: Phys. Rev. (2) 22, S. 347 bis 356. 1923.

äußere Zylinder ($r_0 > r$), so ist die Korrektur wegen der Anfangsgeschwindigkeiten viel größer als im Falle paralleler Ebenen.

Der Spannungsabfall längs des elektrisch geheizten Kathodenglühdrahtes (Länge l , Klemmenspannung V_H) führt gleichfalls zu beträchtlichen Abweichungen vom einfachen $V^{\frac{3}{2}}$ -Gesetz¹⁾. Diese Abweichungen sind vom entgegengesetzten Vorzeichen wie die durch die Anfangsgeschwindigkeiten bedingten Abweichungen.

Ist die Anodenspannung V kleiner als die Heizspannung V_H der Kathode: $V \leq V_H$, so hat, wenn man auf die Anfangsgeschwindigkeiten keine Rücksicht nimmt, der Raumladestrom infolge des Spannungsabfalles längs der Kathode den Wert:

$$i = \frac{2}{5} \cdot \frac{2}{9} \sqrt{\frac{2e}{m}} \frac{l}{r V_H} V^{\frac{5}{2}} = 5,87 \cdot 10^{-6} \frac{l}{r V_H} V^{\frac{5}{2}} = \text{const} \cdot V^{\frac{5}{2}},$$

während man für Werte $V \geq V_H$ infolge des Spannungsabfalles längs der Kathode zu der Gleichung gelangt:

$$i = 5,87 \cdot 10^{-6} \frac{l}{r V_H} \{V^{\frac{5}{2}} - (V - V_H)^{\frac{5}{2}}\}$$

oder bei Reihenentwicklung:

$$i = 14,68 \cdot 10^{-6} \frac{l}{r} V^{\frac{3}{2}} \left\{ 1 - \frac{3}{4} \frac{V_H}{V} + \frac{3}{24} \left(\frac{V_H}{V} \right)^2 - \dots \right\}.$$

Da die Reihe sehr stark konvergiert, genügt für alle Werte $V > 2 V_H$ bereits die erste Annäherung:

$$i = 14,68 \cdot 10^{-6} \frac{l}{r} V^{\frac{3}{2}} \left\{ 1 - \frac{3}{4} \frac{V_H}{V} \right\}.$$

Hierbei wird überall die Anodenspannung V vom negativen Ende der Kathode aus berechnet.

c) Kathode und Anode sind konzentrische Kugelflächen²⁾. Für den gesamten Raumladestrom in Ampere zwischen Kathode (Radius r_0) und Anode (Radius r) gilt die Formel:

$$i = \frac{4\sqrt{2}}{9} \sqrt{\frac{e}{m}} \frac{V^{\frac{3}{2}}}{\alpha^2},$$

wobei α^2 mit Hilfe von Reihenentwicklungen zu berechnen ist:

$$\frac{1}{2} \alpha^2 = 0,112 \ln \left(\ln \frac{r}{r_0} \right) + \frac{1}{3} \ln \left(\frac{r}{r_0} \right) + 0,152 \quad \text{für } \ln \frac{r}{r_0} > 6,4 \text{ und } r_0 < r \text{ gültig,}$$

$$\left(\frac{1}{2} \alpha^2 \right)^{\frac{2}{3}} = 1,11 \frac{r_0}{r} - 1,64 \quad \text{für } \frac{r_0}{r} > 9 \text{ gültig.}$$

Drückt man in allen drei Fällen den übergehenden Raumladestrom in Ampere bezogen auf 1 qcm der emittierenden Fläche aus, so erhält man:

a) Fall planparalleler Ebenen: $i_a = \frac{D}{x^2},$

b) Fall coaxialer Zylinder: $i_a = \frac{D}{r_0 r \beta^2}, \quad D = \frac{\sqrt{2}}{9\pi} \sqrt{\frac{e}{m}} V^{\frac{3}{2}}$

c) Fall konzentrischer Kugelflächen: $i_a = \frac{D}{r_0^2 \alpha^2}.$

Mit großer Annäherung ist die Stromdichte in einer Fläche, die $\frac{4}{5}$ des Gesamtabstandes: emittierende Fläche — auffangende Fläche von der emittierenden Fläche entfernt ist, unabhängig vom Krümmungsradius, sobald $\frac{r}{r_0}$ oder $\frac{r_0}{r} < 2$ ist.

¹⁾ Van der Bijl: The Thermionic Vacuum Tube. New York 1920, S. 64 bis 70.

²⁾ Langmuir, I., u. K. B. Blodgett: Phys. Rev. 24, S. 49 bis 59. 1924. (Dort auch eine

Tabelle für α^2 als Funktion von $\frac{r}{r_0}$ oder $\frac{r_0}{r}$.)

3. Durchgriff und Kennlinien.

A. Durchgriff¹⁾.

a) Eingitterröhren.

Eine zwischen Kathode und Anode eingeschaltete durchbrochene Zwischen-
elektrode — die Steuerelektrode, das Gitter —, die sich auf kleinem positiven oder
negativen Potential gegenüber der Kathode befindet, ändert den Potentialverlauf
und damit das Feld zwischen Anode und Kathode. Nimmt man zunächst an, daß

1. im Gebiete zwischen Kathode, Gitter und Anode nirgends Raumladungen
vorhanden sind, und

2. der Potentialabfall längs der Glühkathode, bedingt durch die Strom-
beheizung, nicht berücksichtigt zu werden braucht,
so liegt ein Sonderfall des Dreileiterproblems der Elektrostatik vor: Das Poten-
tial φ genügt der Laplaceschen Gleichung $\Delta\varphi = 0$ und nimmt auf den 3 Leitern
die Werte φ_1 (Kathode), φ_2 (Gitter) und φ_3 (Anode) an. Für die auf den 3 Leitern
befindlichen Ladungen q_1 (Kathode), q_2 (Gitter) und q_3 (Anode) gelten dann die
bekanntenen Beziehungen der Elektrostatik:

$$q_1 = \varphi_1 C_1 + \varphi_2 C_{12} + \varphi_3 C_3 ,$$

$$q_2 = \varphi_1 C_{21} + \varphi_2 C_2 + \varphi_3 C_{23} ,$$

$$q_3 = \varphi_1 C_{31} + \varphi_2 C_{32} + \varphi_3 C_3 .$$

C_1 , C_2 und C_3 sind die Kapazitäten von Kathode, Gitter und Anode, wenn die
übrigen Leiter geerdet (d. h. auf dem Potential 0) sind. C_{12} , C_{13} usw. sind die
Teilkapazitäten, die von den Wechselwirkungen der Leiter aufeinander herrühren.
Dabei ist $C_{12} = C_{21}$, $C_{13} = C_{31}$ und $C_{23} = C_{32}$.

Da die Gesamtladung des Dreileitersystems gleich Null ist: $q_1 + q_2 + q_3 = 0$,
so folgt für die auf der Kathode von Gitter und Anode induzierte Ladung:

$$q_1 = C_{12}(\varphi_2 - \varphi_1) + C_{13}(\varphi_3 - \varphi_1) .$$

Potential und Feld lassen sich linear durch die Potentialdifferenzen der drei Leiter
gegeneinander ausdrücken. In der Gitterfläche selbst sind wegen der auf dem
Gitter (Gitterstegen, Gitterdrähten) angesammelten Ladungen ungleich verteilte
elektrische Felder vorhanden; die Unregelmäßigkeit dieser Teilfelder verschwindet
jedoch — vorausgesetzt, daß die Abmessungen der Gitteröffnungen (Schlitze,
Maschen) klein sind gegen den Abstand des Gitters von den anderen Elektroden —
in einiger Entfernung vom Gitter (Vorgitterfläche konstanten Potentials). Das
Gesamtfeld läßt sich also aus zwei Teilen zusammensetzen: einem homogenen
Teil, der so beschaffen ist, als ob alle drei Leiter massive Flächen von konstantem
Potential wären, und einem anderen Teil, der nur in der Nähe der gitterartigen
Flächen von Null verschiedene Werte hat und durch dessen Überlagerung mit

¹⁾ Die hier gegebene Entwicklung des Begriffes „Durchgriff“ ist der grundlegenden Arbeit
von W. Schottky entnommen: Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 1 bis 31, 299 bis
328. 1919; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 15, S. 326 bis 340; 16, S. 276 bis 296, 344 bis 371. 1920. —
H. Rukop (Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 110 bis 146. 1919) definiert den Durchgriff D mit Hilfe
der Gleichung: $i = \frac{1}{K} (e_g + D e_a)^{\frac{3}{2}}$; H. Barkhausen führt D mittels des Begriffes der Steuer-
spannung $e_{st} = e_g + D e_a$ ein (Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 27 bis 46. 1919); M. Abraham
(Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 42 bis 45. 1919; vgl. auch Barkhausen, H.: Elektronenröhren I.
2. Aufl. S. 40. Leipzig 1924) benutzt als Definitionsgleichung $D = \frac{C_{13}}{C_{12}}$, eine Definition, die nicht
auf den Fall des Vorhandenseins von Raumladung zwischen Gitter und Anode übertragbar ist,
im raumladungsfreien Raume aber mit der Definition von Schottky übereinstimmt. Die Be-
trachtungsweise von H. J. van der Bijl [Phys. Rev. 12, S. 180 bis 198. 1918: $i = f(D e_a + \varepsilon, e_g)$
 $= \text{const} (D e_a + e_g + \varepsilon)^2$] ähnelt der von Barkhausen.

dem homogenen Teil (Effektivpotential p in der Gitterebene) dann der wirkliche Feldverlauf und das wirkliche Potential auf dem Gitter (Gitterstegen, Gitterdrähten) erreicht wird. Das Effektivpotential p in der Gitterebene hängt linear von der Gitterspannung $e_g = \varphi_2 - \varphi_1$ und der Anodenspannung $e_a = \varphi_3 - \varphi_1$ ab:

$$p = l e_g + m e_a.$$

Zwischen den Koeffizienten l („Steuerschärfe“) und m („Anodeneinfluß“ auf das Effektivpotential des Steuergitters), die nur von den geometrischen Eigenschaften der Elektroden abhängig sind, besteht die Beziehung: $l + m = 1$. Den Quotient $\frac{l}{m} = k$ bezeichnet Schottky als „Schutzwirkung“.

Wird das Gitterpotential als negativ gegen die Kathode angenommen, so ist mit großer Annäherung der durch das Gitter zur Anode hindurchfließende Strom von der besonderen Art der Feldverteilung in unmittelbarer Nähe der Gitterfläche unabhängig und umfaßt alle Elektronen, die das Raumladungspotentialminimum überwunden haben und erstmalig bis zu einer Vorgitterfläche konstanten Potentials gelangt sind. Der Anodenstrom i_a läßt sich in Eingitterröhren aus der Raumladungstheorie und der Annahme eines homogenen Effektivpotentials p in der Gitterfläche bestimmen. Das Effektivpotential p in der Gitterfläche ist dabei in erster Annäherung so zu berechnen, als ob keine Raumladung und keine Kathode, sondern nur das Gitter mit dem Potential e_g und die Anode mit dem Potential e_a vorhanden wäre. Der Unterschied zwischen dem Effektivpotential des Gitters p und dem wahren Gitterpotential e_g (Kathodenpotential = 0 angenommen) ist bei symmetrischen Anordnungen der drei Leiter proportional dem Unterschied zwischen Anodenpotential e_a und Effektivpotential p . Der Proportionalitätsfaktor D wird als Durchgriff (der Anode durch das Steuergitter) bezeichnet:

$$D = \frac{p - e_g}{e_a - p}.$$

Eine Änderung des Effektivpotentials, bedingt durch eine Gitterpotentialänderung um den Betrag $(-de_g)$, wird durch eine Änderung des Anodenpotentials um den Betrag $D \cdot de_a$ rückgängig gemacht. Zwischen dem Durchgriff D ¹⁾ und den Größen l , m und k bestehen in Eingitterröhren die Beziehungen:

$$l = \frac{1}{1 + D}, \quad m = \frac{D}{1 + D}, \quad k = \frac{l}{m} = \frac{1}{D}.$$

Berücksichtigt²⁾ man die Wirkung der Raumladung zwischen Kathode und Gitter auf das Effektivpotential des Gitters in zylindrischen Eingitterröhren, so geht bei der Berechnung der Steuerschärfe l und des Anodeneinflusses m der Durchgriff D der Anode durch das Gitter mit einem um $\frac{2}{3} \ln \frac{r_3}{r_2}$ vergrößerten Betrage, der von derselben Größenordnung wie D ist, in den Nenner ein:

$$p = \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{2}{3} \ln \frac{r_3}{r_2}\right) D} \cdot e_g + \frac{D}{1 + \left(1 + \frac{2}{3} \ln \frac{r_3}{r_2}\right) D} \cdot e_a.$$

(r_3 Radius der Anode, r_2 Radius des Gitters, $r_3 > r_2$). Im Zähler von m bleibt D stehen, so daß sich das Verhältnis $k = \frac{l}{m} = \frac{1}{D}$, die Schutzwirkung, nicht ändert.

¹⁾ Von Schottky und in der amerikanischen Literatur wird an Stelle der Größe D primär der reziproke Wert von D verwandt (Schutzwirkung k nach Schottky, Verstärkonstante μ nach van der Bijl), vgl. van der Bijl, H. J.: The Thermionic Vacuum Tube S. 150 ff., 1920; Phys. Rev. 12, S. 180 bis 198, 1918.

²⁾ Schottky, W.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern I, Heft 1, S. 64 bis 70. 1920.

Maxwell¹⁾ hat die Schirmwirkung eines aus parallelen äquidistanten Drähten bestehenden Gitters auf einen ebenen Leiter gegen ein auf der anderen Seite des Gitters befindliches elektrostatisches Feld mit Hilfe konformer Abbildungen berechnet. Hierauf fußend findet Schottky²⁾ für den Fall, daß Kathode, Gitter und Anode parallele Ebenen sind, und daß das Gitter aus parallelen in einer Ebene liegenden Drähten besteht, deren Radius c klein gegen die Maschenweite d (Abstand von Drahtmitte zu Drahtmitte) ist und das einen konstanten Abstand h von der Anode besitzt:

$$D = \frac{d}{2\pi h} \ln \frac{1}{2 \sin \frac{\pi c}{d}} \approx \frac{d}{2\pi h} \ln \frac{d}{2\pi c}$$

oder wenn man die Größe d durch die Anzahl n Drähte auf die Längeneinheit³⁾ ersetzt:

$$D = \frac{1}{k} = \frac{1}{2\pi n h} \ln \frac{1}{2\pi n c}$$

Läßt man die Einschränkung, daß der Radius c der Gitterdrähte klein gegen den Abstand d sein soll, fallen, so erhält man die Formel von Vogdes und Elder⁴⁾:

$$D = \frac{1}{k} = \frac{\ln \coth 2\pi n c}{2\pi n h - \ln \coth 2\pi n c}$$

Van der Bijl⁵⁾ zieht es vor, eine empirische Formel zu benutzen:

$$\frac{1}{D} = k = C \cdot c n^2 h + 1,$$

die nach seinen Beobachtungen die Abhängigkeit des Durchgriffs (der Verstärkungskonstante) von den Größen c , n , h besser wiedergibt als die Formel:

$$D = \frac{1}{2\pi n h} \ln \frac{1}{2\pi n c};$$

C ist eine Konstante, die für den Fall, daß Kathode, Gitter und Anode parallele Ebenen sind, den Wert 80 hat. Der Radius der Gitterdrähte betrug bei den Röhren, die van der Bijl zur Ableitung der Durchgriffsformel baute, bis zu 0,3 mm.

Aus einer graphischen Darstellung der Formel: $D = \frac{1}{k} = \frac{d}{2\pi h} \ln \frac{1}{2 \sin \frac{\pi c}{d}}$

[Abb. 459 nach John M. Miller⁶⁾] kann man leicht den Wert $k = \frac{1}{D}$ (Ordi-

nate) entnehmen, wenn man den Durchmesser (als Parameter eingetragen, 1 mil = 0,001 inch = 0,025 mm) der Gitterdrähte und den Abstand zweier benachbarter Gitterdrähte (Abszisse) kennt. Der Abstand Gitter—Anode ist zu 2 mm angenommen. Da k proportional h ist, so kann man leicht auf andere Werte von h als 2 mm umrechnen.

Nach den Angaben von Schottky⁷⁾ kommt man mit der Formel $D = \frac{d}{2\pi h} \ln \frac{d}{2\pi c}$ für praktische Berechnungen solange aus, wie der Umfang $2\pi c$ der Gitterdrähte mehrfach kleiner ist als der Gitterdrahtabstand d . Man kann ferner leicht übersehen, in welchem Sinne sich die Formel ändert, wenn

¹⁾ Maxwell, J. Cl.: Treatise I. § 203 u. 206.

²⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 21 bis 29. 1919.

³⁾ King, R. W.: Phys. Rev. 15, S. 256 bis 268. 1920.

⁴⁾ Vogdes, F. B., u. Frank R. Elder: Phys. Rev. 24, S. 683 bis 689. 1924; 25, S. 255. 1925.

⁵⁾ Van der Bijl, H. J.: The Thermionic Vacuum Tube, S. 231 bis 234. 1920.

⁶⁾ Miller, John M.: Proc. Inst. Rad. Eng. 8, S. 64 bis 73. 1920.

⁷⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 21 bis 29. 1919.

Gitter und Anode konzentrische Zylinder sind, in deren Achse die Kathode liegt, und wie sich der Durchgriff bei Gittern verkleinert, die aus netzartigen Gebilden, sich kreuzenden Drähten bestehen. Auch auf gestanzte Blechelektroden, deren Stege nicht rund, sondern flach sind, läßt sich die Formel mit genügender Genauigkeit anwenden; der Radius c ist hier von der Größenordnung der halben Stegbreite. Die Stegdicke ist unterhalb eines gewissen Verhältnisses zur Stegbreite ohne Einfluß. Auch dann, wenn nicht mehr $2\pi c \ll d$ ist, gibt die Formel noch einen

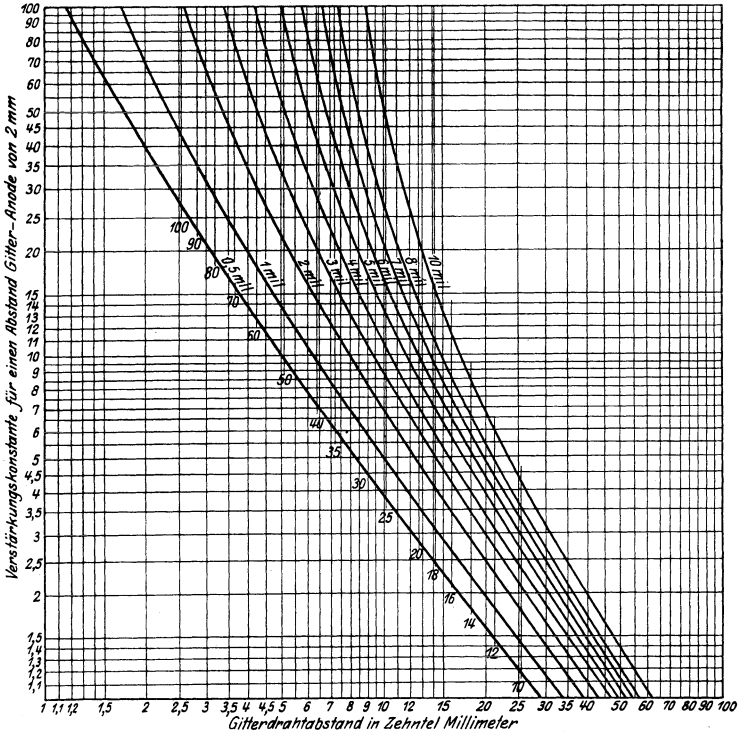


Abb. 459. Abhängigkeit der Verstärkungskonstanten $k = \frac{1}{D}$ vom Gitterdrahtdurchmesser (in mil an jeder Kurve eingetragen) und vom Gitterdrahtabstand nach J. M. Miller. (Die vertikalen Linien entsprechen Spiralgittern der angegebenen Windungszahl auf ein inch.)

Anhalt, wie sich D mit h , d und c ändert. Bei Röhrenkonstruktionen handelt es sich in der Regel darum, zunächst eine rohe Annäherung an den Sollwert zu finden, der dann an Hand einiger Muster korrigiert wird, wobei mit Hilfe der obigen Formel der Sinn der Abänderung festzulegen ist.

Doch ist auch für den Fall, daß Gitter und Anode konzentrische unbegrenzte¹⁾ Zylinder (Radius r_g und r_a) sind, in deren Achse sich eine Drahtkathode (Radius r_k) befindet, und daß das Gitter aus m gleichen äquidistanten Drähten vom Radius c besteht, die Größe D , der Durchgriff, berechnet. Unter ähnlichen einschränkenden Voraussetzungen hinsichtlich der Werte von c , m , r_a und r_g wie oben für die ebene Anordnung (es muß u. a. der gesamte Umfang der

¹⁾ Um die Rechnung zu vereinfachen, wird durchweg die Annahme gemacht, daß die Elektroden in Richtung des Glühfadens unendlich lang sind (zweidimensionales Problem).

m Gitterdrähte klein gegen den Umfang des Gitters sein) finden Abraham¹⁾ und v. Laue²⁾:

$$D = \frac{\ln\left(\frac{r_g}{m c}\right)}{m \ln\left(\frac{r_a}{r_g}\right)}$$

oder unter Benutzung der Größe n (Anzahl Gitterdrähte auf die Längeneinheit).

$$D = \frac{\ln \frac{1}{2 \pi n c}}{2 \pi n r_g \ln\left(\frac{r_a}{r_g}\right)}.$$

Eine hiervon etwas abweichende Formel ist von R. W. King³⁾ abgeleitet:

$$D = \frac{\ln \frac{1}{2 \pi n c}}{2 \pi n r_g^2 \left(\frac{1}{r_g} - \frac{1}{r_a}\right)}.$$

Sieht man von der einschränkenden Bedingung hinsichtlich der Größen n und c wieder ab, so erhält man nach Vogdes und Elder⁴⁾ die genauere Formel:

$$D = \frac{1}{k} = \frac{\ln \zeta \text{of } 2 \pi n c}{2 \pi n r_g \ln\left(\frac{r_a}{r_g}\right) - \ln \zeta \text{of } 2 \pi n c}.$$

Die von King aufgestellte Beziehung — jedoch mit negativen Vorzeichen

$$D = -\frac{\ln \frac{1}{2 \pi n c}}{2 \pi n r_g^2 \left(\frac{1}{r_g} - \frac{1}{r_a}\right)}$$

gilt für den Fall: $r_k > r_g > r_a$, in dem die Kathode

aus einer Anzahl paralleler Drähte besteht, die auf dem Zylinder mit dem größten Durchmesser angeordnet sind [Außenkathode⁵⁾].

Ist das Gitter eine freistehende Drahtspirale, so läßt sich der Durchgriff nach der gleichen Formel:

$$D = \frac{\ln \frac{1}{2 \pi n c}}{2 \pi n r_g \ln\left(\frac{r_a}{r_g}\right)}$$

berechnen [J. J. Thomson⁶⁾]; $\frac{1}{n}$ ist dann die Steigung der Drahtspirale.

Besteht das Gitter aus einer Anzahl von Drahtlingen (Durchmesser $2r_g$, Drahtradius c) im Abstand d voneinander (Abstand von Drahtmitte zu Drahtmitte), deren Ebenen senkrecht zur Kathode und deren Mittelpunkte in der

¹⁾ Abraham, M.: Arch. f. Elektrotechn. **8**, S. 42 bis 45. 1919.

²⁾ Laue, M. v.: Ann. d. Phys. **59**, S. 465 bis 492. 1919; Jahrb. f. drahtl. Telegr. **14**, S. 243 bis 259. 1919.

³⁾ King, R. W.: Phys. Rev. **15**, S. 256 bis 268. 1920.

⁴⁾ Vogdes, F. B., u. Frank R. Elder: Phys. Rev. **24**, S. 683 bis 689. 1924; **25**, S. 255. 1925.

⁵⁾ King, R. W.: Phys. Rev. **15**, S. 256 bis 268. 1920.

⁶⁾ Vgl. Gossling, B. S.: Journ. Inst. El. Eng. **58**, S. 674. 1920; vgl. auch Laue, M. v.: l. c.

Kathode liegen, so ist der Durchgriff D nach Elias¹⁾ durch:

$$D = \frac{A d}{2 \ln \left(\frac{r_a}{r_g} \right)}$$

gegeben, wobei A nach der Formel zu berechnen ist:

$$A = \frac{1}{r_g} \left\{ \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{1}{n} e^{-\frac{2\pi n c}{d}} - \frac{e^{-\frac{4\pi r_g}{d}}}{\ln \left(\frac{d}{\pi \gamma r_k} \right)} - \frac{1}{\pi} e^{-\frac{4\pi}{d}(r_a - r_g)} \right\}.$$

Hierin ist r_k der Radius der Kathode und γ die Eulersche Konstante. Berücksichtigt man, daß die beiden letzten Glieder des Klammersausdruckes in der Formel für A klein gegen das erste Glied sind und führt weiter die Annahme ein: $\frac{2\pi c}{d} \ll 1$, so erhält man für den Durchgriff die einfachere Beziehung:

$$D = \frac{d}{2\pi r_g} \cdot \frac{\ln \frac{d}{2\pi c}}{\ln \frac{r_a}{r_g}}.$$

Für zwei weitere Elektrodenanordnungen, die in der Entwicklungsgeschichte der Verstärkeröhren eine Rolle gespielt haben:

a) Die Anode ist eine Ebene im Abstand a vom Glühdraht, das Gitter ist eine zur Anode parallele Ebene auf der der Anode abgewandten Seite des Glühdrahtes im Abstand b ($b < a$) von letzterem [Röhren von W. Wien²⁾];

b) Anode wie unter a; Gitter ein Draht parallel zur Glühkathode auf der der Anode abgewandten Seite des Glühdrahtes; hat v. Laue³⁾ die Potentialfunktion und den Durchgriff angegeben.

b) Schutznetzröhren [Siemens-Schottky-Röhren⁴⁾].

Das Effektivpotential eines zwischen zwei anderen Elektroden liegenden Gitters setzt sich — symmetrische Elektroden, deren Abstand vom Gitter groß gegen die Maschenweite ist, angenommen — aus zwei Gliedern zusammen, die sich auf die verschiedenen Elektroden beziehen und bei denen der Durchgriff genau so berechnet wird, als wenn die Elektrode auf der gegenüberliegenden Seite nicht vorhanden wäre. Für das Effektivpotential s des Schutznetzes, das zwischen Steuergitter und Anode liegt und auf dessen Stegen das Potential den Wert e_s annimmt, gilt demnach:

$$s - e_s = D_{As}(e_a - s) + D_{Gs}(p - s)$$

und für die Wirkung des Schutznetzes auf das Steuergitter:

$$p - e_g = D_{Sg}(s - p).$$

Hierin ist D_{Sg} von D_{Gs} völlig verschieden, und es wird angenommen, daß die Raumladung der Elektronen in dem Raum zwischen Steuergitter und Anode

¹⁾ Elias, G. I., van der Pol, Balth., u. B. D. H. Tellegen: Tijdschr. Nederlandsch Radiogenootschap **2**, S. 23 bis 37, 53 bis 56, 95 bis 114. 1923 bis 1925; Ann. d. Phys. **78**, S. 370 bis 406. 1925; vgl. auch O. Emersleben: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **26**, S. 64 bis 73. 1925.

²⁾ Rüchardt, E.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **15**, S. 27 bis 39. 1920.

³⁾ Laue, M. v.: l. c.

⁴⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. **8**, S. 299 bis 328. 1919. — Bei Raumladungsnetzröhren ist, wie bei Eingitterröhren, die Schutzwirkung gleich dem reziproken Wert des Durchgriffes der Anode durch das Steuergitter. Vgl. auch S. 518 u. 519 (Mehrgitterröhren).

unberücksichtigt bleiben kann. Es ist dann:

$$p = l e_g + m e_a + n e_s$$

$$l + m + n = 1$$

(n Einfluß des Schutznetzes auf das Steuergitter) und die Schutzwirkung:

$$k = \frac{1 + D_{AS} + D_{GS}}{D_{AS} \cdot D_{SG}}$$

Da D_{AS} und D_{GS} im allgemeinen klein gegen 1 sind, so besagt diese Formel: „Durch Einführung des Schutznetzes wird die Schutzwirkung k ungefähr im Verhältnis

$\frac{1}{D_{AS}}$, d. h. umgekehrt proportional dem Durchgriff der Anode durch das Schutz-

netz vergrößert.“ M. A. Schir mann¹⁾ hat die Durchgriffsfaktoren für folgende

Anordnung berechnet: Kathode (1) ein Draht vom Radius k , Steuergitter (2) und Schutznetz (3), bestehend aus n gleichen Drähten vom Radius c , deren äquidistante Mittelpunkte auf konzentrischen Zylindern vom Radius a_1 und a_2

($a_2 > a_1$, $\left[\frac{a_1}{a_2}\right]^n \ll 1$) liegen, Anode (4) ein konzentrischer Kreiszyylinder vom

Radius b . Raumladung und Potentialabfall längs der stromdurchflossenen Glühkathode bleiben unberücksichtigt. Es werden die Durchgriffsfaktoren, D_{AS} , D_{SG} und D als Quotienten der entsprechenden Teilkapazitäten ermittelt:

$$D_{AS} = \frac{C_{41}}{C_{31}} = \frac{\ln\left(\frac{a_2}{nc}\right)}{n \ln\left(\frac{b}{a_2}\right)},$$

$$D_{SG} = \frac{C_{31}}{C_{21}} = \frac{\ln\left(\frac{a_1}{nc}\right) \cdot \ln\left(\frac{b}{a_2}\right)}{n \ln\left(\frac{b}{a_2}\right) \ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right) + \ln\left(\frac{b}{a_1}\right) \ln\left(\frac{a_2}{nc}\right)}$$

$$\frac{1}{k} = D = D_{AS} \cdot D_{SG} = \frac{C_{41}}{C_{31}} \cdot \frac{C_{31}}{C_{21}} = \frac{C_{41}}{C_{21}} = \frac{\ln\left(\frac{a_1}{nc}\right) \cdot \ln\left(\frac{a_2}{nc}\right)}{n \left\{ n \ln\left(\frac{b}{a_2}\right) \ln\left(\frac{a_2}{a_1}\right) + \ln\left(\frac{b}{a_1}\right) \ln\left(\frac{a_2}{nc}\right) \right\}}$$

B. Kennlinien.

Allgemein — unter Berücksichtigung auch der Gebiete, in denen Gitterstrom fließt — läßt sich der Stromverlauf in Eingitterröhren durch zwei Kennflächen²⁾ darstellen:

$$i_a = f_1(e_a, e_g)$$

$$i_g = f_2(e_a, e_g).$$

Die übliche Kennliniendarstellung beschränkt sich auf einige Querschnitte dieser Kennflächen, da die vollständige Ermittlung der Kennflächen durch Messung zu zeitraubend ist:

¹⁾ Schir mann, M. A.: Ann. d. Phys. **62**, S. 97 bis 106. 1920; Arch. f. Elektrotechn. **8**, S. 441 bis 446. 1920.

²⁾ Vallauri, G.: L' Elettrotecnica 1917, 25. Jan. u. 5. Febr.; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **12**, S. 349 bis 398. 1918; van der Pol, Balh.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **25**, S. 121 bis 131. 1925 (Übers. aus Physica **3**, S. 253. 1923); Tolmie, I. R.: Proc. Inst. Rad. Eng. **12**, S. 177 bis 191. 1924. Bei Mehrgitterröhren ist noch die Abhängigkeit von den Nebenelektroden zu berücksichtigen.

Entweder stellt man die Abhängigkeit des Anodenstromes i_a von der Anodenspannung e_a und von der Gitterspannung e_g durch eine Schar Kennlinien $i_a = f(e_g)$ mit e_a als Parameter (Anodenstrom - Gitterspannungs - Kennlinien) oder durch eine Schar $i_a = f(e_a)$ mit e_g als Parameter (Anodenstrom - Anodenspannungs - Kennlinien) dar¹⁾. Den tang des Winkels, den die Tangente im Arbeitspunkte auf der $i_a = f(e_g)$ -Kennlinie mit der Abszissenachse bildet, bezeichnet man als Steilheit S (in mA/Volt gemessen); die entsprechende Größe für die $i_a = f(e_a)$ - Kennlinie gibt den reziproken inneren Widerstand $\frac{1}{R_i} = \frac{di_a}{de_a}$

der Röhre. Die Steilheit S ändert sich auf einem mehr oder minder großen Teil der Kennlinie so wenig, daß man sie in diesem Gebiet für viele Fälle als konstant ansehen kann. Steilheit S und innerer Widerstand R_i sind mit dem Durchgriff durch die Beziehung $S \cdot D \cdot R_i = 1$ (Barkhausen) verknüpft.

Um eine nicht empirische Beziehung für den zur Anode fließenden Elektronenstrom i_a in Abhängigkeit vom Gitterpotential e_g und vom Anodenpotential e_a in Eingitterröhren zu gewinnen, muß man das Kraftlinienbild der raumladungsfreien Eingitterröhre mit dem Raumladegesetz vereinen. Sind Gitter und Anode auf dem gleichen Potential $e_g = e_a = \Phi$ und mißt man den übergehenden Elektronenstrom in Abhängigkeit von diesem Potential Φ , so erhält man eine Kurve, die „einfache Entladungscharakteristik“ [Schottky²⁾], die sich im wesentlichen — abgesehen von den kleinsten Φ -Werten und den Werten, wo der Sättigungsstrom fließt — mit der Raumladecharakteristik (der $V^{\frac{3}{2}}$ -Kurve) deckt. Sind Gitter und Anode auf verschiedenem Potential (das Potential der Kathode als 0 angesetzt), so sei zunächst angenommen, daß das Gitterpotential negativ zur Kathode sei, so daß keine Elektronen zum Gitter gelangen können ($i_g = 0$). Solange nur kleine Änderungen in Betracht gezogen werden, ist³⁾:

$$\Delta i_a = \frac{\partial i_a}{\partial e_g} \Delta e_g + \frac{\partial i_a}{\partial e_a} \Delta e_a.$$

Die von der Anode ausgehenden Kraftlinien enden entweder auf dem Gitter oder auf den Ladungen im Raume. Das durch Überlagerung der Felder Gitter-Kathode und Anode-Kathode entstandene Feld ist nahe der Anode und nahe der Kathode bzw. des Raumlademinimums homogen⁴⁾. Denkt man sich dies resultierende Feld homogen bis zur Gitterebene fortgesetzt und setzt den diesem Felde in der Gitterebene entsprechenden Potentialwert p (Effektivpotential nach Schottky) in die in erster Näherung hier gültige Raumladegleichung ein, so erhält man für den Anodenstrom⁵⁾ in Abhängigkeit vom Gitter- und vom Anodenpotential:

$$i_a = \text{konst. } p^{\frac{3}{2}} = \text{konst. } \left(\frac{e_g + D e_a}{1 + D} \right)^{\frac{3}{2}} = \text{konst. } \left(\frac{k e_g + e_a}{k + 1} \right)^{\frac{3}{2}}.$$

Da in den meisten Eingitterröhren D klein gegen 1 ist, so gilt angenähert⁶⁾:

$$i_a = \text{konst. } (e_g + D e_a)^{\frac{3}{2}}.$$

¹⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, 1. c.

²⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 1 bis 31, 299 bis 328. 1919; über den Einfluß von Restladungen, Wandladungen, Magnetfeldern u. a. m. auf die einfache Entladungscharakteristik vgl. Langmuir, I.: Gen. El. Rev. 23, S. 503 bis 513, 589 bis 596. 1920.

³⁾ Latour, M.: Electrician 78, S. 280. 1. Dez. 1916; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 12, S. 288 bis 296. 1918; Vallauri, G.: l. c.; Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, 1. c.

⁴⁾ Um günstigste Wirkung zu erzielen (Vermeidung von Inselbildung), werden die Verstärkerrohren dementsprechend gebaut; vgl. Rukop, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 110 bis 146. 1919; besonders S. 113 bis 114. Ein Kriterium für die gewünschte Homogenität des resultierenden Feldes in der Kathodennähe bildet der geradlinige Verlauf der Kurven $i_a + i_g = f(e_g + D e_a) = \text{konst.}$, die alle einander parallel sein müssen und deren Neigung $\frac{1}{D}$ ist (Balth. van der Pol: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 25, S. 126 bis 127. 1925).

⁵⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, Formeln 20, 28 u. 31; Eccles, W. H.: Continuous Wave Wireless Telegraphy I. London 1921, S. 333 bis 339, 348 bis 352; vgl. auch Schottky, W.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 15, S. 326 bis 340; 16, S. 276 bis 296, 344 bis 371. 1920.

⁶⁾ Barkhausen, H.: Elektronenröhren I. 2. Aufl. Leipzig 1924, S. 39 bis 48.

In Eingitterröhren tritt also an die Stelle des Potentials V in der Raumladegleichung die Größe: $e_g + D e_a$ (Steuerspannung nach Barkhausen, resultierende Spannung nach Rukop; Eccles nennt $k e_g + e_a$ lumped voltage). Van der Bijl¹⁾ benutzt für Eingitterröhren die empirische Beziehung:

$$i_a = f \left(\frac{e_a}{k} + e_g + \varepsilon \right)$$

oder:

$$i_a = \varkappa \left(\frac{e_a}{k} + e_g + \varepsilon \right)^n,$$

worin \varkappa eine Konstante und ε die Kontaktpotentialdifferenz zwischen Gitter und Kathode ist. Für Verstärkerröhren, in denen das wirksame Potential $\left(\frac{e_a}{k} + e_g + \varepsilon \right)$ nur niedrige Werte annimmt, bedingt der Spannungsabfall längs der Glühkathode so beträchtliche Abweichungen vom $V^{\frac{3}{2}}$ -Gesetz, daß (nach den Versuchen von van der Bijl) die Beziehung zwischen Anodenstrom und Gitter- und Anodenspannung am besten durch die parabolische Beziehung wiedergegeben wird:

$$i_a = \varkappa \left(\frac{e_a}{k} + e_g + \varepsilon \right)^2.$$

4. Messungen an Elektronenröhren.

A. Bestimmung von Steilheit, Durchgriff und innerem Widerstand.

Durch die Flächen $i_a = f_1(e_g, e_a)$ und $i_g = f_2(e_g, e_a)$ {Anodenstrom bzw. Gitterstrom als Funktion von Gitterspannung und Anodenspannung} ist bei gegebener Kathodenheizung ($i_h = \text{const}$, $e_h = \text{const}$) das Verhalten einer Eingitterröhre eindeutig festgelegt. Die wichtigsten Parameter oder Konstanten einer solchen Röhre sind demgemäß die partiellen Differentialquotienten:

$$\frac{\partial i_a}{\partial e_g}, \quad \frac{\partial i_a}{\partial e_a}, \quad \frac{\partial i_g}{\partial e_g}, \quad \frac{\partial i_g}{\partial e_a} \quad \text{und} \quad \left(\frac{\partial e_g}{\partial e_a} \right)_{i_a = \text{const}}.$$

Nur für Gleichrichterwirkungen sind die zweiten Differentialquotienten von i_a und i_g nach e_a und e_g von Bedeutung.

Verstärkerröhren im Gebiete negativer Gitterspannungen ($i_g = 0$) lassen sich also im wesentlichen durch 3 Konstanten kennzeichnen:

1. $\frac{\partial i_a}{\partial e_g} = \beta_v$ [Schottky²⁾] = S (Barkhausen) (S Steilheit).
2. $\frac{\partial i_a}{\partial e_a} = \beta_b$ (Schottky) = $\frac{1}{R_i}$ (R_i innerer Widerstand der Röhre).
3. $-\frac{\partial e_g}{\partial e_a} = \beta_s = \frac{1}{k}$, bei Eingitterröhren = D (k Schutzwirkung oder Verstärkungskonstante, D Durchgriff).

Da die Konstanten S , D und R_i nicht unabhängig voneinander sind: $R_i = \frac{1}{D \cdot S}$ [Barkhausen³⁾], so genügt im allgemeinen die Bestimmung zweier dieser Größen. Ohne weiteres lassen sich S aus einer $e_g - i_a$ -Kennlinie bei gegebener Anoden-

¹⁾ van der Bijl, H. J.: The Thermionic Vacuum Tube, New York 1920, S. 150ff.; Phys. Rev. **12**, S. 180 bis 198. 1918; s. auch: Vallauri, G.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **12**, S. 349 bis 398. 1918; Feußner, O.: Fernmeldetechnik **4**, S. 74 bis 76, 83 bis 86. 1923.

²⁾ Schottky, W.: Archiv f. Elektrotechnik, **8**, S. 1 bis 31, 299 bis 328. 1919.

³⁾ Barkhausen, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **14**, S. 27 bis 46. 1919.

spannung e_a und $\frac{1}{R_i}$ aus einer $e_a - i_a$ -Kennlinie bei gegebener Gittervorspannung e_g ablesen (Schottky). S und $\frac{1}{R_i}$ sind der Tangens des Winkels¹⁾, den die Tangente im Arbeitspunkte der Kennlinien mit der Abszissenachse bildet.

a) Selbsttätige Kennlinienschreiber²⁾.

Die selbsttätigen Kennlinienschreiber von Stahl³⁾ und Bagally⁴⁾ erleichtern die punktweise Aufnahme der Kennlinien.

α) Bei dem Kennlinienschreiber von Stahl (Abb. 460) wird das Millimeterpapier parallel zur Abszissenachse durch eine Schraubenspindel bewegt, die

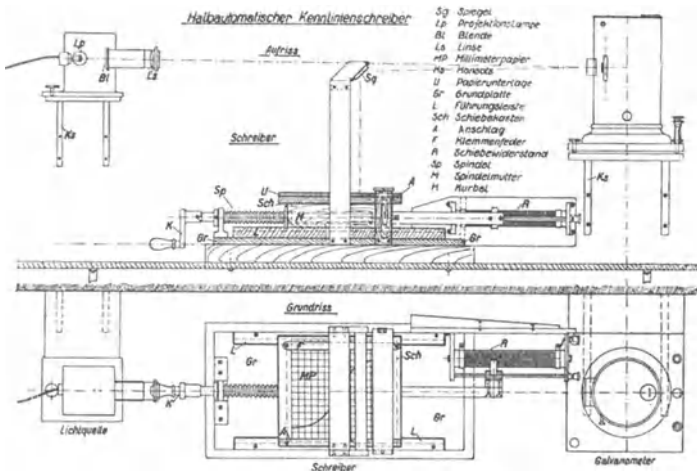


Abb. 460. Kennlinienschreiber von Stahl.

gleichzeitig einen Spannungsteiler einstellt und so die Änderung der Gitterspannung mit der Abszissenachse koppelt. Um den Strom als Ordinate senkrecht zur Papierbewegung aufzutragen, wird ein empfindliches Spiegelgalvanometer verwendet, dessen Ausschlagswinkel so klein gewählt wird, daß die Proportionalität mit dem Strom gewahrt bleibt. Die Bewegung des Lichtzeigers wird von der Hand auf dem Papier festgehalten. Ein selbsttätiges Aufzeichnen der Kurven mittels eines Schreibröhrchens, das an dem Zeiger eines Drehspulgalvanometers befestigt ist, gibt infolge der stets vorhandenen, wenn auch geringen Reibung nicht die genügende Empfindlichkeit.

β) Bagally (Abb. 461) spannt das Millimeterpapier auf eine Trommel, die auf ihrer Achse einen Kontaktarm trägt. Bei einer Trommelumdrehung läuft der Kontaktarm über 140 Kontaktpunkte, die verschiedenen Gitterspannungen entsprechen. Parallel zur Achse der Trommel wird der Strom aufgezeichnet. Für jeden Gitterkontaktpunkt drückt ein Hebel die Galvanometernadel einmal auf einen Farbfaden herunter und bewirkt durch Andrücken des Farbfadens an das Papier eine Aufzeichnung. Ein automatischer Umschalter gibt dem Gitter bei der ersten Trommelumdrehung ein positives Potential, bei der darauffolgenden Trommelumdrehung ein negatives Potential gegenüber der Kathode. Der Kennlinienschreiber wird durch ein Uhrwerk getrieben.

¹⁾ Mallet, E.: Post Office Electr. Eng. Journ. **12**, S. 134 bis 137. 1919.

²⁾ Über oszillographische Kennlinienaufnahme s. unter B. (Bestimmung des Richtwertes).

³⁾ Stahl, H.: ETZ **45**, S. 1313 bis 1315. 27. Nov. 1924.

⁴⁾ Bagally, W.: Wireless World **14**, S. 506 bis 508, Nr. 18 30. Juli 1924.

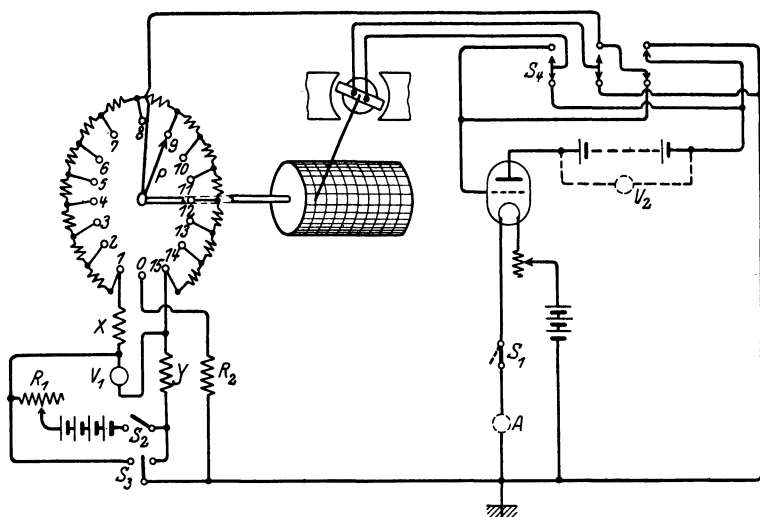


Abb. 461. Kennliniensreiber von Bagally (Prinzipschaltung).

b) Messung des Durchgriffes.

Die drei Konstanten einer Verstärkerröhre — Durchgriff D , innerer Widerstand R_i und Steilheit S — lassen sich für einen Punkt der Kennlinie auch ohne die zeitraubenden Kennlinienaufnahmen ermitteln. Am einfachsten gestaltet sich die Messung des Durchgriffes D (oder der Verstärkungskonstanten k), der nur von der geometrischen Anordnung der Elektroden abhängt.

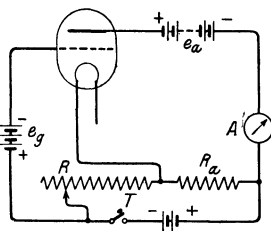
α) Ändert man die Gitterspannung e_g um einen Betrag Δe_g und gleichzeitig die Anodenspannung e_a um einen Betrag Δe_a , der so bemessen ist, daß die resultierende Spannung und (bei negativer Gitterspannung) der Anodenstrom ihren Wert nicht ändern [Hausser¹], van der Bijl²], so ist nach der Definition von D :

$$D = - \frac{\Delta e_g}{\Delta e_a}.$$

β) Der Spannungsabfall $R_a i_a$ in einem vom Anodenstrom i_a durchflossenen äußeren Widerstand R_a wird (Abb. 462) durch eine Hilfs-EMK kompensiert, die über den Widerstand R_a und einen veränderlichen, gleichzeitig dem Gitterkreis angehörigen Widerstand R geschlossen ist (keine Stromänderung im Amperemeter A bei Öffnen oder Schließen der Taste T nach passender Wahl von R). Es ist dann [Appleton³]: $\Delta e_a = R_a i_a$ und $\Delta e_g = -R i_a$, folglich:

$$D = \frac{R}{R_a}.$$

Wählt man für R einen konstanten Wert und verändert R_a so, daß im Amperemeter bei Öffnen und Schließen der Taste keine Stromänderung eintritt [van der

Abb. 462. Messung von D nach Appleton.

¹) Rukop, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 113. 1919.

²) van der Bijl, H. J.: The Thermionic Vacuum Tube, S. 193. New York 1920.

³) Appleton, E. V.: Wireless World 6, S. 458, Nov. 1918.

Bijl¹⁾], so gilt die gleiche Beziehung; ebenso auch, wenn R und R_a Teile eines Brückendrahtes sind und durch Verschieben des Gleitkontaktes gemeinsam verändert werden (Schottky).

γ) Benutzt man statt der statischen Potentialänderungen Wechselspannungen von Hörfrequenz und verwendet man gleichzeitig als Nullinstrument zum Anzeigen von Wechselstromlosigkeit im Anodenkreis einen Fernhörer, so kommt man auf die von Miller²⁾ angegebene Brückenmethode (Abb. 463) zur Bestimmung des Durchgriffes D : Die dem Gitter aufgedrückte Wechsel-EMK $e_g = e \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ ruft im Anodenkreis eine EMK $\frac{1}{D} e_g = \frac{e}{D} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ hervor, die bei Wechselstromlosigkeit im Anodenkreis (erzielt durch Verschiebung des Brückenkontaktes) durch die an R_2 liegende, gegen e_g um 180° in Phase verschobene EMK $e \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ aufgehoben wird; folglich:

$$D = \frac{R_1}{R_2}.$$

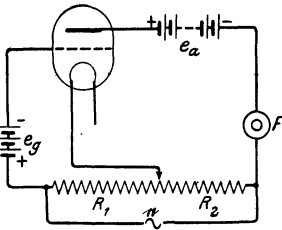


Abb. 463. Messung von D nach Miller.

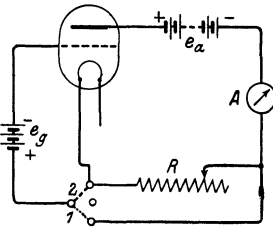


Abb. 464. Messung von D nach Eccles.

Gibt man R_2 den konstanten Wert 100Ω und ändert nur R_1 , sodaß Wechselstromlosigkeit im Fernhörer eintritt, so geben die Einstellungen von R_1 unmittelbar den Durchgriff D in Prozenten an³⁾.

δ) Nach einem von Eccles⁴⁾ vorgeschlagenen Meßverfahren (Abb. 464) wird ein im Gitter- und Anodenkreis befindlicher (vom Anodenstrom i_a durchflossener) gemeinsamer Widerstand $R = R_1$ (Schalterstellung 1: Gitterspannung $e_g - R_1 i_a$; Anodenspannung: $e_a - R_1 i_a$) aus dem Gitterkreis herausgenommen (Schalterstellung 2) und im Anodenkreis so abgeändert $R = R_2$, daß der Anodenstrom i_a unverändert bleibt. Dann ist:

$$\Delta e_g = R_1 i_a, \quad \Delta e_a = -(R_2 - R_1) i_a,$$

also:

$$D = \frac{R_1}{R_2 - R_1}.$$

ϵ) Kompensationsverfahren von Eccles⁵⁾. Zunächst wird (Schalterstellung 1 in Abb. 465) der im Anodenkreis (Anodenspannung e_a) fließende Strom i_a durch Kompensation im Amperemeter A mittels der Hilfs-EMK e , die über die Widerstände R_1 und R geschlossen ist, gemessen (Einstellung von R_1). Im Hilfskreis fließt der Strom i_a , und die Gitterspannung ist $e_g - R i_a$, da der Wider-

¹⁾ van der Bijl, H. J.: Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 112. 1919.

²⁾ Miller, J. M.: Proc. Inst. Rad. Eng. 6, S. 141 bis 148. Juni 1918. Unabhängig hiervon ist das gleiche Meßverfahren von Feußner, O. Electro-Journ. 1, S. 29 bis 31. 1921; Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 4, S. 74 bis 76, 83 bis 86. 1923 und Martens, F. F.: Zeitschr. f. Phys. 4, S. 437 bis 440. 1921 entwickelt worden. Bei Martens liegt der Fernhörer unmittelbar am Brückenleitkontakt.

³⁾ Analog dem Vorschlag von Everitt, H. W. zur direkten Messung von k bei van der Bijl: The Thermionic Vacuum Tube, S. 203.

⁴⁾ Eccles, W. H.: Continuous Wave Wireless Telegraphy I, S. 386. London 1921.

⁵⁾ Eccles, W. H.: Proc. Phys. Soc. London 32, S. 92 bis 104. 1920.

stand R gleichzeitig im Gitterkreis liegt. Dann (Schalterstellung 2) wird R aus dem Gitterkreis entfernt und der Anodenstrom durch einen passend eingestellten Widerstand R_2 (Anodenspannung $e_a - R_2 i_a$) wieder auf den Wert i_a gebracht (gemessen durch den unveränderten Hilfskreis). Es ist also:

$$\Delta e_g = R i_a \quad \text{und} \quad \Delta e_a = -R_2 i_a,$$

folglich:

$$D = \frac{R}{R_2}.$$

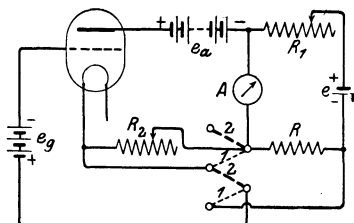


Abb. 465. Messung von D nach Eccles (Kompensationsverfahren).

c) Messung des inneren Widerstandes R_i .

Während der Durchgriff D eine rein geometrische Konstante ist, hängt der innere Widerstand R_i von der Anoden- und von der Gitterspannung ab.

α) Legt man die empirische Kennliniengleichung von van der Bijl für Verstärkeröhren im Raumladegebiet:

$$i_a = \kappa (e_g + D e_a + \varepsilon)^2$$

zugrunde, so erhält man für den inneren Widerstand $R_i = \frac{d e_a}{d i_a}$ den Wert:

$$R_i = \frac{\frac{1}{D}}{2 \kappa (e_g + D e_a + \varepsilon)} = \frac{e_a + \frac{1}{D} (e_g + \varepsilon)}{2 i_a}$$

oder, wenn man die kleine Größe ε nicht berücksichtigt und $e_g = 0$ setzt:

$$R_i = \left(\frac{e_a}{2 i_a} \right)_{e_g=0}.$$

Die Messung des Anodenstromes i_a bei gegebener Anodenspannung e_a und bei der Gitterspannung $e_g = 0$ ermöglicht also die Ermittlung¹⁾ von R_i mit hinreichender Genauigkeit.

β) Fließt im Anodenkreis²⁾, wenn dieser außer dem inneren Rohrwiderstand nur den Widerstand W der Anodenbatterie und des Amperemeters enthält, der Strom i_1 und nach Zuschalten des äußeren Widerstandes R_a der Strom i_2 , so ist:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R_i + W + R_a}{R_i + W}$$

und

$$R_i = \frac{i_2 R_a}{i_1 - i_2} - W$$

oder, da W meistens klein gegen R_i ist:

$$R_i = \frac{i_2 R_a}{i_1 - i_2}.$$

γ) Gleichstrom-Kompensationsverfahren von Eccles³⁾. Wird bei geschlossener Taste T (Abb. 466) durch passende Einstellung des Widerstandes R_1 im Amperemeter A Stromlosigkeit erzielt, so ist im Amperemeter und in den beiden parallelgeschalteten Widerständen R_2 und R der Anodenstrom durch den

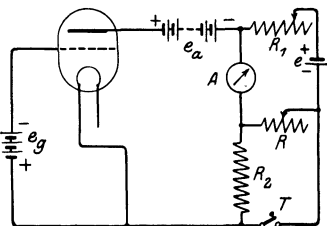


Abb. 466. Messung von R_i nach Eccles.

von der Hilfs-EMK e über den Widerstand R_1 abgegebenen Strom $\frac{e}{R_1}$ kompen-

¹⁾ van der Bijl, H. J.: The Thermionic Vacuum Tube, S. 195. New York 1920.

²⁾ Eccles, W. H.: Continuous Wave Wireless Telegraphy I, S. 387 bis 388. London 1921.

³⁾ Eccles, W. H.: Proc. Phys. Soc. London **32**, S. 92 bis 104. 1920.

siert und es liegt an der Anode die Spannung e_a . Bei offener Taste dagegen wird, wenn das Amperemeter A infolge passender Wahl von R keinen Strom anzeigt, der Anodenstrom i_a durch den Strom des Hilfskreises $\frac{e}{R_1 + R}$ nur im Amperemeter kompensiert, und es wirkt an der Anode die Spannung $e_a - R_2 i_a$. Es ist also:

$$\Delta e_a = R_2 i_a \quad \text{und} \quad \Delta i_a = \frac{e}{R_1} - \frac{e}{R_1 + R},$$

folglich:

$$R_i = \frac{\Delta e_a}{\Delta i_a} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R}.$$

δ) Der scheinbare innere Widerstand R_i einer Verstärkerröhre ist streng genommen kein reiner Ohmscher Widerstand, verhält sich aber schwachen Wechselströmen gegenüber wie ein solcher und läßt sich demnach nach irgendeiner Methode zum Messen von Wechselstromwiderständen bestimmen, z. B. nach der von Barkhausen¹⁾ vorgeschlagenen Brückenschaltung (Abb. 467).

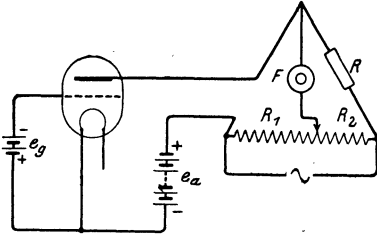


Abb. 467. Messung von R_i nach Barkhausen.

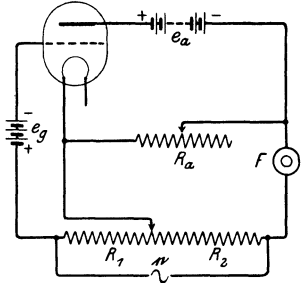


Abb. 468. Messung von R_i nach Miller.

ε) Miller²⁾ benutzt zur Bestimmung von R_i eine Schaltung, die sich an die Brückenschaltung zur Messung von D anlehnt und bei der sich im Anodenkreis der regulierbare äußere Widerstand R_a befindet (Abb. 468). Zeigt der Fernhörer Stromlosigkeit an, so fließt als Folge der dem Gitter aufgedrückten EMK $e_g = \frac{e R_1}{R_1 + R_2}$ im Anodenkreis ein Strom $\frac{e_g}{D(R_i + R_a)}$, und die an R_a liegende EMK $\frac{e_g \cdot R_a}{D(R_i + R_a)}$ muß durch die an R_2 liegende EMK $\frac{e R_2}{R_1 + R_2} = \frac{e_g R_2}{R_1}$ kompensiert sein, d. h. es ist:

$$R_i = \left(\frac{1}{D} \frac{R_1}{R_2} - 1 \right) R_a$$

oder, wenn $R_1 = R_2$ eingestellt wird:

$$R_i = \left(\frac{1}{D} - 1 \right) R_a.$$

ζ) G. H. Stevenson³⁾ läßt R_1 konstant und stellt R_2 so ein, daß $\frac{R_1}{R_2} = D$ wird (gemäß der Meßmethode von Miller zur Bestimmung von D). Dann wird durch Öffnen der Taste T_2 (Abb. 469) der Widerstand R_1 verdoppelt und durch Schließen der Taste T_1 ein Widerstand R_a in den Anodenkreis eingeschaltet, der

¹⁾ Barkhausen, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 36. 1919.

²⁾ Miller, J. M.: Proc. Inst. Rad. Eng. 6, S. 145. 1918.

³⁾ van der Bijl, H. J.: The Thermionic Vacuum Tube, S. 198. New York 1920.

so abgeglichen wird, daß der Fernhörer Wechselstromlosigkeit (oder ein Tonminimum) anzeigt. Es ist dann, ähnlich wie bei dem Verfahren von Miller:

$$R_i = \left(\frac{1}{D} \frac{2R_1}{R_2} - 1 \right) R_a, \text{ und da } \frac{R_1}{R_2} = D \text{ ist:}$$

$$R_i = R_a.$$

Wählt man nun noch für R_1 den konstanten Wert 100Ω , so bietet diese Meßschaltung die Möglichkeit, unmittelbar den Durchgriff D (in %) und den inneren Widerstand R_i in Werten von R_1 und R_a abzulesen.

η) Um R_i zu messen, drückt Feußner¹⁾ (Abb. 470) dem Gitter eine Wechsel-EMK $e_g = \frac{eR_1}{R_1 + R_2}$ auf, die im Anodenkreis eine EMK $\frac{e_g}{D}$ und einen Strom $\frac{e_g}{D} \cdot \frac{1}{R_i}$ erzeugt; letzterer ist durch einen Strom $\frac{e_g}{R_a}$ (R_a ein passend eingestellter äußerer Widerstand parallel zu R_i) kompensiert, sobald ein Fernhörer im Anodenkreis Wechselstromlosigkeit anzeigt. Es gilt dann:

$$R_i = \frac{R_a}{D}.$$

Ein Blockkondensator C in Reihe mit R_a ermöglicht die Wahl beliebiger Gleichspannungen für Gitter und Anode.

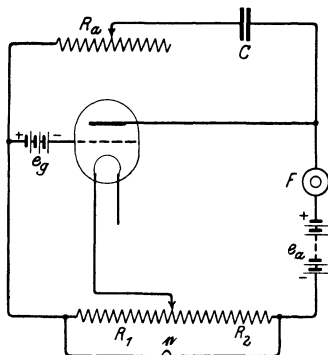


Abb. 470. Messung von R_i nach Feußner.

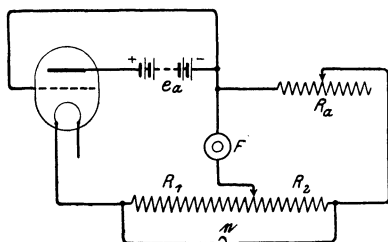


Abb. 471. Messung von R_i nach Martens.

ϑ) Martens²⁾ (Abb. 471) drückt gleichzeitig dem Gitter und der Anode EMK $e_g = \frac{eR_1}{R_1 + R_2}$ auf. Dadurch entsteht im Anodenkreis die EMK $e_g + \frac{e_g}{D}$,

die bei einem Widerstand R_i den Strom $\frac{e_g \left(1 + \frac{1}{D} \right)}{R_i}$ liefert. Zeigt der Fernhörer

Stromlosigkeit an, so ist dieser Strom $\frac{e_g \left(1 + \frac{1}{D} \right)}{R_i}$ kompensiert durch den von der EMK $\frac{eR_2}{R_1 + R_2} = e_g \frac{R_2}{R_1}$ über einen Widerstand R_a abgegebenen Strom:

$$\frac{e_g \frac{R_2}{R_1}}{R_a} = \frac{e_g \left(1 + \frac{1}{D} \right)}{R_i}; \text{ folglich ist:}$$

$$R_i = R_a \cdot \frac{1 + D}{D} \cdot \frac{R_1}{R_2}.$$

¹⁾ Feußner, O.: Electro-Journal I, S. 29 bis 31. 1921; Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 4, S. 74 bis 76, 83 bis 86. 1923.

²⁾ Martens, F. F.: Zeitschr. f. Phys. 4, S. 437 bis 440. 1921.

c) Verfahren von H. W. Everitt¹⁾: Zunächst wird nach der Methode von Miller der Durchgriff D bestimmt, wobei $R_1 = 10 \Omega$ gesetzt und R_2 verändert wird: $k = \frac{1}{D} = \frac{R_2}{10}$. Durch Umlegen eines Mehrschalters wird dann die Schaltung Abb. 472 hergestellt, wo der gemäß $k = \frac{R_2}{10}$ eingestellte Widerstand R_2

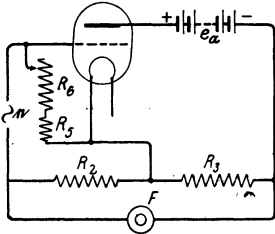


Abb. 472. Messung von R_i nach Everitt.

in den Gitterkreis genommen und durch $R_3 = 1000 \Omega$ im Anodenkreis ersetzt ist. Im Gitterkreis liegen in Reihe mit R_2 eine Wechsel-EMK e und parallel zu beiden die Widerstände R_6 und R_5 . Ist i_1 der im Gitterkreis fließende Wechselstrom, so wirkt auf das Gitter die Wechsel-EMK $e_g = i_1 (R_6 + R_5)$, die einen Strom $i_1 \frac{(R_6 + R_5)}{D(R_i + R_3)}$ im Anodenkreis und einen Spannungsabfall an R_3 von $e_3 = \frac{R_3 i_1 (R_6 + R_5)}{D(R_i + R_3)}$ hervorruft. Ist durch Einstellung von R_6 ein Tonminimum im Fernhörer erzielt, so muß der Spannungsabfall an R_2 gleich und entgegengesetzt dem an R_3 sein, d. h. $i_1 R_2 = e_3$, folglich: $R_i = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1}{D} (R_6 + R_5) - R_3$ oder, wenn $R_3 = 1000 \Omega$, $R_5 = 10 \Omega$ gesetzt werden:

$$R_i = 100 R_6.$$

d) Messung der Steilheit S .

Die Steilheit S hängt wie der innere Widerstand R_i von dem Gitter- und von dem Anodenpotential ab. Sind Durchgriff und innerer Widerstand unmittelbar durch Messung gefunden, so ist es am einfachsten, S mittels der Beziehung $S = \frac{1}{D \cdot R_i}$

zu berechnen. Zur unmittelbaren Messung von S eignen sich folgende Methoden:

α) Bestimmung von S nach Appleton²⁾ (Abb. 473): Beim Schließen der Taste T fließt im Hilfskreis der Strom i , das Gitterpotential ändert sich um den Betrag $\Delta e_g = R \cdot i$ und der Anodenstrom um den Betrag Δi_a . Ist R so gewählt, daß beim Schließen und Öffnen der Taste keine Stromänderung im Amperemeter A wahrgenommen wird, so ist Δi_a dem Betrage nach gleich i , aber von entgegengesetztem Vorzeichen, und es wird:

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta e_g} = \frac{i}{R i} = \frac{1}{R}.$$

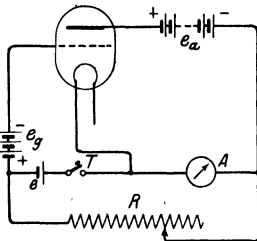


Abb. 473. Messung von S nach Appleton.

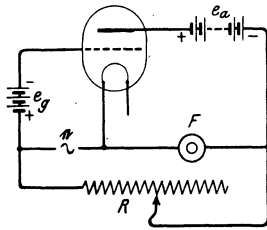


Abb. 474. Messung von S nach Schottky.

β) Wechselstrom-Nullmethode von Schottky³⁾ (Abb. 474): Der Widerstand R , ein hochohmiger Widerstand von 10 000 bis 50 000 Ω , wird so lange

¹⁾ van der Bijl, H. J.: The Thermionic Vacuum Tube, New York 1920, S. 203 bis 205. (Dort auch ein Bild einer durchgebildeten Meßapparatur.)

²⁾ Appleton, E. V.: Wireless World 6, S. 458, Nov. 1918; vgl. auch Eccles: l. c. S. 388.

³⁾ Schottky, W.: Telegraphen- u. Fernsprechtechnik 9, S. 31 bis 32. 1920.

verändert, bis der Fernhörer Stromlosigkeit anzeigt. Es ruft dann die dem Gitter aufgedrückte Wechsel-EMK e einen Wechselstrom $\frac{e}{D} \cdot \frac{1}{R_i} = e \cdot S$ im Anodenkreis hervor, der im Fernhörer F durch den Strom $\frac{e}{R}$ kompensiert wird, so daß $S = \frac{1}{R}$ ist. Wenn der innere Widerstand W der Anodenbatterie e_a nicht verschwindend klein gegen R_i ist, so wird:

$$S = \frac{1 + \frac{W}{R_i}}{R}.$$

Mißt man R_i nach einer der oben angegebenen Wechselstrom-Nullmethoden, so besteht bei großen Werten von R_i (Schutznetzröhren) die Gefahr, daß die Kapazitäten der Elektroden, Zuleitungen und Schalter so beträchtlich sind, daß sie gegenüber dem Rohrwiderstand R_i für die Hörfrequenz einen merkbareren Nebenschluß bilden; die eingestellten Tonminima werden dadurch unscharf und die Messungen ungenau. Von diesem Fehler sind die Wechselstrom-Nullmethoden zur Bestimmung von S frei, da der reziproke Wert von S einem viel kleineren Widerstande (als R_i) entspricht.

γ) Gleichstrom - Kompensationsverfahren von Eccles¹⁾ (Abb. 475):

Der bei der Anodenspannung e_a und bei der Gitterspannung $e_g - \frac{e \cdot R}{R_1 + R}$ (Taste offen) fließende Anodenstrom wird durch Kompensation im Amperemeter A ge-

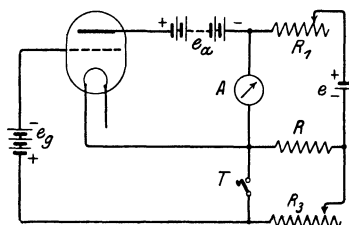


Abb. 475. Messung von S nach Eccles.

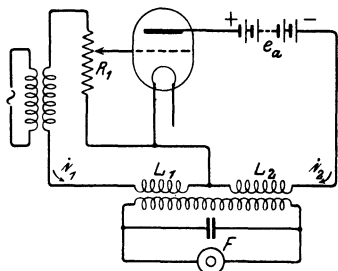


Abb. 476. Messung von S nach Ballantine.

messen. Zeigt das Amperemeter nach passender Wahl von R_1 Stromlosigkeit an, so ist $\frac{e}{R_1 + R}$ der Betrag des Anodenstromes. Durch Schließen der Taste wird die Gitterspannung um den Betrag $\frac{R \cdot e}{R_1 + R}$ vergrößert und, wenn durch passende Einstellung von R_3 wieder Stromlosigkeit im Amperemeter erzielt ist, der Anodenstrom dem Betrage nach gleich: $\frac{e(R_3 + R)}{R_1 R_3 + R_1 R + R_3 R}$. Es ist also:

$$S = \frac{\Delta i_a}{\Delta e_g} = \frac{R}{R_1 R_3 + R_1 R + R_3 R}.$$

δ) Verfahren nach Ballantine²⁾ (Abb. 476): Zeigt der Fernhörer nach passender Einstellung von R_1 ein Tonminimum an, so heben sich die Ströme i_1 und i_2 , die die Primärspulen mit den Selbstinduktionen L_1 und L_2 durchfließen, in ihrer Wirkung auf die Sekundärspule, an die der Fernhörer angeschlossen ist, auf, und es ist: $i_1 L_1 = i_2 L_2$. Am Gitter wirkt die EMK $e_g = i_1 R_1$. Sind

¹⁾ Eccles, W. H.: Proc. Phys. Soc. London **32**, S. 92 bis 104. 1920. (Die Gleichstrom-Kompensationsverfahren von Eccles zur Bestimmung von D , S und R_i lassen sich auch in einem Schaltbilde vereinen.)

²⁾ Ballantine, S.: Proc. Inst. Rad. Eng. **7**, S. 134, 153. 1919; s. auch van der Bijl: The Thermionic Vacuum Tube, New York 1920, S. 199 bis 201.

die Schwingungsamplituden klein genug, so kann man $i_2 = \frac{e_g}{D \cdot R_i}$ setzen, und es wird:

$$S = \frac{L_1}{L_2 R_1}.$$

Sind die dem Gitter aufgedrückten Wechselstromamplituden nicht klein, so verläuft im allgemeinen die Gitterspannung-Anodenstrom-Kennlinie nur bei großen äußeren Widerständen linear, und es ist dann (Z_2 Wechselstromwiderstand der Spule L_2):

$$i_2 = \frac{e_g}{D (R_i + Z_2)}, \text{ woraus folgt:}$$

$$\frac{1}{S} = \frac{R_1 L_2}{L_1} - D Z_2.$$

Eine Abänderung dieses Meßverfahrens von Everitt und Ballantine¹⁾ sieht den Ersatz der Spulen L_1 und L_2 durch induktionsfreie Widerstände r_1 und r_2 vor, parallel zu denen der Fernhörer liegt. Es ist dann:

$$S = \frac{1}{\frac{r_2 R_1}{r_1} - D r_2}.$$

Everitt²⁾ hat die Meßmethode von Ballantine so ausgebildet, daß sie eine unmittelbare Ablesung der Werte für S gestattet. Durch Umlegen eines Mehrfachschalters wird die Schaltung zur Messung von R_i in die zur Messung von S umgewandelt. (Abb. 477). Im Gitterkreis befindet sich ein Widerstand $R_7 = 1000 \Omega$, im Anodenkreis ein Widerstand $R_4 = 100 \Omega$. Dann ist nach Ballantine ($R_4 \ll R_i$): $S = \frac{R_2}{R_4 \cdot R_7}$, sobald durch Einstellung von R_2 ein Tonminimum im Fernhörer erreicht ist. Es wird also: $S = R_2 \cdot 10^{-5} \Omega^{-1}$.

B. Messung des Richtwertes.

Den für die Gleichrichterwirkung (Detektorwirkung) einer Röhre maßgebenden zweiten Differentialquotienten $\frac{d^2 i_a}{d e_g^2}$, den „Richtwert“, kann man aus den statischen Kennlinien berechnen. Besser ist aber ein von Chaffee³⁾ vorgeschlagenes Meßverfahren: Die Ablenkungen der zwei Schleifen O_a und O_g eines Oszillographen (Abb. 478), durch die der Anodenstrom oder Gitterstrom fließt, werden auf einem auf eine rotierende Trommel aufgespannten photographischen Papier festgehalten. Der die Trommel drehende Motor führt gleichzeitig einen Kontakt über ein Potentiometer P , so daß i_a und i_g als Funktion von e_g bei konstantem e_a aufgenommen werden. Wird e_g konstant gehalten und e_a verändert (Abb. 479), erhält man die $i_a - e_a$ - oder $i_g - e_a$ -Kennlinien. In Stellung I wird durch den Schalter S in den Gitterkreis ein 1-Ohm-Widerstand eingeschaltet, der von einem schwachen, 6 periodischen Wechselstrom durchflossen wird. Bei der oszillographischen Kennlinienaufnahme wird so den stetigen Anodenstromänderungen, bedingt durch die Gitter-Potentiometer-Verschiebung, ein Wechselstrom überlagert, dessen Amplitude an den Stellen der Kennlinie, wo die Verstärkung am größten ist, ein Maximum

¹⁾ S. Fußnote ²⁾ vorige Seite.

²⁾ van der Bijl: l. c. S. 204 bis 205.

³⁾ Chaffee, E. L.: Proc. Inst. Rad. Eng. 10, S. 440 bis 450. 1922; vgl. auch K. Krüger u. H. Plendl: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 25, S. 81 bis 82. 1925; Norman Kipping: Proc. Phys. Soc. London 37, S. 265 bis 266. 1925 (Kennlinienaufnahme mittels der Braun'schen Röhre).

erreicht. In Stellung II wird durch den Schalter S ein kleiner Widerstand R_2 in den Gitterkreis eingeschaltet, durch den ein gemessener, von dem Unterbrecher B 6 mal in der Sekunde unterbrochener Hochfrequenzstrom fließt. An den Stellen der Kennlinie, an denen Gleichrichterwirkung eintritt ($\frac{d^2 i_a}{d e_g^2} \neq 0$), ändert sich der Anodenstrom um einen Betrag, der ein Maß für den Richtwert der Röhre ist.

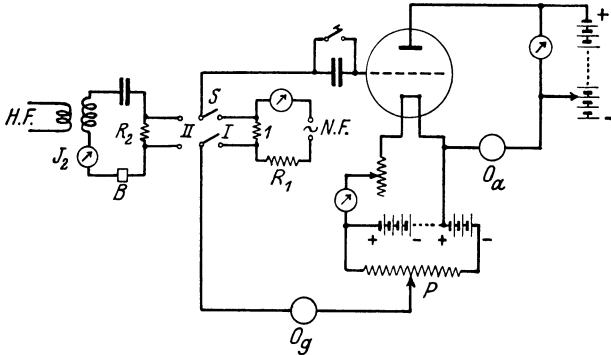


Abb. 478. Kennlinienaufnahme nach Chaffee I.

Die in Abb. 480 angegebene Schaltung eignet sich zur Messung von $\frac{d^2 i_a}{d e_g^2}$, wenn die Hochfrequenzamplitude im Gitterkreis sehr klein ist. R ist ein Widerstand von 1000 bis 10 000 Ohm (um ein Abflachen der Kennlinie zu vermeiden), C ein

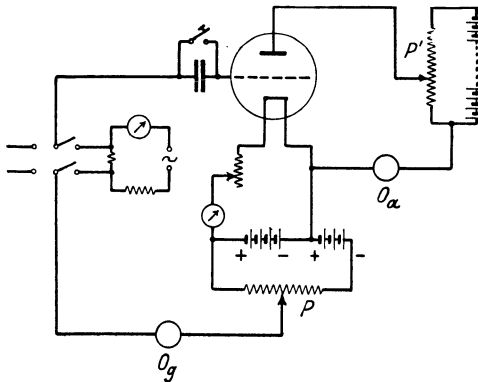


Abb. 479. Kennlinienaufnahme nach Chaffee II.

Kondensator von $10 \mu\text{F}$. Die Oszillographenschleife O_g läßt sich in dieser Schaltung ohne Nebenschluß benutzen, also mit höchster Empfindlichkeit. In allen Fällen ist eine Eichung der Apparatur durch Beschickung der Oszillographenschleifen mit Strömen von 0,1, 1,0 und 10 mA erforderlich. — Mit Hilfe des von Chaffee angegebenen Verfahrens kann man sicher die Knicke in den Kennlinien gasgefüllter Detektorröhren ermitteln, denen eine gesteigerte Richtwirkung entspricht, und die bei der üblichen punktwisen Kennlinienaufnahme sich leicht der Beobachtung entziehen.

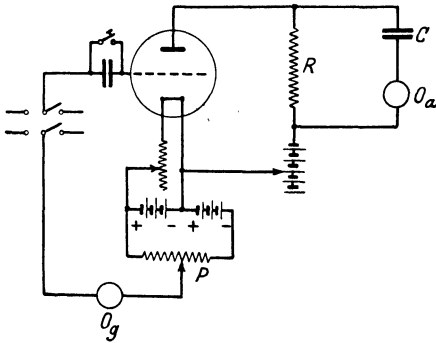


Abb. 480. Messung des Richtwertes nach Chaffee.

C. Vakuummessung.

Die Elektronen ionisieren auf ihrem Wege von der Kathode zur Anode die in den Elektronenröhren noch vorhandenen Restgase, hauptsächlich wohl Wasserdampf und Kohlendioxyd¹⁾ von der Glaswandung. Die entstehenden positiven Ionen wandern bei negativer Gittervorspannung zum Gitter und bilden den sog. verkehrten Gitterstrom. Bei unvollkommener Evakuierung sinkt in Verstärkeröhren der Widerstand Kathode—Gitter infolge dieses positiven Ionenstromes, und die Röhren neigen zu unerwünschter Selbst-

erregung, zum Tönen. Schlechtes Vakuum ist ferner die Ursache der Eigengeräusche von Verstärkeröhren (Rauschen, Brodeln, Knacken), soweit sie nicht auf das Fadenmaterial zurückzuführen sind. Andererseits wird durch chemische Reaktion²⁾ mit den Restgasen, die durch die Ionisierung gefördert wird, die Lebensdauer der Glühkathode stark herabgesetzt und ihr Elektronenemissionsvermögen durch Bildung adsorbierter Gashäute³⁾ vermindert. Hochspannungsröhren mit schlechtem Vakuum sind inkonstant und neigen zur Lichtbogenbildung.

Die Anzahl der durch Stoß gebildeten Ionen ist proportional dem Druck, wenn man durch Wahl der Größe des Elektronenstromes dafür sorgt, daß bei höheren Drucken keine Glimmentladung und bei sehr kleinen Drucken keine Sättigung des Ionenstromes eintritt. Hierauf beruhen die Verfahren zur Messung des Vakuums mittels des positiven Ionenstromes. Es sind zwei Methoden⁴⁾ gebräuchlich:

I. Am Gitter liegt eine kleine negative Spannung (z. B. -4 Volt), an der Anode eine hohe positive Spannung (z. B. 100 Volt).

II. Am Gitter liegt eine hohe positive Spannung (z. B. $+100$ Volt), an der Anode eine kleine negative Spannung (z. B. -4 Volt).

Nach Kaufmann und Serowy⁵⁾ lassen sich die nach Methode I ermittelten Ionenströme mit sehr guter Annäherung aus den Dimensionen der Röhre, Anodenspannung, Emission und aus der Anzahl positiver Ionen ($s = p \cdot s_1$), die auf 1 cm Weglänge von den Elektronen durch Stoß gebildet werden, berechnen. Die Methode II ist der Rechnung nicht zugänglich, da die Primärelektronen größtenteils durch das Gitter hindurchschießen und eine Anzahl Pendelungen ausführen, bis sie auf das Gitter auftreffen. Die Elektronenpendelung um das Gitter läßt bei

¹⁾ Langmuir, I.: Trans. Amer. Inst. El. Eng. **32**, S. 1921. 1913; Journ. Amer. Chem. Soc. **38**, S. 2283. 1916; Dushman, S.: High Vacuum Schenectady 1922, S. 156 bis 164; deutsch von R. G. Berthold u. E. Reimann: Berlin: Julius Springer 1926, S. 143 bis 154.

²⁾ Langmuir, I.: Journ. Amer. Chem. Soc. **35**, S. 105 bis 127, 931 bis 945. 1913; **37**, S. 4139 bis 4167. 1915.

³⁾ Langmuir, I.: Trans. Faraday Soc. **17**, S. 606 bis 620. 1922; Phys. Zeitschr. **15**, S. 516 bis 526. 1914.

⁴⁾ Der positive Ionenstrom nach einer negativ geladenen Sonde (Gitter) ist von P. Lenard (Ann. d. Phys. **8**, S. 149. 1902) als Maß für die Güte des Vakuums benutzt worden; vgl. auch Baeyer, O. v.: Phys. Zeitschr. **10**, S. 168 bis 182. 1909; Gehrts, A.: Diss. Berlin 1910; Ann. d. Phys. **36**, S. 1007. 1911. Von H. Rukop und I. Hausser-Ganswindt sind die beiden obigen Meßmethoden in die Röhrenfabrikation eingeführt worden, s. Rukop, H.: Telefunken-Zeitung **4**, Heft 19, S. 21 bis 24. 1920; Simon, H.: Telefunken-Zeitung **6**, Heft 32/33, S. 56 bis 69. 1923; Zeitschr. f. techn. Phys. **6**, S. 221 bis 232. 1924; Jaeger, R.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **14**, S. 382 bis 385. 1919. Untersuchungen über das Ionisationsmanometer: Buckley, O. E.: Proc. Nat. Acad. Sciences **2**, S. 683. 1916; Dushman, S., u. C. G. Found: Phys. Rev. **17**, S. 7 bis 19. 1921; **23**, S. 734 bis 743. 1924. Siehe auch D. R. P. 316448 (Telefunken) v. 14. 2. 1918.

⁵⁾ Kaufmann, W., u. Fr. Serowy: Zeitschr. f. Phys. **5**, S. 319 bis 323. 1921; Serowy, Fr.: Diss. Königsberg 1920.

Methode II leicht sehr kurze¹⁾ Schwingungen ($\lambda < 1$ m) entstehen, die statt der positiven Ionen trotz der negativen Gleichspannung Elektronen zur Anode herüberbringen und das Meßergebnis fälschen können. Durch Änderung der positiven Gitterspannung kann man bei Verstärkerröhren die Bildung dieser kurzen Wellen vermeiden; bei Senderöhren ist dies fast ausgeschlossen und deshalb nur Methode I anwendbar. Die Methode II ist die empfindlichere, und zwar um so mehr, je größer der Durchgriff ist. Erfahrungsgemäß²⁾ reicht ein Vakuum von 10^{-5} mm Hg aus, um mit den Röhren arbeiten zu können; ein Vakuum von 10^{-6} mm Hg ist als gut zu bezeichnen; selbst in großer Serienfabrikation von Verstärkerröhren läßt sich ein Vakuum von 10^{-7} bis 10^{-8} mm Hg erreichen. — In den Ionisationsmanometern wird auch eine dritte Methode verwandt, bei der die Kathode zwischen der Anode und dem Gitter (Ionenkollektor) liegt.

5. Kennlinien und Betriebsdaten³⁾.

Die Übernahme der Liebenpatente⁴⁾ durch die A.E.G., Siemens & Halske und Telefunken [Liebenkonsortium⁵⁾] kann als die erste Etappe auf dem Wege zur Entwicklung der modernen Verstärker- und Senderöhren bezeichnet werden. Die beiden grundlegenden Elemente der heutigen Elektronenröhren, die Verwendung langsamer Kathodenstrahlen und das zwischen Glühkathode und Anode eingeschaltete Gitter mit einer konstanten Spannung, bilden den Kern der Liebenpatente. Die Bemühungen, die dem Liebenrohr in seiner ursprünglichen Form⁶⁾ noch anhaftenden Mängel zu beseitigen, führten bereits im Jahre 1914 zur Abkehr von den Gasentladungen und zum Übergang zur reinen Hochvakuum-Elektronenentladung⁷⁾. Bei dem damaligen Stande der Vakuumtechnik erschien es vorteilhaft, zunächst die bereits weit entwickelte⁸⁾ Oxykathode durch die Wolframdrahtkathode zu ersetzen⁹⁾. (Eine ähnliche Entwicklung vollzog sich unabhängig in Amerika [Langmuir].) In den Laboratorien der dem Liebenkonsortium angehörenden Firmen, vor allem aber in dem K-Laboratorium von Siemens & Halske¹⁰⁾ und dem Röhrenlaboratorium von Telefunken¹¹⁾, wurden an den mit Wolframglühkathoden versehenen Röhren alle für den Aufbau des Elektrodensystems grundsätzlichen Gesichtspunkte erforscht und die Wolframglühkathodenröhren zu einem hohen Grad von Vollkommenheit gebracht. In Verstärkerröhren ist in jüngster Zeit die Wolframglühkathode vielfach durch die Oxykathode oder die thorierte Wolframkathode verdrängt worden. Die bei weitem überwiegende Menge von Verstärker- und Senderöhren wird in Deutschland von Telefunken und ihren Mutterfirmen Siemens & Halske und A.E.G. hergestellt. Die folgenden Tabellen und Kurven geben einen Überblick über die gebräuchlichsten³⁾ Verstärker-, Gleichrichter- und Senderöhren, soweit sie in der drahtlosen Telegraphie oder Telephonie und in der Hochfrequenztelephonie längs Leitungen Verwendung finden.

¹⁾ Barkhausen, H., u. K. Kurz: Phys. Zeitschr. **21**, S. 1 bis 6. 1920; Scheibe, A.: Ann. d. Phys. **73**, S. 54 bis 88. 1924; Schaefer, Cl., u. J. Merzkirch: Zeitschr. f. Phys. **13**, S. 166 bis 194. 1923; Sahánek, J.: Phys. Zeitschr. **26**, S. 368 bis 376. 1925.

²⁾ Zenneck, J., u. H. Rukop: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie 5. Aufl., S. 542 bis 544. Stuttgart 1925.

³⁾ Über die während der Drucklegung eingetretenen Veränderungen siehe den Nachtrag am Schluß des Buches.

⁴⁾ Liebenpatente: D. R. P. 179 807, D. R. P. 236 716, D. R. P. 249 142.

⁵⁾ Nernst, W.: Telefunken-Ztg. **6**, Nr. 32/33, S. 5 bis 6. Sept. 1923.

⁶⁾ Reiß, E.: ETZ **34**, S. 1359 bis 1363. 1913.

⁷⁾ Gruschke, G.: Siemens-Zeitschr. **3**, S. 113 bis 116. 1923. — Gruschke, G., u. B. Pohlmann: Fernsprechen im Weitverkehr (Denkschr. des R.P.M.) 1923, S. 93 bis 95; ETZ **45**, S. 334 bis 335. 1924.

⁸⁾ Höpfer, K., u. K. Dohmen: Das Fernkabel Heft 7, S. 44 bis 45. Nov. 1924.

⁹⁾ Bronk, O. v.: Telefunken-Ztg. **6**, Nr. 32/33, S. 7 bis 19. Sept. 1923.

¹⁰⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. **8**, S. 1 bis 31, 299 bis 328. 1919.

¹¹⁾ Rukop, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **14**, S. 110 bis 146. 1919.

Tabelle 55. Verstärkeröhren¹⁾ (Telefunken, Siemens & Halske, A. E. G.).

Heizfaden	Type	Emission ca. mA	Heiz- strom ca. Amp.	Heiz- spannung ca. Volt	Anoden- spannung ca. Volt	Raumlade- gitter ca. Volt	Stellheit ca. mA/Volt	Durch- griff %	Socket ²⁾	Höhe mit Sockel ohne Stifte in mm	Kolben- durchmesser max. in mm
Wolfram	RE 11*	1,5 bis 2	0,55	2,8	40 bis 70	—	0,15	12	Telefunken	65	32
"	RE 71*	1,5 "	0,55	2,8	40 "	—	0,15	12	Europa	65	32
"	RE 81	3 "	0,55	3,5	40 "	—	0,25	10	Europa	90	35
"	RE 73	3 "	0,55	3,5	40 "	—	0,25	10	Telefunken	90	35
"	RE 38*	2,5	0,55	4,0	40 "	—	0,25	11	special a	96	35
"	RE 58*	5 bis 15	1,0	5,0	40 "	—	0,3	12	Amerika	105	45
"	RE 85*	5 "	1,0	5,0	40 "	—	0,3	12	Telefunken	105	45
"	RE 26*	2,5	0,55	4,0	12 "	12 bis 18	0,35	17	special a	96	35
"	110*	3	0,55	3,2	16 "	16 "	0,5	15	special a	96	50
"	S.S. I ²⁾	2	0,38	2,5	30 "	11 " 13 (Schutznetz)	0,25	3	special a	96	50
"	S.S. II ²⁾	0,5	0,25	2,2	10,5	10,5 (Schutznetz)	0,03	3	special a	96	50
"	S.S. III ²⁾	3	0,55	3,2	120	45 (Schutznetz)	0,25	1	special a	96	50
thor. Wolfr.	RE 78*	5 bis 8	0,07	2,4	40 bis 90	—	0,3	13	Telefunken	90	35
"	RE 79*	5 "	0,07	2,4	40 "	—	0,3	13	Europa	90	35
"	RE 205*	5 "	0,07	2,4	40 "	—	0,3	13	Amerika	90	35
"	RE 83*	10 "	0,2	2,4	40 "	—	0,4	22	Telefunken	90	35
"	RE 89*	10 "	0,2	2,4	40 "	—	0,4	22	Europa	90	35
"	RE 211*	10 "	0,2	3,5	40 "	—	0,5	13	Telefunken	90	35
"	RE 82*	6	0,07	3,0	4 "	4 bis 15	0,3 bis 0,6	35	special a	90	35
"	RE 212*	6	0,07	3,0	4 "	4 "	0,3 "	35	Europa (mit Seitenklemme)	90	35

¹⁾ Telefunken-Zig. 6, Nr. 32/33, S. 51 bis 55, 1923; Siemens-Zeitschr. 2, S. 282 bis 291, 1922; Telefunken-Rundschau 1924, Vgl. auch den Nachtrag am Schlusse des Buches.

²⁾ Die S.-S.-Röhren (Siemens-Schottky-Röhren) sind Doppelgitterröhren mit Anodenschutznetz.

³⁾ Über die Abmessungen der Sockel s. die Abb. 510 bis 515 auf S. 511.

* Die Kennlinien der mit einem * bezeichneten Röhren s. die Abb. 481 bis 500 auf S. 478 bis 484.

Tabelle 55 (Fortsetzung).

Heizfaden	Type	Emission ca. mA	Heiz- strom ca. Amp.	Heiz- spannung ca. Volt	Anoden- spannung ca. Volt	Raumlade- gitter ca. Volt	Steilheit ca. mA/Volt	Durch- griff %	Socket ¹⁾	Höhe mit Sockel ohne Stifte in mm	Kolben- durchmesser max. in mm
Oxyd	RE 73*	4 bis 6	0,06	1,1	40 bis 90	—	0,3 bis 0,35	14	Europa	85	40
"	OCF=RE 84*	10 bis 15	0,2	1,2	40 ,, 100	—	0,4 ,, 0,5	30	Telefunken	80	40
"	RE 88*	10 ,, 15	0,2	1,2	40 ,, 100	—	0,4 ,, 0,5	30	Amerika	80	40
"	RE 95*	10 ,, 15	0,2	1,2	40 ,, 100	—	0,4 ,, 0,5	30	Europa	80	40
"	RE 86*	5 ,, 10	0,2	1,1	40 ,, 100	—	0,4 ,, 0,5	8	Telefunken	80	40
"	RE 96*	5 ,, 10	0,2	1,1	40 ,, 100	—	0,4 ,, 0,5	8	Europa	80	40
"	BO *	20	1,1	2,0	220	—	0,7	7	special a	100	55
"	OBE	100	1,1	2,8	220 bis 400	—	0,8	9	special	200	55
Wolfram	BF	8	1,1	3,5	220	—	0,5	7	special a	100	55
"	R	25	2,1	4,3	90	45	3,8	4	special b	200	55
"	BE	30	2,1	4,8	220 bis 400	—	0,8	9	special	200	55
"	BN *	25	2,1	4,7	1000	—	0,75	4,5	special	210	55
"	RE 70*	30	1,5	7,5	100 bis 200	—	0,75	10	special a	120	40
"	RE 77*	30	1,5	7,5	50 ,, 100	50 bis 100	3 bis 5	8	special a	160	40
"	RV 24*	200	4	14	400 ,, 600	—	2	15	special	215	65
"	VS 27*	90	3	10	600 ,, 1000	—	1,1	9	special	215	55
Oxyd	OR=RE 87*	100	1,1	2,5	220	80	7 bis 10	4	special b	200	55
"	OR 2	100	1,1	2,5	110	80	3,5	22	special b	200	55
"	OCB *	150 bis 200	2,2	2,0	220	—	1,6	3	special	200	55
thor.Wolfr.	RE 97*	30 ,, 50	0,5	3,5	80 bis 220	—	0,7	20	Telefunken	125	40
"	RE 209*	30 ,, 50	0,5	3,5	80 ,, 220	—	0,7	20	Europa	125	40
Oxyd	O 63 ¹⁾	150	1,3	2,3	300 ,, 900	(Raumlade- netz) 80 bis 90 (Schutznetz) 200	10	1,5	special	—	—

¹⁾ Die Röhre O 63 ist eine Dreigitterröhre: Raumladespannung 80 bis 90 Volt, Schutznetz 200 Volt, Anodenspannung 300 bis 900 Volt.

²⁾ Siehe oben Fußnote ¹⁾. * Siehe oben.

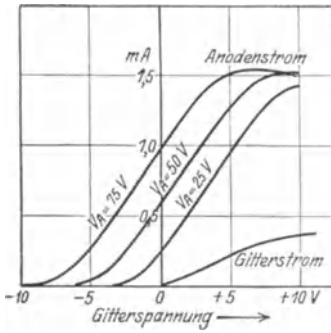


Abb. 481. Kennlinien der Röhre RE 11/71.



Abb. 481a. Röhre RE 11.

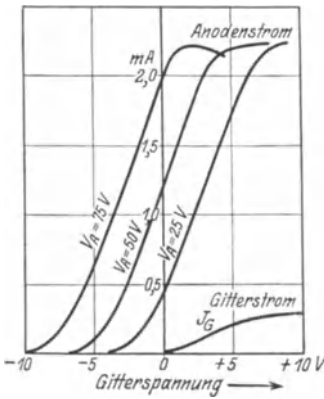


Abb. 482. Kennlinien der Röhre RE 38.

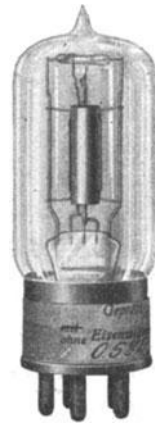


Abb. 482a. Röhre RE 38.

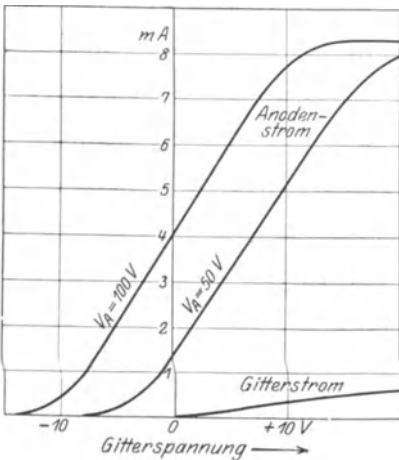


Abb. 483. Kennlinien der Röhre RE 58/85.



Abb. 483a. Röhre RE 58.

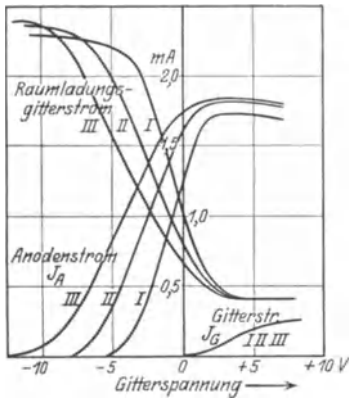


Abb. 484. Kennlinien der Doppelgitterröhre RE 26.
 { $V_R = V_A = 16$ (I), 20 (II), 24 (III) Volt.}

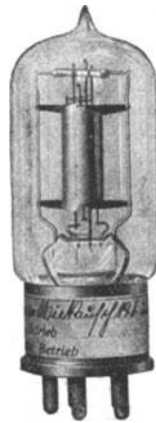


Abb. 484a. Röhre RE 26.

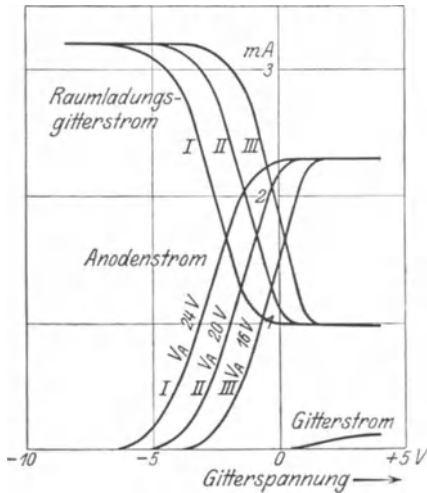


Abb. 485. Kennlinien der Doppelgitterröhre 110.
 { $V_R = V_A = 24$ V (I), = 20 V (II), = 16 V (III).}



Abb. 485a. Röhre 110.

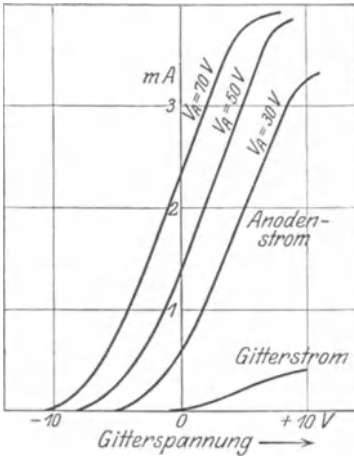


Abb. 486. Kennlinien der Röhre RE 78/79.

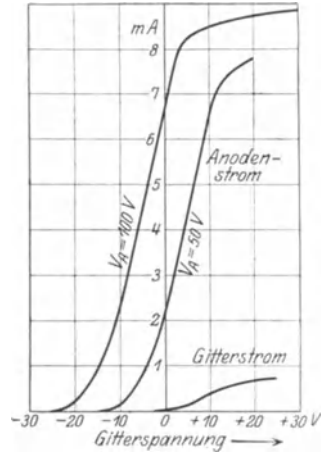


Abb. 487. Kennlinien der Röhre RE 83/89.

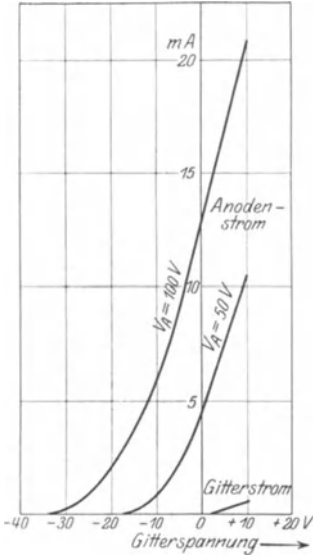


Abb. 488. Kennlinien der Röhre RE 84/88/95.



Abb. 488a. Röhre RE 84.



Abb. 487a. Röhre RE 83.

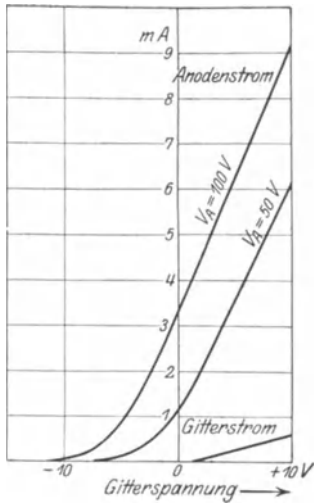


Abb. 489. Kennlinien der Röhre RE 86/96.

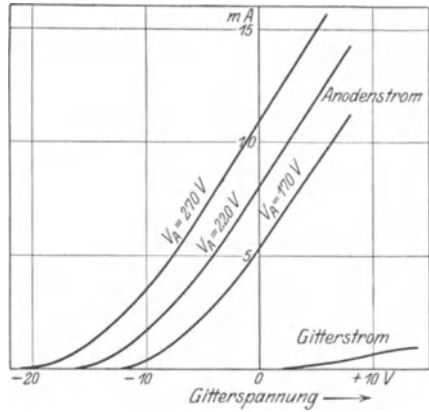


Abb. 490. Kennlinien der Röhre BO.

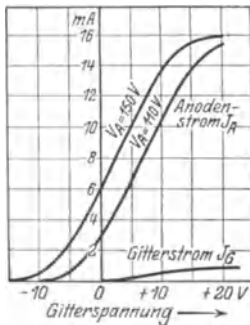


Abb. 492. Kennlinien der Röhre RE 70.



Abb. 490a. Röhre BO.

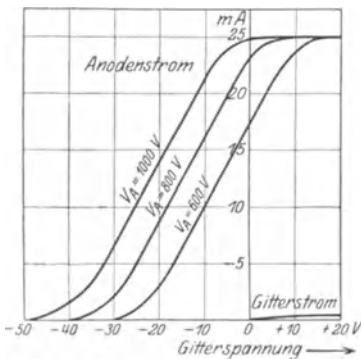


Abb. 491. Kennlinien der Röhre BN.

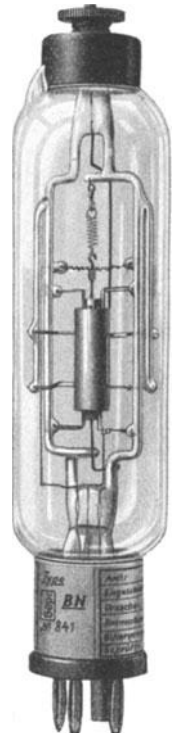


Abb. 491a. Röhre BN.

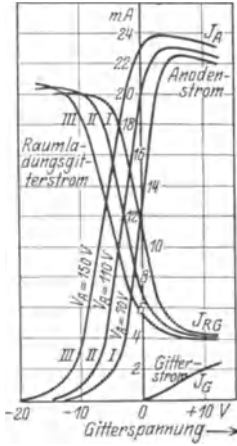


Abb. 493. Kennlinien der Doppelgitterröhre RE 77.

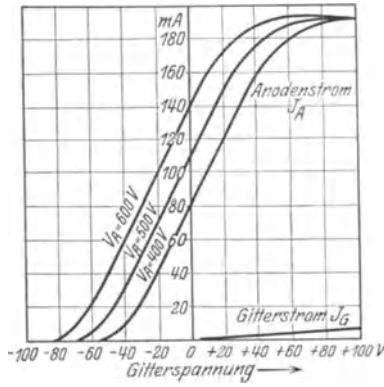


Abb. 494. Kennlinien der Röhre RV 24.

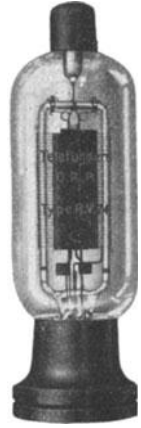


Abb. 494a. Röhre RV 24.



Abb. 493a. Röhre RE 77.

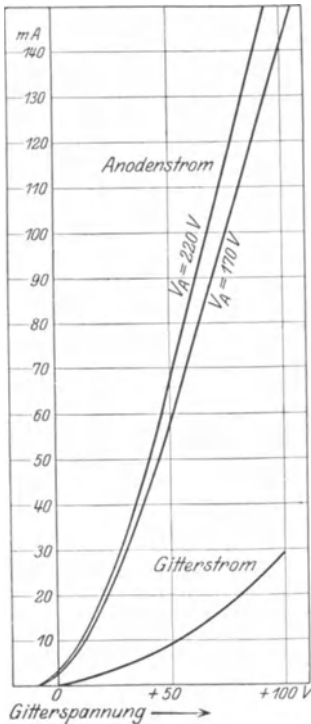


Abb. 495. Kennlinien der Röhre OCB.

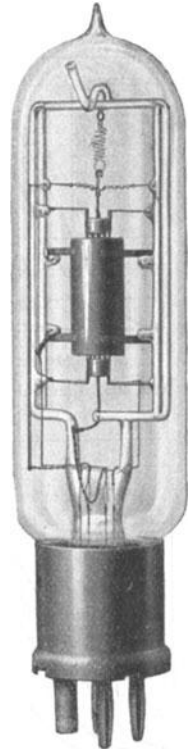


Abb. 495a. Röhre OCB.

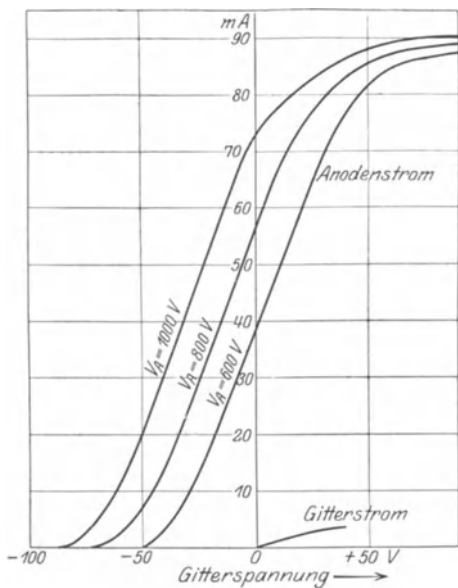


Abb. 496. Kennlinien der Röhre VS 27.

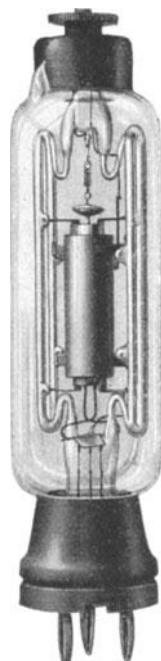


Abb. 496a. Röhre VS 27

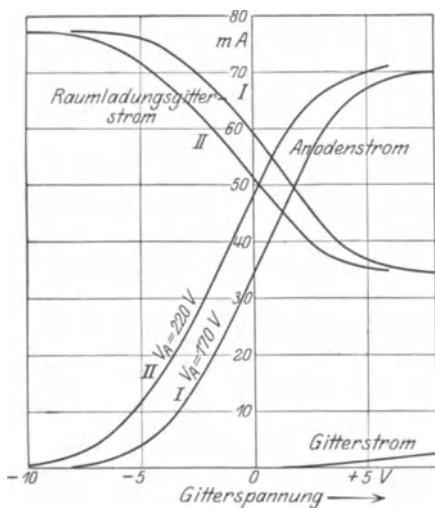


Abb. 497. Kennlinien der Doppelgitterröhre
OR = RE 87.
{ $V_R = 80$ V; $V_A = 220$ V (II), = 170 V (I).}

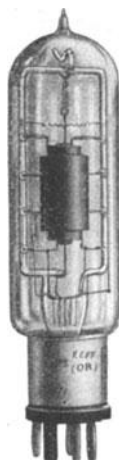


Abb. 497a. Röhre OR = RE 87.

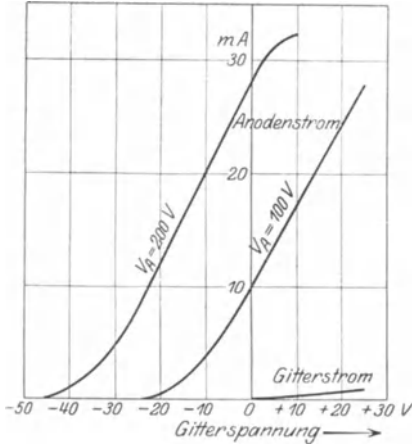


Abb. 498. Kennlinien der Röhre RE 97/209.

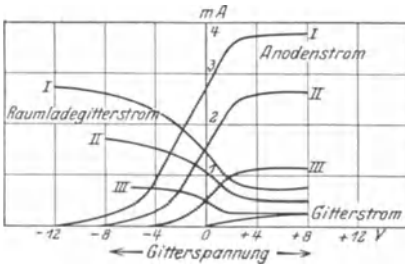


Abb. 499. Kennlinien der Doppelgitterröhre RE 82/212.
{ $V_R = V_A = 12$ (I), 8 (II), 4 (III) Volt.}

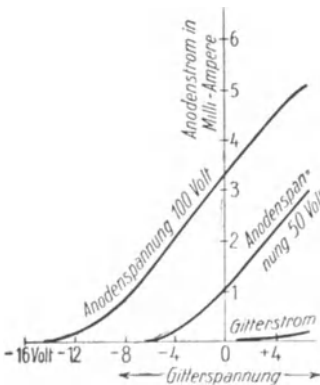


Abb. 500. Kennlinien der Röhre RE 75.



Abb. 498a. Röhre RE 97.



Abb. 499a. Röhre RE 82.



Abb. 500a. Röhre RE 75.

Tabelle 56.

Verstärkeröhren (Süddeutsche Telefonapparate, Kabel- und Drahtwerke A. G.¹⁾.

Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heizspannung Volt	Emission mA	Anodenspannung Volt	Raumladennetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durchgriff D %	Verstärkungskonstante k	Innerer Widerstand Ohm
VT 16	Wolfram	0,52	3,5	3,5	20—60	—	0,2	27,5	...	16 000
VT 17	Wolfram	0,52	3,5	3,5	30—100	—	0,25	13,5	...	28 000
VT 105	Oxyd	0,15	0,8—1,2	3,5	20—90	—	0,2	15	...	30 000
VT 106	Wolfram	0,5	4,5	4	30—120	—	0,4	8	...	33 000
VT 107	Oxyd	0,15	1,5—1,8	4	20—100	—	0,3	15	...	24 000
VT 110	Oxyd	0,15	1,2—1,6	4	20—100	—	0,4	12	...	21 000

Tabelle 57. Senderöhren²⁾ (Telefunken).

Type	Abgebbare Hochfrequenzleistung Watt	Anodenspannung Volt	Heizspannung ³⁾ Volt	Heizstrom Amp.	Emission mA	Höhe mm	Kolbendurchmesser mm
RS 210 ⁴⁾	5 bis 10	200 bis 300	7	1,1	150 bis 200	200	55
RS 55	5 „ 15	400 „ 700	10	3	90	200	55
RS 62	5 „ 15	400 „ 600	5	4,5	90	150	55
RS 50	10	1000	10	1,5	40	200	55
RS 69	20	800	10	3	125	200	55
RS 67	15 bis 25	800 bis 1200	10	3	90	200	55
RS 31	40 „ 75	1000 „ 1600	10	4	200	215	60
RS 21	60 „ 100	1500 „ 2000	10	4	200	215	60
RS 19	200	3000	14	4	300	265	60
RS 213	240	2000	16	8	500	360	80
RS 214	440	2000	22	12	900	380	90
RS 32	500	6000	12	8	350	390	95
RS 42	500	6000	16	8	350	390	95
RS 18	500	3000	16	8	700	390	95
RS 47	1 kW	10000	16	8	350	400	140
RS 15	1,5 kW	4000	16	16	1500	550	185
RS 215	1,8 kW	4000	22	25	2000	590	185
RS 207 ⁵⁾	1,5 kW	4000	16	16	1200	590	185
RS 208 ⁵⁾	2,5 kW	10000	16	16	1200	590	185
RS 53 ⁶⁾	2,5 kW	10000	16	16	1200	550	185
RS 54 ⁶⁾	4 bis 5 kW	16000 bis 20000	18	16	1500	575	185
RS 203 ⁷⁾	5 „ 6 kW	10000 „ 12000	20	25	3000	700	200
RS 223 ⁷⁾	10 kW	10000 „ 12000	≈ 40	≈ 25	5000
RS 224 ⁸⁾	10 kW	10000	35	25	5000	660	170
RS 225 ⁸⁾	20 kW	12000	35	46	10000	660	170
RS 226 ⁸⁾	50 kW	15000	≈ 35	≈ 80	16000

¹⁾ Nach Angaben der Firma. (In neueren Preislisten werden nur die Röhren VT 17, 106, 107 und 110 erwähnt.)

²⁾ Telefunken-Ztg. 5, Nr. 29, S. 61. 1923; 6, Nr. 32/33, S. 51 bis 55. 1923.

³⁾ Die genauen Heizdaten (Fadenspannung in Volt) sind auf jeder Röhre vermerkt.

⁴⁾ Mit thoriierter Wolframkathode.

⁵⁾ Für kurze Wellen.

⁶⁾ Für Fremderregung. ⁷⁾ Hartglasröhren.

⁸⁾ Röhren mit wassergekühlter Kupferanode.

Anm.: Die Röhren RS 67, RS 32, RS 42, RS 54 sind ältere Typen; vgl. auch den Nachtrag am Schluß des Buches.

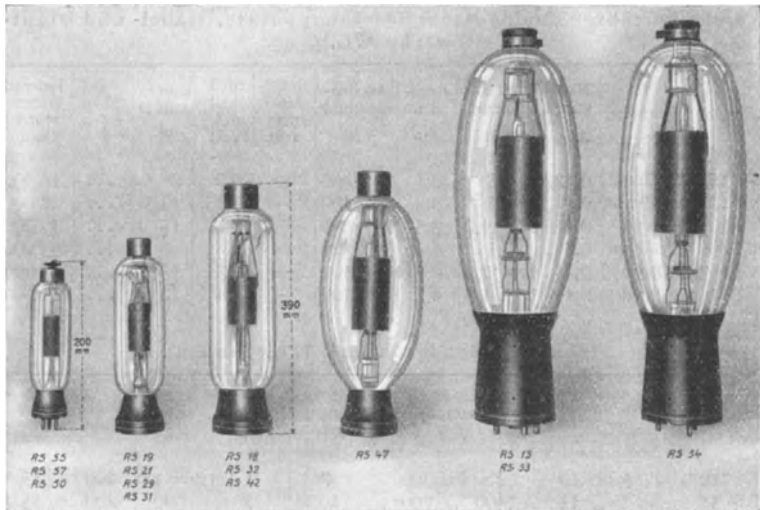


Abb. 501. Senderöhren (Telefunken).

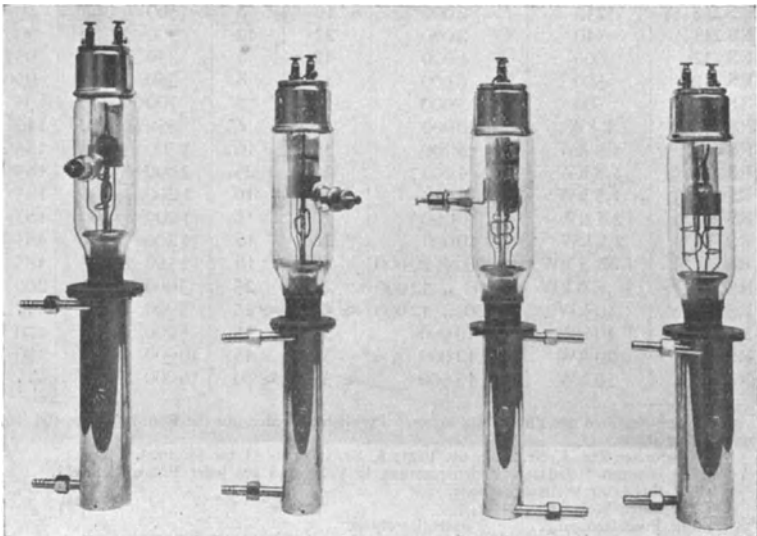


Abb. 502. Wassergekühlte Senderöhren und Gleichrichter (Telefunken).

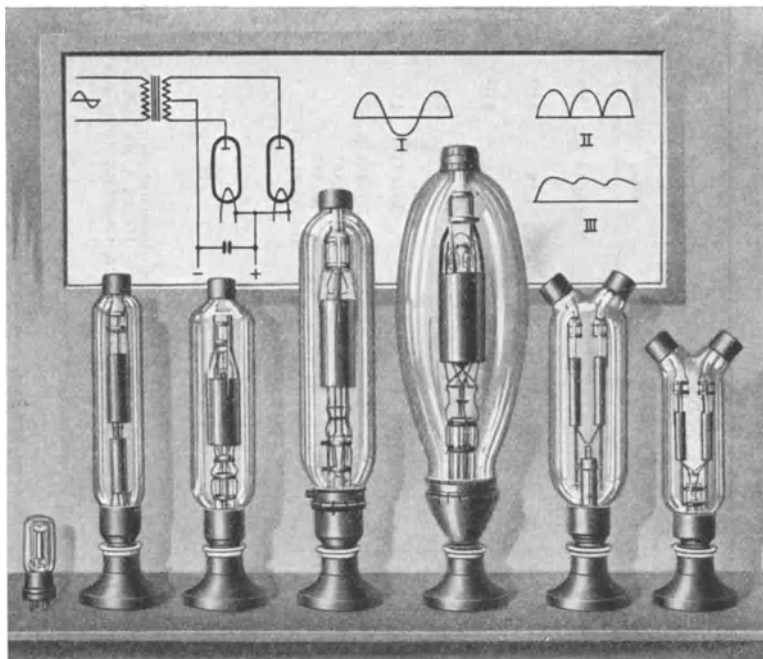


Abb. 503. Hochvakuum-Gleichrichterröhren (Telefunken).

Tabelle 58. Hochvakuum-Gleichrichterröhren¹⁾ (Telefunken).

Type	Anodenzahl	Gleichrichtspannung		Heizung		Emission Amp	Abmessungen in mm		Sockel
		Max. Spannung Volt	Strom Amp	Volt	Amp		Durchm.	Höhe	
RG 56	1	250	0,006	10	1,5	0,035	45	130	mit 3 Steckkontakten
RG 40	1	6 000	0,060	12	8	0,250	80	420	Goliath
RG 45	1	6 000	0,250	14	12	1,0	80	420	„
RG 52	1	6 000	0,150	16	8	0,6	80	420	„
RG 46	1	20 000	0,075	16	8	0,3	90	420	„
RG 206	1	20 000	0,075	16	8	0,3
RG 44	1	20 000	0,400	16	16	1,5	110	550	Goliath
RG 61	1	20 000	0,750	32	16	3,0	185	580	„
RG 63	2	3 000	0,125	24	4	0,5	80/130	330	„
RG 64	2	3 000	0,250	24	8	1,0	80/130	330	„
RG 65	2	3 000	0,325	32	8	1,25	110/130	420	„
RG 66	2	3 000	0,600	28	12	2,0	110/130	420	„
RG 219 ²⁾	1	16 000	1,5	35	25	5	190	580	...
RG 221 ²⁾	1	16 000	3	35	46	10	190	580	...

¹⁾ Telefunken-Ztg. 6, Nr. 32/33, S. 51 bis 55. 1923.²⁾ Mit wassergekühlter Kupferanode.

Tabelle 59. Amerikanische Verstärkeröhren¹⁾.

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heizspannung Volt	Emission mA	Anodenspannung Volt	Raumladernetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durchgriff %	Verstärkungskonstante k	Innerer Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel mm	Kolbendurchm. (max.) mm
General Electric Co. ²⁾ (UV) bzw. Cunningham (C)	UV 199	thor. Wolfr.	0,06	3,0	6—8	40—100	—	0,3—0,5	15	6	20000/14000	89	25
	C 299	Wolfr.	1,0	5,0	5—10	15—25	—	—	10	Detektor mit Gasfüllung	—	110	45
	UV 200												
	C 300	Wolfr.	1,0	5,0	5—10	40—100	—	—	0,5	6	15000	110	45
	UV 201												
C 301	thor. Wolfr.	0,25	5,0	40—50	40—120	—	—	0,9	12	8	10000	110	45
UV 201 A	C 301 A	thor. Wolfr.	0,25	5,0	20—30	20—100	—	—	0,35	6	20000	115	38
C 11 = WD 11													
Westinghouse ³⁾	C 12 = WD 12	Oxyd	0,25	1,1	0,8—1,1	40—100	—	0,25	15—20	...	25000
	215 A	Oxyd	0,25	2,0—2,4	100—150	—	—	0,6	3—4	...	40000
Western Electric Co. ⁴⁾ 5)	102 D	Oxyd	0,95	6	100 (135)	—	—	1,2	20	...	4000
	216 A	Oxyd	1,25	2	20—50	—	—	...	15—20	...	10000/25000
De Forest Co.	203 B	Oxyd	1,1	2	—
	DV 2	thor. Wolfr.	0,25	5	—
	DV 3	thor. Wolfr.	0,06	3	...	20—100	—
	DV 3 A	thor. Wolfr.	0,06	3	...	20—100	—
	DV 5	thor. Wolfr.	0,25	5	—

¹⁾ Außer den in der Tabelle aufgeführten Firmen fertigen noch eine größere Anzahl amerikanischer Firmen, die nicht im Patenttausch mit der Radio Corporation of America stehen — die „independent tube makers“ —, Verstärkeröhren an, namentlich Typen, die UV 199 und UV 201 A im Aufbau und in den elektrischen Daten gleichen. Über die Patentlage der „independent tube makers“ s. D. C. Wilkerson: Radio News 6, S. 1874, 1946, 1948, 1950. April 1925.

²⁾ Warner, J. C.: Proc. Inst. Rad. Eng. II, S. 587 bis 599. 1923.

³⁾ McCullough, Frederick S.: Proc. Inst. Rad. Eng. 10, S. 468 bis 485. 1922 und nach einer Preisliste der Firma E. T. Cunningham.

⁴⁾ Steiniger, H.: Radio-Amateur 3, S. 573. 1925.

⁵⁾ Vgl. auch den Nachtrag am Schluß des Buches.

Tabelle 60. Englische Verstärkerköhren¹⁾.

Hersteller	Type	Heizfäden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladenetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durch- griff <i>D</i> %	Verstär- kungs- konstante <i>k</i>	Innerer Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel mm	Kolben- durchm. (max.) mm
Marconi- Osram (M. O. Valve Co.)	R	Wolfr.	0,7	4	6,5	30—100	—	0,25	11	9	35 000	115	45
	R. 5 v.	Wolfr.	0,7	5	9	30—120	—	0,3	11	9	30 000	115	45
	D. E. R.	thor. Wolfr.	0,35	1,8	6	30—80	—	0,25	11	9	35 000	115	45
	V. 24	Wolfr.	0,75	5	5	20—60	—	0,45	15	6	15 000	73	26
	D. E. V.	thor. Wolfr.	0,20	3	8	20—60	—	0,3	15	6	20 000	73	26
	Q	Wolfr.	0,45	5	5	25 bzw. 150—200	—	...	2	50	150 000	73	26
	Q. X.	Wolfr.	0,75	5	5	25 bzw. 100	—	0,3	4	25	80 000	73	26
	D. E. Q.	thor. Wolfr.	0,20	3	8	20—60	—	0,2	5	20	100 000	73	26
	D. E. 2 HF	thor. Wolfr.	0,12	1,8	6	40—100	—	...	8	12	45 000
	D. E. 2 LF	thor. Wolfr.	0,12	1,8	6	20—80	—	...	15	7	22 000
	D. E. 3	thor. Wolfr.	0,06	2,8	5—6	30—80	—	0,3	18	5	20 000	115	25
	D. E. 3 B	thor. Wolfr.	0,06	2,8	5—6	30—120	—	0,3	6	16,5	50 000	115	25
	D. E. 4	thor. Wolfr.	0,30	3,8	25	30—150	—	0,6	15	7	10 000	125	55
	D. E. 5	thor. Wolfr.	0,25	5—6	35	30—150	—	1,1	15	7	8 000	125	55
	D. E. 5 A	thor. Wolfr.	0,25	5—6	35	60—120	—	1,0	30	3,5	4 000	125	55
	D. E. 5 B	thor. Wolfr.	0,25	5—6	35	60—120	—	0,65	5	20	30 000	120	55
	D. E. 6	thor. Wolfr.	0,4	1,8—2,0	6—9	60—120	—	0,4	20	5	13 000	115	45
	D. E. 7	thor. Wolfr.	0,4	1,8—2,0	6—9	6—15	6—15	0,2—0,6	20—25	4,5	20 000/8000	115	45
	D. E. 8 HF	thor. Wolfr.	0,12	5,5—6	12	20—120	—	...	6	16	25 000
	D. E. 8 LF	thor. Wolfr.	0,12	5,5—6	12	20—100	—	...	15	7	8 000
L. S. 1	Wolfr.	1,5	5,5—6,0	...	150—600	—	0,6	9	11	18 000	125	67	
L. S. 2	Wolfr.	1,5	5,5—6,0	...	150—600	—	0,7	20	5	7 000	125	67	
L. S. 3	Wolfr.	0,8	4	...	60—400	—	0,5	22	4,5	10 000	115	54	
L. S. 5	thor. Wolfr.	0,8	4,5	60	60—400	—	0,9	20	5	6 000	135	55	

¹⁾ Die in dieser Tabelle zusammengestellten Daten sind z. T. den Angaben der herstellenden Firmen, z. T. den in Wireless World (Nr. 245 bis 324, Vol. 14, 15, 16, 17, 1924 bis 1925) veröffentlichten Kennlinien und Meßdaten entnommen, vor allem Wireless World 17, Nr. 320, S. 426, 30. IX. 1925; vgl. auch den Nachtrag.

Tabelle 60. Englische Verstärkeröhren (Fortsetzung).

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladenetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durch- griff D %	Verstär- kungs- konstante k	Inneer- Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel mm	Kolben- durchm. (max.) mm
Marconi- Osram (M. O. Valve Co.) Edison Swan Electric Co.	L. S. 5 a	thor. Wolfr.	0,8	4,5	60	60-400	—	...	40	2,5	2 700
	F. E. 1 ¹⁾	Wolfr.	1,5	4,5	10	24-100	... ¹⁾	95	25
	F. E. 2 ¹⁾	Wolfr.	1,5	4,5	10	50-100	20-50 ¹⁾	0,1	5	95	25
	F. E. 3 ¹⁾	Wolfr.	0,7	4	...	6-15	6-15 ¹⁾	0,2-0,6	22	4,5	20 000/80 000	115	45
	R	Wolfr.	0,75	4	6	50-100	—	0,3	13	7,5	25 000	110	55
	AR HF	Wolfr.	0,75	4	6	30-80	—	0,3	10	10	30 000	110	31
	LF	Wolfr.	0,75	4	6	30-80	—	0,3	20	5	25 000	110	31
	AR·06 HF	thor. Wolfr.	0,06	2,5-3,0	5-7	20-100	—	0,3	10	10	35 000	110	31
	LF	thor. Wolfr.	0,06	2,5-3,0	5-7	30-100	—	0,3	20	5	15 000	110	31
	ARDE HF	thor. Wolfr.	0,30	1,8-2,0	16	20-100	—	0,3	10	10	35 000	110	31
British Thom- son- Houston Co.	LF	thor. Wolfr.	0,30	1,8-2,0	16	30-100	—	0,4	20	5	15 000	110	31
	RAF „C“	Wolfr.	0,75	5	...	30-70	—	0,2-0,4	15	6	30 000/16 000
	PV 5 DE	thor. Wolfr.	0,25	5	50	50-150	—	1,0	20	4,5-5	5 000	120	55
	PV 6 DE	thor. Wolfr.	0,4	1,8-2,0	15	60-120	—	0,45	15	6	12 500
	PV 8 DE	thor. Wolfr.	0,12	3	15	60-120	—	0,5	15	6	12 000	110	45
	R	Wolfr.	0,7	4	5-6	45-100	—	0,25	13	7,5	30 000	110	37
	B 3	thor. Wolfr.	0,35	1,8-2,0	15	20-80	—	0,25	13	7,5	30 000	110	37
	B 4	thor. Wolfr.	0,25	5-6	50	40-120	—	1,1	15	6,5	6 000	118	51
	B 5	thor. Wolfr.	0,06	2,8-3	6	20-80	—	0,4	13	7,5	20 000	110	37
	B 6	thor. Wolfr.	0,12	3	15-20	60-120	—	0,65	12	8	12 000	118	51
Mullard Radio Valve Co.	B 7	thor. Wolfr.	0,06	6	15-20	40-120	—	0,65	12	8	12 000	118	51
	Ora „A“	Wolfr.	0,6-0,7	3,4-3,8	5-7	30-90	—	0,25	12	8,5	35 000	95	35
	Ora „B“	Wolfr.	0,6-0,7	3,4-3,8	5-7	30-90	—	0,25	12	8,5	35 000	86	35
	One Volt Ora	Wolfr.	1,0	1	5	40-100	—	0,2	12	8,5	40 000
	LF Ora B	Wolfr.	0,3	1,4-1,8	5	20-100	—	0,25	20	5 (max.)	100	32

1) Über die Verwendung und Schaltung der FE-Type s. H. de A. Donisthorpe: Proc. Inst. Rad. Eng. 12, S. 411 bis 421, 1924.

Tabelle 60. Englische Verstärkerrohren (Fortsetzung).

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladenetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durch- griff <i>D</i> %	Verstär- kenns- konstante <i>k</i>	Innerer Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel mm	Kolben- durchm. (max.) mm
Mullard Radio Valve Co.	LF Ora C	Wolfr.	0,4	1,4—1,8	5	20—100	—	0,25	20	5 (max.)	100	32
	DF Ora	thor. Wolfr.	0,06—0,07	2—3	5—8	20—100	—	0,4	20	5	12 000	108	32
	RA	Wolfr.	0,6—0,7	3,6—4,0	5	50—150	—	0,4	14	7	18 000	108	57
	S 3	Wolfr.	0,6—0,7	3,4—3,8	5	15—50	—	0,15	25	4	25 000	73	26,5
	S 5	Wolfr.	0,6—0,7	3,4—3,8	5	20—50	—	0,1	2	50	73	26,5
	S 6	thor. Wolfr.	0,2	3,0	10	20—100	—	0,23	4,5	22	100 000
	DG 1 ¹⁾	0,65	4
	HF	Wolfr.	0,6—0,7	3,2—3,8	2—7	30—90	—	0,25	10	10	40 000
	LF	Wolfr.	0,6—0,7	3,2—3,8	2—7	30—90	—	0,25	12	8	30 000
	P. A. 1	Wolfr.	1,5	6,0	35—40	200—400	—	0,9	13	7,5	8 500	150	60
	P. A. 2	Wolfr.	0,85	5,2	25	100—200	—	0,55	25	4,0	7 000	120	55
	P. A. 3	Wolfr.	0,75	4,0	10—15	70—120	—	0,35	25	4,0	10 000	115	55
	D. F. A. 0	thor. Wolfr.	0,35	3,5	20	50—100	—	0,7	20	5	5 500	120	55
	D. F. A. 1	thor. Wolfr.	0,20	5,5	25	50—100	—	1,0	18	5,5	5 500	120	55
	D. F. A. 2	thor. Wolfr.	0,25	3,5	20—25	50—100	—	0,45	7 500	110	45
	D. F. A. 3	thor. Wolfr.	0,06	5,5—6,0	15	50—100	—	0,6	13	7,5	13 000
	D. F. A. 4	thor. Wolfr.	0,2	5,0—5,5	15	75—125	—	0,75	5	20	27 000
	D. 3 HF	thor. Wolfr.	0,3	1,8—2,0	8	50—125	—	0,3	6	17	60 000
	D. 3 LF	thor. Wolfr.	0,3	1,8—2,0	8	30—100	—	0,45	15	7	15 000
	D. 3 Detector ²⁾	thor. Wolfr.	0,3	1,8—2,0	8	20—100	—	0,45	15	7	15 000
D. 06 HF	thor. Wolfr.	0,06	2,5—3,0	8	50—125	—	0,3	6	17	60 000	
D. 06 LF	thor. Wolfr.	0,06	2,5—3,0	8	30—100	—	0,45	15	7	15 000	
D. 06 Detector ²⁾	thor. Wolfr.	0,06	2,5—3,0	8	20—100	—	0,45	15	7	15 000	
Weco- valve	{ _{1,2,3,4} A ¹⁾ B ¹⁾ }	Oxyd	0,25	0,8—1,1	4—6	15—60	—	0,4	20	5	12 000	55	16
												89	32

²⁾ Die Röhren D. 3 Detector und D. 06 Detector werden aus den Röhren D. 3 LF und D. 06 LF ausgewählt.

¹⁾ Die Type DG ist eine Doppelgitterröhre.

Tabelle 60. Englische Verstärkeröhren (Fortsetzung).

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladenetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durch- griff D %	Verstär- kungs- konstante k	Innerer Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel mm	Kolben- durchm. (max.) mm
Western Electric Co. Cossor Valve Co.	Wecovalve	Oxyd	0,25	0,8—1,1	6	17—45	—	0,4	16	6,25	20000/25000	65	16
	Cossor P 1	Wolfr.	0,75	4,0	13	30—120	—	...	14	7	20000
	Cossor P 2	Wolfr.	0,75	4,0	13	30—120	—	0,3	10	10,5	35000
	Wuncell ¹⁾ W 1	Oxyd	0,3	1,6—1,8	10	30—120	—	...	14	7	20000
Fellows Ma- gneto Co.	Wuncell ¹⁾ W 2	Oxyd	0,3	1,6—1,8	10	30—120	—	...	10	10,5	30000
	Wuncell W 3	Oxyd	0,5	1,6—1,8	20	50—150	—	...	12	8	13000
	Louden F 1	Wolfr.	0,4	4,5—5,0	6	40—80	—	0,25	20	5	20000
	Louden F 2	Wolfr.	0,4	4,5—5,0	6	40—80	—	0,3	7	14	40000
	FER 1	thor. Wolfr.	0,1	4 bzw. 6	14	40—80	—	...	17	6	20000
	FER 2	thor. Wolfr.	0,1	4 bzw. 6	12	40—80	—	...	7,5	13	45000
Economic Electric Co. Electron Co.	006	thor. Wolfr.	0,06	2,5—3,0	6	45—75	—	...	20	5	21000
	Six-Sixty	Molybdän mit Thorüberzug ²⁾	0,3	1,8—2,0	8—12	30—60	—	0,2	20	5	25000
G. W. J. Ltd. Imp. Works Radions Ltd.	A 1	Wolfr.	0,3—0,5	4—6	—
	G 1	Wolfr.	0,58	3,5—4,0	5	50—120	—	0,3	...	12,5	50000
	A 2	Wolfr.	0,25	4	...	30—90	—	0,15	18	5,5	43000
	D 4	Wolfr.	0,25	4	...	30—90	—	0,2	...	11,5	55000
	G. P.	Wolfr.	0,5	3,6—4,0	5	30—90	—	0,2	11—12	9	50000/40000
	D. E. 34	thor. Wolfr.	0,34	1,5—2,0	10	40—120	—	...	12	8,5	30000
D. E. 34 HF D. E. 06 D. E. 06 HF	thor. Wolfr.	0,34	1,5—1,8	10	30—100	—	...	6	17,0	62500
	thor. Wolfr.	0,06	3	8	20—100	—	...	17	6	19000
	thor. Wolfr.	0,06	3	8	40—120	—	...	6	17,0	59000

¹⁾ Die Röhrentypen W 1 und W 2 werden auch mit einem Widerstand im Sockel (WR 1 bzw. WR 2) zum Anschluß an einen 4- oder 6-Volt-Akkumulator ausgeführt.

²⁾ Electrician 94, S. 690, 12. Juni 1925, Nr. 2456.

Tabelle 60. Englische Verstärkerröhren (Fortsetzung).

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heizspannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladennetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durch- griff %	Verstär- kungskonstante k	Innerer Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel mm	Kolben- durchm. (max.) mm
Radiions Ltd.	Pyramid (1)	thor. Wolfr.	0,34	5,5	40	40—140	—	...	17	6,3	5 700
	Pyramid (2)	thor. Wolfr.	0,34	4	30	40—140	—	...	17	6,3	5 700
	Cosmos S. P. 18	Oxyd	0,3	1,7—1,8	25	20—120	—	0,9—1,0	14	7	8 000	115	25
	Cosmos D. E. 11	Oxyd	0,25	1,0—1,1	12	20—100	—	0,40	15	6,5	16 000	100	25
	Cosmos A. 45	Wolfr.	0,65	4,5	...	30—130	—	0,45	11	9	20 000	115	29
	Burndept ¹⁾	HL 565	0,65	5	6	30—90	—	...	11	9,0	42 000
	Wireless Ltd.	HL 213	0,12	2	6	30—90	—	...	12	8,0	25 000
		HL 512	0,12	5	15	30—90	—	...	11	9,0	25 000
		H 512	0,12	5	10	30—90	—	...	5	20,0	45 000
		L 525	0,25	5	30	45—150	—	...	17	6,0	10 000
Dextraudion ¹⁾	L 550	thor. Wolfr.	0,5	5	60	60—150	—	...	25	4,0	6 000
	HL 310	thor. Wolfr.	0,1	3	12	30—90	—	...	17	6,0	18 000
	H 310	thor. Wolfr.	0,1	3	8	30—90	—	...	7	15,0	35 000
	L 240	thor. Wolfr.	0,4	2	18	60—120	—	...	20	5	8 000
	2 v. G. P.	thor. Wolfr.	0,35	2	12	40—75	—	...	15	6,5	21 000
	2 v. L. F.	thor. Wolfr.	0,4	2	16	50—90	—	...	14	7,0	18 000
	3 v. G. P.	thor. Wolfr.	0,06	3	8	40—75	—	...	18	5,5	20 000
	3 v. L. F.	thor. Wolfr.	0,12	3	21	50—90	—	...	13	7,5	18 000
	4 v. G. P.	thor. Wolfr.	0,06	4	9	40—75	—	...	17	6,0	21 000
	4 v. L. F.	thor. Wolfr.	0,12	4	22	50—90	—	...	13	7,5	18 000
Xtraudion ¹⁾	4 v. G. P.	Wolfr.	0,4	4	4	60—100	—	...	8	12,0	30 000
	4 v. H. F.	Wolfr.	0,5	4	4	60—90	—	...	14	7,0	20 000
	C. T. 08	thor. Wolfr.	0,08	3	...	30—150	—	...	11	9,0	17 500
	C. T. 199	0,15	1,8	...	30—160	—	...	10	10	20 000
Cleartron Radio Ltd.	C. T. 15	thor. Wolfr.	0,25	5—6	...	30—150	—	...	11	9	10 000
	C. T. 25	thor. Wolfr.	0,25	5	...	90—200	—	...	5	20	20 000
	C. T. 25B	thor. Wolfr.	0,25	5	...	90—200	—	...	5	20	20 000
C. T. 201a	thor. Wolfr.	0,25	5	...	90—200	—	...	5	20	20 000	

¹⁾ Wireless World 17, S. 426, 30. Sept. 1925, Nr. 320.

Tabelle 61. Französische Verstärkeröhren¹⁾.

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladenetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durch- griff <i>D</i> %	Verstär- kungs- konstante k	Innerer Widerstand Ohm	
Compagnie des Lampes ²⁾ „Maz- radia“	6/100 Amp.	thor. Wolfr.	0,06	4	5-8	20-80	—	8,5-11,5	19 000-36 000	
	W	Wolfr.	0,17	4	4	40-160	—	9-12	20 000-40 000	
	TM	Wolfr.	0,70	4	11	40-160	—	8,5-11,5	19 000-36 000	
	Radio-Secteur	Wolfr.	2,2	2,3	25	200	—	15-20	70 000-90 000
		E 1	thor. Wolfr.	0,25	4	20-25	100	—	8,5-11,5	18 000-36 000
	Radiotechnique ²⁾	Radio-Micro	thor. Wolfr.	0,06	3-3,5	5-8	40-80	—	0,25	8-11	9-12	25 000-35 000
		Super-Micro	thor. Wolfr.	0,06	3-3,5	5-8	40-80	—	11-13	15 000-30 000
		R 15	thor. Wolfr.	0,06	3-3,5	5-8	40-80	—	15-17	50 000-60 000
		R 24	thor. Wolfr.	0,25	5	40	40-80	—	5-7	6 000-10 000
	Radiola	Super-Ampli	thor. Wolfr.	0,4	3,8	40	40-80	—	6-8	10 000-15 000
R 29		thor. Wolfr.	0,7	3,8	10-15	40-80	—	8,5-11,5	25 000-35 000	
Super-Ampli		Wolfr.	0,85	3,5-3,9	60	80-200	—	5-6	6 000-8 000	
R 41		thor. Wolfr.	0,06	3,5-3,8	5-8	5-25	2-25	9-11	
R 5		thor. Wolfr.	0,06	4	5-8	20-80	—	0,25	10-12	8-10	40 000	

¹⁾ In Frankreich fertigen in erster Linie Verstärkeröhren folgende Firmen an: La Radiotechnique, Mazradia, Iris, Radiola und Société L. S. J. (Microthoram, Radiothoram, Kénotrons).

²⁾ Nach Angaben der Firma.

Tabelle 62. Holländische Verstärkerröhren [Philips' Gloeilampenfabriken¹⁾].

Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladenetz Volt	Steilheit mA/Volt	Durch- griff %	Verstär- kungs- konstante k	Innter Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel ohne Stifte mm	Kolben- durchm. (max.) mm
A 109	Oxyd	0,06	1,0-1,3	10	20-120	—	0,4	11	9	22 500	79	38
A 106	Oxyd	0,06	1,0-1,3	10	20-100	—	0,4	17	6	15 000	85	46
A 141	Oxyd	0,06	1,0-1,3	10	2-20	2-20	1,0	22	4,5	4 500	85	46
A 209	Oxyd	0,06	1,7-2,0	10	20-120	—	0,5	11	9	18 000
A 241	Oxyd	0,06	1,7-2,0	10	2-20	2-20	1,0	22	4,5	4 500	85	46
A 310	Oxyd	0,06	2,7-3,3	10	20-100	—	0,4	10	10	25 000	85	46
A 306	Oxyd	0,06	2,7-3,3	10	20-100	—	0,4	17	6	15 000	85	46
A 341	Oxyd	0,06	2,7-3,3	10	2-20	2-20	1,0	22	4,5	4 500	85	46
A 410	Oxyd	0,06	3,4-4,0	10	20-100	—	0,45	10	10	22 000	85	46
A 406	Oxyd	0,06	3,4-4,0	10	20-100	—	0,45	17	6	13 000	85	46
A 441	Oxyd	0,06	3,4-4,0	10	2-20	2-20	1,0	22	4,5	4 500	85	46
B 2	Oxyd	0,15	1,6-1,8	3	30-75	—	0,25	10	10	40 000	94	42
B 6	Oxyd	0,15	1,6-1,8	3-6	2-10	2-10	0,4	22	4,5	11 000	105	46
B 105	Oxyd	0,15	1,0-1,3	20	20-120	—	0,6	20	5	8 300	92	45
B 205	Oxyd	0,15	1,7-2,0	25	20-120	—	0,7	20	5	7 000
B 406	Oxyd	0,1	3,4-4,0	30	20-120	—	1,0	17	6	6 000	92	45
C 509	Oxyd	0,25	4,5-5,3	50	20-120	—	1,0	11	9	9 000	92	45
D 1	Wolfr.	0,5	3,5	3	20-25	—	gasgefüllte (weiche) Detektorröhre				70	30
D 2	Wolfr.	0,5	3,5	3	40-100	—	0,25	10	10	40 000	70	30
D 3	Wolfr.	0,5	3	...	30-75	—	75	30
D 4	Wolfr.	0,5	3,5	3	25-30	—	gasgefüllte (weiche) Detektorröhre				95	45
D 5	Wolfr.	0,5	3,5	3	30-75	—	95	45
D 6	Wolfr.	0,5	3,5	3	2-10	2-10	0,35	22	4,5	13 000	85	55
E	Wolfr.	0,7	4,0	10	50-200	—	0,4	10	10	25 000	85	55

¹⁾ Nach Preislisten der Firma.

Tabelle 63. Österreichische Verstärkeröhren¹⁾.

Hersteller	Type	Heizfadens	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladenetz Volt	Steil- heit S mA/Volt	Durch- griff D %	Verstär- kungs- konstante k	Innerer Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel in mm ohne Stifte	Kolben- durchm. (max.) in mm
Radiowerk E. Schrack Wien (Triotron)	TS	thor. Molybdän	0,06	3	6	20-100	—	0,4	14	7	18 000	85	44
	TL	thor. Molybdän	0,06	3	6	20-100	—	0,4	14	7	18 000	70	30
	T 10	thor. Molybdän	0,20	1,8	10	20-100	—	0,4	14	7	18 000	85	44
	L 10	thor. Molybdän	0,20	1,8	10	20-100	—	0,4	14	7	18 000	70	30
	S 201 a	thor. Molybdän	0,25	5	25	20-200	—	0,8	15	6,5	8 500	85	44
	S 201 b	thor. Molybdän	0,30	3	25	20-200	—	0,8	15	6,5	8 500	85	44
	SS	thor. Molybdän	0,06	3	6	20-100	—	0,36	6	16	45 000	85	40
	LSS	thor. Molybdän	0,06	3	6	20-100	—	0,36	6	16	45 000	60	30
	SV 10	thor. Molybdän	0,20	1,8	10	20-100	—	0,275	6,5	15	55 000	85	40
	LV 3	thor. Molybdän	0,20	1,8	10	20-100	—	0,275	6,5	15	55 000	60	30
J. Kremenez- ky, Wien & Co., Wien Czeťa, Nissl & Co., Wien Nowack & Co. Wien	A 10	thor. Wolfr.	0,18-0,25	2,5-3,5	...	20-100	—	0,4	12,5	8	20 000	75	35
	A 11	thor. Wolfr.	0,06-0,1	2,5-3,5	...	18-90	—	0,2	15	6,5	33 000	60	30
	215 A	Oxyd	0,25	0,8-1	...	17-45	—
	216 A	Oxyd	0,8-1	5-6	...	130	—	...	16	6	6 000
	III a	thor. Wolfr.	0,06-0,08	1,8	8	20-60	—	0,35	12	8,5	24 000	80/100 ²⁾	30/38 ²⁾
	III	thor. Wolfr.	0,06-0,09	2,3-3,3	10	20-90	—	0,35	12	8,5	24 000	80/100	30/38
	II a	thor. Wolfr.	0,25	1,8	8	20-90	—	0,35	12	8,5	24 000	80/100	30/38
	II	thor. Wolfr.	0,28	2,3-3,3	10	20-90	—	0,35	12	8,5	24 000	80/100	30/38
	I a	thor. Wolfr.	0,12	4-5	10	20-90	—	0,35	12	8,5	24 000	80/100	30/38
	I	thor. Wolfr.	0,28	4-5	10	20-90	—	0,35	12	8,5	24 000	80/100	30/38
PV 1	thor. Wolfr.	0,28	2,8-3,7	30	20-120	—	0,8	20	5	6 000	115 ²⁾	46	
PV 2	thor. Wolfr.	0,3	4-5,5	30	20-120	—	0,8	20	5	6 000	115 ²⁾	46	
OS	thor. Wolfr.	0,3	2,8-3,7	22	60-120	—	0,8	10	10	12 000	115 ²⁾	46	
SE ²⁾	Wolfr.	1,6	5,5	...	220	—	1,2	5	20	17 000	135 ²⁾	55	

¹⁾ Nach Angaben der herstellenden Firmen.²⁾ Die Röhrentypen I, Ia, II, IIa, IIIa werden in zwei Ausführungsformen (Mignon und Normal) hergestellt. Die Höhenmaße verstehen sich bei den Röhren der Firma Nowack einschließlich der Sockelstifte. Die Type SE ist eine Senderöhre.

Tabelle 63. Österreichische Verstärkeröhren (Fortsetzung).

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladungsz Volt	Steil- heit S mA/Volt	Durch- griff D %	Verstär- kungs- konstante k	Innerer Widerstand Ohm	Höhe mit Sockel in mm ohne Stifte	Kolben- durchm. (max.) in mm
„Helikon“	Victrix A	thor. Wolfr.	0,28	5	...	20-120	-	1,0	15	6,5	6 700
	Victrix B	thor. Wolfr.	0,3	3,5-4	...	20-120	-	1,0	16
	Victrix C	thor. Wolfr.	0,3	3,5-4	...	20-120	-	1,0	10
	Populair	thor. Wolfr.	0,125	2,5	...	20-90	-	0,4	11,5	...	20 000
	Fortissima	thor. Wolfr.	0,07	4	...	20-100	-	0,5	22,5	...	8 500
	Miniwatt	thor. Wolfr.	0,07	3,5	...	20-90	-	0,5	12	...	17 000
„Vatea“ (Budapest)	WP 3	Wolfr.	0,52-0,56	3-3,5	...	40-100	-	0,25	13	...	38 000
	TP 2	thor. Wolfr.	0,35-0,4	1,3-1,5	...	40-150	-	0,3	11	...	30 000
	TP 3	thor. Wolfr.	0,06-0,07	2,6-3,1	...	40-80	-	0,45	13	...	17 000
	TP 4	thor. Wolfr.	0,175	1,8-2,1	...	40-100	-	0,3	12	...	30 000

Tabelle 64. Ausländische Senderöhren.

Hersteller	Type	Nutz- leistung Watt	Maximal von der Anode abstrahlbare Leistung (Weiß) in Watt	Anoden- spannung Volt	Heiz- spannung Volt	Heiz- strom Amp	Emission mA	Durch- griff %	Steilheit mA/Volt	Höhe mit Sockel mm	Kolben- durchm. (max.) mm
Gen. Electric Co. 1) (UV) bzw. Cun- ningham (C) (Amerika)	UV 202	5	...	350	7,5	2,35	50	13	1,5
	C 302						(Anodenstrom)				
	UV 203	50	...	1000	10,0	6,50	150	6-10	3,0
	C 303						(Anodenstrom)				
UV 203 A	50	...	1000	10,0	3,25	125	4	5	
C 303 A						(Anodenstrom)					

Anm. Über die Senderöhren der Westinghouse Electric and Manufacturing Co., Amerika, s. F. r. S. McCullough: Proc. Inst. Rad. Eng. 10, S. 468 bis 485. 1922.
1) Baker, W. R. G.: Proc. Inst. Rad. Eng. 11, S. 653. 1923.

Tabelle 64. Ausländische Senderöhren (Fortsetzung).

Hersteller	Type	Nutzleistung Watt	Maximal von der Anode ab- strahlbare Lei- stung (Wärme) in Watt	Anoden- spannung Volt	Heiz- spannung Volt	Heiz- strom Amp	Emission mA	Durch- griff %	Stellzeit mA/Volt	Höhe mit Sockel mm	Kolben- durchm. (max.) mm	
Gen. Electric Co. (UV) bzw. Cun- ningham (C) (Amerika)	UV 204	250	...	2 000	11,0	14,75	250 (Anodenstrom)	5	5	
	C 304	
	UV 204 A	250	...	2 000	11,0	3,85	200 (Anodenstrom)	4	5	
	C 304 A	1 kW	...	10 000	11,0	14,75	125 (Anodenstrom)	0,4	
	UV 206	20 kW	...	15 000	22,0	52,0	1800 (Anodenstr.)	2,5	wassergekühlte Kupferanode	
	UV 207	5 kW	...	15 000	22,0	24,5	450 (Anodenstrom)	0,3	
	UV 208	5	...	250—350	6,0—7,5	1,35	30—45	14	
	205 B	50	...	750—1000	9,0—9,8	3,4	65	8	Oxydkathode	
Western Elec- tric Co. ¹⁾ (Amerika)	211 A	250	...	1000—1500	13	6,25	130	6	Oxydkathode	
	212 A	10 kW	...	10 000	22,5	41	800—1000	2,5	wassergekühlte Kupferanode	
	220 B	...	15	600	5,5—6	1,0	...	4	...	115	56	
	T 15	...	30	1 000	6,5—7	1,8	...	2	...	125	65	
Marconi- Osram Valve Co. ²⁾ (Eng- land)	T 30	...	50	1 500	7	2,5	...	3	...	190	76	
	T 50	...	100	1000—1500	10	3,5	170	102	
	T 100	...	25	500—1000	6,0	2,0	137	52	
	MT 5	...	80	1 500	6,0	2,3	165	75	
	MT 3	...	150	7 500	9,0	5,8	225	120	
	MT 1	...	200	7500—10 000	12,5	6,3	255	120	
	MT 4	...	400	12 000	16,0	10,0	365	160	
	MT 6	...	600	12 000	17,0	15,0	400	180	
	MT 2	...	1 kW	12 000	12,5	24—25	
	MT 7 A	...	175	1500—2500	10	3,2	260	
	O 150	...	300	2000—3500	12	5,2	450	
	O 250	...	450	2000—4000	18	5,3	500	
	Mullard Radio Valve Co. ³⁾ (England)	O 350

¹⁾ Steiniger, H.: Radio-Amateur 3, S. 573, 1925; vgl. auch Nachtrag am Schluß des Buches.

²⁾ Steiniger, H.: Radio-Amateur 3, S. 1 bis 14, 1925.

³⁾ Nach Preislisten der Firma.

Tabelle 64. Ausländische Senderöhren (Fortsetzung).

Hersteller	Type	Nutzleistung Watt	Maximal von der Anode abstrahlbare Leistung (Wärme) in Watt	Anodenspannung Volt	Heizspannung Volt	Heizstrom Amp	Emission mA	Durchgriff %	Steilheit mA/Volt	Höhe mit Sockel mm	Kolbendurchm. (max.) mm	
Mullard Radio Valve Co. (England)	O 500	...	600	2500—5000	19	5,4	600	
	O 1 kW	...	1,5 kW	4000	14	10	600	
	O 2,5 kW	...	3,5 kW	6000	16	14,5	1000	
	OC 2,5 kW	...	4,0 kW	8000	18	40	3000	
	U 1 kW	...	1,5 kW	11	18	900	Quarzkolben	
	U 2,5 kW	...	4,0 kW	16	17	1200	Quarzkolben	
	U 4 kW	...	6,0 kW	18	40	3000	Quarzkolben	
	TM B	5—6	10—12	400	4,4	1,00	
	TM C	5—7	10—12	500	4	2,8	
	E 1	3—4	4—6	300	4	0,25	
Compagnie des Lampes „Métal“ ⁽¹⁾ (Frankreich)	E 2	8—10	15—18	750	6	1,3	
	E 4 N	30—38	50—65	1000	5,8	2,5	
	E 4 M	40—50	50—85	1000	5,8	2,5	
	E 5	45—60	80—110	1000	10	6,5	
	E 6	90—125	150—200	2000	9,5	6,5	mit Ventilator-	
	E 7	...	125	4500	9,5	5,7	kühlung	
	Neutron	350—500	500—700	5000	18	6	mit Ventilator-	
	Z 1	2,5	10	200—400	3,8	1,4	20	105	55	kühlung
	Z 2 A	10—20	40	500—1000	6	2,7	60	150	60	
	Z 2 B	10—20	40	500—1000	6	2,7	60	140	60	
Philips ¹⁾ (Holland)	Z 3	50—100	120	2500—4000	8	4,5	150	270	100	
	Z 4	...	240	3500—6000	10	6,5	300	320	120	
	Z 5	...	400	4000—7000	12	7,5	450	330	150	
	Z 82 ^{2) 3)}	25 kW ⁴⁾	30 kW	10000	16—17	76	8000	2,5	13	700	160	wassergekühlte Chromeisenanode
	Z 83	35 kW ⁴⁾	...	12500	16—17	76	8000	700	160	wassergekühlte Chromeisenanode
	2 42 ³⁾	15 kW ⁴⁾	...	10000	16—17	38	4000	700	160	wassergekühlte Chromeisenanode
	Z 43	20 kW ⁴⁾	...	12500	16—17	38	4000	700	160	wassergekühlte Chromeisenanode

¹⁾ Nach Preislisten der Firma. ²⁾ v. d. Pol, B.; Sterkstrom I, S. 265. 1923; v. d. Pol, B., u. K. Posthumus; Tijdschr. Nederlandsch Radiogenootschap 2, S. 77 bis 93. 1925. ³⁾ Die Röhren Z 82 und Z 42 sind zur Erzeugung von kurzen Wellen bestimmt. ⁴⁾ Für die wassergekühlten Hochleistungsrohre ist an dieser Stelle die primäre Energie angegeben.

Tabelle 65. Ausländische Hochvakuum - Gleichrichterröhren.

Hersteller	Type	Gleichrichterspannung			Von der Anode ab- gebare Leistung Watt	Heizung		Emission mA	Mittlere Impedanz Ohm	Abmessungen in mm	
		max. Spannung Volt	Strom Amp	max. Leistung Watt		Volt	Amp			Durch- messer (max.)	Höhe
General Electric Co. ¹⁾ (Amerika)	UV 214	50 kW	22,0	52,0	ca. 7-8 Amp	
	UV 216	20 Watt	7,5	2,35	
	UV 217	150 Watt	10,0	6,5	
	UV 218	2,5 kW	11,0	14,75	800	
	UV 219	12,5 kW	22,0	24,5	
Marconi-Osram Valve Co. ²⁾ (England)	U 1	2 500	12,0	4,0	150	1300	120	220	
	U 3	3 000	...	15	5,5	1,5	80	2000	56	126	
	MR 1	10 000	...	200	9,0	5,8	450	1000	100	185	
	MR 2	15 000	...	600	18,5	15,0	1250	1500	180	400	
	MR 4	10 000	...	300	12,5	6,3	600	1100	120	250	
	MR 6	15 000	...	400	16	10	800	1800	160	365	
	MR 7 A	15 000	...	1000	12,5	24-25	2500	
Compagnie des Lampes Métal ²⁾ (Frankreich)	N° 0	600	...	6	2,5	2,7	55	117,5	
	N° 1	600	...	8	4,4	1	55	118,5	
	N° 2	1 500	...	60	6	2,5	80	170	
	N° 3	20 000	...	50	4	4	100	200	
	N° 4	20 000	...	200	4	4	120	320	
	N° 5	20 000	...	500	9,5	6,5	150	360	
	ZG 1	1 000	...	10	18	6	55	105	
	ZG 2 A	2 000	...	40	6	2,7	60	...	60	150	
	ZG 2 B	3 000	...	40	6	2,7	60	...	60	140	
	ZG 3	5 000	...	120	8	4,5	150	...	100	270	
Philips ²⁾ (Hol- land)	ZG 4	10 000	...	240	10	6,5	300	...	120	320	
	ZG 5	10 000	...	400	12	7,25	450	...	150	330	
	ZG 83	wassergekühlte Chromseenanode	16-17	76	ca. 8 Amp	...	160	700	
	ZG 43	16-17	38	ca. 4 Amp	...	160	700	

1) Baker, W. R. G.: Proc. Inst. Rad. Eng. 11, S. 654. 1923 (s. dort Abb. 47 bis 49 Kennlinien von UV 214, UV 218 und UV 219).

2) Nach Angaben der Firma.

6. Herstellung von Elektronenröhren.

A. Herstellung der Kathoden.

Die gebräuchlichen Verstärker- und Senderöhren haben eine Glühkathode aus Wolfram oder thoriertem Wolfram oder eine Oxydkathode (Wehneltkathode). Wolfram wird ausschließlich in Drahtform verwendet. Die benutzten Wolframdrähte sind die gleichen wie die in der Glühlampenindustrie verwandten Drähte.

a) Wolframkathoden.

Die Wolframdrähte werden wie folgt¹⁾ hergestellt: Das Ausgangsmaterial, australischer **Scheelit** — ein Calciumwolframat — wird gemahlen, durch Salzsäure reduziert, gefällt und gibt getrocknet das Wolframsäurehydrat, das abermals gemahlen, mit Wasser angerührt und durch Erhitzen auf offenen Pfannen in die gelbe Wolframsäure (Wolframtrioxyd WO_3) umgewandelt wird. Die Wolframsäure wird in einem Gasofen bei $800^\circ C$ im Wasserstoffstrom zu einem braunen niederen Oxyd reduziert. Das braune Oxydpulver liefert nach zweistündigem Erhitzen auf $900^\circ C$ ein graues metallisches Pulver, das gesiebt und in einer hydraulischen Presse zu Stangen von etwa 20 cm Länge und 6 qmm Querschnitt gepreßt wird. Die sehr brüchigen gepreßten Stangen werden 30 Minuten lang in einem Röhrenofen erhitzt und dann in einer Wasserstoffatmosphäre gesintert, indem man einen Strom von 1500 A durch sie hindurchschickt. So entsteht ein zusammenhängender metallischer Wolframstab, der in der Wärme allmählich zu Drähten von 0,83 mm Durchmesser heruntergehämmert wird. Nach jedem Durchgang durch die Hämmermaschine wandert der Stab (Draht) sofort wieder in einen Glühofen. Von dem Durchmesser von 0,83 mm an werden die Drähte durch geheizte Diamantdüsen gezogen und so auf den gewünschten Durchmesser gebracht. Aquadag, eine Suspension von entfloctem Achesongraphit in Wasser, wird als Schmiermittel verwandt. Der geringste, in Verstärkerröhren praktisch noch benutzte Durchmesser beträgt etwa 0,015 mm.

Um zu verhindern, daß der gezogene Wolframdraht beim Glühen im Vakuum durch Rekristallisation (Bildung großer, den Durchmesser ausfüllender Kristalle, die die äußere, beim Ziehen entstandene Begrenzungsfläche des Drahtes durchbrechen) brüchig wird, setzt man der Wolframsäure Thoroxyd²⁾ in Mengen von $\frac{1}{2}$ bis 10% zu. Das Thoroxyd bleibt beim Sintern als Oxyd erhalten und lagert sich an den Begrenzungsflächen der kleinen Wolframkristalle ab, deren Wachstum es so behindert.

b) Thorierete Wolframkathoden³⁾.

Durch eine geeignete Temperaturbehandlung⁴⁾ lassen sich thorhaltige Wolframdrähte „aktivieren“, derart, daß ihr Elektronenemissionsvermögen mehr als 1000 mal so groß ist wie das von reinem (oder nicht aktiviertem) Wolfram bei gleicher Temperatur. Die Emissionserhöhung verdanken die Drähte einer an der Wolframoberfläche adsorbierten Schicht von Thoratomen. Um diese Schicht zu bilden, muß zunächst das Thoroxyd, das über das ganze Volumen des Drahtes verteilt ist, (teilweise) zu Thor reduziert werden. Dies geschieht durch Erhitzen auf 2600 bis 2800° abs. (etwa 1 Minute lang). Dann wird der Draht eine Zeitlang

¹⁾ Engineering 118, Nr. 3065, S. 456 bis 457, 1924 (Verfahren der Marconi-Osram Valve Company). Ausführlicher in: L. Müller: Fabrikation und Eigenschaften der Metalldrahtlampen. Halle 1914. — Weber, C. H.: Metallfadenglühlampen. Leipzig 1914.

²⁾ Smithells, C. J.: Engineering 112, S. 102. 1921; Trans. Faraday Soc. 17, S. 485 bis 498. 1922.

³⁾ Literatur bei: A. Gehrts: Elektr. Nachrichtentechn. 2, S. 189 bis 196. 1925.

⁴⁾ D. R. P. 311 402, 21g v. 1. VII. 1915. Langmuir, I.: Phys. Rev. 20, S. 107 bis 108. 1922; 22, S. 357 bis 398. 1923; Journ. Amer. Chem. Soc. 38, S. 2280. 1916; vgl. auch D. R. P. 325 002 (Telefunken).

(1 Minute) auf einer geeigneten Aktivierungstemperatur, am besten 2000 bis 2100° abs., gehalten, wobei die Thoratome schneller aus dem Innern an die Oberfläche diffundieren, als sie von der Oberfläche verdampfen, so daß eine Anreicherung an der Oberfläche stattfindet und ein bestimmter Bruchteil Θ der Gesamtoberfläche schließlich von Thoratomen bedeckt ist. Der zeitliche Grenzwert Θ_∞ , dem sich Θ nähert, hat entsprechend der gewählten Aktivierungstemperatur den Wert 1 oder ist kleiner als 1. Benutzt werden die aktivierten Drähte bei Temperaturen zwischen 1400 bis 1700° abs.¹⁾ Das Elektronenemissionsvermögen wächst logarithmisch mit Θ und bleibt für einen gegebenen Draht so lange konstant, wie der Draht nicht über 1900° abs. erhitzt und die adsorbierte Schicht nicht oxydiert wird. Die Aktivierungsgeschwindigkeit $\frac{d\Theta}{dt}$ ist proportional der Differenz der Diffusionsgeschwindigkeit zur Oberfläche und der Verdampfungsgeschwindigkeit. Die Diffusionsgeschwindigkeit der Thoratome in Richtung auf die Oberfläche ist gleich $D \cdot G$, wo G das Konzentrationsgefälle (Atome/cm⁴) der Thoratome in der Nähe der Oberfläche und D den Diffusionskoeffizienten darstellen. Ist N_0 die Anzahl Thoratome in der Flächeneinheit der gesättigten adsorbierten Schicht, so ist auf Grund der Kristallstruktur von Wolfram und Thor die Annahme wahrscheinlich, daß N_0 nur gleich der halben Anzahl von Wolframatomaten in der Oberfläche ist. Das ergibt unter Berücksichtigung der Korrektur für die Oberflächenvergrößerung (6%) durch die dodekaedrische Struktur für N_0 den Wert $N_0 = 0,756 \cdot 10^{15}$. Aus Aktivierungs- und Entaktivierungskurven wird für $\log D$ der Wert ermittelt:

$$\log D = 0,044 - \frac{20\,540}{T}.$$

Für die Geschwindigkeit E_{nm} (Atome/cm²sec) der normalen Thorverdampfung von nur teilweise ($\Theta = 0,2$ bis $0,8$) bedeckten Wolframoberflächen gilt die Beziehung:

$$\log E_{nm} = 31,43 - \frac{44\,500}{T}.$$

Bei Oberflächen, die weniger als $\Theta = 0,2$ entspricht, mit Thoratomen bedeckt sind, nimmt E_n ab, doch langsamer als Θ , während bei mehr als $\Theta = 0,8$ bedeckten Oberflächen E_n auf den dreifachen Wert von E_{nm} anwächst. Die adsorbierte Thoratomschicht ist nie mehr als ein Atom tief. Da eine Rückdiffusion von Thoratomen in das Wolfram nicht in Frage kommt, muß man annehmen, daß, wenn ein aus dem Innern an die Oberfläche diffundierendes Thoratom in der Oberfläche auf ein Thoratom stößt, dieses letztere dadurch zum Verdampfen gebracht wird. Der Betrag dieser „induzierten“ Verdampfung hängt von der Diffusionsgeschwindigkeit und von Θ ab und beläuft sich auf:

$$E_i = D \cdot G (0,82 \Theta + 0,18 \Theta^3).$$

Die Aktivierungsgeschwindigkeit ist demnach durch die Beziehung gegeben:

$$N_0 \frac{d\Theta}{dt} = D \cdot G - E_n - E_i = D \cdot G (1 - 0,82 \Theta - 0,18 \Theta^3) - E_n.$$

Die experimentell aufgenommenen Aktivierungskurven gehorchen alle sehr gut dem einfachen Gesetz:

$$\frac{d\Theta}{dt} = k (\Theta_\infty - \Theta),$$

¹⁾ Bei Röhren mit thorierte Wolframkathode, deren Emission infolge Überheizung gesunken ist, besteht die Möglichkeit, wenn das Vakuum sich nicht verändert hat und der Thorgehalt der Kathode noch nicht erschöpft ist, die Kathoden durch eine geeignete Wärmebehandlung zu regenerieren; vgl. z. B. M. Sende: Funkbastler 1925, Nr. 14, S. 157 bis 158. — Scheibe, H.: Funkbastler 1925, Nr. 25, S. 288; Nr. 41, S. 510. — Weill, A.: Funkbastler 1925, Nr. 47, S. 608.

wo Θ_∞ der Grenzwert ist, bei dem Diffusion und Verdampfung sich das Gleichgewicht halten. Übersteigt die Verdampfung den Nachschub durch Diffusion, so findet eine Entaktivierung statt. Das Konzentrationsgefälle G hängt von der Vorgeschichte des Glühdrahtes ab, insbesondere von dem Reduktionsvorgang Thoroxyd zu Thor bei hoher Temperatur. Die Reduktionsgeschwindigkeit wird durch $\log p_r = 27,98 - \frac{30160}{T}$ als Funktion der Temperatur T dargestellt; p_r ist die Anzahl Thoratome, die sekundlich in einem Kubikzentimeter gebildet werden; das erreichte Grenzkonzentrationsgefälle (Atome/cm⁴) läßt sich aus $\log G_r = 25,22 - \frac{9620}{T}$ berechnen; die wirklichen Thorkonzentrationen in Gewichtsteilen auf eine Million ändern sich im Temperaturgebiet 1800 bis 3000° abs. von 1,4 bis 200. Die charakteristischen Daten eines thorierten Wolframdrahtes von 0,0389 mm Durchmesser und 1% ThO₂ sind in folgender Tabelle ¹⁾ zusammengefaßt:

Tabelle 66.

Charakteristische Daten eines thorierten Wolframdrahtes.

$d = 0,0389 \text{ mm, } 1\% \text{ ThO}_2.$					
T Grad abs.	G_r Atome/cm ⁴	Θ_r	ε_r Amp./cm ²	τ Stunden	$\frac{1}{k}$ Sek.
1300	$6,61 \cdot 10^{17}$	0,99997	$4,14 \cdot 10^{-4}$		
1400	$2,23 \cdot 10^{18}$	0,99975	$3,12 \cdot 10^{-3}$		$1,43 \cdot 10^{11}$
1500	$6,41 \cdot 10^{18}$	0,99878	0,0179		$5,23 \cdot 10^9$
1600	$1,61 \cdot 10^{19}$	0,99528	0,0812		$2,88 \cdot 10^8$
1700	$3,64 \cdot 10^{19}$	0,9848	0,287		$2,15 \cdot 10^7$
1800	$7,51 \cdot 10^{19}$	0,9605	0,772	720,000	$2,02 \cdot 10^6$
1900	$1,43 \cdot 10^{20}$	0,9191	1,59	94,000	$2,18 \cdot 10^5$
2000	$2,57 \cdot 10^{20}$	0,8713	2,89	15,100	$2,48 \cdot 10^4$
2100	$4,36 \cdot 10^{20}$	0,781	3,43	2,897	$9,48 \cdot 10^3$
2200	$7,03 \cdot 10^{20}$	0,551	1,24	643	$2,10 \cdot 10^3$
2300	$1,09 \cdot 10^{21}$	0,139	0,114	164	531
2400	$1,63 \cdot 10^{21}$	0,0601	0,168	47	7,0
2500	$2,36 \cdot 10^{21}$	0,0355	0,357	14,6	1,28
2600	$3,31 \cdot 10^{21}$	0,0207	0,774	5,01	0,268
2800	$6,08 \cdot 10^{21}$	0,0088	3,48	0,74	0,0161
3000	$1,03 \cdot 10^{22}$	0,0041	13,5	0,14	0,0014

G_r gibt das Konzentrationsgefälle der Thoratome in der Oberfläche, Θ_r den Teil der bedeckten Oberfläche und ε_r die Θ_r entsprechende Elektronenemission an, und zwar für den Fall des stationären Gleichgewichtes, in dem ebensoviel metallisches Thor von der Oberfläche verdampft, wie im Innern durch Reduktion von ThO₂ gebildet wird und durch Diffusion an die Oberfläche gelangt. τ entspricht der Zeit, innerhalb deren in der eben geschilderten Weise der gesamte Thoriumvorrat auf $\frac{1}{e}$ abgesunken sein würde. $\frac{1}{k}$ stellt die Zeit dar, innerhalb deren Θ oder ε nach kurzdauernden Temperaturänderungen wieder $\frac{1}{e}$ des stationären Wertes erreicht haben. Die Aktivierungszeit ist gleichzeitig ein Maßstab für die Empfindlichkeit der thorierten Kathode gegen oxydierende Gase oder positive Ionen, die auf die Thorschicht zerstörend einwirken. G_r und $\frac{1}{k}$ für niedere Temperaturen sind proportional dem Drahtradius, τ und $\frac{1}{k}$ bei höheren Tem-

¹⁾ Langmuir, I.: Phys. Rev. 22, S. 396. 1923.

peraturen unabhängig von ihm. Um zu verhindern, daß durch Gase, die beim Betrieb der Röhren etwa aus der Glaswandung frei werden, das Thor oxydiert wird, werden reduzierende Gase oder Dämpfe¹⁾ in die Röhren eingeführt, wie Natrium-, Kaliumdampf oder Kohlenwasserstoffe niedriger Dampfspannung. Am besten eignet sich Magnesium. Auch setzt man dem thoralithen Draht etwas Kohle²⁾ zu, um die Umwandlung des Thoroxyds in Thor zu erleichtern. Sinkt in einem Rohr mit thorierter Kathode nach einer mehr oder weniger langen Betriebszeit die Emission ab, so läßt sich oft durch ein abermaliges Aufblitzen bei 2600 bis 2800° abs. mit nachfolgender Erhitzung bei 2000 bis 2100° abs. die Aktivität wieder herstellen.

c) Oxydkathoden³⁾.

Die Oxydkathoden (Wehneltkathoden) bestehen aus den Oxyden der Erdalkalimetalle, die auf eine metallische Unterlage aufgetragen werden. Als Kernmaterial wird meistens Platin in handelsüblicher Reinheit mit Zusätzen von Iridium, Rhodium u. a., seltener reines Iridium verwandt. Tantal und Wolfram eignen sich weniger, da sie zu leicht oxydierbar sind. Nickel ist nicht temperaturbeständig genug. Osmium⁴⁾ wird als geeignetes Kernmaterial in der Patentliteratur erwähnt. Der Überzug besteht aus CaO, SrO oder BaO oder auch aus einer Mischung zweier oder dreier dieser Oxyde. Das folgende Auftragsverfahren⁵⁾ führt zu Oxydkathoden großer Gleichmäßigkeit und Konstanz: Bariumkarbonat und Strontiumkarbonat bzw. Hydroxyd werden in Paraffin oder Harz eingebettet. Es werden 4 Lagen der Strontiumverbindung aufgetragen, dann 4 Lagen der Bariumverbindung, abermals 4 Lagen der Strontiumverbindung und schließlich 4 Lagen der Bariumverbindung; im ganzen 16 Schichten. Nach jedem Auftrag wird der Platindraht momentan auf eine Temperatur von etwa 1000° C erhitzt, die genügt, um die organische Verbindung zu zerstören und die Umwandlung in das Oxyd herbeizuführen. Zum Schluß wird der fertige Auftrag 2 Stunden auf 1200° C erhitzt. Der so gebildete Überzug von BaO und SrO hat eine Dicke von 2 bis 3 mg pro qcm Oberfläche. Ganz besondere Sorgfalt ist anzuwenden, um Verunreinigungen bei der Herstellung von Oxydkathoden zu vermeiden. Unmittelbar am Kerndraht selbst bildet sich durch chemische Reaktion zwischen dem Barium, Strontium oder Kalzium und dem Platin oder seinen Beimengungen eine festhaftende Schicht von Platinaten⁶⁾, hauptsächlich wohl BaPtO₃. Die Oxykathoden sind vor Feuchtigkeit und Kohlensäure zu schützen. — In der Patentliteratur werden eine Reihe von Auftragsverfahren empfohlen, um besonders wirksame Oxydkathoden zu erhalten. Strontium wird als Oxydhydrat mit Wasser zu einer steifen Paste angerührt, und es wird eine die Lösung enthaltende Rinne am Kerndraht entlang bewegt, wobei der Draht auf etwa 100° C erhitzt wird, um einen Belag großer Gleichförmigkeit zu erzielen. Barium wird als Bariumresinat⁷⁾ aufgetragen, wobei der Kerndraht auf etwa 600° C erhitzt wird, um das Resinat flüssig zu erhalten. Durch Eintauchen des Kerndrahtes in das im Kristallwasser geschmolzene Hydroxyd⁸⁾ von Barium, Strontium oder Kalzium (450 bis 750° C) läßt sich auch auf Eisen, Wolfram, Tantal, Molybdän und anderen leicht oxydierbaren Metallen ein brauchbarer Überzug von Erdalkalioxyden herstellen.

¹⁾ D. R. P. 313 214, 21 g (A.E.G.).

²⁾ Langmuir, I.: Phys. Rev. **22**, S. 398. 1923; Engl. Pat. 184 446.

³⁾ Siehe auch den zusammenfassenden Bericht von A. Wehnelt über seine und seiner Schüler Arbeiten auf dem Gebiete der Oxydkathoden in: *Ergebnisse der exakten Naturwissenschaften* **4**, S. 86 bis 99. 1925 (Berlin: Verlag Springer). — Der Werdegang der Verstärkerrohren mit Oxydkathode ist von B. Pohlmann und A. Gehrts, *Elektr. Nachrichtentechn.* **2**, S. 65 bis 74. 1925 beschrieben.

⁴⁾ D. R. P. 310 712 (Skaupy).

⁵⁾ Arnold, H. D.: *Phys. Rev.* **16**, S. 70 bis 82. 1920; Ref. Jahrb. d. drahtl. Telegr. **16**, S. 458 bis 466. 1920.

⁶⁾ Arnold, H. D.: l. c.; Gehrts, A.: *Verh. D. Phys. Ges.* **15**, S. 1047 bis 1056. 1913.

⁷⁾ D. R. P. 300 369 (Bell Telephone Mfg. Co.).

⁸⁾ Amerik. Pat. 1 467 398.

Zusätze von Edelmetallen¹⁾ (Platin, Gold, Silber) sollen die Emission steigern. Wehnelt²⁾ und seine Schüler³⁾ bevorzugen Aufträge wässriger Nitratlösungen, die durch Erhitzen in Oxyde umgewandelt werden.

B. Verstärkerröhrenfabrikation.

Die Serienfabrikation von Verstärkerröhren⁴⁾ lehnt sich eng an die Serienfabrikation von Glühlampen⁵⁾ an mit dem Unterschiede, daß sich die Inbetriebsetzung von Ganzautomaten, d. h. Maschinen, die ohne Handarbeit laufen und nur einer geringen Aufsicht bedürfen, bei der verhältnismäßig kleinen Stückzahl, in der Verstärkerröhren angefertigt werden, nicht lohnt. Doch sucht man durch sog. Einrichtungen die notwendige Handarbeit nach Möglichkeit zu vervollkommen. Der Fabrikationsgang [siehe Abb. 504, Fabrikationsgang⁶⁾ einer amerikanischen Verstärkerröhre (wie UV 199, 200, 201 ähnlich RE 58)] ist in allgemeinen Zügen folgender: Ein auf Länge (etwa 5 cm) geschnittenes zylindrisches Glasrohr wird zunächst an seinem einen Ende tellerförmig in der Tellerdrehschneidmaschine aufgetrieben. In dieses Tellerrohr werden die Zuführungsdrähte und eventuelle Haltedrähte für die Elektroden eingeführt. Die Zuführungsdrähte (Kupferdraht oder Kupferlitze, Platindraht, Konstantan- oder Nickeldraht), die in einer vollautomatischen Maschine auf genaue Länge zugeschnitten sind, werden vorher miteinander verschweißt, so daß das eigentliche, in Glas eingebettete Dichtungsmaterial Platin ist. Statt Platin werden auch Kupfermanteldraht oder Platinmanteldraht mit gutem Erfolg benutzt. Das Tellerrohr, das über die Drähte so weit geschoben wird, daß der zu verschmelzende Rand in Höhe der Platinzwischendrähte sitzt, kommt unter steter Rotation in die Vorwärme- und Erweichungsflamme (Kreuzfeuer), in der es im Augenblick der Verflüssigung durch eine Zange dicht um die Drähte flachgequetscht wird (Fußquetschmaschine). Der fertig gequetschte Fuß wird durch langsames Abkühlen in einem Kühllofen von Spannung befreit. In besonderen Vorrichtungen werden dann die Zuführungs- und Haltedrähte gebogen und für die Aufnahme von Gitter, Anode und Kathode vorbereitet. Der Aufbau von Gitter und Anode auf dem Quetschfuß geschieht mittels Vorrichtungen, die ein genaues Einhalten der Abstände sicherstellen; die Verbindung mit den Zuführungsdrähten erfolgt meistens durch Punktschweißung. Bei einigen Rohrtypen (z. B. BO, OR) werden Gitter und Anode nicht von Haltedrähten getragen, die in den Fuß miteingequetscht werden („Drahtaufbau“), sondern ruhen auf Glasträgern⁷⁾, die an den Quetschfuß angeschmolzen sind („Glasaufbau“). Auch hier erfolgt der Aufbau der Elektroden mittels besonderer Vorrichtungen. Zahlreiche besondere Aufbaumöglichkeiten sind in der Patentliteratur⁸⁾ beschrieben und teilweise wohl auch zur Ausführung gekommen. Während bei den älteren Röhrentypen Gitter und Anode noch vielfach planparallele Ebenen sind, wird in den neuen Typen die zylindrische Anordnung⁹⁾ bevorzugt. Die Hauptausführungsformen des Gitters sind: a) die freistehende oder an einem oder mehreren Haltedrähten an-

¹⁾ Engl. Pat. 123 126.

²⁾ Wehnelt, A.: D. R. P. 157 845; Erlanger Ber. 35, S. 150 bis 158. 1903; 37, S. 264 bis 269. 1905.

³⁾ z. B. Deininger, F.: Dissert. Erlangen 1907.

⁴⁾ Telefunken-Ztg. 4, Nr. 19, S. 14 bis 26. Febr. 1920. — Robertson: Wireless World 9, S. 401 bis 408. 1921; ferner Wireless World 10, S. 641 bis 647, 683 bis 688. 1922; 15, S. 18 bis 19. 1924. — Girardin, P.: Radio-Electricité 5, S. 400 bis 404. 1924; Radio-Rev. 2, S. 537 bis 544. Okt. 1921. — Pohlmann, B., u. A. Gehrts: Elektr. Nachrichtentechn. 2, S. 65 bis 74. 1925. — James, W.: Wireless World 17, S. 435 bis 442. 1925. — Ettenreich, R.: Radio-Amateur 3, S. 1119 bis 1122. 1925; H. Simon, Telefunken-Rundschaue, Heft 13, S. 4 bis 9, März 1926.

⁵⁾ Knepper, F.: Metalldrahtglühlampen. Leipzig 1922; Müller, L.: I. c.; Weber, H.: I. c.

⁶⁾ Zeichnung nach einer Preisliste der Eisler Engineering Company Newark, N. J. U. S. A.

⁷⁾ D. R. P. 404 096 (Siemens & Halske).

⁸⁾ D. R. P. 316 010 (A.E.G.); D. R. P. 323 904 (Skaupy); D. R. P. 370 232 (Loewe) u. a.

⁹⁾ D. R. P. 314 805 (Tigerstedt); D. R. P. 310 605 (Siemens & Halske); D. R. P. 398 968 (Marconi).

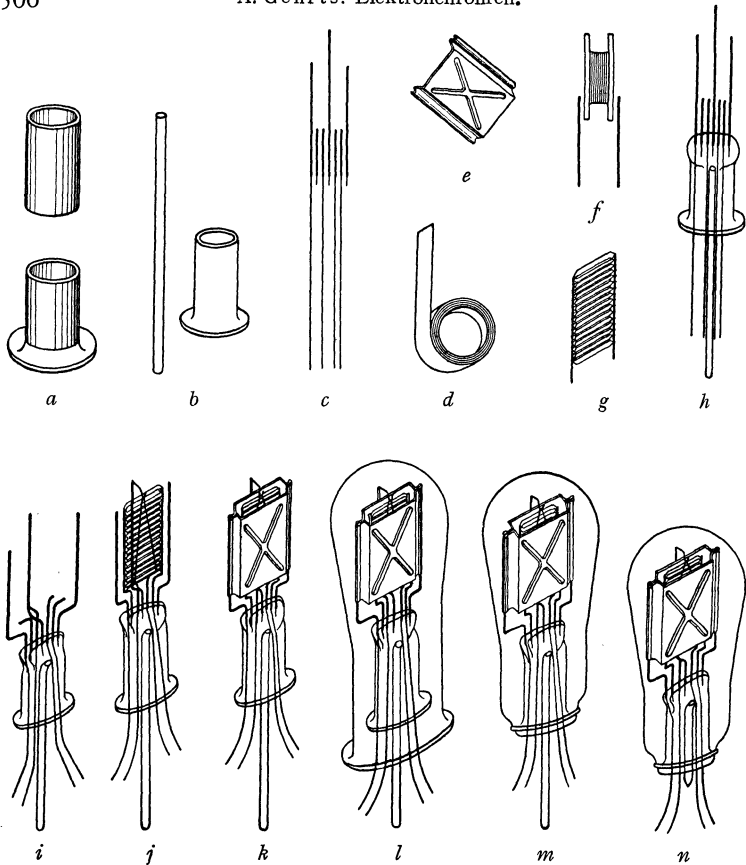


Abb. 504. Fabrikationsgang einer amerikanischen Verstärkeröhre.

a Tellerrohr, *b* Tellerrohr und Stengelrohr, *c* Zuführungs- und Stützdrähte: Finkdraht-Nickel oder Konstantan, *d* Nickelband für Anode, *e* ausgestanzte Anodenhälfte, *f* Gittertragdrähte und Wickeldraht, *g* gewickeltes und geschweißtes Gitter, *h* Quetschfuß mit Stengelrohr und Zuführungs- oder Stützdrähten, *i* Quetschfuß mit passend gebogenen Stütz- oder Zuführungsdrähten, *j* Aufbau von Kathode und Gitter auf dem Quetschfuß, *k* Aufbau der Anode, *l* Quetschfuß mit Elektrodenaufbau wird in die Formglocke gesteckt und *m* mit dieser verschmolzen, *n* evakuierte Röhre.

geschweißte Drahtspirale¹⁾, b) das gestanzte und gerollte Blechgitter, dessen Stege und Schlitze parallel oder senkrecht zur Kathode verlaufen und dessen Stege in manchen Fällen zur Erzielung besonderer Wirkungen hochgekantet²⁾ sind, c) das sog. Wickelgitter³⁾, bei dem ein dünner Draht über einen Rahmen oder eine Trommel gewickelt ist, und d) das Gewebegitter (Schlauchgitter). Die Herstellung der Gitter und Anoden erfordert Leeren zur Einhaltung der vorgeschriebenen Ausmaße. Die Wahl der Gitterart hängt außer von den Vorteilen, die sie für den Verwendungszweck der Röhre bietet [z. B. Vermeidung von Inselbildung⁴⁾], nicht unwesentlich von den zur Verfügung stehenden Fabrikations-

¹⁾ Franz. Pat. 492 657 (Latour).

²⁾ D. R. P. 300 191; G. M. 671 813, 671 814 (Siemens & Halske).

³⁾ G. M. 781 006 (Siemens & Halske).

⁴⁾ Rukop, H.: Jahrb. d. drahtl. Electr. 14, S. 113. 1919.

einrichtungen und -verfahren ab. — Der mit Gitter und Anode versehene Fuß erhält zum Schluß die Kathode, die in einer Vorrichtung an die Zuführungen angeschweißt wird¹⁾. Der mit allen Elektroden versehene Fuß wird nun auf der Einschmelzmaschine in einen Ansatz des Glaskolbens (Kolbenhals der Formglocke) hinreichend weit hineingeschoben. Beim Erwärmen in der Vorwärmeflamme und dann in der Erweichungsflamme schnürt sich der Kolbenhals tropfenförmig ein, kommt zur Anlage an den Teller des Fußes und verschmilzt mit diesem, wobei der untere Teil des Kolbenhalses infolge seiner eigenen Schwere abreißt²⁾. Der aus der Glas-hütte bezogene Glaskolben (Formglocke) ist vorher mit einem Evakuieransatz (Stengelrohr) versehen — soweit dieser nicht im Quetschfuß eingeschmolzen ist —, so daß die Röhre jetzt pumpfertig ist.

Die Fabrikation von Doppelgitterröhren [Röhren mit Raumladungsnetz³⁾ oder Anodenschutznetz⁴⁾] und von Dreigitterröhren⁵⁾ unterscheidet sich nicht wesentlich von der von Eingitterröhren.

C. Senderöhrenfabrikation.

Zwischen der Fabrikation von Verstärkeröhren und der von Senderöhren besteht kein prinzipieller Unterschied. Die Senderöhrenfabrikation⁶⁾ ist naturgemäß infolge des geringeren Bedarfes an derartigen Röhren noch mehr Handfabrikation als die der Verstärkeröhren. Gewisse Verschiedenheiten ergeben sich aus der höheren elektrischen und thermischen Beanspruchung der Senderöhren. Während man bei Verstärkeröhren Gitter und Anode meistens aus Nickel anfertigt — Eisen⁷⁾ und Kupfer sind im Kriege viel benutzte Ersatzmaterialien — und nur selten zum Tantal oder Molybdän greift, müssen Gitter und Anode — oder wenigstens die höchstbeanspruchten Teile⁸⁾ von Gitter und Anode — von Senderöhren aus derartigen hochwertigen Materialien hergestellt werden, da es nur bei diesen möglich ist, eine genügend hohe Wattzahl pro Quadratcentimeter abzustrahlen, wobei Anode und Gitter auf Rotglut kommen, ohne daß dadurch die Wirksamkeit der Röhre (Vakuum) beeinträchtigt werden darf. Die höchste, noch brauchbare Dauerbelastung⁹⁾ für Nickel beträgt 1,5 W/qcm, für Molybdän 6 W/qcm und für Wolfram 10 W/qcm. Röhren, bei denen die Abstrahlung durch Leitungskühlung¹⁰⁾, etwa mit Hilfe von Wasser, ersetzt wird, werden nur für sehr große Leistungen (10 kW und mehr) gebaut. Bei diesen Großröhren¹¹⁾ dient ein zylindrisches, einseitig geschlossenes Kupferrohr als Anode; Gitter und Glühkathode werden durch eine aufgeschmolzene Glaskappe getragen. Da die Glaskolben der gebräuchlichen Senderöhren fast alle Wärmestrahlen zunächst absorbieren und dann wieder abstrahlen, müssen sie selbst recht beträchtliche Temperaturen aushalten. Deshalb werden für Senderöhren nicht die üblichen Bleiglasglocken verwendet, sondern Glocken aus Hartglas, will man nicht zu riesigen Kolben-größen übergehen. In England¹²⁾ werden Röhren von 2,5 kW und mehr Leistung auch aus Quarz angefertigt, der eine beträchtlich höhere Temperatur als Hart-

¹⁾ D. R. P. 162 417; D. R. P. 206 094 (Auer-Ges.).

²⁾ D. R. P. 212 860 (Kremenezky).

³⁾ D. R. P. 293 539 (A.E.G.); D. R. P. 310 605 (Siemens & Halske).

⁴⁾ D. R. P. 300 617 (Siemens & Halske).

⁵⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 1 bis 31, 299 bis 328. 1919.

⁶⁾ Telefunken-Ztg. 4, Nr. 21, S. 5 bis 20. Juli 1920; ferner Girardin, P.: Radio-électricité 6, S. 364 bis 369, Nr. 93. 1925.

⁷⁾ D. R. P. 331 414 (Telefunken) empfiehlt vakuumgeschmolzenes Eisen mit Zusätzen von Nickel, Chrom und Kobalt; vgl. auch D. R. P. 330 372 (Schott).

⁸⁾ D. R. P. 370 292 (Telefunken).

⁹⁾ Wolfers, F.: L'onde électrique 1, S. 518 bis 531. Sept. 1922.

¹⁰⁾ Bei geringeren Leistungen erschwert die Wärmeabfuhr durch Leitungskühlung den Röhrenbau zu sehr; vgl. z. B. D. R. P. 374 310 (Bell Telephone Mfg. Co.).

¹¹⁾ Telefunken-Ztg. 7, Nr. 37, S. 7. Juli 1924. — Wilson, W.: Electrical Communication 1, S. 15 bis 21, Heft 1. 1922. — Housekeeper, W. G.: Journ. Amer. Inst. Electr. Eng. 42, S. 954 bis 960. Sept. 1923. — D. R. P. 346 111; Österr. Pat. 86 172, 86 173, 86 174, 86 175, 86 176 (Kruh).

¹²⁾ Electrician 88, S. 317, 319. März 1922; Electr. Rev. 90, S. 394. 1922.

glás verträgt. Abb. 505 stellt den Fabrikationsgang¹⁾ einer 500-W-Senderöhre dar. In das Tellerrohr (*a*), das mit zwei seitlichen Ansätzen (Glasstäben) versehen (*b*) ist, werden die beiden Glühdrahtzuführungen sowie der Gitterträger mit Zuleitungen (*c*) vakuumdicht eingeschmolzen. Glühdraht- und Gitterträger sind in Schneide-, Stanz- und Biegemaschinen mit Schablonen präzise vorgearbeitet. Das Einschmelzen der Drähte in das Tellerrohr geschieht auf der Fußquetschmaschine; das härtere Glas bedingt eine genaue Einstellung des Kreuzfeuers und eine sorgfältige Kühlung des Fußes. Um zu verhindern, daß den Einschmelzstellen durch Wärmeleitung zuviel Wärme zugeführt wird, werden über die Zuführungs- bzw. Stützdrähte unmittelbar oberhalb der Quetschung kleine Abstrahlbleche²⁾ geschoben. In einer Leere werden dann zwei Glastüllen (*d*), die zur Fixierung der Anode dienen, mit den seitlichen Ansätzen des Fußes verschmolzen.

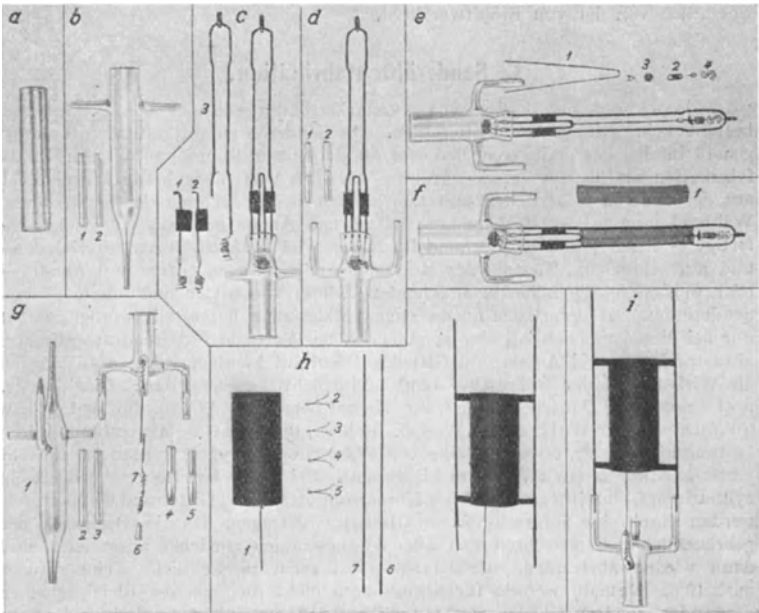


Abb. 505. Fabrikationsgang einer 500-Watt-Senderöhre (Telefunken).

Die nächsten Arbeiten sind das Anschweißen der Kathode an die Zuleitungen und das Anbringen (*e*) und Spannen der Kathode mittels Wolframdrahtfeder unter Zwischenschaltung eines Isolierhäkchens aus Quarz am Gitterträger. Das schlauchartige Gewebegitter (*f*) aus Molybdän wird über den Gitterträger geschoben und befestigt. Der Anodenfuß (*g*) trägt eine Zuleitung für die Anode, zwei Tüllen für die Anodenhalter und eine Tülle für den Gitterträger. Die Anode (*h*) aus Tantal wird in einer starken Stanze zugeschnitten, gerollt, geschweißt oder genietet, zu einem Zylinder geschlossen und mittels vier Laschen an zwei Anodenhaltern befestigt. Der ganze Anodenaufbau wird auf den Anodenfuß (*i*) gesteckt und der Anodenfuß durch einfaches Einstecken der Halter in die Tüllen mit dem Kathodenfuß lose verbunden³⁾. Die beiden ineinander gesteckten Füße werden

¹⁾ Telefunken-Ztg. 4, Nr. 21, I. c.

²⁾ D. R. P. 354 847 (Telefunken); D. R. P. 357 691 (Siemens & Halske).

³⁾ D. R. P. 317 136 (Telefunken).

nun zusammen in den von der Hütte bezogenen Kolben gelegt. Dann wird der Kathodenfuß eingblasen, der Pumpstengel angesetzt und schließlich der Anodenfuß eingeschmolzen. — In einer anderen Konstruktion liegt die Anode federnd¹⁾ an der Glockenwandung. Auch werden Anode und Gitter durch Rundstäbe oder Winkelbleche getragen, die an Laschen²⁾ befestigt sind, die das Tellerrohr des Kathoden- bzw. Anodenfußes umklammern. Das Gitter ist bei neueren Typen meistens ein an 2 oder 3 Stützen angeschweißtes Spiralgitter; bei Röhren großer Leistung wird das Steuergitter in zwei hintereinandergeschaltete, miteinander verbundene Gitter aufgelöst, um den erforderlichen geringen Durchgriff zu erzielen.

D. Evakuierprozeß³⁾.

Die pumpfertigen Röhren werden zunächst in der in der Glühlampenindustrie üblichen Weise in Gas- oder elektrischen Öfen unter ständigem Arbeiten einer Hochvakuumpumpe stundenlang bis unmittelbar an die Erweichungstemperatur des Glases erhitzt, um die an der Glaswand haftenden Feuchtigkeitsschichten möglichst vollständig zu entfernen. Es folgt die Entgasung des Glühfadens durch Erhitzen bis auf Weißglut (Wolfram). Dann werden die Metallteile durch **Elektronenbombardement**⁴⁾ entgast. Das Bombardement geschieht mittels Hochspannung, wobei folgende Gesichtspunkte zu berücksichtigen sind: Die Wattzahlen für die Erhitzung müssen die Betriebswattzahlen um ein Mehrfaches übersteigen, der Glühfaden darf nicht durch Bombardement positiver Teilchen abgebaut werden, d. h. Glimmlicht ist zu vermeiden. Die Entgasung durch Elektronenbombardement wird sehr erleichtert durch ein Vorentgasen der Metallteile vor ihrem Zusammenbau in besonderen Hochvakuumlöthöfen; die Metalle werden dadurch von anhaftenden Oxyden, Ölen, Fetten befreit. Das Elektronenbombardement läßt sich durch Erhitzen der Metallteile durch hochfrequente Wirbelströme unter Umständen abkürzen. Auch Tesla-Entladungen sind gelegentlich zum Evakuieren namentlich von Verstärkeröhren kleiner Leistung verwandt. Für die spätere Höhe und Haltbarkeit des Hochvakuum ist nicht so sehr das beim Schluß des Pumpverfahrens vorhandene Vakuum maßgebend als vielmehr der Grad der Säuberung der einzelnen Teile. Bei sehr gut entgasten Metallteilen (namentlich aus Tantal) tritt ein Nachevakuierten⁵⁾ der Röhren beim Gebrauch ein, so daß die geringen beim Abschmelzen der Röhren aus dem Glase noch austretenden Gasspuren in ganz kurzer Zeit wieder verschwinden.

Glühkathodenröhren erfordern ein beträchtlich höheres Vakuum als Glühlampen; deshalb werden beim Evakuieren von Glühkathodenröhren allgemein **Diffusionspumpen** benutzt. Es lassen sich vier verschiedene Typen (Abb. 506 bis 509) von Diffusionspumpen⁶⁾ unterscheiden:

α) Die **Diffusionspumpe** in ihrer ursprünglichen Form (Gaede 1913), bei der das zu evakuierende Gas durch einen engen Diffusionsspalt einem in einer Rohrleitung eingeschlossenen Quecksilberdampfstrom zugeführt wird; der Diffusionsvorgang findet in dem Spalt statt, in dem das Gas aus dem Rezipienten in der einen Richtung und der Quecksilberdampf in der anderen Richtung wandern (Sauggeschwindigkeit etwa 80 ccm/sec).

β) Die **Kondensationspumpe** (Langmuir 1916), bei der der Quecksilberdampf aus einer zylindrischen Düse als büschelförmig sich ausbreitender Strahl in eine Kondensationskammer eintritt. Der Diffusionsvorgang findet hier wie auch bei

¹⁾ D. R. P. 357 687 (Telefunken).

²⁾ D. R. P. 321 625, 321 626, 321 627, 332 330 (Gen. El. Co.); u. a.

³⁾ Telefunken-Ztg. 4, Nr. 19 u. 21, l. c. — Außerdem O. B. Moorhead: Electrician 81, S. 741. 1918; Rüchardt, E.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 619 bis 624. 1919.

⁴⁾ Bei kleineren Verstärkeröhren kann man auch ohne Elektronenbombardement Hochvakuum erreichen; vgl. z. B. E. Rüchardt: l. c.

⁵⁾ D. R. P. 370 292 (Telefunken).

⁶⁾ Gehrts, A.: Helios, Fachzeitschr. 28, S. 577 bis 582, 589 bis 594. Heft 49 u. 50. 1922. — Gaede, W.: Zeitschr. f. techn. Phys. 4, S. 337 bis 369. 1923. — Molthan, W.: Phys. Zeitschr. 26, S. 712 bis 717. 1925.

den beiden weiteren Typen längs der Begrenzungsfläche des Strahles statt. Eine von Gaede stammende Neukonstruktion, bei der der Quecksilberdampf aus einer

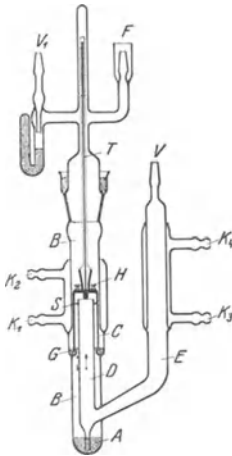


Abb. 506. Diffusionspumpe nach Gaede.

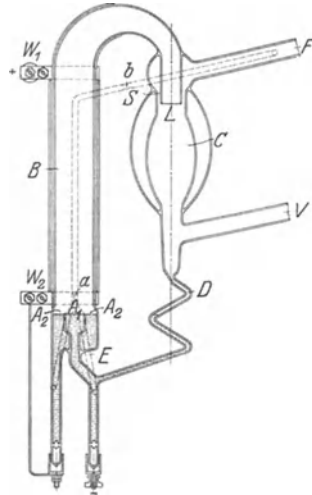


Abb. 507. Diffusionspumpe nach Langmuir (Kondensationspumpe) mit Lichtbogenheizung von Siemens & Halske.

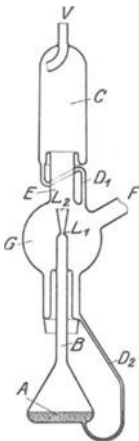


Abb. 508. Diffusionspumpe nach Crawford (Parallelstrahlpumpe).

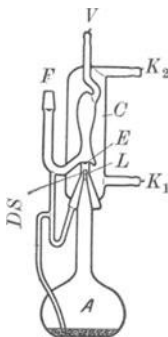


Abb. 509. Diffusionspumpe nach Volmer.

ringförmigen Düse austritt, wird in der Praxis viel benutzt (Sauggeschwindigkeit 2000 ccm/sec).

γ) Parallelstrahlpumpe von Crawford: Der Quecksilberdampfstrahl tritt nahezu als Parallelstrahl aus einer nach außen divergierenden Düse.

δ) Strahlpumpe nach Volmer. Dem Quecksilberdampfstrom werden beim Passieren durch ein gekühltes zylindrisches Leitrohr die Moleküle mit starken tangentiellen Komponenten entzogen, so daß der aus der Düse austretende Strahl annähernd ein Parallelstrahl ist. Auch diese Art von Diffusionspumpe wird in der Technik viel benutzt.

Als Vorpumpe wird eine einfache oder Doppel-Ölumpumpe verwendet; bevorzugt werden rotierende Pumpen wie z. B. die von den Siemens-Schuckert-Werken¹⁾ gebauten Pumpen.

Doch finden auch — namentlich bei Massenanfertigung von Verstärkerröhren mit thoriert Kathode — **Getter**²⁾ Verwendung, in erster Linie Magnesium³⁾. Nach dem Einschmelzen des Quetschfußes mit dem Elektrodenaufbau in die mit

¹⁾ Elmo-Hochvakuumpumpe Typen L 96/40 k und L 96/80 k.

²⁾ Phosphor allein eignet sich kaum; vgl. D. R. P. 317 266 (Süddeutsche Telef., App.-, Kab.-u. Draht-Werke); in Verbindung mit Magnesium wird Phosphor gelegentlich benutzt.

³⁾ Engineering 118, S. 456 bis 457, 1924.

dem Stengelrohr versehene Glocke wandert die pumpfertige Röhre auf den Pumpautomaten, eine sich langsam drehende Scheibe mit Ansatzstücken, in die die

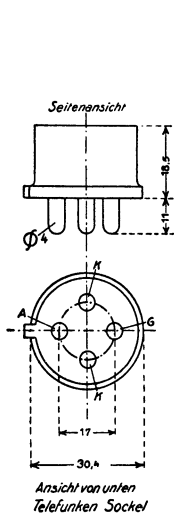


Abb. 510. Telefunken-sockel, vierpolig.

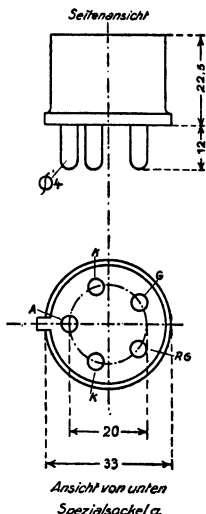


Abb. 511. Telefunkensockel, fünfpolig (special a).

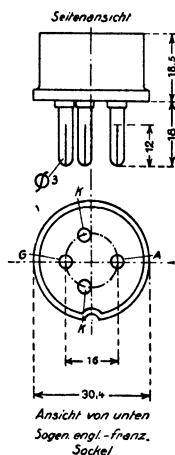


Abb. 512. Europa-sockel.

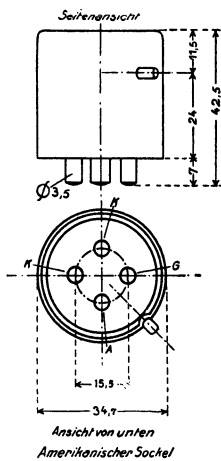


Abb. 513. Amerikasockel.

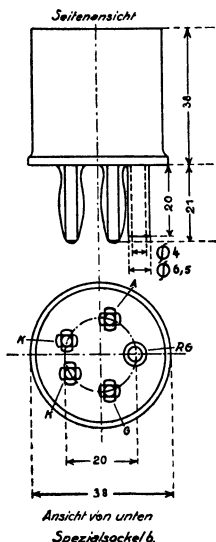


Abb. 514. Spezialsockel (R-, OR-Röhren).

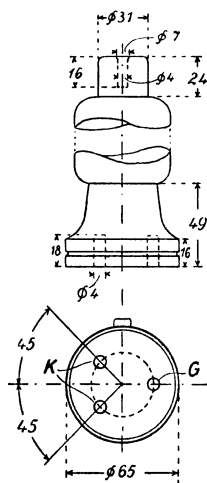


Abb. 515. Sockel für Röhre RV 24.

Stengelrohre hineingesteckt werden. Bei der Rotation der Scheibe gelangen die Röhren in einen gasbeheizten Ofen, und es wird die Verbindung zunächst mit einem Vorvakuum, später mit einer rotierenden Ölluftpumpe, die einen Druck von

0,001 mm Hg aufrechtzuerhalten vermag, hergestellt. Auch das Abschmelzen der Röhren geschieht auf der gleichen Maschine automatisch. Bei Beendigung des Umlaufes der Scheibe wandern die Röhren zwischen den Elektroden einer Tesla-spule durch, und es wird die Güte des erreichten Vakuums an Hand der Entladung kontrolliert. Die Kathoden werden dann der oben beschriebenen Behandlung unterworfen, die eine Anreicherung von Thor auf der Oberfläche bewirkt. Die Röhren werden in Fassungen auf einer rotierenden Scheibe eingeklemmt, dann wird die Kathode auf helle Weißglut erhitzt und an die Anode ein hohes Potential gelegt, höher als das spätere Betriebspotential. Unter dem Einfluß des Elektronenbombardements kommen Gitter und Anode zur hellen Glut, wobei ein auf die Anode aufgeschweißtes kurzes Stück Magnesiumdraht verdampft. Ein kleiner Teil des Magnesiumdampfes bindet chemisch die noch vorhandenen Gasreste und dient so zur Erzeugung des Hochvakuums, während der Rest sich in Form eines Spiegels auf der Glocke niederschlägt und später beim Betriebe der Röhren freierwende Gase absorbiert. Bei einigen Rohrtypen wird die Anode nicht durch Elektronenbombardement, sondern durch Wirbelströme¹⁾ zur Glut gebracht und so das Magnesium verdampft.

Das Sockeln und Aufätzen der Beschriftung auf die Glocke geschieht nach den in der Glühlampenindustrie üblichen Verfahren²⁾. Die Maße der gebräuchlichsten Sockel sind aus Abb. 510 bis 515 zu entnehmen (vgl. auch den Nachtrag am Schluß des Buches).

7. Röhren besonderer Bauart und Wirkungsweise.

A. Besonderheiten der Steuerelektrode.

a) Der **Spannungsabfall** längs der strombeheizten Glühkathode bewirkt, daß die Potentialdifferenz zwischen dem Effektivpotential in der Gitterebene und dem dem Gitter zunächst gelegenen Teile der Glühkathode für verschiedene Stellen der Kathode verschieden groß ist. Dies führt zu einer Verflachung der Kennlinien und kann bei längeren Kathoden eine stärkere Belastung des negativen Endes der Kathode hervorrufen, die sich durch eine passende Kathodenausbildung³⁾ (Widerstandsänderung auf die Längeneinheit) vermeiden läßt. Durch Unterteilung der Kathode⁴⁾ oder Verlegung des Potential-Nullpunktes nach der Mitte der Kathode⁵⁾ läßt sich der Nachteil der Verflachung der Kennlinie teilweise beheben, auf völlige Beseitigung zielen folgende Vorschläge:

α) Durch das Steuergitter fließt ein Strom⁶⁾, der das Steuergitter nicht erheblich erhitzt, aber längs des Gitters einen Spannungsabfall hervorruft, der gleich dem Spannungsabfall längs der stromdurchflossenen Glühkathode ist.

β) Das Effektivpotential ändert sich längs des Gitters entsprechend dem Spannungsabfall längs der Glühkathode, so daß die Potentialdifferenz zwischen dem Effektivpotential in der Gitterebene und dem nächstbenachbarten Teile der Kathode konstant bleibt. Erreicht wird dieses durch stetige Änderung des Durchgriffes längs des Gitters (Änderung der Maschenweite, Steighöhe⁷⁾ usw. oder konische Ausbildung der Elektroden).

¹⁾ Latour, M.: Franz. Pat. 571 740.

²⁾ Müller, L.: l. c. S. 134 und C. H. Weber: l. c. S. 428 bis 429. Ferner H. Weber: Kohle-glühlampen. Hannover 1908. S. 231 bis 253.

³⁾ D. R. P. 318 624 v. 19. 3. 1915 (Siemens & Halske).

⁴⁾ D. R. P. 403 492 v. 27. 8. 1920 (Marconi).

⁵⁾ Yater, I. F.: Amer. Pat. 1 546 696 v. 7. 8. 1923.

⁶⁾ Riegger, H. (Siemens & Halske): D. R. P. 307 045 v. 19. 3. 1915. — Salpeter, J.: D. R. P. 298 067 v. 29. 2. 1916; Beauvais, G. A.: Engl. Pat. 130 039 v. 2. 1. 1918.

⁷⁾ Mc Cullough, F. S.: Proc. Inst. Radio Eng. 10, S. 468 bis 485. 1922; D. R. P. 398 864 v. 1. 8. 1919 (Dr. E. F. Huth, G. m. b. H.). — Schottky, W. (Siemens & Halske), vgl. B. Pohlmann u. A. Gehrts: Siemens-Zeitschr. 2, S. 287. 1922.

Bei den gebräuchlichen Elektronenröhren befindet sich die zur Steuerung der Elektronen dienende gitterförmige Elektrode zwischen der Glühkathode und der Anode; doch sind auch Röhren anderer Bauart vorgeschlagen und zum Teil ausgeführt worden:

b) Das Steuergitter besteht aus einem¹⁾ zur Kathode parallelen Draht oder aus zwei²⁾ oder mehreren parallelen Drähten, zu denen die drahtförmige Kathode parallel und symmetrisch angeordnet ist.

c) Nach einem Vorschlage von A. McL. Nicolson³⁾ wird die Kathode spiralförmig auf die Steuerelektrode, die aus Nickel besteht und gegen die Glühkathode durch eine dünne Schicht Nickeloxyd isoliert ist, aufgewickelt. Die Steuerelektrode kann V- oder U-förmig oder auch als Zylinder mit schraubenförmiger Nut zur Aufnahme der Kathode ausgebildet sein.

d) Röhre von W. Wien⁴⁾: Die Glühkathode befindet sich zwischen zwei Platten, von denen die eine als Steuerelektrode und die andere als Anode dient. Eine abgeänderte Form, das Plation⁵⁾, besitzt eine Delle in der Steuerelektrode, in deren Mitte sich die Kathode befindet.

e) J. A. Fleming⁶⁾ bringt eine Röhre in Vorschlag, in der vier gleiche Elektroden symmetrisch um einen Glühfaden angeordnet sind, von denen zwei gegenüberliegende, die miteinander verbunden sind, als Anode wirken und die beiden⁷⁾ anderen als Steuerelektroden.

f) Bei den nach Angaben von R. A. Weagant⁸⁾ gebauten Röhren befindet sich die Steuerelektrode außerhalb der Röhre und umgibt ringförmig, eng anliegend, den zylindrischen Glaskolben im Zwischenraum zwischen Kathode und Anode. Es sind Gleichrichter-, Verstärker- und auch Senderöhren bis zu mehreren Watt Hochfrequenzleistung als Weagant-Röhren gebaut worden. In derartigen Röhren wird die Raumladung durch eine konstante Gittervorspannung nicht beeinflusst. Nach den Überlegungen von A. Marcus⁹⁾ hängt die Verstärkungskonstante von den Abmessungen der Röhren und von der Leitfähigkeit des Glases ab; sie ist klein, wenn die Leitfähigkeit des Glases sehr groß oder sehr klein ist und hängt in diesen Grenzfällen nur von den Abmessungen der Röhren ab.

B. Das Negatron.

Das Negatron von J. Scott-Taggart¹⁰⁾. Das Negatron ist eine Hochvakuumröhre (Abb. 516), die eine Glühkathode *F*, ein Gitter *G* (eben, oft auch

¹⁾ v. Laue, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **14**, S. 243 bis 259. 1919; Ann. d. Phys. **59**, S. 465 bis 492. 1919.

²⁾ D. R. P. 300 798 v. 23. 7. 1916 (Siemens & Halske).

³⁾ Nicolson, A. McL.: Amer. Pat. 1 130 008, 1 130 009 v. 6. 6. 1914; Engl. Pat. 1694/1915 v. 3. 2. 1915; D. R. P. 308 493 v. 8. 10. 1915. — Brown, S. G.: Engl. Pat. 115 700 v. 18. 5. 1917. — Vgl. auch H. Eales: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **12**, S. 308 bis 310. 1917.

⁴⁾ Rüdhardt, E.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **15**, S. 27 bis 39. 1920. — v. Laue, M.: l. c. Ähnliche Vorschläge auch bei H. J. van der Bijl u. A. McL. Nicolson: Amer. Pat. 1 130 042 v. 6. 6. 1914. — Erskine-Murray, J.: Engl. Pat. 133 413 v. 4. 10. 1918. — Scott-Taggart, J.: Elektr. Rev. **86**, S. 261 v. 27. 2. 1920. — White, W. C.: Amer. Pat. 1 508 356 v. 18. 2. 1920.

⁵⁾ Cohn, H.: Zeitschr. f. techn. Phys. **5**, S. 500 bis 505. 1924. — Katsch, A.: Zeitschr. f. techn. Phys. **6**, S. 595 bis 599. 1925; Zeitschr. f. Phys. **32**, S. 287 bis 297. 1925.

⁶⁾ Fleming, J. A.: Nature **105**, S. 716. 1920; Rad. Rev. **2**, S. 38 bis 40. 1921; Amer. Pat. 1 486 237 v. 6. 11. 1919.

⁷⁾ Eine von Q. Majorana (Lincei Rend. **21**, S. 235 bis 239. 1912; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **7**, S. 462 bis 468. 1913) angegebene Röhre besitzt zwei kammartige, ineinandergreifende Gitter.

⁸⁾ Weagant, R. A.: Amer. Patente 1 252 520, 1 278 535, 1 289 981, 1 290 438 v. 5. 4. 1915 und Amer. Pat. 1 342 399 v. 1. 2. 1916 (mit 2 Außen-Steuerelektroden), Amer. Patente 1 379 706, 1 380 206 v. 10. 3. 1917; Engl. Patente 146 537, 146 538, 146 539, 146 540 v. 5. 7. 1920; D. R. P. 422 066 v. 3. 9. 1921 (Radio Corp. of America). Vgl. auch den älteren Vorschlag von H. J. Round: Engl. Pat. 13 247/1914 v. 29. 5. 1914.

⁹⁾ Marcus, A.: Phys. Rev. **17**, S. 1 bis 6. 1921.

¹⁰⁾ Scott-Taggart, J.: Rad. Rev. **2**, S. 598 bis 600. 1921; Electrician **87**, S. 386. 1921; Eng. **112**, S. 584 bis 585. 1921; R. G. E. **11**, S. 61 bis 63. 1921; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **19**, S. 148 bis 150. 1922; Engl. Pat. 166 260 v. 17. 9. 1917; D. R. P. 395 758 v. 26. 11. 1920; Amer. Pat. 1 548 757 v. 30. 11. 1920. Ferner A. Blondel: R. G. E. **11**, S. 145. 1922, sowie J. Scott-Taggart: Die Vakuumröhren (übers. v. S. Loewe u. E. Nesper). Berlin: Julius Springer 1925. (Die Abb. 516 und 517 sind diesem Buche entnommen.)

nur aus einem Draht bestehend) und eine ebene Anode B , die „Ablenkungsanode“, sowie auf der anderen Seite der Kathode eine zweite kleinere Anode A , die „Hauptanode“, enthält. Durch passende Bemessung des Heizstromes und der Potentiale¹⁾ der Ablenkungsanode B sowie der Hauptanode A läßt sich erreichen, daß in der Röhre Sättigungsstrom (gleich der Summe der Anodenströme) fließt und sich zu annähernd gleichen Teilen auf die beiden Anoden verteilt. In den meisten Schaltungen ist das Gitter mit der Hauptanode A verbunden; eine in die Verbindung A bis G eingeschaltete passende Batterie oder ein Blockkondensator zwischen A und G , verbunden mit einem hohen Leckwiderstand zwischen F und G (Abb. 517), sorgen für ein schwach negatives Potential des Gitters gegen die Kathode. Ein Potentialanstieg an der Hauptanode bedingt dann ein positiveres Gitterpotential, ein Anwachsen des Stromes zur Ablenkungsanode (da G näher an F als A ist) und — weil Sättigungsstrom fließt — eine Abnahme des Stromes zur Hauptanode. Das Negatron ist also ein negativer Widerstand und läßt sich als solcher zur Schwingungserzeugung verwenden.

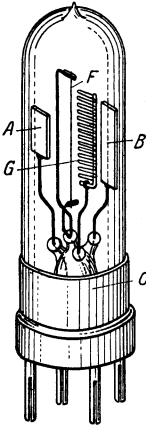


Abb. 516. Negatronröhre.

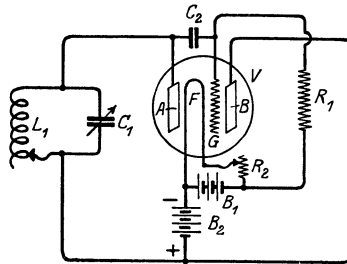


Abb. 517. Das Negatron als Schwingungserzeuger.

C. Durch ein Magnetfeld gesteuerte Röhren.

a) Das Magnetron.

Die Versuche²⁾, den von der Kathode zur Anode fließenden Elektronenstrom durch ein Magnetfeld zu steuern, sind so alt wie die Röhren selbst. Eine besonders wirksame und einfache Anordnung ist zuerst von H. Gerdien³⁾ angegeben

¹⁾ An die beiden Anoden wird zweckmäßig die gleiche Spannung von 60 Volt — einer gemeinsamen Batterie entnommen — angelegt.

²⁾ Magnetisch gesteuerte Bogenentladungen, Gasentladungen, Vakuumentladungen sind vielfach zur Schwingungserzeugung und Verstärkung verwendet worden, z. B.: P. C. Hewitt: Amer. Pat. 749 791 v. 16. 5. 1902; D. R. P. 159 396 v. 19. 1. 1904; Amer. Pat. 1 402 933 v. 6. 7. 1916. — Vreeland, F. K.: Amer. Pat. 829 447 v. 28. 2. 1905; Amer. Pat. 829 934; Amer. Pat. 973 826 v. 15. 12. 1906. — v. Lieben, R.: D. R. P. 179 807 v. 4. 3. 1906. — v. Lieben, R., E. Reiß u. S. Strauß: D. R. P. 236 716 v. 4. 9. 1910; D. R. P. 249 142 v. 20. 12. 1910. — Reiß, E.: ETZ 34, S. 1359 bis 1363, 1385 bis 1386. 1913. — Schulze, F. W.: Naturwissenschaften 2, S. 7 bis 14. 1914. — Taylor, J. B.: Amer. Pat. 953 361 v. 17. 9. 1907. — Gerdien, H. (Siemens & Halske): D. R. P. 276 528 v. 12. 1. 1910; D. R. P. 277 195 v. 16. 11. 1911; Bell Telephone Co.: D. R. P. 278 078 v. 12. 10. 1912. — Arnold, H. D.: Amer. Pat. 1 118 175 v. 8. 1. 1914. — Hartley, R. V. L.: Amer. Pat. 1 218 650 v. 8. 7. 1914. — Colpitts, E. H.: Amer. Pat. 1 129 959 v. 6. 4. 1914. — Bouchardon, V. I. F., u. A. A. Lesage: Franz. Pat. 503 935 v. 4. 12. 1917. — B'éthendou, J.: Engl. Pat. 126 019 v. 26. 10. 1919. — Nasarischwily, A.: Ann. d. Phys. 64, S. 759 bis 760. 1921. — Lübben, C.: Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 2, S. 197 bis 198. 1921.

³⁾ Gerdien, H. (Siemens & Halske): D. R. P. 276 528 v. 12. 1. 1910.

und in jüngster Zeit von A. W. Hull¹⁾ ausgearbeitet und als Magnetron bezeichnet worden. Die Zylinderanode der Hochvakuum-Entladungsröhre, die mit einem oder mehreren Längsschnitten zur Vermeidung oder Schwächung von Wirbelströmen versehen ist und in deren Achse sich die geradlinige Kathode befindet, ist von einer Magnetspule außerhalb der Röhre umschlossen, deren Feldrichtung parallel zu ihrer Achse verläuft. Durch das Magnetfeld werden die Elektronenbahnen gekrümmt, und zwar so stark, daß nach Überschreitung einer bestimmten Feldstärke, der Grenzfeldstärke, trotz des beschleunigenden Potentials V an der Anode kein Elektron auf die Anode mehr auftrifft, sondern unter dem gleichen Winkel, unter dem es die Kathode verlassen hat, wieder zu ihr zurückkehrt. Für eine dünnrätige Kathode in einer Anode vom Radius r hat

die Grenzfeldstärke (in Gauß) den Wert: $H = \sqrt{\frac{8m}{e}} \cdot \frac{V^{\frac{1}{2}}}{r}$. Das Magnetron kann

als Verstärker und als Schwingungserzeuger²⁾ benutzt werden. Mit Hilfe eines Gleichstrom-Magnetfeldes wird auf die günstigste Stelle der magnetischen Kennlinie eingestellt. Wie bei einer Eingitterröhre wird die Steuer-Wechselspannung, die in die gleiche oder auch eine zweite³⁾ koaxiale Magnetspule hineingeschickt wird, entweder dem Eingangstransformator entnommen (Verstärkerröhre) oder durch Rückkopplung dem Anodenkreis (Senderöhre).

b) Durch den Heizstrom gesteuertes Magnetron.

Das magnetische Feld einer stromdurchflossenen geradlinigen Glühkathode, die sich in der Achse einer zylindrischen Anode befindet, verwandelt die Elektronenbahnen in gestreckte Zykloiden. Nach A. W. Hull⁴⁾ erreichen die Elektronen die zylindrische Anode nur dann, wenn die Anodenspannung V einen kritischen Wert V_c überschreitet:

$$V_c = 2 \frac{e}{m} \cdot J_H^2 \left(\ln \frac{r}{r_0} \right)^2 = 0,01876 J_H^2 \left(\log \frac{r}{r_0} \right)^2$$

(r Radius der Anode, r_0 Radius der Kathode). Für Wolframdrähte vom Durchmesser d bei einer Temperatur von 2500° abs. (Gleichstromheizung: $J_H = 1530 d^{\frac{3}{2}}$) hat die kritische Spannung (unter Benutzung der technischen Einheiten: Ampere, Volt, cm) den Wert:

$$V_c = 352\,000 r_0^3 \left(\log \frac{r}{r_0} \right)^2 \text{ Volt.}$$

¹⁾ Hull, A. W.: Phys. Rev. **17**, S. 539 bis 540. 1921; **18**, S. 31–57. 1921; Journ. Amer. Inst. El. Eng. **40**, S. 715 bis 723. 1921; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **19**, S. 209 bis 214. 1922 (Ref.). Vgl. ferner Leigh Page: Phys. Rev. **18**, S. 58 bis 61. 1921. — Latour, M.: Rad. Rev. **2**, S. 613 bis 615. 1921; Electrician **87**, S. 543. 1921. — Lübben, C.: Zeitschr. f. Fernmeldetechn. **3**, S. 23 bis 24. 1922; sowie H. Greinacher: Verh. D. Phys. Ges. **14**, S. 856 bis 864. 1912; Zeitschr. f. Phys. **11**, S. 251 bis 252. 1922. — Braunbek, W.: Zeitschr. f. Phys. **17**, S. 117 bis 136. 1923 (Einwirkung eines Magnetfeldes auf Eingitterröhren). — Hull, A. W.: D. R. P. 303 457 v. 29. 12. 1914; Amer. Pat. 1 114 697 v. 29. 12. 1913; Engl. Patente 166 760, 168 947, 169 889; Magnetron mit Steuergitter: Amer. Pat. 1 523 777 (A. W. Hull) v. 21. 5. 1920; Amer. Pat. 1 525 844 (W. C. White) v. 3. 7. 1920; Amer. Pat. 1 535 082 v. 28. 9. 1920 (E. F. W. Alexanderson). — Hull, A. W.: Engl. Pat. 148 134 v. 9. 7. 1920.

²⁾ Anwendung des Magnetrons vgl. H. J. Becker (G. E. Co.): Amer. Pat. 1 457 814 v. 14. 12. 1921. — Baker, W. R. G. (G. E. Co.): Amer. Pat. 1 475 164 v. 9. 6. 1922. — Hull, A. W.: Phys. Rev. **22**, S. 279 bis 292. 1923. — Elder, Frank, R.: Proc. Inst. Rad. Eng. **13**, S. 159 bis 188. 1925. — Allcutt, C. T.: Amer. Pat. 1 440 432 v. 25. 6. 1921 (Westinghouse). — Alexanderson, E. F. W.: Amer. Pat. 1 549 737 v. 15. 9. 1919.

³⁾ Die Gleichstromspule muß in diesem Falle mit einer Drossel zum Schutz gegen Hochfrequenzkurzschluß versehen sein. Eine Verbesserung der Verstärkerwirkung des Magnetron durch eine im Ausgangskreis vorgesehene Spule, deren magnetisches Feld dem polarisierenden magnetischen Feld entgegenwirkt, s. A. W. Hull: D. R. P. 389 172 v. 15. 11. 1922 (Gen. El. Co.).

⁴⁾ Hull, A. W.: Phys. Rev. **19**, S. 533 bis 534. 1922; Journ. Amer. Inst. El. Eng. **42**, S. 1013 bis 1018. 1923; Phys. Rev. **25**, S. 645 bis 670. 1925; Amer. Pat. 1 523 778 v. 15. 11. 1921. Ferner O. W. Richardson: Proc. Roy. Soc. A. **90**, S. 174 bis 179. 1914. — Richardson, O. W., u. R. N. Chaudhuri: Phil. Mag. **45**, S. 337 bis 352. 1923. — Freemann, H. M.: Electric Journ. **19**, S. 501 bis 505. 1922. — Eccles, W. H.: Continuous Wave Wireless Telegr. I. S. 297. London 1921.

Tabelle 67.

Werte von V_c für einen Anodendurchmesser von 5 cm und Wolframdrähte bei 2500° abs.

Kathodendraht-durchmesser	V_c	K
0,0025 cm	0,0075 V	$\pm 1,4$ V
0,025	3,6	± 4
0,100	127	± 23
0,250	1 140	± 70
1,00	21 600	± 300
2,50	62 300	± 500

(K = Korrektur für eine Elektronenanfangsgeschwindigkeit von $1 \text{ V} = \pm 6 \times 10^7 \text{ cm/sec}$.)

Durchmesser 1 cm) bestand. Anodenstrom (Anodenspannung 20 000 V) fließt während der Teile einer Periode, wo der Momentanwert des Heizstromes unterhalb des kritischen Wertes bleibt. Die Röhre gibt einen intermittierenden gleichgerichteten Strom von der doppelten Frequenz des Heizstromes ab und ist, wenn sie an abgestimmte Schwingungskreise angeschlossen wird, ein Hochfrequenzgenerator von 20 000 Perioden.

D. Sekundärstrahlröhren.

a) Dynatron.

Das Dynatron²⁾ ist eine hochevakuierte Entladungsröhre mit einer Glühkathode, einer gitterartigen Anode und einer zweiten Anode (Sekundäranode), die sich auf niedrigerem positiven Potential gegenüber der Kathode als die eigentliche (gitterartige) Anode befindet. Die durch die Öffnungen (Maschen) der Anode hindurchtretenden Elektronen treffen auf die Sekundäranode mit einer kinetischen Energie proportional dem Potential der Sekundäranode auf und erzeugen dort Sekundärelektronen³⁾, die zur Anode abfließen. Die Anzahl der Sekundärelektronen hängt von der Geschwindigkeit der aufprallenden Primärelektronen ab und kann ein Mehrfaches der Anzahl der Primärelektronen betragen (Stromumkehr an der Sekundäranode). Bei konstanter Anodenspannung wird der Strom an der Sekundäranode in Abhängigkeit von der Spannung der Sekundäranode durch eine Kurve ähnlich den Kennlinien in Abb. 518 dargestellt. Mit wachsender Spannung wächst zunächst die Anzahl der zur Sekundäranode übertretenden Primärelektronen, und es nimmt der Sekundäranodenstrom zu; sobald die Geschwindigkeit der auftreffenden Primärelektronen groß genug ist, um Sekundärelektronen in merkbaren Mengen zu erzeugen, nimmt der Sekundäranodenstrom ab, geht durch Null durch und wechselt das Vorzeichen. Wird die Spannung der Sekundäranode ebenso hoch wie die der Anode, so können die Sekundärelektronen nicht mehr die Sekundäranode verlassen, und der Sekundäranodenstrom steigt

¹⁾ Langmuir, I.: El. World 80, S. 881 bis 883. 1922.

²⁾ Hull, A. W.: Proc. Inst. Rad. Eng. 6, S. 5 bis 35. 1918; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 47 bis 68, 157 bis 171. 1919; Phys. Rev. 7, S. 141 bis 142. 1916; D. R. P. 310 278 v. 31. 8. 1916; D. R. P. 310 453 v. 8. 11. 1916; D. R. P. 324 021 v. 8. 11. 1916; Amer. Pat. 1 313 187 v. 8. 11. 1915; Amer. Pat. 1 313 188 v. 8. 11. 1915; Amer. Pat. 1 387 984 v. 30. 8. 1915; Amer. Pat. 1 385 873 v. 5. 6. 1916; Engl. Pat. 15 555/1915 v. 16. 12. 1915.

³⁾ Austin, L. W., u. H. Starke: Verh. D. Phys. Ges. 4, S. 106 bis 126. 1902; Ann. d. Phys. 9, S. 271 bis 292. 1902. — Lenard, P.: Ann. d. Phys. 8, S. 149 bis 198. 1902; 12, S. 449 bis 490. 1903; 15, S. 485 bis 508. 1904. — Hull, A. W.: Phys. Rev. 7, S. 1 bis 17. 1916. — Gehrts, A.: Ann. d. Phys. 36, S. 995 bis 1026. 1911. — Starke, H., u. M. Baltruschat: Phys. Zeitschr. 23, S. 403 bis 416. 1922. — Götz, A.: Phys. Zeitschr. 24, S. 35 bis 48, 53 bis 63. 1923; insbesondere A. Becker: Ann. d. Phys. 78, S. 228 bis 276. 1925 (dort ausführliche Literaturangaben).

Die Wirkung eines zusätzlichen axialen Magnetfeldes H besteht in einer Erhöhung von V_c um das kritische Potential V'_c :

$$V'_c = \frac{1}{8} \frac{e}{m} H^2 r^2$$

$$= 0,0221 H^2 r^2 \quad (H \text{ in Gauß}).$$

Von A. W. Hull¹⁾ ist eine auf diesem Prinzip beruhende 1000-kW-Senderöhre gebaut worden, deren Steuerung in der Wechselstrombeheizung der Kathode (10 000 periodischen Wechselstrom von 1800 A,

schnell wieder an. In dem mittleren, nahezu linearen Teile der Kennlinie sinkt der Strom mit zunehmender Spannung; in diesem Bereiche wirkt die Röhre wie ein negativer Widerstand¹⁾, dessen Größe sich aus der Steigung der Kennlinie ermitteln läßt, und kann als Verstärker, Detektor und Schwingungserzeuger²⁾ benutzt werden. Durch Veränderung der Anodenspannung wird wesentlich nur der Bereich des negativen Widerstandes der Kennlinie verlängert oder verkürzt,

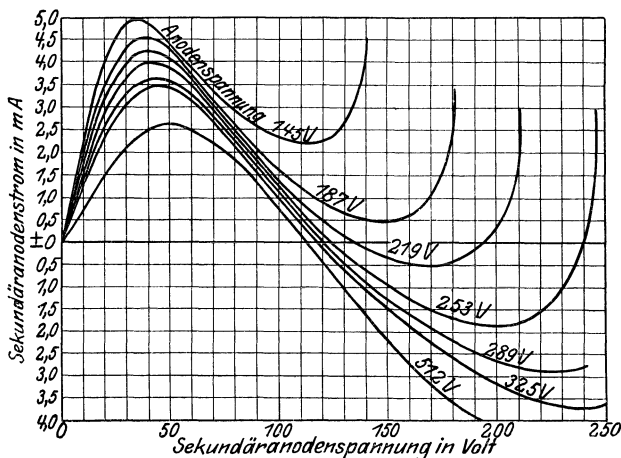


Abb. 518. Kennlinien eines Dynatron (A. W. Hull).

dagegen wird der Wert des negativen Widerstandes durch Temperaturänderungen der Kathode verändert.

b) Magnetisch gesteuertes Dynatron³⁾.

Wird ein zylindrisch ausgebildetes Dynatron in ein magnetisches Feld gebracht, das parallel zur Achse der Zylinder verläuft, so werden die Elektronenbahnen zu Spiralen gekrümmt und enden mehr oder minder tangential auf der Anode, wodurch der zur Sekundär-anode hindurchtretende Teil der Primärelektronen beträchtlich verringert wird. Andererseits übt auch das Magnetfeld auf die Sekundärelektronen eine hemmende Wirkung aus. Beide Einflüsse bewirken bei passend gewählter magnetischer Feldstärke eine Umwandlung der negativen Widerstandscharakteristik in eine positive.

c) Pleiodynatron⁴⁾.

Die elektrostatische Einwirkung eines in das Dynatron eingeführten Steuergitters, das der Glühkathode unmittelbar benachbart ist, hat die gleiche Wirkung

¹⁾ Über die Verwendung fallender Kennlinien ohne Steuerfeld zu Verstärkerzwecken s.: Hewitt, P. C.: Amer. Pat. 781 001 v. 16. 5. 1902. — Weintraub, E., u. M. Latour: Amer. Pat. 921 930 v. 26. 11. 1907; Amer. Pat. 1 041 210 v. 26. 11. 1907.

²⁾ Hull, A. W.: l. c. und Amer. Pat. 1 387 986 v. 10. 3. 1917. — Hausser, K. W.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern I, Heft 1, S. 19 bis 23. 1920. — Holborn, F.: Telegr. u. Fernsprechtechn. 10, S. 1 bis 10, 17 bis 22. 1921. — Hull, W. A., E. Hennelly u. R. Edler: Proc. Inst. Rad. Ing. 10, S. 320 bis 343. 1923. — Über die Bedeutung der Sekundärstrahlung in Elektronenröhren siehe ferner: Tank, F.: Jahrb. f. drahtl. Telegr. 20, S. 82 bis 87. 1922. — van der Pol, Balth.: Physica 3, S. 325. 1923; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 25, S. 121 bis 131. 1925. — Salinger, H.: Zeitschr. f. techn. Phys. 5, S. 96 bis 99. 1924. — Lange, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 26, S. 38 bis 45. 1925. — Scott-Taggart, J., and J. Ree: El. Rev. 87, S. 602. 1920.

³⁾ Hull, A. W.: l. c. und Amer. Pat. 1 387 985 v. 13. 11. 1916; D. R. P. 338 512 v. 9. 11. 1917.

⁴⁾ Hull, A. W.: l. c. und Engl. Pat. 450 359 v. 1. 8. 1916; Engl. Pat. 147 150 v. 7. 7. 1920; Engl. Pat. 148 134 v. 9. 7. 1920. — Hull, A. W.: Amer. Pat. 1 491 405 v. 1. 3. 1921. — Dunham, H. E.: Amer. Pat. 1 469 075 v. 23. 3. 1921.

auf die Kennlinie des Dynatrons wie eine Temperaturänderung der Kathode. Bei konstanter Anodenspannung ist in einer Eingitterröhre die Anzahl der die Glühkathode verlassenden Elektronen über einen großen Bereich dem Gitterpotential proportional; andererseits ist der negative Widerstand eines Dynatrons proportional der Anzahl Elektronen, die von der Glühkathode ausgesandt werden. In der Vereinigung der Eingitterröhre mit dem Dynatron (von Hull Pleiodynatron genannt) muß daher der negative Widerstand proportional dem Gitterpotential sein.

d) Sekundärstrahlröhre mit positiver Charakteristik.

Das um die Glühkathode befindliche Gitter¹⁾ mit positiver Spannung nimmt die gesamten Primärelektronen auf; die von dem Gitter erzeugten Sekundärelektronen gelangen in den Außenraum, in dem sich ein zylindrisches Steuergitter und eine zylindrische Anode befindet und wo sich die Verstärkung- und Schwingungsvorgänge wie in einer Eingitterröhre abspielen. Durch ein zu den Elektrodenachsen paralleles, konstantes Magnetfeld läßt sich erreichen, daß die Primärelektronen vollständig auf das erste Gitter und die Sekundärelektronen in den Außenraum gelangen. — Nach einem Vorschlage von Bräuer²⁾ wird der von der Arbeitsglühkathode ausgehende Primärelektronenstrom durch einen Sekundärelektronenstrom verstärkt, der an ihr ausgelöst wird durch Aufprallen von primären Elektronen, die von einer zweiten (Hilfs-) Glühkathode herkommen.

E. Mehrgitterröhren.

a) Raumladungsgitterröhren [I. Langmuir, W. Schottky³⁾].

Zwischen dem Steuergitter und der Glühkathode befindet sich ein zweites Gitter, das Raumladegitter, das ein positives Potential gegenüber der Kathode erhält. Das Potential des Raumladegitters (e_g) wird am besten so hoch gewählt, daß Sättigungsstrom in der Röhre fließt. (Bei Oxydkathodenröhren darf jedoch die Rückheizung vom Raumladegitter auf die Kathode nicht so beträchtlich werden, daß infolge dadurch bedingter Emissionserhöhung Lichtbogenbildung eintritt). Ist $e_g + D e_a$ negativ, fließt der gesamte Emissionsstrom zum Raumladegitter, ist $e_g + D e_a$ positiv, wird ein Teil des Emissionsstromes dem Raumladegitter entzogen und fließt zum Steuergitter und zur Anode. Die Stromübernahme⁴⁾ oder Aufladungskurve $i_a + i_g = f(e_g + D e_a)$ ist eine raumladungsfreie Kurve, ihre Breite ist gleich der Eigengeschwindigkeit der Elektronen (in Volt), vermehrt um den Spannungsabfall längs der Glühkathode; ihre Steilheit ist bei günstiger Röhrenkonstruktion also bedeutend größer als die einer $V^{\frac{3}{2}}$ -Kurve unter gleichen Bedingungen. Raumladungsgitterröhren werden fast ausschließlich⁵⁾ als Verstärker oder Richtverstärker benutzt und arbeiten dementsprechend im Gebiete negativer Steuergitterspannungen, so daß der mit wachsendem $e_g + D e_a$ dem Raumladegitter entzogene Elektronenstrom vollständig zur Anode fließt (vgl. die Kennlinien der Röhren RE 26, 110, RE 77, OR und RE 82 in Abb. 484, 485, 493, 497, 499, S. 479 bis 484).

b) Schutznetzröhren⁶⁾ (S-S-Röhren = Siemens-Schottky-Röhren).

Ein Gitter — das Anodenschutznetz — zwischen Steuergitter und Anode, das sich auf konstantem positiven Potential gegenüber der Kathode befindet,

¹⁾ Rukop, H. in: Zenneck, J., u. H. Rukop: Lehrb. d. drahtl. Telegr., S. 535. Stuttgart 1925. Vgl. auch: Slepian, J. (Westinghouse El. a. Mfg. Co.): Amer. Pat. 1 450 265 v. 18. 4. 1919.

²⁾ Bräuer, E. (Siemens & Halske): D. R. P. 421 581 v. 6. 5. 1919.

³⁾ Langmuir, I.: D. R. P. 239 539 v. 29. 10. 1913. — Schottky, W.: D. R. P. 310 605 v. 19. 3. 1915. Eine Theorie der Raumladungsgitterröhren bei W. Schottky: Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 307 bis 319. 1919.

⁴⁾ Abraham, M.: Zeitschr. f. techn. Phys. 6, S. 437 bis 438. 1925.

⁵⁾ Über die Benutzung von Raumladungsgitterröhren zur Schwingungserzeugung s. D. R. P. 406 534 v. 5. 12. 1920 (Telefunken). — Rukop, H.: Amer. Pat. 1 513 010 v. 3. 5. 1922.

⁶⁾ Schottky, W.: D. R. P. 300 617 v. 1. 6. 1916 (Siemens & Halske). Eine Theorie der Schutznetzröhren bei W. Schottky: Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 299 bis 307. 1919.

sorgt für einen hohen Ruhewert des Effektivpotentials in der Steuergitterebene (große Steilheit) und schränkt gleichzeitig die Rückwirkung des Anodenwechselfeldes auf das Effektivpotential nach Möglichkeit ein. (Über den Durchgriff bei Schutznetzröhren s. S. 460–461.) Das Potential des Schutznetzes e_s wird im allgemeinen kleiner als das Anodenpotential e_a sein, doch ist es gelegentlich — namentlich dann, wenn Störungen durch Sekundärstrahlung nicht zu befürchten sind — auch vorteilhaft, $e_s = e_a$ oder $e_s > e_a^1)$ zu wählen.

c) Doppelgitterröhre der Marconi-Comp.

Die Doppelgitterröhren der Marconi Wireless Co. [Type FE²⁾] werden in der Weise verwendet, daß die Röhren mit Kathode, 1. Gitter als Steuergitter und 2. Gitter als Anode zur Verstärkung (Hoch- und Niederfrequenz) dienen und daß zwischen dem 2. Gitter und der Anode eine Gleichrichtung stattfindet³⁾.

d) Dreigitterröhren [W. Schottky⁴⁾].

Röhren mit Raumladenetz und Anodenschutznetz weisen besonders hohe Verstärkungsziffern auf. Oft läßt sich hierbei das Raumladenetz mit dem Schutznetz im Inneren der Röhre verbinden, so daß keine weitere Zuführung im Fuß nötig wird (vgl. Röhrentype O 63 in Tabelle 55. S. 476/477).

e) Doppelsteuerröhren [W. Schottky⁵⁾].

Kathode — 1. Steuergitter — durchbrochene Nebenelektrode mit konstantem positiven Potential — 2. Steuergitter — Anode.

F. Indirekte Heizung der Glühkathode.

Der Spannungsabfall längs der strombeheizten, aus einem Draht bestehenden Glühkathode verflacht die Kennlinien von Verstärkeröhren. Durch „indirekte Heizung der Glühkathode“ läßt sich erreichen, daß die Kathoden Äquipotentialflächen sind. Indirekt beheizte Glühkathoden lassen sich ferner als Großoberflächenkathoden ausbilden und ermöglichen die Verwendung wechselstrombeheizter Kathoden auch in Verstärkeröhren:

a) Strahlungsheizung⁶⁾.

Die Kathode ist ein Zylinder von kleinem Durchmesser (Platin mit Erdalkalioxyden auf seiner Außenfläche, Wolfram), in dessen Innerem sich ein geradliniger, V-förmiger oder spiralförmiger Draht befindet, der elektrisch beheizt wird und durch Strahlung die Kathode auf die erforderliche Temperatur bringt. Der Heizdraht kann gegen die Kathode isoliert oder einseitig an sie angeschlossen sein.

b) Heizung durch Wärmeleitung⁷⁾ (und Strahlung).

Ein V-förmiger Wolframdraht (0,85 A, 5,5 V) ist in ein hitzebeständiges Isolierröhrchen mit 2 Durchbohrungen eingebettet, über das die zylindrische Platinkathode (mit Erdalkalioxyden) gerollt ist (Freemann). Die von der

¹⁾ Für $e_s > e_a$ wird die Schutznetzröhre identisch mit dem Pleiodynatron von Hull, s. o.

²⁾ Donisthorpe, H. d. A.: Proc. Inst. Rad. Ing. 12, S. 411 bis 421. 1924.

³⁾ Andere Schaltungen von Doppelgitterröhren s. auch W. Schottky: Arch. I. c. S. 322 sowie D. R. P. 335 774 v. 6. 10. 1916.

⁴⁾ Schottky, W.: I. c. S. 321 bis 322.

⁵⁾ Schottky, W.: I. c. S. 322 und D. R. P. 300 192 (Siemens & Halske) v. 21. 6. 1916.

⁶⁾ Round, H. J.: Engl. Pat. 6476/1915 v. 29. 5. 1914. — Nicolson, A. McL.: Amer. Pat. 1 169 182 v. 16. 4. 1915. — Loewe, S.: Engl. Pat. 149 193 v. 12. 7. 1920. — Morecroft, J. H.: Principles Radio Communication, S. 378. New-York 1921. — Schröter, F.: D. R. P. 417 827 v. 1. 2. 1923.

⁷⁾ Freemann, H. M.: Electric Journ. 19, S. 501 bis 505. 1922. — Nicolson, A. McL.: Amer. Pat. 1 459 412 v. 10. 9. 1919. (Bei Freemann auch Kennlinien von derartig beheizten Röhren der Westinghouse Electric and Mfg. Comp.)

Mc Cullough Valve Mfg. Co. gebauten Verstärkerröhren für Wechselstromheizung sind mit solchen Kathoden versehen.

c) Heizung durch Hochfrequenzströme.

Die Sekundärwicklung des (Hochfrequenz-) Transformators ist unmittelbar an die Kathode angeschlossen und befindet sich im Inneren der evakuierten Röhre [H. L. Crowther und W. Makower¹⁾], oder die zylindrische Kathode stellt die Sekundärwicklung dar, in deren Innern sich die Primärwicklung befindet [Mc Cullough²⁾]. Wird eine geschlitzte Anode verwandt, läßt sich die Primärwicklung auch außen auf die Röhre aufwickeln. Unter Umständen kann auch das Gitter selbst als Primärwicklung des Hochfrequenztransformators dienen. Werden Mittelfrequenzströme verwandt, so sind Kathode und Primärwicklung zweckmäßig durch einen in einen Hohlraum der Röhre hineinragenden unterteilten Eisenkern miteinander gekoppelt³⁾.

d) Heizung durch Elektronen- oder Ionenbombardement⁴⁾.

Das Bombardement kann in der gleichen Entladungsröhre geschehen, oder die Kathode bildet die Trennungsfläche zweier Entladungsröhren (Stöckle). Von A. W. Hull⁵⁾ wird vorgeschlagen, die indirekte Kathodenheizung durch Elektronenbombardement gleichzeitig als Gleichrichter zu benutzen und die so gewonnene gleichgerichtete Spannung als Anodenspannung zu verwenden.

G. Gasgefüllte Röhren.

a) Die Liebenröhre⁶⁾.

Die erste praktisch brauchbare Verstärkerröhre — die Liebenröhre — enthält in ihrer meistbenutzten Gestalt eine zickzackförmig auf einen Rahmen aufgewickelte Oxydkathode (Platinband mit Kalziumoxydauftrag), eine spiralförmige Anode und ein die Breite der Röhre vollständig ausfüllendes Gitter. In einem seitlichen Ansatzröhrchen befanden sich Amalgamstückchen, die Quecksilberdampf von einigen hundertstel Millimetern Druck im Arbeitszustande lieferten. Nach R. Lindemann und E. Hupka⁷⁾ beruht die Wirkung der Röhre auf einer Veränderung des Kathodenfalles am Gitter durch die von der Kathode aus durch das Gitter eintretenden Ionen und Elektronen. Trotz gewisser Trägheitserscheinungen, die sich bei der Aufnahme von Kennlinien zeigten, waren die Röhren bis zu Frequenzen von 3×10^6 ($\lambda = 100$ m) brauchbar. Die Empfindlichkeit der Röhre gegen Temperaturschwankungen machte einen Einbau in einen Wärmeschutzmantel erforderlich.

b) Alkaliröhren.

α) Die Natriumröhre von H. P. Donle⁸⁾.

Die Röhre besteht in ihrer letzten Form aus einer Tantalglühkathode (0,25 A) in der Achse zweier konzentrischer, vertikaler Zylinder aus parallelen Drähten,

¹⁾ Engl. Pat. 161 115 v. 2. 2. 1920.

²⁾ Mc Cullough, F. S.: Proc. Inst. Rad. Eng. 10, S. 468 bis 485. 1922; Amer. Pat. 1 528 735 v. 2. 6. 1924.

³⁾ D. R. P. 363 914 v. 14. 11. 1917 (Dr. E. F. Huth, G. m. b. H.).

⁴⁾ Nicolson, A. Mc L.: Amer. Pat. 1 169 182 v. 16. 4. 1915. — Schenkel, M. (Siemens-Schuckert-Werke): D. R. P. 358 420 v. 28. 1. 1917. — Bloxam, A. G.: Engl. Pat. 131 680 v. 31. 7. 1918. — Stöckle, E. R.: Engl. Pat. 146 357 v. 2. 7. 1920; D. R. P. 395 914 v. 10. 7. 1920 (Igranic Electric Co.). — Ehret, C. D.: Amer. Pat. 1 419 547 v. 12. 11. 1918.

⁵⁾ Hull, A. W.: Proc. Inst. Rad. Eng. 11, S. 89 bis 96. 1923.

⁶⁾ v. Lieben, R.: D. R. P. 179 807 v. 3. 3. 1906. — v. Lieben, R., E. Reiß u. S. Strauß: D. R. P. 236 716 v. 4. 9. 1910; D. R. P. 249 142 v. 20. 12. 1910; R. R. P. 264 553 v. 20. 9. 1912 (A.E.G.); D. R. P. 264 554 v. 15. 10. 1912 (A.E.G.); D. R. P. 272 089 v. 19. 9. 1913 (A.E.G.); D. R. P. 286 675 v. 9. 6. 1914 (A.E.G.); D. R. P. 293 460 v. 23. 8. 1914 (Telefunken); D. R. P. 293 502 v. 17. 9. 1914 (Telefunken).

⁷⁾ Lindemann, R., u. E. Hupka: Arch. f. Elektrotechn. 3, S. 49 bis 63. 1904; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 12, S. 218 bis 241. 1918; Verh. D. Phys. Ges. 16, S. 881 bis 894. 1914.

⁸⁾ Donle, H. P.: Proc. Inst. Rad. Eng. 11, S. 97 bis 109. 1923; 12, S. 159 bis 175. 1924. Vgl. auch P. D. Tyers: Wireless World 17, S. 129 bis 130. 1925 (Referat).

deren innerster — der Kollektor — die Funktion des Gitters und deren äußerer die der Anode übernimmt. Die Röhre enthält ein Stückchen metallisches Natrium und ist von einem mit der Glühkathode in Reihe geschalteten Heizkörper und einem Wärmeschutzmantel umgeben. Die Röhren sind brauchbar als Detektoren und Schwingungserzeuger, nicht als Verstärkerröhren¹⁾.

β) Nach A. A. Brown und Ch. T. Knipp²⁾ erhält man außerordentlich empfindliche Detektorröhren bei niedriger Anodenspannung ($e_a = 5$ bis 10 V), wenn man eine molare K-Na-Legierung als dampfbildende Substanz in die üblichen Verstärkerröhren (z. B. UV 201) einführt; die hohe Detektorempfindlichkeit verdanken die Röhren neben anderen Eigenschaften der Na-K-Dämpfe vor allem dem niederen Ionisationspotential. Die Röhren sind gut konstant und lassen sich bei höheren Heizstromstärken auch als Verstärkerröhren verwenden.

c) Glühkathodenröhren mit Edelgasfüllung.

Führt man in den Entladungsraum eine gut dosierte Anzahl von positiven Ionen³⁾ ein, die gerade ausreichen, um die Raumladungswirkung zu beseitigen, so läßt sich eine erhebliche Verbesserung in der Steilheit der Kennlinien erreichen. Doch muß eine Überkompensation der Raumladung durch positive Ionen, die eine positive Aufladung des Gitters hervorrufen kann, unbedingt vermieden werden; mit andern Worten: Die Entfernungen der Elektroden voneinander müssen kleiner sein als die freie Weglänge der Elektronen. Zur Gasfüllung eignen sich auch nur Gase⁴⁾, die die Emission der Glühkathode (z. B. durch Bildung adhärierter Oberflächenhäute) nicht verringern und die nicht merklich von der Glühkathode (clean-up-Prozeß) oder von den Wandungen absorbiert werden, es kommen also nur Edelgase, wie Argon und Helium oder Quecksilberdampf, in Frage. Glühkathodenröhren mit Edelgasfüllung⁵⁾ sind bisher nur in sehr geringem Umfange verwendet worden.

¹⁾ Versuche zur Ausbildung von Verstärkerröhren mit Alkalikathoden sind vielfach angestellt: Schröter, F.: D. R. P. 299 654 v. 10. 2. 1915. — Nienhold, J.: D. R. P. 319 806 v. 7. 12. 1916; D. R. P. 349 921 v. 10. 3. 1922. — Marx, E.: D. R. P. 305 557 v. 24. 10. 1917; D. R. P. 331 417 v. 3. 7. 1918; D. R. P. 349 784 v. 24. 1. 1917; D. R. P. 351 285 v. 4. 5. 1917; D. R. P. 367 492 v. 30. 10. 1917. — Marx, E.: Ann. d. Phys. 67, S. 77 bis 126. 1922; 70, S. 257 bis 282. 1923.

²⁾ Brown, H. A., und Ch. T. Knipp: Journ. Amer. Inst. El. Eng. 43, S. 27 bis 32. 1924; Proc. Inst. Rad. Eng. 10, S. 451 bis 467. 1922.

³⁾ Schottky, W.: Arch. f. Elektrotechn. 8, S. 309. 1919; D. R. P. 396 444 v. 29. 3. 1916 (Siemens & Halske).

⁴⁾ D. R. P. 326 697 v. 29. 8. 1915 (A. E. G.). — White, W. C.: Amer. Pat. 1 506 468 v. 28. 10. 1920.

⁵⁾ Über Eigenarten solcher Röhren siehe: Stead, G.: Phil. Mag. 41, S. 470 bis 482. 1921. — Palmer, L. S.: Radio Rev. 2, S. 113 bis 125. 1921. — Hodgson, B., und L. S. Palmer: Radio Rev. 2, S. 340 bis 354. 1921.

IX. Verstärker.

Bearbeitet von H. F. Mayer.

Unter Verstärker versteht man allgemein jedes System, welches eine gegebene Leistung in eine größere Leistung verwandelt. Das hierdurch erzielte Mehr an Leistung wird stets einer fremden Energiequelle entnommen; diese wird durch den eigentlichen Verstärker gesteuert (Relaiswirkung).

Die am längsten bekannte Anordnung zur Verstärkung elektrischer Ströme ist das Telegraphenrelais von Morse: die am Ende einer langen Telegraphenleitung ankommenden Zeichen — zu schwach, um den Schreiber zu betätigen — öffnen und schließen mittels eines elektromagnetischen Relais die Ortsbatterie, welche ihrerseits den Schreiber betätigt.

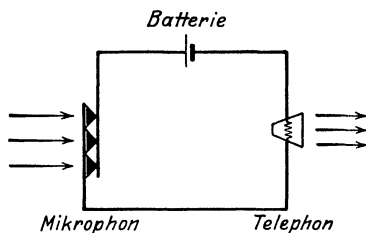


Abb. 519. Mikrophon-Telephonverstärker.

Ein weiteres Beispiel ist der Mikrophon-Telephonverstärker (Abb. 519). Die vom Telephon abgegebene Schallleistung ist ein Vielfaches der auf das Mikrophon auftreffenden Schalleistung. Das Mehr an Leistung wird der Mikrophonbatterie entnommen.

Die größte Bedeutung haben die Verstärker in der elektrischen Fernmelde-technik erlangt (Telephonie und Telegraphie mit und ohne Draht). Die hier geforderte Bedingung der trägheitslosen Verstärkung elektrischer Wechselströme bis zu fast beliebig hohen Verstärkungsgraden ist nur durch die Elektronenröhren möglich geworden. Die mechanischen Verstärker, wie das Braunsche Relais¹⁾, der magnetische Verstärker²⁾, der pneumatische Verstärker oder der Telephon-Mikrophonverstärker, sind seit dem Aufkommen der Röhrenverstärker in ihrer Bedeutung zurückgetreten.

Die Röhrenverstärker teilt man je nach dem zu verstärkenden Frequenzbereich in Niederfrequenzverstärker und Hochfrequenzverstärker ein.

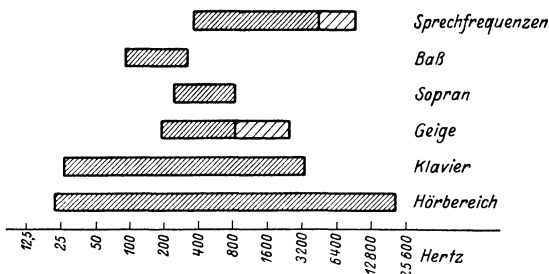


Abb. 520. Hörbereich und Sprachfrequenzen.

1. Niederfrequenzverstärker.

A. Frequenzbereich.

Die Niederfrequenz umfaßt alle Frequenzen bis zur oberen Hörbarkeitsgrenze $f = 20\,000$ Hertz. Man unterscheidet Hörfrequenzen (20 bis 20 000 Hertz)

¹⁾ Electrician 65, S. 139. 1910. — Phys. Zeitschr. 13, S. 945. 1912.

²⁾ Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Telephonie 11, S. 337. 1917.

und Sprachfrequenzen [350 bis 5700 Hertz für Vokale; für Konsonanten bis 9000 Hertz¹⁾]. Ein Niederfrequenzverstärker soll nach Möglichkeit den ganzen Hörbereich gleichmäßig übertragen; in der Regel begnügt man sich bei Sprache aus technischen Gründen mit dem für ihre Verständlichkeit notwendigen Frequenzbereich (200 bis 2000 Hertz). Für die Übertragung von Musik wird heute ein Frequenzbereich von 50 bis 10000 Hertz als notwendig angesehen. — Der von einem Verstärker übertragene Frequenzbereich heißt der Durchlässigkeitsbereich des Verstärkers, die Grenzen des Durchlässigkeitsbereiches untere bzw. obere Durchlässigkeitsgrenze. Abb. 520 zeigt einige Frequenzbereiche (in Oktaven dargestellt), Abb. 521 die Abhängigkeit der Verständlichkeit der Sprache von der oberen bzw. unteren Durchlässigkeitsgrenze²⁾.

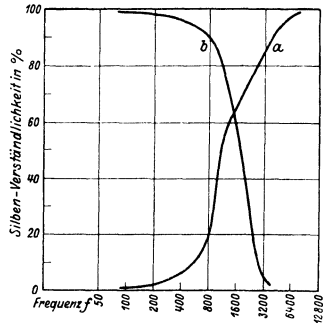


Abb. 521. Verständlichkeit und Durchlässigkeitsgrenze.

B. Schaltung.

Das grundsätzliche Schaltbild eines Einröhren-Niederfrequenzverstärkers ist in Abb. 522 dargestellt. Man unterscheidet den Heizkreis, den Gitterkreis und den Anodenkreis. Jeder dieser Kreise ist mit einer besonderen Spannung ausgerüstet, der Heizspannung, der Gitterspannung und der Anodenspannung.

Man pflegt die Anschlußpunkte dieser Spannungen mit *A B C D* zu bezeichnen, und zwar liegt die

Anodenbatterie zwischen *A* und *C*,
Heizbatterie zwischen *B* und *C*,
Gitterbatterie zwischen *C* und *D*.

In der Regel gibt man jedem Anschlußpunkt noch eine besondere Farbe, z. B. *A* = blau, *B* = rot, *C* = gelb, *D* = weiß.

Am Eingang des Verstärkers wirkt die zu verstärkende Wechselspannung. Diese wird durch den Eingangstransformator *ETr* dem Gitter der Röhre zugeführt. Der durch die Schwankungen des Gitters hervorgerufene Anodenwechselstrom durchfließt den Ausgangsübertrager *ATr*, welcher z. B. ein Telefon speisen kann (Transformatoren s. S. 526).

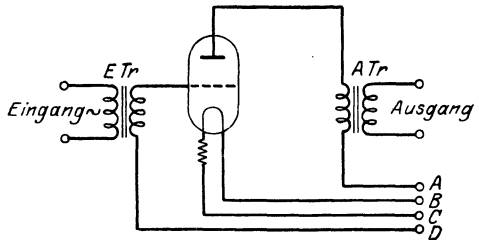


Abb. 522. Einrohr-Niederfrequenzverstärker.

Die beiden Transformatoren *ETr* und *ATr* sind an sich unwichtig; man kann die Wechselspannung auch direkt auf das Gitter wirken lassen und das Telefon direkt in den Anodenkreis legen. Die Transformatoren haben den Zweck, Anpassung zu erzielen. Durch richtige Anpassung wird der Verstärker auf seinen maximalen Verstärkungsgrad gebracht.

C. Anpassung³⁾.

Eine Energiequelle mit dem inneren Widerstand R_i gibt an einen Verbraucher R_u maximale Leistung ab, wenn $R_u = R_i$ ist. Sind R_u und R_i komplexe Widerstände, so sollen ihre absoluten Beträge gleich sein. Man sagt dann, daß der Verbraucher R_u an die Energiequelle mit dem inneren Wider-

¹⁾ Stumpf, G.: Berl. Akad. d. Wiss. vom 4. IV. 1918 und 28. VII. 1921.

²⁾ Nach Fletcher, H.: Nature of Speech. El. Com. 1, S. 41. 1923.

³⁾ Vgl. z. B. H. Barkhausen: Elektronenröhren, S. 70 u. 71. Leipzig 1924.

stand R_i angepaßt sei. Es kommt jedoch auf genaue Übereinstimmung nicht an, da das Maximum der Leistungsübertragung flach ist.

Lassen sich R_a und R_i nicht gleich machen, so erreicht man Anpassung durch Zwischenschalten eines Transformators (Abb. 523); dieser muß so gewählt sein, daß der Scheinwiderstand der Anordnung von den Klemmen 1—2 aus gesehen gleich R_i und von den Klemmen 3—4 aus gesehen gleich R_a ist.

Bei Röhren hat man zwischen Anpassung auf der Gitterseite (Eingang) und auf der Anodenseite (Ausgang) zu unterscheiden. Je nach der Lage der Röhrencharakteristik (s. S. 228) ist die Anpassung verschieden.

Man unterscheidet grundsätzlich zwischen Arbeitskurven, welche im negativen Bereiche der Gitterspannung liegen,

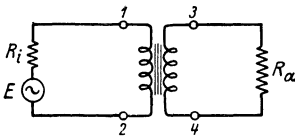


Abb. 523. Anpassung durch Übertrager.

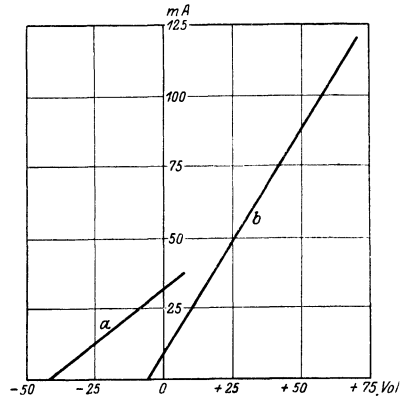


Abb. 524. Idealisierte Kennlinien.

a Kennlinie im Negativen liegend,
b Kennlinie im Positiven liegend.

und solchen, deren Arbeitskurve im positiven liegt. Über die Lage der Charakteristik einer Röhre kann man sich meist mit Hilfe der Röhrgleichung (vgl. S. 229 und 230.)

$$J_a = S \cdot (E_g + DE_a), \quad (1)$$

ein für viele Fälle genügend genaues Bild verschaffen.

Hiernach ist die Röhrencharakteristik eine gerade Linie, welche die Abszissenachse bei $E_g = -DE_a$ schneidet und bei $E_g = 0$ den Wert $J_a = SDE_a$ hat (Abb. 524).

Man benutzt für die Verstärkung entweder nur den im Negativen liegenden Teil der Charakteristik oder den im Positiven liegenden Teil. Im ersten Falle arbeitet man ohne Gitterstrom, im letzteren Falle mit Gitterstrom. (Über Röhrendaten S und D s. Tabellen S. 476 bis 500.)

a) Anpassung auf der Gitterseite.

α) Röhren ohne Gitterstrom.

Bei Verstärkerröhren, die mit negativer Gittervorspannung arbeiten, ist der Gitterstrom praktisch Null; d. h. der innere Widerstand der Strecke Gitter—Kathode ist sehr groß (mehrere Megohm). Die zu verstärkende Energie stammt meist aus einer Energiequelle mit geringem inneren Widerstand, z. B. einem Mikrophon (mehrere hundert Ohm), aus einer Fernsprechleitung (600Ω , 1600Ω). Die Anpassung erfolgt durch einen Eingangstransformator, welcher primärseitig an die Wechselstromquelle, sekundärseitig an das Gitter angepaßt ist. Die Anpassung auf der Gitterseite bedingt hohe sekundäre Windungszahlen. Man kommt so zu großen Übersetzungsverhältnissen, die etwa zwischen 1 : 10 bis 1 : 200 liegen.

β) Röhren mit Gitterstrom.

Arbeitet man mit positiver Gittervorspannung, so fließt Gitterstrom und die Strecke Gitter—Kathode verhält sich wie ein Ohmscher Widerstand von nicht allzugroßem Betrag R_g . Bei den gebräuchlichen Röhrentypen beträgt R_g ungefähr

10 000 Ω . Der Transformator soll sekundärseitig an R_g angepaßt sein; man kommt dann zu Übersetzungsverhältnissen, die für Eingangstransformatoren bei 1 : 3 und für Zwischentransformatoren zwischen 1 : 1 bis 2 : 1 liegen. Um Verzerrungen (s. S. 535) durch die Nichtlinearität des Gitterstroms zu vermeiden, legt man meist parallel zu Gitter-Kathode einen Ohmschen Widerstand, welcher klein gegen R_g ist, und paßt den Transformator auf diesen Widerstand an.

b) Anpassung auf der Anodenseite.

α) Röhren ohne Gitterstrom.

Der im Anodenkreis liegende Verbraucher soll an den inneren Röhrenwiderstand (s. S. 230) $R_i = \frac{1}{SD}$ angepaßt sein. Dieser liegt je nach der Bauart der Röhre zwischen 5000 und 100 000 Ω , bei der Mehrzahl der Röhren zwischen 15 000 und 30 000 Ω . Hochohmige Lautsprecher und Telephone legt man am besten ohne Übertrager direkt in den Anodenkreis; bei stark abweichendem Verbraucherwiderstand muß man einen Ausgangstransformator verwenden, welcher primärseitig an den inneren Röhrenwiderstand, sekundärseitig an den Verbraucher angepaßt ist.

β) Röhren mit Gitterstrom.

Um eine große Endleistung bei geringer Anodenspannung zu erzielen, verwendet man als letzte Röhre (Endverstärkerröhre) häufig eine Röhrentype mit kleinem Durchgriff, großer Steilheit und großem Emissionsstrom, deren Arbeitskurve ganz im Positiven liegt. Bei solchen Röhren handelt es sich meist nicht darum, große Energieverstärkung zu erzielen, sondern der Röhre ihre maximale Endleistung (s. S. 533) zu entnehmen. In diesem Falle muß man den Ausgang R_a nicht an R_i anpassen; vielmehr soll für die maximale Energieentnahme sein¹⁾:

$$R_a = \frac{2D}{1+D} \cdot R_i. \quad (2)$$

D. Verstärkungsgrad.

Unter Leistungsverstärkung W^2 versteht man das Verhältnis der vom Verstärker abgegebenen (Anoden-) Leistung N_a zur zugeführten (Gitter-) Leistung N_g

$$W^2 = \frac{N_a}{N_g}. \quad (3)$$

Man bezeichnet dann auch W als lineare oder Spannungsverstärkung. In der Fernmeldetechnik ist es gebräuchlich, den Verstärkungsgrad durch die Betriebsverstärkung b zu definieren gemäß

$$b = \ln W. \quad (4)$$

Ein Verstärker mit den Röhrendaten S und D , einem Eingangstransformator vom Übersetzungsverhältnis \tilde{U} und Eingangswiderstand Z hat die Betriebsverstärkung

$$b = \ln \tilde{U} \sqrt{\frac{SZ}{4D}}. \quad (5)$$

Beispiel: $S = 0,5 \cdot 10^{-3}$ $D = 0,15$ $U = 20$ $Z = 1600$ gibt $b = 3,1$.

Man kann pro Röhre mit einer mittleren Betriebsverstärkung von $b = 2$ bis $b = 3$ rechnen. Die in Gl. (5) auftretende Größe S/D bezeichnet man nach Barkhausen als Güte der Röhre.

E. Mehrfachverstärker.

Je nach den Kopplungselementen zwischen den einzelnen Röhren unterscheidet man Übertragerverstärker, Drosselverstärker und Widerstandsverstärker.

¹⁾ Radt, W. P.: ENT, 3, S. 21. 1926.

a) Übertragerverstärker.

Diese Verstärker (Abb. 525) sind die am häufigsten vorkommenden, da man mit ihnen große Verstärkungszahlen erzielen kann. Je zwei Röhren sind durch einen Zwischentransformator ZTr miteinander gekoppelt. Die Windungszahlen der Transformatoren sind dadurch festgelegt, daß jeder Übertrager auf der Primär- und Sekundärseite angepaßt sein soll. Da der Scheinwiderstand eines Übertragers von der Frequenz abhängt, läßt sich die Anpassung nur für eine Frequenz genau erreichen; als solche wählt man in der Telephonie den Ton $f=800$.

Ein Übertrager¹⁾ ist charakterisiert durch die spezifische Windungszahl n_0 (Windungszahl, welche 1 Henry Selbstinduktion ergibt), ferner bei großen sekundären Windungszahlen durch die Eigenkapazität C_s der Sekundärwicklung.

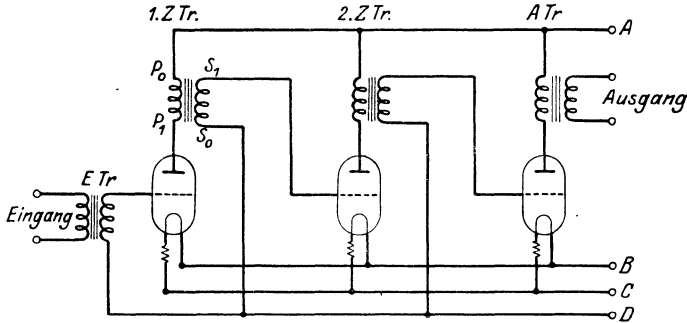


Abb. 525. Übertragerverstärker.

Die spezifische Windungszahl n_0 liegt je nach Größe, Material und magnetischem Schluß des Eisenkerns zwischen 500 und 4000. Sie beträgt etwa $n_0 = 1000$ für die üblichen Rundfunkübertrager mit unterteiltem Blechkern und $n_0 = 3000$ für Drahtkernübertrager.

Die sekundäre Windungskapazität C_s ist bei nicht allzu kleinen sekundären Windungszahlen praktisch unabhängig von der Windungszahl. Sie beträgt im Mittel etwa 90 cm (10^{-10} Farad) und läßt sich durch Unterteilung des Wickelraums auf etwa 60 cm erniedrigen.

Bei einem Übertrager, welcher primärseitig an Z_p , sekundärseitig an Z_s angepaßt ist, verhalten sich die primären und sekundären Windungszahlen

$$n_p : n_s = \sqrt{Z_p} : \sqrt{Z_s} . \quad (6)$$

Hierdurch ist das Verhältnis der Windungszahlen festgelegt, jedoch nicht deren absolute Größe. Die absoluten Windungszahlen sollen möglichst groß sein; ihrer Größe ist jedoch durch den zur Verfügung stehenden Wickelraum, durch die Eigenkapazität der Wicklungen und durch die Ohmschen Verluste (Drahtstärke) eine praktische Grenze gesetzt.

α) Übertrager mit zu vernachlässigender Eigenfrequenz.

Hierzu zählen die Ausgangsübertrager, ferner die Eingangs- und Zwischenübertrager für Röhren, welche im Positiven (mit Gitterstrom) arbeiten, also beiderseits an verhältnismäßig kleine Scheinwiderstände angepaßt sind.

Das Übersetzungsverhältnis dieser Übertrager ist meist gering, etwa 2 : 1 bis 1 : 3, ebenso die absoluten Windungszahlen. Es genügt für die gebräuchlichen Übertragertypen, wenn man für die Anpassung den Scheinwiderstand jeder Wicklung für sich etwa doppelt so groß wie die Anpassungswiderstände

¹⁾ Mühlbrett, K.: Über Verstärkertransformatoren. Arch. f. Elektrotechn. 9, S. 565. 1920.

Z_p und Z_s wählt (doppelt überanpaßt); da n Windungen bei der Frequenz f den Scheinwiderstand $2\pi f \cdot \left(\frac{n}{n_0}\right)^2$ haben, so soll sein für die Primärwicklung

$$n_p = n_0 \sqrt{\frac{Z_p}{\pi f}} \quad (7)$$

und für die Sekundärwicklung

$$n_s = n_0 \sqrt{\frac{Z_s}{\pi f}}. \quad (8)$$

Mit den gebräuchlichen Werten $n_0 = 1000$ und $f = 800$ ist $n = 20 \sqrt{Z}$.

β) Übertrager mit nicht zu vernachlässigender Eigenfrequenz.

Hierzu zählen die Transformatoren (Eingangs- und Zwischentransformatoren), welche auf ein unbelastetes Gitter arbeiten, also große Übersetzungsverhältnisse und hohe sekundäre Windungszahlen haben. Die primäre Windungszahl n_p berechnet sich ebenfalls nach Gl. (7), sofern man nicht die Resonanz besonders hervorheben will; die sekundäre Windungszahl dagegen ist durch die Eigenfrequenz f_0 festgelegt.

Für diese Frequenz ist die Selbstinduktion $\left(\frac{n_s}{n_0}\right)^2$ der Sekundärseite mit der Windungskapazität C_s in Resonanz; die Windungszahl n_s , welche bei der Frequenz f_0 Resonanz ergibt, ist daher

$$n_s = n_0 \cdot \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{C_s}}. \quad (9)$$

Mit $n_0 = 1000$ und $C_s = 10^{-10}$ Farad ist $n_s = \frac{16}{f_0} \cdot 10^6$.

Hierdurch ist die sekundäre Windungszahl festgelegt.

Hat man mehrere Übertrager, so legt man die Eigenfrequenzen f_0 so, daß sie sich gleichmäßig auf den zu übertragenden Frequenzbereich (in Oktaven aufgetragen) verteilen. Dabei soll der Eingangstransformator die niedrigste, jeder folgende Transformator eine höhere Eigenfrequenz besitzen als der vorhergehende.

Beispiel: Der in Abb. 525 dargestellte Verstärker soll an einen Eingang von $Z = 1600$ (Fernsprechkabel) und an einen Ausgang von $Z = 600$ (Präzisionshörer) angepaßt sein. Der innere Röhrenwiderstand sei $15\,000 \Omega$ ($S = 0,5 \cdot 10^{-8} D = 13\%$); der zu übertragende Frequenzbereich $f = 200$ bis $f = 6400$ (5 Oktaven). Die Eigenfrequenzen der Vorübertrager und der beiden Zwischenübertrager sind daher auf $f_0 = 500, 1200$ und 2500 zu legen. Mit den Werten $n_0 = 1000$ und $C_s = 90$ cm für Übertrager ohne Unterteilung (o. U.) bzw. $C_s = 60$ cm und für solche mit Unterteilung (m. U.) berechnen sich die Windungszahlen aus den Gl. (7), (8) und (9) wie folgt:

Eingangstransformator: $Z_p = 1600, f_0 = 500, n_p = 800, n_s = 32\,000$ (o. U.).

1. Zwischentransformator: $Z_p = 15\,000, f_0 = 1200, n_p = 2500, n_s = 13\,000$ (o. U.).

2. Zwischentransformator: $Z_p = 15\,000, f_0 = 2500, n_p = 2500, n_s = 7500$ (m. U.).

Ausgangstransformator: $Z_p = 15\,000, Z_s = 600, n_p = 2500, n_s = 500$ (o. U.).

Was die Drahtstärke der Transformatorenwicklungen anbetrifft, so soll diese so gewählt sein, daß der Ohmsche Widerstand klein ist gegen den Widerstand, an welchen angepaßt wird. Für niederohmige Wicklungen verwendet man Kupferdraht von 0,10 mm bis 0,30 mm Durchmesser; auf der Gitterseite solchen von 0,05 mm bis 0,08 mm Durchmesser. Die Umspinnung ist gewöhnlich einfach oder doppelt Seide; für kleinere Transformatorotypen, wie sie für Rundfunkzwecke gebräuchlich sind, verwendet man häufig Emaillackdraht ohne besondere Umspinnung.

Die Anschlußklemmen bzw. Ausführungen der Übertrager sind meist mit P_0P_1 und S_0S_1 bezeichnet. Dabei bedeutet P_0 und P_1 Anfang und Ende der Primärwicklung, S_0 und S_1 Anfang und Ende der Sekundärwicklung. Man findet auch, daß die Anfänge und Enden durch Farben unterschieden sind; dann bedeutet weiß = primär Anfang, gelb = primär Ende, rot = sekundär Anfang, blau = sekundär Ende. Man schließt den Übertrager stets so an, daß alle Anfänge P_0 und S_0 zu Punkten mit festem Potential führen ($A B C D$), die Enden P_1 und S_1 zu Punkten mit schwankendem Potential (Anode, Gitter), wie es z. B. in Abb. 525 für den 1. Zwischentransformator gezeichnet ist.

b) Drosselverstärker.

Mit Drosseln lassen sich nicht so hohe Verstärkungszahlen erzielen wie mit Übertragern, da man auf die Transformation der Zwischenübertrager verzichtet. Man verwendet sie hauptsächlich für Röhren mit großem inneren Widerstand (ca. 60 000 bis 100 000 Ω). Ihr Vorteil ist, daß man über einen großen Frequenzbereich eine praktisch frequenzunabhängige Verstärkung erzielen kann.

Das grundsätzliche Schaltbild ist aus Abb. 526 ersichtlich. Die Kopplung zwischen zwei Röhren erfolgt durch eine Kombination aus Drossel D_r , Kapazität C_g und Gitterableitungswiderstand R_g . Eingangs- und Ausgangstransformator werden zum Zwecke der Anpassung meist beibehalten.

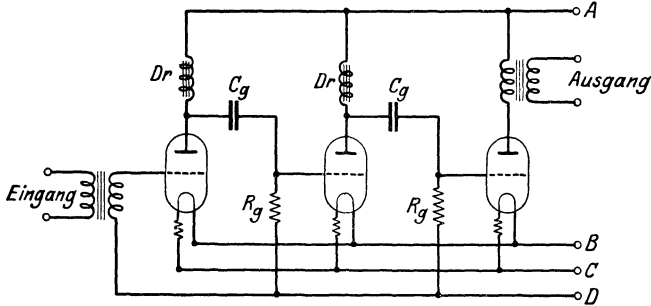


Abb. 526. Drosselverstärker.

 α) Die Drossel.

Man verwendet dieselben Körper und Kerne wie für die Übertrager, sieht jedoch nur eine Wicklung vor. Soll die Drossel bei der Frequenz f den Scheinwiderstand Z haben, so beträgt ihre Windungszahl

$$n = n_0 \sqrt{\frac{Z}{2\pi f}} \quad (10)$$

und ihre Eigenfrequenz

$$f_0 = \frac{n_0}{2\pi n \sqrt{C}}. \quad (11)$$

Man wählt die Wicklung so, daß der Scheinwiderstand Z der Drossel bei der zu verstärkenden Frequenz ein Mehrfaches des inneren Röhrenwiderstandes beträgt.

Die Eigenkapazität der Wicklung beträgt auch hier etwa 60 bis 90 cm. Besteht der Verstärker aus mehreren Drosselstufen, so verteilt man ihre Eigenfrequenzen f_0 gleichmäßig auf den zu übertragenden Frequenzbereich und berechnet ihre Windungszahl n aus Gl. (11).

 β) Die Gitterkapazität C_g .

Sie hat den Zweck, die Anodengleichspannung vom Gitter fernzuhalten. Für Niederfrequenzzwecke genügen Papierkondensatoren von etwa 0,01 bis 0,5 μF .

Ihre Größe ist dadurch festgelegt, daß der kapazitive Widerstand $\frac{1}{2\pi f C_g}$ für die tiefste noch zu übertragende Frequenz f klein sein soll gegen den Gitterableitungswiderstand R_g . Auf gute Gleichstromisolation ist zu achten; der Gleichstromwiderstand des Kondensators soll mindestens 100 mal so groß sein wie der Gitterableitungswiderstand R_g .

γ) Der Gitterableitungswiderstand.

Die häufig verwendeten Silitstäbe sind zwar weitgehend kapazitäts- und induktionsfrei; sie sollten jedoch wegen ihrer Stromabhängigkeit und ihren plötzlichen Widerstandsänderungen (Rauschen!) gänzlich vermieden werden.

Es hat wenig Zweck, R_g um ein Vielfaches größer als den inneren Röhrenwiderstand zu machen; man wählt praktisch den Gitterableitungswiderstand je nach der Röhre zum doppelten bis vierfachen Röhrenwiderstand. Besonders bei Mehrfachverstärkern sollte R_g aus Stabilitätsgründen den Wert 500 000 Ω nicht übersteigen. Man macht die Widerstände am besten aus 0,035-mm-Widerstandsdraht, welche man in einer der kapazitäts- und induktionsarmen Wickelarten (Chaperon, Cauro) auf kleine Holzrollen wickelt. Auch durch Kathodenzerstäubung hergestellte Widerstände sind gut brauchbar, ebenso Widerstandsstäbchen aus Hartkohle.

c) Widerstandsverstärker.

Gegenüber dem Drosselverstärker tritt hier an Stelle der induktiven Drossel im Anodenkreis ein rein Ohmscher Widerstand R_a (Abb. 527). C_g und R_g

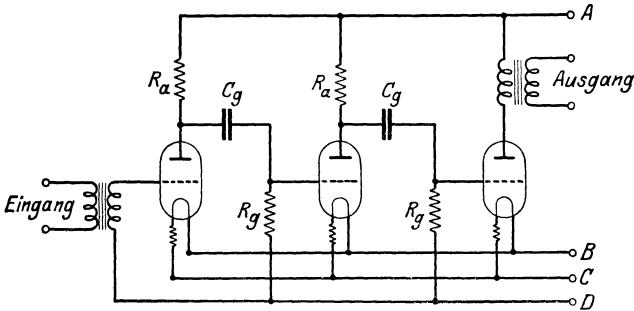


Abb. 527. Widerstandsverstärker.

haben dieselbe Bedeutung wie beim Drosselverstärker. Als Anodenwiderstand R_a wählt man ebenfalls kapazitäts- und induktionsarme Drahtwiderstände oder Widerstandsstäbchen aus Hartkohle (bei normalen Eingitterröhren etwa 0,5 bis 1,0 M Ω).

Widerstandsverstärker ergeben eine in weiten Grenzen frequenzunabhängige Verstärkung W (Gl. 14). Die untere Durchlässigkeitsgrenze¹⁾ ist durch den Gitterkondensator C_g bestimmt; sie liegt bei

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_g R_g}, \quad (12)$$

also bei einem Kondensator von $C_g = 0,01 \mu\text{F}$ und $R_g = 500\,000 \Omega$ bei $f_1 = 30$. Die obere Durchlässigkeitsgrenze ist durch die schädlichen Kapazitäten C bestimmt (Kapazitäten der Widerstände R_a und R_g , der Röhren- und Leitungskapazitäten); sie liegt bei

$$f_2 = \frac{1}{2\pi CR}, \quad \left(\frac{1}{R} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_g} \right). \quad (13)$$

Die schädliche Kapazität läßt sich bei hochfrequenzmäßiger Leitungsführung auf etwa 30 bis 50 cm herabsetzen. Zu beachten ist, daß der innere Röhren-

¹⁾ Hier hat die Verstärkung W (Gl. 14) auf den Betrag $\frac{W}{\sqrt{2}}$ abgenommen.

widerstand R_i durch das Einschalten eines großen äußeren Widerstandes R_a um ein Mehrfaches anwachsen kann.

Innerhalb des Durchlässigkeitsbereichs ist die Spannungsverstärkung einer Verstärkerstufe mit Widerstandskopplung von der Frequenz unabhängig; sie beträgt für eine Röhre mit der Steilheit S von Gitter zu Gitter gemessen

$$W = \frac{S}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_g}} = S \cdot R. \quad (14)$$

Z. B. ist für eine Röhre mit $R_i = 25\,000$, $S = 0,5 \cdot 10^{-3}$ und $R_a = R_g = 500\,000$ die Spannungsverstärkung $W = 11,4$ oder $b = 2,6$.

Als Röhren verwendet man am besten solche mit möglichst großer Steilheit und einem Durchgriff von 4 bis 7%.

F. Betriebsverstärkung von Mehrfachverstärkern.

Die Betriebsverstärkung einer Verstärkerstufe mit Übertragerkopplung (Zwischentransformator vom Übersetzungsverhältnis \dot{U}) beträgt

$$b = \ln \frac{\dot{U}}{2D}, \quad (15)$$

einer Verstärkerstufe mit Drossel-Kondensatorkopplung

$$b = \ln \frac{1}{D}, \quad (16)$$

falls der Scheinwiderstand der Drossel groß gegen den inneren Röhrenwiderstand ist, und die Betriebsverstärkung einer Verstärkerstufe mit Widerstands-Kapazitätskopplung ist

$$b = \ln \frac{S}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_g}}. \quad (17)$$

Hiernach läßt sich die Betriebsverstärkung des ganzen Verstärkers leicht berechnen, indem man mit Hilfe der Formeln (15) bis (17) die Betriebsverstärkung vom 1. Gitter bis zum 2. Gitter, vom 2. Gitter bis zum 3. Gitter usw. bis zum letzten Gitter bestimmt. Die Summe dieser Betriebsverstärkungen sei b_0 ; dann tritt an Stelle von Gl. (6) für die gesamte Betriebsverstärkung die Gleichung

$$b = b_0 + \ln \dot{U} \sqrt{\frac{SZ}{4D}}, \quad (18)$$

wobei sich \dot{U} und Z auf den Vorübertrager, S und D auf die letzte Röhre beziehen.

Beispiel: Für den Dreiröhrenverstärker nach Abb. 525 und den auf S. 527 gegebenen Röhren- und Übertragerdaten ist die Verstärkung vom 1. bis zum 3. Gitter $b_0 = 3,0 + 2,4 = 5,4$, also $b = 5,4 + 3,9 = 9,3$.

Die praktische Grenze der Verstärkung, die sich mit einem Mehrfachverstärker mit gemeinsamer Anoden- und Heizbatterie erzielen läßt, liegt ungefähr bei $b = 10$. Dieses entspricht einem 3- bis 4stufigen Übertragerverstärker. Bei noch mehr Verstärkerstufen tritt Pfeifen ein. Dieses läßt sich nur dadurch beseitigen, daß man z. B. einen 6stufigen Verstärker in zwei 3stufige Verstärker aufteilt, welche man räumlich getrennt aufstellt und mit getrennten Batterien betreibt. Die Batterien, auch die Anodenbatterie, sollen einen möglichst geringen inneren Widerstand besitzen; alte Trockenbatterien sind ungeeignet. Am besten sind Batterien aus kleinen Akkumulatorenzellen. Alle Zuführungen zum Ein- und

Ausgang sind in geerdetem Bleikabel zu verlegen; der Verstärker und die Batterien werden am besten in einem geerdeten Blechkasten untergebracht. Ebenso wird jeder Übertrager mit einem geerdeten Metallgehäuse umgeben. Unter Berücksichtigung solcher Maßnahmen hat man schon Verstärker bis $b = 24$ zusammengestellt.

G. Rückgekoppelte Verstärker.

Alle drei unter E aufgeführten Verstärkergattungen lassen sich zu rückgekoppelten Verstärkern ausbilden. Durch die Rückkopplung wird die Frequenzabhängigkeit bei Übertrager- und Drosselverstärkern noch weiter erhöht; solche rückgekoppelte Verstärker sind daher zur Übertragung eines größeren Frequenzbereichs nicht geeignet.

Dagegen läßt sich bei den Widerstandsverstärkern eine Rückkopplung anbringen, durch welche die weitgehende Frequenzunabhängigkeit dieser Verstärker nicht beeinflußt wird. Das Schema der Rückkopplung ist aus Abb. 528 ersichtlich. Die Rückkopplung erfolgt stets über zwei Röhren, und zwar liegt in Reihe mit dem Gitterableitungswiderstand R_g der zweiten Röhre ein variabler Rückkopplungswiderstand R_k , welcher einen Teil der verstärkten Spannung auf den Eingang zurückgibt. Beträgt die Spannungsverstärkung pro Röhre von Gitter zu Gitter ohne Rückkopplung W_0 (vgl. Gl. 14), so beträgt sie mit Rückkopplung

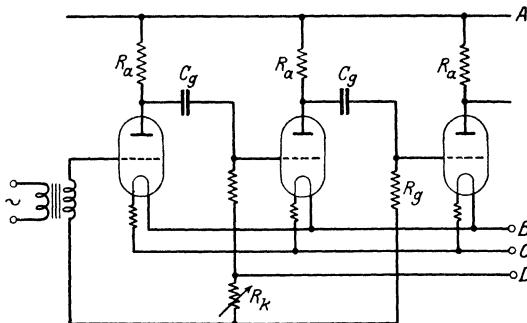


Abb. 528. Rückgekoppelter Widerstandsverstärker.

Das Schema der Rückkopplung ist aus Abb. 528 ersichtlich. Die Rückkopplung erfolgt stets über zwei Röhren, und zwar liegt in Reihe mit dem Gitterableitungswiderstand R_g der zweiten Röhre ein variabler Rückkopplungswiderstand R_k , welcher einen Teil der verstärkten Spannung auf den Eingang zurückgibt. Beträgt die Spannungsverstärkung pro Röhre von Gitter zu Gitter ohne Rückkopplung W_0 (vgl. Gl. 14), so beträgt sie mit Rückkopplung

$$W = W_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R_k}{R_k + R_g} \cdot W_0^2}}. \quad (19)$$

Die Verstärkung W_0 läßt sich mit Hilfe des Rückkopplungswiderstands R_k um ein Mehrfaches betriebssicher erhöhen. Als Rückkopplungswiderstände R_k verwendet man am besten bifilar gewickelte Stufenwiderstände in Stufen von 1000 zu 1000 Ω . Zur feineren Regulierung legt man in Reihe mit diesem Stufenwiderstand einen bifilar gewickelten Drehwiderstand von geeigneter Größe. Durch die Rückkopplung lassen sich mit Widerstandsverstärkern dieselben Verstärkungszahlen erreichen wie mit Übertragerverstärkern, man hat jedoch vor diesen den Vorzug weitgehender Frequenzunabhängigkeit¹⁾.

H. Wahl der Röhren und Betriebsspannungen.

Diese sind für einen Verstärker festgelegt, wenn man die zur Verfügung stehende Eingangsleistung, die geforderte Endleistung, die Anpassung von Eingang und Ausgang, und den zu übertragenden Frequenzbereich kennt.

¹⁾ Vgl. L. B. Turner (W. Glitsch): Drahtlose Telegraphie und Telephonie S. 169. Berlin: Springer 1925.

a) Röhren.

Die Zahl der Röhren läßt sich aus dem Verhältnis von Eingangsleistung und Ausgangsleistung ungefähr übersehen, da man pro Röhre mit einer mittleren Betriebsverstärkung von $b = 2$ bis $b = 3$ rechnen kann. Für die erste und zweite Stufe genügen bei kleinen Eingangsleistungen kleinere Röhrentypen mit einer Anodenspannung von 30 bis 70 V. Diese Röhren sollen möglichst große Steilheit und kleinen Durchgriff haben, da es hier nur auf große Verstärkung und weniger auf Leistung ankommt. In dem Maße, wie die Verstärkung zunimmt, wächst jedoch auch die von Röhre zu Röhre übertragene Leistung. Da eine bestimmte Röhrentype nur eine begrenzte Leistung abzugeben vermag, müssen die aufeinanderfolgenden Röhrentypen jedenfalls so gewählt sein, daß die geforderte Leistung unterhalb der maximalen Röhrenleistung liegt. Die Forderung führt dazu, von Stufe zu Stufe größere Röhren und höhere Anodenspannungen zu verwenden. Für nicht zu große Endleistungen, wie z. B. für einen Zimmerlautsprecher (einige hundertstel Watt) oder einen Kopfhörer (einige Milliwatt), nimmt man der Einfachheit halber für alle Stufen gleiche Röhren und gleiche Anodenspannungen.

Für noch größere Endleistungen (Großlautsprecher, einige Watt) verwendet man in der letzten Stufe Röhren mit hoher Anodenspannung, wie z. B. die VS 27-Röhre (s. S. 477 u. 483) mit 1500 Volt Anodenspannung oder auch Röhren mit sehr kleinem Durchgriff und ganz im Positiven liegender Charakteristik, welche mit geringer Anodenspannung ebenfalls große Endleistung abgeben, wie z. B. die OCB-Röhre (s. S. 477 u. 482). (Über die Anpassung solcher Röhren s. S. 525.)

b) Betriebsspannungen.

Für das gute Arbeiten eines Verstärkers ist es von größter Wichtigkeit, daß die einzelnen Röhren mit den richtigen Spannungen betrieben werden. Diese sind durch die Röhrendaten festgelegt: Steilheit S , Durchgriff D , Sollwerte von Heizspannung und Heizstrom V_h und J_h , und ferner durch die vorgeschriebene Anodenspannung V_a . Unter Betriebsspannung versteht man dann die außen an den Klemmen ABC und D angelegten Spannungen, nämlich die Anodenspannung E_a , Heizspannung E_h und Gittervorspannung E_g .

α) Heizspannung E_h .

Diese muß größer sein als die vorgeschriebene Fadenspannung V_h . Um die Röhre nicht zu überheizen, schaltet man in Reihe mit dem Heizfaden einen Widerstand von der Größe

$$R_h = \frac{E_h - V_h}{J_h}. \quad (20)$$

β) Anodenspannung E_a .

Bei Übertrager- und Drosselverstärkern, wo der Ohmsche Widerstand im Anodenkreis klein ist gegen den inneren Röhrenwiderstand, wählt man E_a gleich der vorgeschriebenen Anodenspannung V_a

$$E_a = V_a. \quad (21)$$

Bei Widerstandsverstärkern muß man die angelegte Anodenspannung, je nach dem äußeren Widerstand R_a erhöhen auf

$$E_a = \frac{R_t + R_a}{R_t} \cdot V_a. \quad (22)$$

γ) Gittervorspannung E_g .

Diese wird stets gegen das negative Ende des Heizfadens gerechnet. Bei Röhren mit im Negativen liegender Charakteristik ist sie negativ. Ihre Größe

richtet sich nach der angelegten Anodenspannung E_a ; sie soll betragen bei Übertrager- und Drosselverstärkern

$$E_g = -\frac{2}{3} D E_a \quad (23)$$

und bei Widerstandsverstärkern

$$E_g = -\frac{1}{2} D E_a. \quad (24)$$

Röhren mit im Positiven liegender Charakteristik sollen eine Gittervorspannung von der Größe

$$E_g = +\frac{1-3D}{4} E_a \quad (25)$$

besitzen.

c) Maximale Röhrenleistungen.

Die Leistung, die eine Röhre an einen Verbraucher (z. B. ein Telephon) abzugeben vermag, ist begrenzt und hängt von der Bauart der Röhre und ihren Eigenschaften (Emission, Steilheit, Durchgriff), den angelegten Spannungen und vom Widerstand des Verbrauchers ab. Für den wichtigen Fall der Anpassung des Verbraucherwiderstandes an den inneren Röhrenwiderstand ($R_a = R_i$) beträgt die maximal abgebbare Leistung einer Röhre mit im Negativen liegender Charakteristik im Idealfalle

$$N = \frac{SD}{18} E_a^2. \quad (26)$$

Die Leistung ist hier dadurch begrenzt, daß die Arbeitskurve nur so weit ausnutzbar ist, als sie im Negativen liegt.

Bei Röhren mit im Positiven liegender Arbeitskurve erhält man die maximale Röhrenleistung, wenn der äußere Widerstand gemäß Gl. (2) an $2/S(1+D)$ angepaßt ist; diese beträgt dann

$$N = \frac{S(1+D)}{16} E_a^2. \quad (27)$$

Die Leistung ist hier dadurch begrenzt, daß die Momentanwerte der Spannung am Gitter stets unterhalb der Momentanwerte der Spannung an der Anode liegen müssen.

Die folgende Tabelle 68 enthält eine nach Gl. (26) bzw. (27) berechnete Zusammenstellung der maximalen Leistungen und Betriebsspannungen für einige gebräuchliche Röhrentypen (vgl. S. 476, Tabelle 55).

Tabelle 68. Maximale Leistung einiger Röhren.

Röhrentype	Anodenspannung E_a Volt	Gittervorspannung E_g Volt	Endleistung N Watt
RE 11	40 bis 70	- 3 bis - 6	0,002 bis 0,005
RE 73	40 „ 70	- 3 „ - 5	0,002 „ 0,006
RE 78	40 „ 70	- 3 „ - 6	0,003 „ 0,010
RE 83	40 „ 100	- 6 „ -15	0,008 „ 0,050
RE 84	40 „ 100	- 8 „ -20	0,012 „ 0,070
RE 86	40 „ 100	- 2 „ - 5	0,003 „ 0,020
RE 97	100 „ 200	-14 „ -28	0,080 „ 0,330
RV 24	400 „ 600	-40 „ -60	2,60 „ 6,00
VS 27	600 „ 1000	-36 „ -60	2,00 „ 5,50
OCB	200 „ 300	+50 „ +75	4,00 „ 9,20

An Hand einer solchen Tabelle läßt sich ohne weiteres erkennen, ob die Leistung einer Röhre für bestimmte Zwecke, z. B. zum Betrieb eines Lautsprechers, ausreicht.

I. Endverstärker.

Für mittlere und große Endleistungen verwendet man mit Vorteil als letzte Stufe die in Abb. 529 dargestellte Gegentaktschaltung (Push-Pullschaltung). Die Sekundärwirkung des ETr hat in der Mitte einen Abzweig, welcher über eine negative Vorspannung E_g zur Kathode führt. Ebenso hat der ATr anodenseitig einen Abzweig in der Mitte, welcher über die Anodenspannung E_a zur Kathode geht.

Für die Gegentaktschaltung kann man nur zwei Röhren gleicher Type mit möglichst übereinstimmender und möglichst geradliniger Charakteristik verwenden. Die Gittervorspannung soll so gewählt sein, daß in der Ruhe der Anoden-

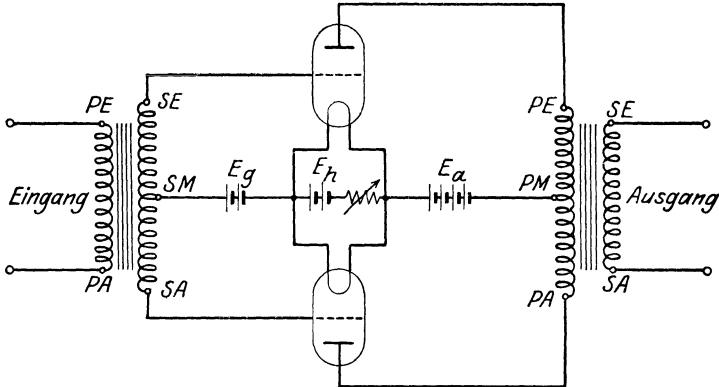


Abb. 529. Endverstärker in Gegentaktschaltung.

strom beider Röhren gerade verschwindet; sie beträgt deshalb bei allen Röhrentypen ungefähr

$$E_g = -DE_a. \quad (28)$$

Als Betriebsanodenspannung E_a wählt man die für die Röhre vorgeschriebene Anodenspannung V_a .

a) Eingangübertrager.

Bei Röhren mit im Negativen liegender Charakteristik bestimmt sich die Primärwicklung nach Gl. (7) (S. 527), die ganze Sekundärwindungszahl durch die Eigenfrequenz nach Gl. (9) (S. 527).

Bei Röhren mit im Positiven liegender Charakteristik soll die Primärseite an den Eingang Z_p (Gl. 7), die halbe Sekundärwicklung an den inneren Widerstand der Strecke Kathode-Gitter (s. S. 524) angepaßt sein (Gl. 8).

b) Ausgangsübertrager.

Die Sekundärseite soll an den Verbraucher Z_s angepaßt sein (Gl. 8, S. 527); die halbe Primärwicklung an Z_p (Gl. 7, S. 527), wobei $Z_p = R_i$ bei Röhren mit im Negativen liegender Arbeitskurve und $Z_p = \frac{D}{1+D} \cdot R_i$ bei Röhren mit im Positiven liegender Arbeitskurve ist. Der Kern muß so bemessen sein, daß keine Sättigung des Eisens eintritt.

c) Verstärkung und maximale Röhrenleistung.

Die Verstärkung ist dieselbe wie die eines gewöhnlichen Einröhrenverstärkers [vgl. Gl. (5), S. 525]. Dagegen ist die maximale Endleistung wesentlich größer als

die eines entsprechenden Einröhrenverstärkers. Sie beträgt bei Röhren, welche im Negativen arbeiten,

$$N = \frac{SD}{8} E_a^2 \quad (29)$$

und bei Röhren, welche im Positiven arbeiten,

$$N = \frac{S(1+D)}{8} E_a^2. \quad (30)$$

Im letzten Falle hat man also die 2fache Endleistung eines entsprechenden Einröhrenverstärkers (vgl. Gl. 27).

Die Gegentaktschaltung hat außer der vermehrten Endleistung noch den Vorteil, daß der Anodenruhestrom verschwindend klein ist; die ganze der Anodenbatterie entnommene Leistung wird daher praktisch in Wechselstromleistung umgesetzt.

d) Gitterleistung.

Bei Röhren, welche im Positiven arbeiten, muß der Gitterseite eine nicht unbedeutende Leistung zugeführt werden, damit die beiden Endröhren auch tatsächlich angesteuert werden. Die zur Erzielung der maximalen Endleistung (Gl. 30) notwendige Steuerleistung auf der Gitterseite hängt vom inneren Widerstand R_g der Strecke Gitter—Kathode ab; sie richtet sich ferner nach der Anodenspannung E_a und den Rohrdaten S und D ; ihre Größe ist

$$N_g = \frac{E_a^2}{8R_g} (1 + 3D)^2. \quad (31)$$

Für eine Gegentaktschaltung mit OCB-Röhren sind hiernach mit $R_g = 10\,000$ und $E_a = 220$ Volt etwa 0,6 Watt Steuerleistung aufzubringen. Man muß daher die Vorröhre entsprechend bemessen. Die Anodenleistung beträgt nach Gl. (30) bei $E_a = 220$ Volt $N_a = 9,6$ Watt; die Energieverstärkung (Gl. 4) ist $W^2 = 16$ und die Betriebsverstärkung $b = 1,4$. Der Nutzen solcher Endschaltungen liegt in der verhältnismäßig großen Endleistung, die mit relativ geringer Anodenspannung erzielt wird.

K. Verzerrung.

Ein Verstärker verzerrt, wenn die Ausgangsleistung kein getreues Abbild der Eingangsleistung ist.

Ein dem Verstärker zugeführtes Frequenzgemisch A , wie z. B. die Sprache, läßt sich bekanntlich darstellen als eine Summe von rein periodischen Schwingungen mit den Frequenzen ω_k und Phasen α_k

$$A = \sum A_k e^{j\omega_k t - \alpha_k}. \quad (32)$$

A_k heißt Teilamplitude, die Gesamtheit der A_k das Amplitudenspektrum, ω_k heißt Teilfrequenz, die Gesamtheit der ω_k das Frequenzspektrum.

Man unterscheidet lineare und nichtlineare Verzerrung.

a) Lineare Verzerrung.

Hier erfolgt nur eine Verzerrung des Amplitudenspektrums; d. h. die Teilamplituden eines auf den Eingang gegebenen Frequenzgemisches werden je nach der Frequenz in verschiedenem Maße verstärkt; die Verstärkung ist frequenzabhängig. Das Frequenzspektrum bleibt erhalten, d. h. es treten am Ausgang nur dieselben Teilfrequenzen auf wie am Eingang. Die Verzerrung heißt linear, weil eine Teilamplitude am Ausgang mit der entsprechenden Teilamplitude am Eingang linear zunimmt.

Die Ursachen der linearen Verzerrung sind die im Verstärker enthaltenen frequenzabhängigen Widerstände, wie Übertrager, Drosseln und Kapazitäten. Die lineare Verzerrung bewirkt eine Änderung der Klangfarbe, da diese durch das Verhältnis der Teilschwingungen des Frequenzgemisches gegeben ist. Wird die lineare Verzerrung so erheblich, daß wichtige Teilschwingungen praktisch ganz ausfallen, so kann hierdurch die Verständlichkeit der Übertragung stark nachteilig beeinflusst werden (s. Abb. 521, S. 523).

b) Nichtlineare Verzerrung.

Am Ausgang des Verstärkers treten außerdem Frequenzen auf, welche am Eingang nicht vorhanden sind; nämlich die Obertöne der Teilschwingungen am Eingang. Ferner können noch alle möglichen Kombinationstöne auftreten. Hier stimmt weder das Amplituden- noch das Frequenzspektrum von Ausgang und Eingang überein. Die Ursachen der nichtlinearen Verzerrung sind nicht geradlinige Röhrencharakteristik und spannungsabhängige Widerstände (Übertrager mit gesättigtem Eisenkern, Silitstäbe). Die Hauptursache der nichtlinearen Verzerrung sind jedoch **Übersteuern** der Röhren und falsche Betriebsspannungen. Gegen das Übersteuern hilft man sich durch starke Überdimensionierung der Röhren und richtige Betriebsspannungen (s. S. 532). Sättigung des Eisenkerns von Übertragern tritt leicht bei Röhren mit großen Emissionsströmen ein; Abhilfe



Abb. 530. Nichtlineare Verzerrung eines Zweiklanges.

bringt die Verwendung einer Übertragertypen mit genügend großem Eisenkern.

Die nichtlineare Verzerrung tritt um so mehr in Erscheinung, je komplizierter das auf den Verstärker gegebene Frequenzgemisch ist, da die Zahl der möglichen Ober- und Kombinationstöne mit der Zahl der Grundfrequenzen außerordentlich stark wächst. Abb. 530 zeigt z. B. die durch den Zweiklang *ac* auftretenden hauptsächlichsten Ober- und Kombinationstöne. Da diese vom Ohr unharmonisch empfunden werden, erscheint jeder Akkord von Dissonanzen begleitet.

2. Hochfrequenzverstärker.

A. Frequenzbereich.

Unter Hochfrequenz faßt man alle Schwingungen zusammen, deren Frequenz über der Hörbarkeitsgrenze $f = 20\,000$ liegt. Zwischen Frequenz f und Wellenlänge λ (in Metern) besteht der Zusammenhang

$$\lambda_m = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \quad (33)$$

Die folgende Tabelle 69 gibt eine Zusammenstellung einiger Frequenzen f und der zugehörigen Wellenlängen λ . Die 3. Spalte gibt den Widerstandswert $\frac{1}{\omega \cdot C}$ (kapazitive Reaktanz) eines Kondensators von 1 cm Kapazität bei der Frequenz f .

Tabelle 69.

Widerstandswert von 1 cm Kapazität bei verschiedenen Wellenlängen.

Frequenz f Hertz	Wellenlänge λ m	1 cm Kapazität = $\frac{9 \cdot 10^{11}}{2\pi f}$ Ohm
20 000	15 000	7 200 000
30 000	10 000	4 800 000
60 000	5 000	2 400 000
120 000	2 500	1 200 000
250 000	1 200	570 000
500 000	600	288 000
1 000 000	300	144 000
2 000 000	150	72 000
4 000 000	75	36 000
10 000 000	30	14 000

Man erkennt hieraus, daß der Einfluß der schädlichen Kapazitäten mit der Frequenz stark zunimmt; in der Tat steigen die Schwierigkeiten beim Bau wirksamer Hochfrequenzverstärker bei kurzen Wellenlängen rasch an.

B. Einfluß der schädlichen Kapazitäten auf die Verstärkungszahl.

Die in einer Hochfrequenzverstärkerstufe auftretenden schädlichen Kapazitäten lassen sich in drei Teilkapazitäten C_{ka} , C_{kg} und C_{ga} zusammenfassen, welche man sich parallel zu Kathode—Anode, Kathode—Gitter und Gitter—Anode geschaltet denkt. Abb. 531 gibt das Ersatzschema einer Hochfrequenzverstärkerstufe. Eine auf den Gitterkreis (z. B. in der Antenne) induzierte EMK \mathcal{E}_0 mit dem inneren Widerstand \mathfrak{R}_0 , erzeugt am Gitter die Spannung \mathcal{E}_g . Die Röhre ist ersetzt durch eine EMK von der Größe $-\frac{\mathcal{E}_g}{D}$ mit dem inneren Widerstand der Röhre R_i . Das Verhältnis der an dem (im Anodenkreis liegenden) Widerstand \mathfrak{R}_a auftretenden Spannung \mathcal{E}_a zu \mathcal{E}_0 gibt die Verstärkung des Systems an. Die drei Kapazitäten

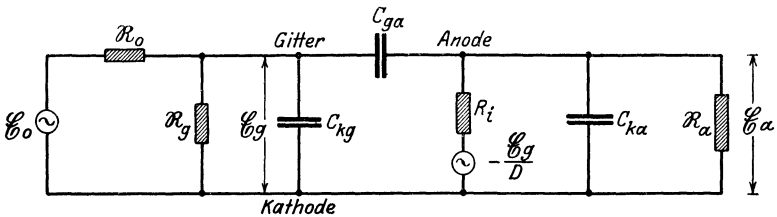


Abb. 531. Ersatzschema einer Hochfrequenzverstärkerstufe.

C_{ka} , C_{kg} und C_{ga} sind z. T. durch die Röhrenkapazität, zum größeren Teil jedoch durch die Kapazität der Zuleitungen und durch die Eigenkapazität der Schaltelemente (Rohrsockel, Spulen usw.) bedingt. Bei sorgfältiger Leitungsführung und Verwendung kapazitätsarmer Schaltelemente läßt sich C_{ka} und C_{kg} auf etwa 30 cm, C_{ga} auf etwa 5 cm erniedrigen. Während die Kapazitäten C_{ka} und C_{kg} sich durch geeignete induktive Komponenten von \mathfrak{R}_g und \mathfrak{R}_a unschädlich machen lassen, bewirkt die Kapazität C_{ga} , daß ein Teil des verstärkten Anodenwechselstroms über C_{ga} zum Gitter zurückfließt. Dieser Strom ist um so größer, je höher die Frequenz f und je größer der im Anodenkreis liegende Scheinwiderstand ist. Erreicht der Kapazitätsstrom beträchtliche Werte, so tritt entweder Pfeifen ein, oder aber die Verstärkung kann wesentlich herabgesetzt werden.

Man kann die schädliche Wirkung der Kapazität C_{ga} dadurch herabsetzen, daß man sie durch besondere Schaltmittel (Neutrodyne) wieder ausgleicht. Das andere Mittel besteht darin, den Scheinwiderstand im Anodenkreis klein gegen den Widerstand des Kondensators C_{ga} zu halten; der hierdurch auftretende Verlust an Verstärkung kann durch Transformation wieder ausgeglichen werden. Dieses führt zu der Forderung, mit wachsender Frequenz stets kleinere Scheinwiderstände in den Anodenkreis zu legen und Röhren mit möglichst kleinem inneren Widerstand zu verwenden.

C. Widerstandsverstärker.

Abb. 532 zeigt einen zweistufigen Widerstandsverstärker in Verbindung mit einer Antenne und einem Audion. Als Widerstände R_a und R_g wählt man am besten durch Kathodenzerstäubung hergestellte, spannungs- und frequenzunabhängige Widerstände von zwei- bis vierfachem Wert des inneren Röhrenwiderstands. Der Widerstand im Gitterkreis des Audions soll jedoch zur Erzielung einer guten Gleichrichtwirkung mindestens 1 M Ω betragen. Als Kapazitäten C_g

verwendet man Blockkondensatoren mit Glimmerisolation; ihre Größe ist nach Gl. (12) durch die längste, noch zu verstärkende Welle bestimmt. Im allgemeinen wird man mit Kondensatoren von 1000 cm bis zu den längsten Wellen auskommen.

Solche Widerstandsverstärker geben in einem weiten Frequenzbereich eine gute gleichmäßige Verstärkung. Bei kurzen Wellen setzen die schädlichen Kapazitäten (in der Hauptsache $C = C_{ka} + C_{kg} = 60$ cm) die Verstärkung wesentlich herab. Die obere Durchlässigkeitsgrenze ist wie bei den Niederfrequenzverstärkern

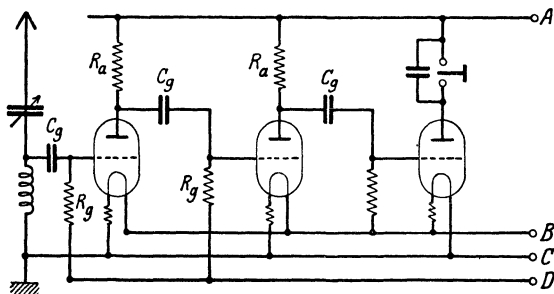


Abb. 532. Widerstands-Hochfrequenzverstärker.

durch Gl. (13) bestimmt; z. B. mit $C = 60$ cm und $R = 12\,500\ \Omega$ liegt die obere Durchlässigkeitsgrenze bei $\lambda = 1600$ m. Innerhalb des Durchlässigkeitsbereichs berechnet sich die Spannungsverstärkung für eine Verstärkerstufe nach Gl. (14).

D. Drosselverstärker.

Hier sind die Widerstände R_a (Abb. 532) durch Drosseln ersetzt; sonst ist die Schaltung dieselbe. Als Drosseln verwendet man kapazitätsarm gewickelte Eisendrossel, meist aus Widerstandsdraht, mit einer Eigenwelle von $\lambda = 3000$ m. Bei langen Wellen wirkt die Drossel in der Hauptsache durch ihren Widerstand, bei kürzeren Wellen durch ihre Induktivität. Jenseits der Eigenwelle fällt die Verstärkung rasch ab. Solche Drosseln sind zur Verstärkung von Wellen zwischen 20 000 m und 2000 m geeignet.

Für die Verstärkung von Wellen unter 2000 m muß man die Drosseln einlagig ausführen. Man stellt sich solche Drosseln her, indem man z. B. auf runde Hartgummikörper von 10 mm Durchmesser und 10 cm Länge eine einzige Lage von 0,03 mm Widerstandsdraht, 2 × Seide isoliert, aufbringt. Auf diese Weise lassen sich Drosseln mit einer Induktivität von mehreren Millihenry und einigen tausend Ohm bei einer Eigenkapazität von nur 4 bis 5 cm herstellen. Man kann auch für einen Teil der Wicklung 0,03 mm Kupferdraht, für den anderen Teil Widerstandsdraht verwenden; hierdurch läßt sich der Ohmsche Widerstand der Drosseln in weiten Grenzen verändern. Die Induktivität richtet sich nach der gesamten Windungszahl [s. S. 528, Gl. (10)]; sie wird so gewählt, daß sie mit der schädlichen Kapazität $C_{ka} + C_{kg}$ bei der zu verstärkenden Welle in Resonanz ist. Bei mehrstufigen Hochfrequenzverstärkern verteilt man die Resonanzstellen der Drosseln gleichmäßig über den zu verstärkenden Wellenbereich. Solche Drosselverstärker hat man mit gutem Wirkungsgrad schon herab bis zu Wellenlängen von 70 m gebaut¹⁾.

E. Übertragerverstärker.

Diese Verstärker, welche mit abgestimmten Hochfrequenztransformatoren arbeiten, haben die weiteste Verbreitung gefunden. Ihr Vorteil liegt in ihrer

¹⁾ Riegger, H.: Zeitschr. f. techn. Phys. 5, S. 495. 1924.

durch die Abstimmung erzielten Selektivität, welche die Trennung benachbarter Sender erlaubt, und in ihrem durch die Transformation bedingten guten Verstärkungsgrad.

Abb. 533 zeigt einen zweistufigen Hochfrequenzverstärker mit Übertragerkopplung. Ein Hochfrequenztransformator (Abb. 534) besteht aus zwei Luft-

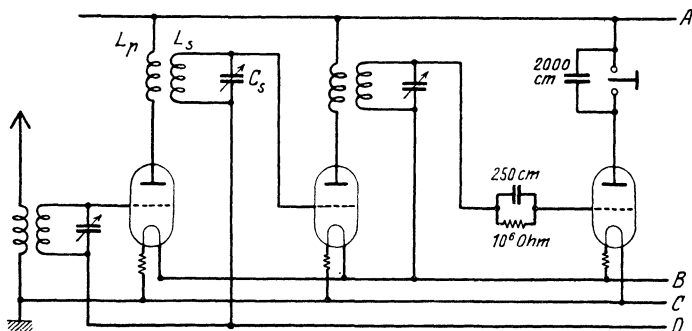


Abb. 533. Hochfrequenzverstärker mit abgestimmten Zwischenüberträgern.

spulen L_p und L_s mit möglichst geringer Eigenkapazität und Verlusten; beide Spulen sind miteinander, meist variabel, gekoppelt. Die sekundäre Induktivität L_s ist mittels des Drehkondensators C_s auf die Empfangswelle abgestimmt.

Um einen Hochfrequenztransformator zu berechnen, muß für eine vorgesehene Spulentype und Wellenlänge bekannt sein, wie die Induktivität L und der Verlustwiderstand R von der Windungszahl n abhängt, ferner welche Kopplungen k sich bei der Übertragerart maximal erzielen lassen.

Für die zu verstärkende Welle der Periode $\omega = 2\pi f$ muß dann sein

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}. \quad (34)$$

Hieraus berechnet sich bei gegebener Kapazität C_s die Induktivität der Sekundärseite L_s . Die primäre Induktivität berechnet sich aus der Forderung, daß der Scheinwiderstand Z_p des abgestimmten Übertragers dem inneren Röhrenwiderstand gleich sein soll. In der Abstimmung ist Z_p durch

$$Z_p = \frac{k^2 \omega^2 L_p L_s}{R_s} \quad (35)$$

und das Übersetzungsverhältnis des Transformators durch

$$\dot{U} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \quad (36)$$

gegeben. Es lassen sich um so höhere Übersetzungsverhältnisse erzielen, je größer die Zeitkonstante

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (37)$$

der verwendeten Spulentype ist. Die Zeitkonstante der üblichen Spulentypen (Honigwabenspulen, Korbbodenspulen) liegt für die Rundfunkwellen bei etwa 10 bis 20 μs^1). Durch Verwendung geeigneter Hochfrequenzzlitze und Stufen-

¹⁾ 1 $\mu s = 10^{-6}$ Sekunden.

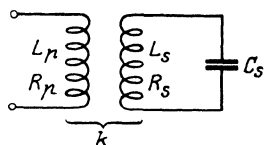


Abb. 534. Hochfrequenztransformator.

wicklung läßt sich die Zeitkonstante auf etwa $100 \mu \cdot s$ erhöhen. (Über Verluste in Hochfrequenzspulen s. S. 353 ff.)

Beispiel: Daten der Hochfrequenzverstärkerröhre: $S = 0,8 \cdot 10^{-3}$, $D = 15\%$, $R_i = 8300 \Omega$. Daten des Übertragers: $\tau = 25 \cdot 10^{-6}$, $k = 0,50$. Aus Gl. (34) folgt z. B. für die Welle $\lambda = 300$ ($\omega = 2,8 \cdot 10^9$) und einen Kondensatorwert von $C_s = 100$ cm die sekundäre Induktivität $L_s = 230000$ cm, Verlustwiderstand $R_s = L_s/\tau = 9,2 \Omega$. Mit $Z_p = 8300 \Omega$ folgt aus Gl. (35) für die primäre Induktivität $L_p = 34000$ cm. Das Übersetzungsverhältnis ist nach Gl. (36) $U = 5,2$; daher die Spannungsverstärkung der Stufe $W = \frac{1}{2D} \cdot U = 17$.

Man bildet den Hochfrequenzübertrager meist in Form eines Variometers aus, indem man die kleinere Primärwicklung innerhalb der größeren Sekundärwicklung drehbar anordnet. Bei der Dimensionierung des Übertragers muß man beachten, daß zur Primärwicklung L_p die Kapazität C_{ka} der eigenen Röhre und

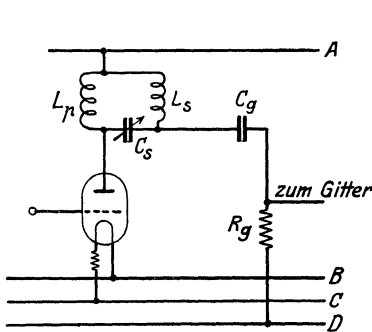


Abb. 535. Hochfrequenzstufe mit Spartransformator.

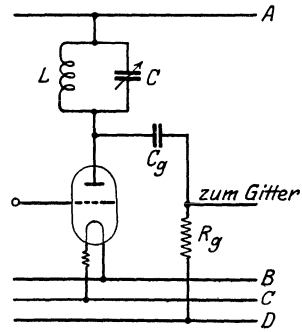


Abb. 536. Hochfrequenzstufe mit Sperrkreis.

parallel zur Sekundärwicklung L_s die Kapazität C_{ka} der folgenden Röhre parallel liegt, wodurch die wirksame Induktivität vergrößert, die Zeitkonstante jedoch verkleinert wird (s. S. 80).

Eine der Abb. 534 äquivalente Schaltung ist in Abb. 535 für eine Verstärkerstufe dargestellt. Für den Fall, daß die beiden Spulen L_p und L_s nicht miteinander gekoppelt sind, hat man Abstimmung, wenn

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_p + L_s) C_s}}. \quad (38)$$

Der Scheinwiderstand des Übertragers beträgt dann

$$Z_p = \frac{\omega^2 L_p^2}{R_p + R_s}, \quad (39)$$

und das Übersetzungsverhältnis

$$U = \frac{L_s}{L_p}. \quad (40)$$

Die in diesem Verhältnis hochtransformierte Spannung wird über einen Blockkondensator von $C_g = 250$ cm dem Gitter der folgenden Röhre zugeführt. Der Gitterableitungswiderstand R_g soll in diesem Falle etwa $1 \text{ M}\Omega$ betragen.

Die häufig verwendete Schaltung Abb. 536, bei der ein abgestimmter Schwingungskreis in der Anode liegt, neigt bei kurzen Wellen leicht zur Selbsterregung. Die Ursache hierfür ist der hohe Scheinwiderstand im Anodenkreis und die dadurch bedingten großen Kapazitätsströme, welche über die Kapazität C_{ga} zum Gitter zurückfließen (s. S. 537). Die Schaltungen Abb. 534 und Abb. 535 sind in diesem Falle vorzuziehen.

F. Aufbau und Leitungsverlegung.

Hochfrequenzverstärker neigen leicht zum Pfeifen; man muß daher alles vermeiden, was zu Rückkopplungen Anlaß gibt. Die Pfeifneigung ist allgemein um so geringer, je kleiner die Scheinwiderstände der Übertrager sind [Gl. (35) und (39)]. Der Aufbau der Einzelteile, die von bester Beschaffenheit sein müssen, erfolgt am besten auf einem mit dünner Kupferfolie beschlagenen Grundbrett. Alles, was ausgedehnte elektromagnetische Felder erzeugen kann, in der Hauptsache sämtliche Spulen und Drehkondensatoren, werden in besonderen Metallgehäusen, die ebenfalls aus dünnem Kupferblech hergestellt sind, untergebracht. Dabei soll der Abstand der Spulen vom Gehäuse zur Vermeidung von Wirbelstromverlusten mindestens einige Zentimeter betragen. Die Übertrager- und Kondensatorengehäuse werden direkt auf das mit Blech beschlagene Grundbrett aufgebracht und mit der Erdklemme verbunden. Bei einem fertig geschalteten Hochfrequenzverstärker sollen außer den Röhrenfassungen, Heizwiderständen, Blockkondensatoren und Gitterableitungswiderständen nur noch die Verbindungen zwischen den Gehäusen zu sehen sein, welche die Spulen, Übertrager und Drehkondensatoren abschirmen. Die Verbindungen sollen aus blankem Kupferdraht hergestellt sein, wobei man die Einzelteile so anordnet, daß die Verbindungen möglichst kurz werden.

G. Wahl der Röhren und Betriebsspannungen.

Da es bei den Hochfrequenzverstärkern auf reine Spannungsverstärkung ankommt, verwendet man nur Röhren mit im Negativen liegender Charakteristik. Das Gitter muß unbedingt eine negative Vorspannung erhalten [Gl. (23)], da der Gitterstrom die Verstärkung wesentlich herabsetzt. Bei Widerstands- und Drosselverstärkern ist die äußere Anodenspannung gemäß Gl. (22) zu erhöhen. Das Gitter des Audions soll dagegen am positiven Pol der Heizbatterie (B) ansetzen (vgl. Abb. 532 und 533). Bei Hochfrequenzverstärkern legt man den Heizwiderstand gewöhnlich vor das negative Ende des Heizfadens, beim Audion dagegen vor das positive Ende.

Der innere Widerstand der Röhren soll möglichst klein sein; je kleiner desto besser. Dabei soll der Durchgriff im Interesse einer guten Verstärkung höchstens 15 bis 20% betragen. Dieses bedeutet, daß die Steilheit der Röhre sehr groß sein soll. Diese Forderung wird am besten durch Doppelgitterröhren in Raumladenetzschaltung (s. S. 257) erfüllt. In der Tat ist der Bau wirksamer Hochfrequenzverstärker für Wellen unterhalb 200 m nur mit Hilfe solcher Doppelgitterröhren möglich.

X. Telephone.

Bearbeitet von H. Carsten.

1. Theorie und allgemeine Eigenschaften des Telephons.

a) Die **Wirkungsweise** bei der Mehrzahl aller Telephonkonstruktionen beruht auf elektromagnetischer Anziehung einer dünnen Eisenplatte M (Abb. 537), Membran genannt, die als Schallquelle dient. Sie ist längs ihres Randes fest eingespannt und steht den Polschuhen P eines Stahlmagneten, durch einen kurzen Luftspalt getrennt, gegenüber.

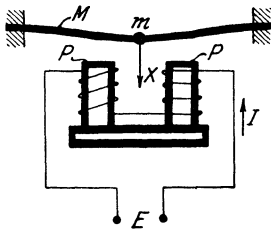


Abb. 537. Wirkungsweise des Telephons.

Infolge der Dauermagnetisierung, die in manchen Fällen auch durch Gleichstrom erzeugt wird, der den Wechselströmen in der Telephonwicklung W überlagert ist, ist die Membran nach den Polschuhen zu durchgebogen. Die in der Wicklung fließenden Wechselströme rufen Pulsationen des Dauermagnetismus und damit Schwingungen der Membran um die unter dem Einfluß der konstanten Anziehungskraft eingenommene

Ruhelage hervor, wodurch die Umsetzung der elektrischen in akustische Energie zustande kommt.

b) Die **mechanischen** und **elektrischen** Vorgänge im Telephon beschreiben die folgenden Gleichungen (in komplexer Form):

$$\begin{aligned} \dot{X} \left\{ r + j \left(\omega m - \frac{\alpha}{\omega} \right) \right\} &= \mathfrak{M} \cdot I, \\ I(R_0 + j\omega L_0) + \mathfrak{M} \dot{X} &= E, \end{aligned} \quad (1)$$

hierin bedeuten \dot{X} das Symbol für die Membrangeschwindigkeit, X ist die Membranauslenkung aus der Ruhelage, bezogen auf die Membranmitte, J das Symbol für den Strom, E für die Klemmenspannung, ω deren Kreisfrequenz, \mathfrak{M} eine komplexe Konstante, die elektromechanische Kopplungsgröße, r den Bewegungswiderstand der Membran, m ihre Äquivalentmasse, α die Federungszahl, R_0 den Verlustwiderstand und L_0 die Induktivität der Wicklung; die beiden letzteren Größen sind bezogen auf den Zustand Membran in Ruhe. Aus der Gl. (1) ergibt sich der Scheinwiderstand des Telephons:

$$\mathfrak{Z} = \frac{E}{I} = R_0 + j\omega L_0 + \mathfrak{Z}_b, \quad (2)$$

\mathfrak{Z}_b ist der Widerstandzuwachs infolge der Membranbewegung:

$$\mathfrak{Z}_b = \frac{\mathfrak{M}^2}{r^2 + \left(\omega m - \frac{\alpha}{\omega} \right)^2} \left[r - j \left(\omega m - \frac{\alpha}{\omega} \right) \right], \quad (3)$$

dessen Betrag im Resonanzfall $\omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha}{m}}$, Frequenz der angelegten Spannung gleich Eigenfrequenz der Membran, ein Maximum hat:

$$|\mathfrak{Z}_b|_{\max} = \frac{|\mathfrak{M}^2|}{r}.$$

Der Vektor von \mathfrak{Z}_b beschreibt bei variabler Frequenz einen Kreis, der in der Nähe der Resonanz sehr rasch durchlaufen wird; die Kreisgleichung lautet:

$$\left[\Re e(\mathfrak{Z}_b) - \frac{\Re \mathfrak{M}^2}{2r} \right]^2 + \Im m^2(\mathfrak{Z}_b) = \left(\frac{\Re \mathfrak{M}^2}{2r} \right)^2. \quad (4)$$

Infolge der im Eisenkörper mehr oder weniger vorhandenen Wirbelströme eilt die auf die Membran wirkende Kraft dem Strom um einen Winkel φ nach, so daß dann $\Re \mathfrak{M} = |\Re \mathfrak{M}| \cdot e^{-j\varphi}$ ist ¹⁾. Dementsprechend ist der Impedanzkreis um den Winkel -2φ gegen die reelle Achse gekippt (s. Abb. 538). φ ist ein Maß für die Wirbelstromverluste. Die Feststellung des Kreises kann experimentell durch Messung des Scheinwiderstandes in Abhängigkeit von der Frequenz erfolgen (Abb. 538) (z. B. mittels Brückenmethode). Der Durchmesser des Kreises, vom Koordinatenanfangspunkt aus gezogen, entspricht dem Widerstandzuwachs des Telefons bei Resonanz

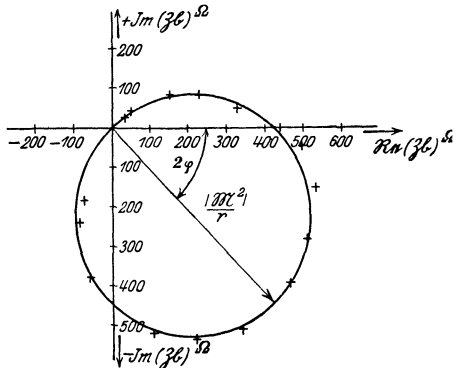


Abb. 538. Impedanzkreis des Telefons.

$\mathfrak{Z}_{b0} = \frac{|\Re \mathfrak{M}^2|}{r} \cdot e^{-2j\varphi}$. Ist ω_1 die Frequenz, bei der der Widerstand \mathfrak{Z}_b den

Winkel $-\left(\frac{\pi}{4} + \varphi\right)$ hat und ω_2 die Frequenz, bei der der Winkel $+\left(\frac{\pi}{4} - \varphi\right)$ ist, so erhält man für die Dämpfung der Membran

$$\frac{r}{2m} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}.$$

c) Die **Resonanzerscheinung** beim Telefon ist in der Literatur teils analytisch, teils graphisch behandelt. Die Aufnahme der Resonanzkurve (Scheinwiderstand in Abhängigkeit von der Frequenz) bei konstantem Strom ermöglicht die Aufstellung der Leistungsbilanz. Die aufgenommene Leistung N gliedert sich in die Kupferverluste, die Eisenverluste — Wirbelstrom- und Hystereseverluste — sowie die mechanisch-akustische Leistung ²⁾ (s. Abb. 539). Diese umfaßt die von der Membran verzehrte mechanische Leistung und die akustische Leistung, von der ein gewisser Teil als eigentlich nutzbare akustische Leistung auf das Ohr übergeht. Man unterscheidet zwischen dem mechanisch-elektrischen Wirkungsgrad des Telefons, das ist der Prozentsatz der zugeführten elektrischen Leistung, der in mechanische Form umgewandelt wird (an die Membran abgegebene Leistung) und dem akustisch-mechanischen

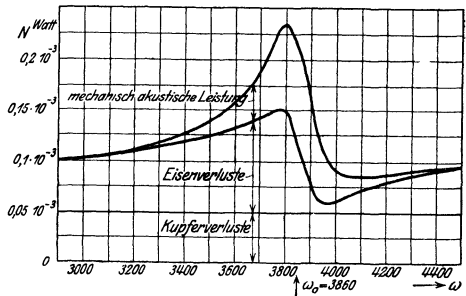


Abb. 539. Resonanzerscheinungen und Verluste des Telefons.

¹⁾ Kennelly u. Nukiyaama: Proc. of A. I. E. E. 38, S. 491. 1919. — Carsten, H.: Phys. Zeitschr. 23, S. 393. 1922.

²⁾ Über die Trennung der einzelnen Teilleistungen, insbesondere der Wirbelstrom- und Hystereseverluste s. H. Carsten: Phys. Zeitschr. 22, S. 501. 1921.

Wirkungsgrad, der durch das Verhältnis von nutzbarer akustischer Leistung zu mechanischer Leistung bestimmt ist. Das Produkt beider ist der totale Wirkungsgrad des Telephons¹⁾. Der Wirkungsgrad wird meist für die Resonanzfrequenz definiert; er liegt bei den gewöhnlichen Telephonen in der Größenordnung 10^{-2} . — Bei Sprachtelefonen bewirkt die Eigenschwingung der Membran eine unter Umständen unangenehme Verzerrung; man sucht daher die Resonanzkurve entweder zu dämpfen oder legt die Resonanz absichtlich hoch, damit die höheren, für die Sprachverständigung gleichfalls wichtigen Frequenzen (>1000 Hz) besser wiedergegeben werden. Für den Empfang von Wechselströmen einer bestimmten Frequenz erzielt man durch Abstimmung erhöhte Empfindlichkeit (Resonanz-Telephon).

d) Die **experimentellen Untersuchungsmethoden**²⁾ sind verschieden, je nachdem es sich um ein Tontelephon oder ein Sprachtelefon handelt. Im ersteren Fall legt man mehr Gewicht auf die Feststellung der Resonanzeigenschaften: Wirkungsgrad und Dämpfung³⁾. Bei Sprachtelefonen ist dagegen die Bestimmung der mittleren Empfindlichkeit im Bereich der wichtigsten Sprachfrequenzen ($f=300$ bis etwa 3000 Hertz) maßgebend. Als Maß hierfür benutzt man die zur Erzielung einer bestimmten Lautstärke dem Telephon vorzuschaltende künstliche Dämpfung. Ist z. B. N_1 und N_2 bei zwei verschiedenen Telephonen die auf die gleiche Schalleistung bezogene elektrische Leistungsaufnahme bei Anpassung, so ist der Lautstärkenunterschied im Dämpfungsmaß gegeben durch

$$\Delta b = \ln \sqrt{\frac{N_2}{N_1}}$$
 Die Bestimmung von Δb kann entweder rein subjektiv durch Abgleich der Lautstärke mittels vorgeschaltetem Dämpfungsgliedes oder durch Messung der elektrischen und der relativen akustischen Leistung erfolgen⁴⁾.

e) **Empfindlichkeit des Telephons.** Ein wahrnehmbarer Ton entsteht bereits bei einer Leistungsaufnahme von 10^{-10} Watt⁵⁾. Für die Empfindlichkeit maßgebend ist, abgesehen von den Resonanzverhältnissen, das Produkt aus Dauer- und Wechselinduktion im Luftspalt zwischen Polschuh und Membran, dem die elektromechanische Kopplungsgröße \mathfrak{M} proportional ist. Wegen der Abnahme der Wechselinduktion mit zunehmender Dauermagnetisierung (Sättigung) erreicht \mathfrak{M} für eine bestimmte Magnetisierung einen Maximalwert, dessen Größe von den magnetischen Eigenschaften des Polschuh- bzw. Membranmaterials abhängt und dem Produkt aus Anfangspermeabilität und maximaler Magnetisierung proportional ist⁶⁾.

f) Als **Material** für Polschuhe verwendet man u. a. geglühtes Holzkohlen-eisen; zur Verringerung der Wirbelströme sind die Polschuhe geschlitzt oder auch lamelliert⁷⁾, man nimmt dann als Material hochlegiertes Dynamoblech, 0,25 bis 0,35 mm stark. Zwecks guten magnetischen Schlusses für den Wechselfluß benutzt G. Seibt einen magnetischen Nebenschluß⁸⁾. Für die Membran verwendet man zweckmäßig hochlegiertes Dynamoblech bis zu 4% Si-Gehalt von 0,2 bis 0,3 mm Stärke. Der Hauptvorteil des Si-Blechtes beruht auf dem geringen elektrischen Leitvermögen, hierdurch Herabsetzung der Wirbelstromverluste. Als Material für den Dauermagneten wird Chromstahl, seltener Wolframstahl verwendet. Prüfung der Anziehungskraft durch Gewichtsbelastung.

¹⁾ Über eine Methode zu ihrer Messung s. W. Hahnemann u. H. Hecht: Ann. d. Phys. 70, S. 283. 1923.

²⁾ S. auch S. 704 ff.

³⁾ Meßverfahren hierfür sind ausgebildet von der Signalgesellschaft Kiel; s. Veröffentl. von W. Hahnemann u. H. Hecht: Phys. Zeitschr. und Ann. d. Phys. seit 1918.

⁴⁾ Gerlach, E.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern 1923, Heft 1, 3, S. 139. — Carsten, H.: ETZ 44, S. 257. 1923.

⁵⁾ Nesper, E.: Handb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. II, S. 237. Berlin: Springer 1921.

⁶⁾ Ganz: Arch. f. Elektrotechn. 2, S. 125. 1913.

⁷⁾ Wagner, K. W.: ETZ 32, S. 80. 1911.

⁸⁾ Seibt, G.: ETZ 43, S. 269. 1922.

g) Anpassung. Zur Erzielung maximaler Empfangsleistung ist es notwendig, den Scheinwiderstand des Telephons dem Widerstand der Stromquelle (Detektor, Verstärkerrohr, Übertrager) anzupassen. In Radio-Empfangskreisen handelt es sich meist um Stromquellen mit hohem inneren Widerstand (Detektor, Verstärkerrohr), weshalb dann Telephone mit hohem Scheinwiderstand verwendet werden. Zweckmäßig ist es, in manchen Fällen die Anpassung durch einen Übertrager mit niedrigem Ausgangsscheinwiderstand vorzunehmen, so daß dann ein niedrigohmiges Telephone benutzt werden kann, das wegen besserer Ausnutzung des Wickelraumes relativ empfindlicher ist als ein hochohmiges.

2. Ausführungsformen für Telephone.

An Ausführungsformen unterscheidet man zwischen Stieltelefonen und Kopftelephonen. Letztere werden hauptsächlich in der Funktechnik verwendet. Die Befestigung am Kopf erfolgt mittels Stahlbügels; Ausführung sowohl als Einfach- wie als Doppelkopftelephon gebräuchlich (s. Abb. 540, 541) und umstehende Tabelle. Als Beispiel für ein Schwerhörigentelephon: das Gehörgangstelephon von S. & H. (s. Abb. 542) wird direkt in den Gehörgang eingeführt.



Abb. 540. Doppelkopffernhörer.

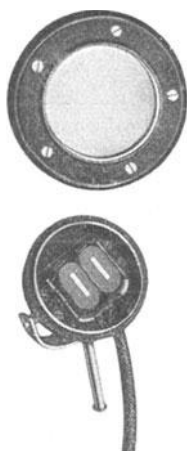


Abb. 541. Kopffernhörer
(geöffnet).

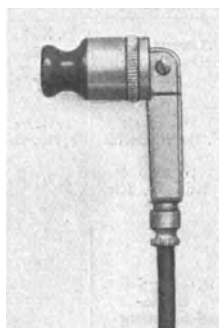


Abb. 542. Gehörgangstelephon von S. & H.

Für die Konstruktion der Haltevorrichtung ist maßgebend: geringes Gewicht, bequemer Sitz und gutes Anliegen des Hörers an die Ohrmuschel. Für die Konstruktion des Telephons zwingt die Gewichtsersparnis zur Durchbildung einfacher Typen von geringem Ausmaß, Verwendung von Aluminium für die Hörerkapsel, möglichste Vermeidung besonderer Einstellvorrichtungen für den Abstand zwischen Membran und Polschuhen. — Der günstigste Abstand zwischen Membran und Polschuhen wird vielfach durch einen geeigneten Distanzring gesichert, nur bei Spezialhörern die Möglichkeit einer kontinuierlichen Abstandsänderung vorgesehen. (Telephon der Reichspost, Ohrtelephon von S. & H.)

Von einer Anzahl marktgängiger Fernhörertypen, ihren wichtigsten Eigenschaften sowie den Herstellungsfirmen ist in Tabelle 70, S. 546, eine Übersicht gegeben.

3. Kondensatortelephon.

Die Wirkungsweise beruht auf der elektrostatischen Anziehung zweier geladener, durch ein Dielektrikum voneinander getrennter Metallbelegungen und ist analog dem Vorgang beim elektromagnetischen Telephone. Der Magnetisierung entspricht beim Kondensatortelephon eine Ruhevorspannung (polarisierende Spannung). Die überlagerten Wechselfspannungen bewirken entsprechende Pulsationen der Anziehungskraft, so daß Schwingungen der Metallbelegungen

Tabelle 70.
Übersicht über einige gebräuchliche Fernhörrtypen
(nach Angaben der Herstellungsfirmen).

Herstellungsfirma	Typenbezeichnung	Gleichstromwiderstand Ω	Windungszahl	Drahtdurchmesser mm	Selbstinduktion H	Scheinwiderstand Ω	Gemessen bei f Hertz	Besondere Kennzeichen
W. A. Birgfeld, Telephon- u. Telegraphenbau A.-G., Berlin	L_a	2000	6000	0,047	—	—	—	—
	L_m	4000	8000	0,04	—	—	—	—
Deutsche Telephon- u. Kabelindustrie A.-G., Berlin	A	2000	4300	0,06	1,76	12 420	1000	Amerikanischer Kopfbügel, 2 Fernhörer in Serienschaltung. Gewicht 315 g
Feinbau-Maschinen A.-G., Apparatebau für „Vox-Maschinen A.-G.“, Berlin	K_5	2×2000	2×6000	0,05	—	—	—	Doppelkopfhörer. Durch besondere Konstruktion wird Verdrehen der Schnur verhindert. Gewicht 170 g
C. Lorenz A.-G., Berlin-Tempelhof	D. K. T. 122	2000	2×6000	0,05	1,24	6 525	800	Ringpol
	D. K. T. 125	4000	2×7200	0,05	2,30	12 200	800	Normale Ausführung; zweipolig
Dr. Erich F. Huth, Berlin	T. H. 29	4000	2400	0,05	1,0	5 500	800	—
	T. H. 29b	3000	3000	0,05	1,44	7 800	800	—
Neufeld & Kuhnke, Kiel	K. T. 5	2×2000	2×7000	0,05	$2 \times 1,36$	2×7400	810	—
Dr. Georg Seibt, Berlin-Schöneberg	—	250	3000	0,07 Lackdraht	0,3	1 900	1000	Bei allen Fernhörern Polschuhe aus hochlegiertem Eisenblech, mit magnetischem Nebenschluß Vorwiegend für Doppelkopfhörer verwendet
	—	1000	6000	0,07 Lackdraht	1,36	8 600	1000	
	—	1500	7000	0,065 Lackdraht	2,10	13 300	1000	
	—	2000	8700	0,06 Lackdraht	2,8	17 700	1000	
	—	4000	12000	0,05 Lackdraht	5,8	36 600	1000	
Siemens & Halske A.-G., Siemensstadt (Berlin)	R. F. H. 2	2×2000	2×7600	0,05	0,39	4 000	1000	Doppelkopfhörer
Zwietusch & Co., Berlin-Charlottenburg	5047	2×2300	6500	0,05	$2 \times 2,1$	11 000	800	Ringpol, Doppelkopfhörer
Signal-Gesellschaft m. b. H., Kiel	—	400	3000	0,05	0,22	1 200	800	Monotelephon

(Membran) einsetzen und die Abgabe von Schallenergie erfolgt. Die Empfindlichkeit des Kondensator-telephons ist etwa ebenso groß wie die des elektromagnetischen Telephons¹⁾. Im Gegensatz zu diesem werden höhere Frequenzen besser wiedergegeben als niedrigere, da der Widerstand bei wachsender Frequenz abnimmt. Anwendungsgebiet: Prüfung der Sprache von Telephoniesendern; das Kondensator-telephon wird unmittelbar von den modulierten Hochfrequenzströmen durchflossen [Kondensator-telephon von Reisz²⁾].

¹⁾ Ort, K., u. J. Rieger: Arch. f. Elektrotechn. I, S. 192. 1912. — Meißner, W.: Zeitschr. f. Phys. 2, S. 111. 1920.

²⁾ Vgl. S. 552.

4. Thermophon.

Im Thermophon erfolgt die Umwandlung elektrischer Energie in akustische durch Ausnutzung der von einem wechselstromdurchflossenen Leiter (Metallfolie, Haardraht) ausgestrahlten Wärme zur Erzeugung von Druckschwankungen (Schall) in dem, den Leiter umgebenden gasförmigen Medium.

Theoretische Grundlagen¹⁾. Ein Gleichstrom I_0 und ein überlagerter Wechselstrom $I' \sin \omega t$ erzeugen z. B. in einem Heizdraht vom Widerstande R die Wärmemenge

$$Q = 0,2388 R (I_0 + I' \sin \omega t)^2 \approx 0,2388 R \left(I_0^2 + \frac{I'^2}{2} \right) + 0,4776 R I_0 I' \sin \omega t,$$

wenn $I_0 \gg I'$.

$$\text{Ferner ist} \quad Q = 2 \pi r l \alpha T + \pi r^2 l c \frac{dT}{dt},$$

wobei r = Radius des Heizfadens, l = Länge des Heizfadens, α = Wärmeübergangszahl, c = spezifische Wärme, T = Temperatur bedeutet.

Die mittlere Temperatur T_0 gegenüber der Umgebung ergibt sich aus:

$$0,2388 R \left(I_0^2 + \frac{I'^2}{2} \right) = 2 \pi r l \alpha T_0,$$

womit:

$$0,4776 R I_0 I' \sin \omega t = 2 \pi r l \alpha (T - T_0) + \pi r^2 l c \frac{dT}{dt}.$$

Hiernach wird die periodische Temperaturschwankung des Drahtes:

$$T - T_0 = \frac{0,4776 I_0 I'}{\pi r l \sqrt{4 \alpha^2 + r^2 c^2 \omega^2}} \cdot \sin \left(\omega t - \arctg \frac{r c \omega}{2 \alpha} \right);$$

sie wächst u. a. mit der Stärke des Gleichstromes; die Wärmekapazität des Heizdrahtes wirkt drosselnd (analog Induktivität und Masse).

Infolge der periodischen Temperaturänderung des Heizelementes $T = T_0 + T_1 e^{j \omega t}$ wird eine (bei akustischen Frequenzen stark gedämpfte) Temperaturwelle in das umgebende Medium ausgestrahlt, für dessen Zustandsfunktionen: Temperatur u , Druck p , Dichte ϱ sich die Ansätze:

$$u = u_0 + u_1 e^{j \omega t},$$

$$p = p_0 + p_1 e^{j \omega t},$$

$$\varrho = \varrho_0 + \varrho_1 e^{j \omega t}$$

ergeben. Aus der Differentialgleichung für Wärmeleitung in idealen Gasen:

$$\varrho c_p \frac{\partial u}{\partial t} - A \frac{\partial p}{\partial t} = -\lambda \Delta u$$

(λ = Wärmeleitzahl, A = mech. Wärmeäquivalent) läßt sich, unter Beachtung der durch die Heizfadentemperatur gegebenen Grenzbedingungen, die Amplitude P der Druckschwankungen in dem das Heizelement einschließenden Raum und hiernach die Schallintensität

$$S = \frac{P^2}{2 \varrho_0 \cdot v_s}$$

(v_s = Schallgeschwindigkeit) berechnen.

Da das akustische Verhalten des Thermophons fast streng aus den geometrischen Abmessungen und mechanischen Eigenschaften bestimmt werden kann, wenn Gleichstrom, überlagerter Wechselstrom und dessen Frequenz durch Messung bekannt sind, eignet es sich vorzugsweise als Präzisionsschallquelle zur Bestimmung der Empfindlichkeit von Telephonen und Mikrophonen²⁾. Praktische Verwendung als Schallgeber hat das Thermophon wegen seiner geringen Empfindlichkeit nur vereinzelt gefunden³⁾. Wegen Resonanzfreiheit zeichnet es sich durch reine Klangwiedergabe aus.

¹⁾ Arnold, H. D., u. I. B. Crandall: Phys. Rev. X, S. 22. 1917. — Wente, E. C.: Phys. Rev. XIX, S. 333. 1922. — Trendelenburg, F.: Wiss. Veröff. a. d. Siemenskonzern III¹, S. 219. 1922.

²⁾ S. a. S. 705.

³⁾ Zusammenstellung von Patentanmeldungen: Zeitschr. f. Fernmeldetechnik 3, S. 106 ff. 1922.

XI. Lautsprecher.

Bearbeitet von E. Gerlach.

I. Physiologisches.

A. Frequenzbereiche.

Der Hörbarkeitsbereich geht von etwa 20 bis etwa 20 000 Hertz, für den „idealen“ Lautsprecher würden indessen 40 bis 10 000 Hertz genügen. Unter etwa 40 Hertz hört man bei den für musikalische Zwecke erzeugten Tönen praktisch nur die Obertöne. In der Gegend von 10 000 Hertz und darüber werden die Töne praktisch stets durch die tieferen, subjektiv viel lautstärkeren des Klanggemisches verdeckt.

Das breiteste Frequenzband ist erforderlich, wenn man beliebige Geräusche naturgetreu übertragen will, Händeklatschen, Geräusch von Schriften, Knistern von Papier usw. Ein kleinerer Frequenzbereich (etwa 100 bis 4000 Hertz) reicht aus sowohl für gute Musikwiedergabe als auch für gute Sprachwiedergabe. Soll die Sprache lediglich noch verständlich sein, so genügen die Schwingungen von 500 bis 1500 Hertz.

B. Lautstärkenempfindlichkeit des Ohres.

a) Absolute Empfindlichkeit.

Für die Töne von etwa 3000 Hertz ist das Ohr am empfindlichsten. Es genügen hier etwa 10^{-16} Watt akustischer Leistung (auf den Gehörgang übertragen), um eine eben merkliche Tonempfindung hervorzurufen. Die Amplitude der Luftdruckschwankung am Ohr ist dabei etwa $5 \cdot 10^{-4}$ Dyn pro Quadratcentimeter. Der Eindruck eines kräftigen (jedoch noch nicht unangenehm lauten) Tones wird hervorgerufen durch eine Amplitude von etwa 0,1 Dyn pro Quadratcentimeter.

b) Relative Empfindlichkeit.

Um einen Ton von bestimmter Lautstärke eben merklich lauter zu machen, müssen die Amplituden um 10 bis 30% vergrößert werden. Soll Sprache oder Musik, deren Schallstärke dauernd raschen und großen Schwankungen unterliegt, eben merklich verstärkt werden, so wird man wohl mindestens 25% größerer Amplituden aufwenden müssen, d. h. etwa 50% mehr Energie.

Diese Unempfindlichkeit des Ohres gegen Lautstärkenunterschiede befähigt es andererseits, einen so außerordentlich großen Schallstärkenbereich, wie er tatsächlich vom Ohr beherrscht wird, gut aufzunehmen.

Die praktischen Folgerungen hieraus für den Bau und die Beurteilung von Lautsprechern sind:

Abweichungen der Frequenzkurve des Lautsprechers vom Sollwert um 100% und mehr spielen nur bei wirklich hochgestellten Anforderungen eine Rolle. Erhöhung der Leistung z. B. durch Verwendung zweier Endrohre statt eines oder durch Halbieren des Konstruktionsgewichtes (unter sonst gleichen Umständen) bringt nur unverhältnismäßig wenig Gewinn. Umgekehrt: vermindert man die Leistung durch Verwendung eines kleineren Rohres durch geringere Anodenspannung usw., so sinkt die Lautstärke scheinbar nicht so rasch, wie man zunächst erwarten könnte.

Eingehende Betrachtungen mit Literaturangaben über Bestimmung der Tonhöhe und der Lautstärke, über die absolute und Unterschiedempfindlichkeit des Ohres, die obere und untere Grenze der Hörbarkeit, Theorie des Gehörs und andere Arbeiten über Sprache und Gehör sind von H. Fletscher¹⁾ zusammengestellt worden.

¹⁾ Fletscher, H.: Bell Syst. Techn. Journ. 2, S. 178 bis 180. 1923.

2. Die verschiedenen Ausführungsformen.

A. Ausbildung der Schwingungserregersysteme.

a) Elektromagnetische Systeme.

Die elektromagnetischen Systeme werden nach dem Prinzip des gewöhnlichen Kopfhörers ausgeführt, wobei der magnetisierte Anker gleichzeitig die Membran des Lautsprechers bildet, oder nach Art der verschiedenen polarisierten Relais oder polarisierten Wecker (z. B. doppelseitig arbeitendes polarisiertes Creedrelais, s. S. 168). Auch einseitig befestigte, vor den Magnetpolen schwingende Zungen geben gute Resultate.

Die Vorteile der Elektromagnetsysteme sind: Leichtigkeit, auch Einfachheit und Billigkeit; ferner liefern sie schon bei kleinen Permanentmagneten ansehnliche Kraftamplituden

Nachteile: Mit der Frequenz im allgemeinen ansteigender hoher Blindwiderstand, der nur für einen engeren Frequenzbereich gute elektrische Anpassung ermöglicht. Wegen der klein zu haltenden Luftspalte sind nur kleine Amplituden möglich; ebenso auch weil zur guten Stabilisierung des Ankers im Magnetfelde große elastische Direktionskräfte nötig sind, die bei tiefen Frequenzen die Größe der Ausbiegung begrenzen. Die Wiedergabe ganz tiefer Töne stößt hierdurch unter Umständen auf Schwierigkeiten. Für die Wiedergabe ganz hoher Töne, wobei die Massenträgheit wesentlich die Amplituden begrenzt, ist das hohe spezifische Gewicht des Eisens ein gewisser Nachteil, ferner das rasche Anwachsen der Wirbelstrom- und Hysteresisverluste. Die Kraft zwischen Pol und Anker ist:

$$K = \frac{F \cdot B^2}{8 \cdot \pi \cdot 981} \text{ Gramm,}$$

wenn F die Polfläche und B die Induktion bedeuten.

Die praktischen Ausführungen der elektromagnetischen Systeme nach Art des Kopfhörers unterscheiden sich von diesem nur durch etwas kräftigere Ausführung und bequemere Einstellbarkeit des Luftspaltes. (Siliziumeisenmembran und lamellierte Polkerne meist vorhanden.) Ein guter Kopfhörer mit aufgesetztem Trichter (Telefunken-, „Tonführung“) ergibt einen Lautsprecher normaler Güte und Lautstärke. Besonderer Nachteil des Kopfhörertyps: Trichter unvermeidlich, die Eigentöne von Membran und Trichter sehr merklich, ganz tiefe Töne sind nicht darstellbar. (Begründung s. oben.) Es sind zahllose Ausführungen dieser Art im Handel¹⁾. Über Beurteilung der Güte von Lautsprechern s. auch S. 560.

Lautsprecher nach dem Relaisstyp sind theoretisch dem Kopfhörertyp überlegen, weil man die Konstanten von Magnetsystem und Membran unabhängig voneinander wählen kann. Die Relais läßt man oft unter Zwischenschaltung von Hebelübersetzungen entweder auf große Flächen wirken oder auf kleine Bakelitleinwandmembranen usw. (oder auch Glimmer wie beim Gramophon) mit aufgesetztem Trichter.

Das Creedrelais (Abb. 543), wie es die Western El. Co. in Verbindung mit normalen Trichtern oder mit großen Papierkegeln verwendet, bietet eine Reihe von Vorteilen, die im folgenden aufgezählt werden sollen:

Der Kraftfluß des gut geschlossenen Permanentmagneten NS magnetisiert das um den Drehpunkt D bewegliche, aus Weicheisen bestehende Ankerstäbchen a nur an den Spitzen (Quermagnetisierung). Die von den Wechselströmen durchflossene Spule W erzeugt unter möglichst geringer Streuung den Wechselkraftfluß

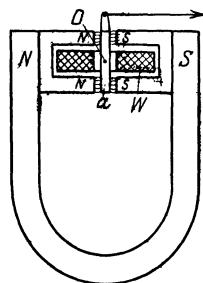


Abb. 543. Creedrelais für Lautsprecher.

¹⁾ Ausführliche Beschreibung dieser Typen s. E. Nesper: Lautsprecher. Berlin: Springer 1925.

unmittelbar in dem beweglichen Ankerstäbchen a (Längsmagnetisierung). Der Wechselkraftfluß ist durch die Polschuhe am Weicheisen ebenfalls gut geschlossen. Alle vier Luftspalte arbeiten voll ausgenutzt, durch ihre symmetrische Anordnung wird eine Verzerrung vermieden, die bei nur einem Luftspalt stets vorhanden ist, weil die Zugkraft proportional mit dem Quadrat der magnetischen Induktion im Luftspalt wächst. Das Ankerstäbchen besitzt ferner keine größere Masse, als zur Unterbringung der Angriffsflächen für die Zugkraft (im Luftspalt) und zur Aufbringung der nötigen Amperewindungen für den Wechselfluß im Minimum erforderlich ist. Auch die Drehbewegung des Ankerstäbchens wirkt in bezug auf die wirksame Masse günstiger als eine Translationsbewegung. (Die Drehbewegung ist in Anbetracht der in Frage kommenden kleinen Amplituden für die Übertragung auf die Membran einer Parallelverschiebung gleichwertig.)

Zu beachten ist, daß bei den elektromagnetischen Systemen die Eigenschwingung des Ankers durch die den elastischen Richtkräften entgegenwirkenden Kräfte des Ruhemagnetismus unter Umständen stark herabgesetzt wird.

b) Elektrodynamische Systeme.

Schon von Werner von Siemens ist die Form der runden Stromspule, die in den ringförmigen Luftspalt eines Topfmagneten taucht, angegeben. Man kann aber auch gerade, einfache Leiter in entsprechenden Magnetspalten verwenden, wobei durch Transformatoren auf den kleinen Widerstand des Leiters angepaßt wird.

Die Vorteile dieser Art Schallerzeuger sind: Durch Verwendung von Aluminium usw. als Leiter sind kleine Konstruktionsgewichte möglich (günstig besonders für hohe Töne). Auch bei großen Amplituden wird (im Gegensatz zu den elektromagnetischen Systemen) die Kraft sehr gut proportional dem Strom sein. Das schwingende System braucht nicht im Felde durch Federkräfte stabilisiert zu werden, es ist im stromfreien Zustand auch kräftefrei und kann für sich fast im indifferenten Gleichgewicht sein, d. h. eine tiefe Eigenschwingung bekommen (keine Amplitudenbegrenzung bei tiefen Tönen durch Direktionskräfte).

Nachteile: Es ist meistens der Mehraufwand eines Transformators nötig, da man die schwingenden Stromspulen schwer hochohmig herstellen kann (Einleitersysteme von vornherein nicht). Selbst große Permanentmagnete geben Felder, die für diese Zwecke meist zu schwach sind. Man muß dann Elektromagnete verwenden, die für den Zimmerlautsprecher einen erheblicher Nachteile bedeuten. Für Großlautsprecher spielen die erwähnten Nachteile kaum eine Rolle.

Die Kraft, die ein Leiter von der Länge l cm in dem Feld von \mathfrak{H} Gauß durch den Strom i Amp erfährt, ist:

$$K = \mathfrak{H} \cdot \frac{i}{10} \cdot l \cdot \frac{1}{981} \text{ Gramm.}$$

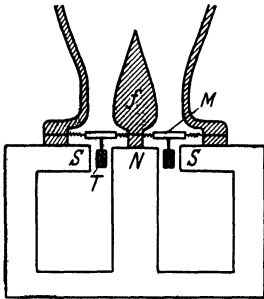


Abb. 544. Marconi-Großlautsprecher.

Für die praktische Ausführung eines elektrodynamischen Lautsprechers mit Tauchspule ist als Beispiel der Marconi-Großlautsprecher in Abb. 544 schematisch dargestellt. In dem ringförmigen Luftspalt des Topfmagneten NS (25 Watt Erregerleistung, 9000 Gauß) bewegt sich die Tauchspule T, die vom Sprechstrom durchflossen wird. Die Bewegung wird auf die ringförmige Membran M übertragen, die an dem inneren und äußeren Umfang federnd durch nachgiebige Membranteile gehalten wird. (Systemeigenschwingung etwa 200 Hertz.) Die Ringmembran hat an sich den Vorteil, daß man die Membranfläche vergrößern kann, ohne daß die Partialschwingungen der Membran stören können, da man die Ringbreite (Differenz von Innen- und Außenradius), die hierfür maßgebend ist, bei der Flächenvergrößerung nicht mit zu vergrößern braucht. Das Trichter-

füllstück p leitet vom Ringquerschnitt allmählich über in den normalen kreisförmigen Trichterquerschnitt.

Der seit langem bekannte Magnavoxlautsprecher ist im Prinzip ebenso gebaut, nur mit einfacher Membran, d. h. ohne die ringförmige Membran und ohne die Membranversteifung an der Angriffsstelle der Tauchspule.

Von den Systemen mit geradlinigem Einfachleiter in einem langgestreckten Magnet-Luftspalt ist der Siemensbandlautsprecher zu nennen, dessen Prinzip aus Abb. 545 hervorgeht. Zwischen den Polen des sehr kräftigen Elektromagneten NS befindet sich die dünne, wellblechartige Aluminiummembran A (Stärke $\frac{1}{100}$ mm), der über die Klemmen b und c die transformierten Sprechströme zugeführt werden. Infolge des geringen Gewichts der Membran werden auch die allerhöchsten Frequenzen noch gut wiedergegeben.

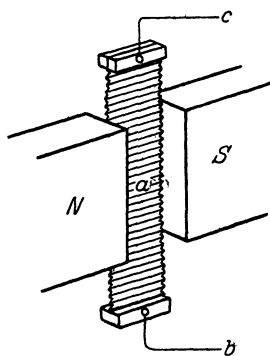


Abb. 545. Prinzip des Bandlautsprechers von S. & H.

Der Siemensblatthaller¹⁾ realisiert die bekannte Rayleighsche Kolbenmembran in einer starren Wand. In Abb. 546 bedeutet m die quadratische Membran (etwa 400 qcm Fläche, 0,5 mm starkes Pertinax), nachgiebig gelagert mit Hilfe der Sammetpackung p . Der Kraftlinienweg des kräftigen Elektromagneten mit den von der Erregerwicklung umschlossenen Polen NS ist durch 8 Luftspalte unterteilt, in denen sich die hintereinandergeschalteten 8 Kupferleiter, die mit der Membran m starr verbunden sind, bewegen.

In der neuesten Ausführung wird beim Blatthaller Aluminiumblech als Membran verwendet, das zur Erhöhung der Festigkeit wellblechartig ausgebildet ist.

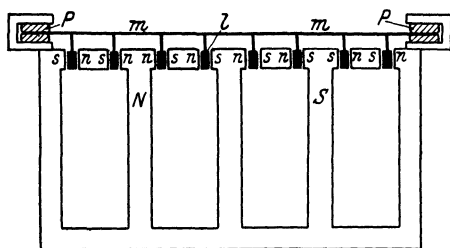


Abb. 546. Blatthaller.

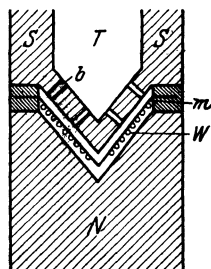


Abb. 547. Pathé-Lautsprecher.

In der Ausführung als Riesenblatthaller erreicht die Membran eine Größe von etwa $\frac{1}{4}$ qm, die bereits für die mittleren Frequenzen als groß anzusehen ist, so daß sich infolge des Aussendens von Planwellen normal zur Membranebene eine starke Richtwirkung für mittlere und hohe Töne ergibt, die man gegebenenfalls ausnützen oder durch Reflektoren wieder rückgängig machen kann²⁾.

Abb. 547 deutet schematisch die Konstruktion des Pathé-Lautsprechers an, bei dem eine noch engere Verbindung des Erregersystems mit einer Membran erreicht wird. Auf der kegelförmigen Seidenmembran m liegt die spiralförmige Wicklung W . Die Kegelmembran oszilliert in der Achsenrichtung des Kegels, die elektrodynamischen Kräfte an den Leitern wirken nur mit einer Komponente in dieser Richtung. Der Schall tritt durch Öffnungen b in den Trichteransatz T .

¹⁾ Riegger, H.: Zur Theorie des Lautsprechers. Wiss. Veröffentl. a. d. Siemens-Konzern 3, Heft 2, S. 67. 1924.

²⁾ Backhaus, H., u. F. Trendelenburg: Über die Richtwirkung von Kolbenmembranen. Zeitschr. f. techn. Phys. 7, S. 630. 1926.

c) Elektrostatische Systeme.

Die elektrostatische Anziehung zwischen 2 Kondensatorplatten unter dem Einfluß der angelegten Sprechstromspannung plus Gleichstromvorspannung bringt, falls eine der beiden Platten leicht beweglich ist, diese zum Tönen [2 perforierte feste Platten mit der beweglichen in der Mitte sind noch zweckmäßiger¹⁾]. Die bewegliche Platte ist elektrostatich stets im labilen Gleichgewicht und muß durch mechanische Richtkräfte in einer bestimmten Lage gehalten werden, z. B. wie eine Telephonmembran durch ihre eigene Steifigkeit. Auch durch trommelfellartige radiale Spannung der Membran oder durch elastische schalldurchlässige Stoffeinlagen zwischen den Platten läßt sich die gewünschte Lage festlegen.

Die Vorteile der elektrostatichen Systeme sind: Die Membran (bewegliche Elektrode) kann sehr groß und trotzdem sehr leicht ausgeführt sein (Aluminiumfolie, Blattgold usw.), da sie keinen starken Strömen und keinen großen Drucken pro Quadratcentimeter ausgesetzt wird. Der ganze Apparat kann unter Umständen leicht und billig gebaut werden.

Nachteile: Um nennenswerte Kräfte zu bekommen, sind höhere Spannungen erforderlich. Glimmerscheinungen zerstören leicht die Isolation. Infolge der hohen Kapazität nimmt der Apparat, namentlich bei den hohen Frequenzen, bedeutende Blindleistungen auf (kapazitiver Kurzschluß für hohe Frequenzen). Die Richtkräfte können in der Regel im Verhältnis zu der leichten Membran nicht klein genug gemacht werden, so daß die Ausbildung der tiefen Töne behindert ist.

Zwei Kondensatorplatten von F qcm Fläche, mit d cm Abstand, an die Spannung E Volt gelegt, ziehen sich in Luft an mit der Kraft

$$K = \frac{F \cdot E^2}{8\pi \cdot d^2 \cdot 981 \cdot 90000} \text{ Gramm.}$$

Eine praktische Ausführung eines elektrostatichen Lautsprechers ist bekannt geworden durch das Statophon²⁾ der Tri-Ergon Sprechfilm-Ges. Die große Membranfläche wird durch Stege in viele verschieden große und verschieden geformte Abschnitte zerlegt, um ein Bevorzugen einer bestimmten Eigenschwingung zu verhüten.

Eine andere Ausführung liegt im Reisz-Lautsprecher vor, bei dem die feste Elektrode aus perforiertem Blech und die isolierende elastische Zwischenlage aus Gummi besteht, während die bewegliche Belegung durch eine auf die Gummi-außenseite aufgebraachte Kohlepulverschicht gebildet wird.

d) Besondere Systeme.

α) Johnson-Rahbeck-Lautsprecher. Einen besonderen Fall eines elektrostatichen Lautsprechers bildet der Motorlautsprecher der Fa. Huth³⁾. Die Johnson-Rahbecksche Anordnung (s. S. 152) eines Metallbelages auf einer durch Motorkraft gedrehten Halbleiterwalze, die bei veränderlicher elektrischer Spannung zwischen Walze und Belag veränderliche, aber von vornherein sehr bedeutende Kräfte (Klebekräfte) liefert, wird benutzt, indem die Klebekräfte auf eine Membran oder auf Resonanzkörper übertragen werden. Der Apparat stellt ein wirksames Relais dar; die angelegten Sprechstromspannungen steuern lediglich, die Arbeit leistet der Motor.

β) Sprechende Bogenlampe. Dem Gleichstrom einer Bogenlampe überlagert man den Sprechstrom. Die Anordnung ist für die Sprachfrequenzen zwar annähernd „träghheitslos“, aber unökonomisch und unhandlich, feuergefährlich und für verschiedene Tonhöhen sehr verschieden empfindlich.

γ) Sprechende Flammen. Man hat versucht, Flammen zum Tönen zu bringen unter Verwendung von verschiedenartigen, in die Flamme eingeführten Elektroden, z. B. Siebe, Platten, Ringe usw. mit oder ohne Oxydbelag. Diese Versuche erscheinen bislang ungewöhnlich aussichtslos.

¹⁾ Lichte, H.: ENT 3, S. 320. 1926.

²⁾ Engl, J.: ETZ Funksonderheft 1924, S. 11.

³⁾ Rottgardt, K.: Zeitschr. f. techn. Phys. 2, S. 315. 1921.

δ) Thermophone. Sehr dünne Drähte (Wollaston-Verfahren) werden vom Sprachstrom plus einem Ruhestrom durchflossen. Die Wärmeschwankungen der Drähtchen teilen sich der Luft mit, die sich dabei zusammenzieht und ausdehnt und somit in Schallschwingungen gerät (vgl. S. 547).

Die Thermophone sind für Meß- und Eichzwecke geeignet, da man ihre Wirkung berechnen kann; als Lautsprecher ist ihr Wirkungsgrad zu klein.

ε) Piezoelektrische Kristalle. Piezoelektrische Kristalle geraten bei angelegter Wechselspannung in Schwingungen (vgl. S. 620). Es dürfte schwierig sein, die tieferen Töne mit einiger Lautstärke zu erzeugen, da das Gefüge des Kristalls an sich wohl kaum große Amplituden (die bei tiefen Tönen erforderlich sind) zuläßt¹⁾.

B. Übertragung der Schwingungen an die Luft.

Nur bei den elektrostatischen Systemen ist der Schwingungserzeuger gleichzeitig die schallabgebende Fläche. In allen übrigen Fällen wirkt der Schwingungserzeuger nicht direkt, sondern unter Zuhilfenahme von Trichtern oder großen, leichten schallabgebenden Flächen.

a) Trichter.

α) Wirkungsweise des Trichters. Der Trichter vermehrt die gesamte ausgestrahlte akustische Leistung bedeutend (im Zimmer wird die Lautstärke beim Aufsetzen des Trichters auch auf der dem Trichter abgewendeten Seite viel größer). Die freiliegende trichterlose Membran ist nämlich für alle Luftwellenlängen, gegen die sie selber klein ist, ein schlechter Strahler, d. h. die mittleren Tonlagen und noch mehr die tiefen werden schlecht wiedergegeben. Setzt man dagegen eine Schallführung (Trichter) auf die Membran, so verwandelt sich die zuvor nach allen Seiten stark divergierende Schallausbreitung in eine nur schwach (nach Maßgabe des Trichterwinkels) divergente. Die Membran arbeitet dann in den Kugelsektor hinein, den der (als gerade angenommene) Trichter bildet, als ob sie ein Teil einer atmenden Kugel wäre, die man sich durch die Membran gelegt denken kann, mit dem Mittelpunkt in der gedachten Spitze des Trichters (Kugelsektors). Ist der Trichter spitz, so wird die Kugel einen großen Radius haben, groß gegen die in Frage kommenden Wellenlängen, und somit wird sie einen akustisch günstig wirkenden Schallsender darstellen. Die Lautsprechermembran mit dem Trichter zusammen

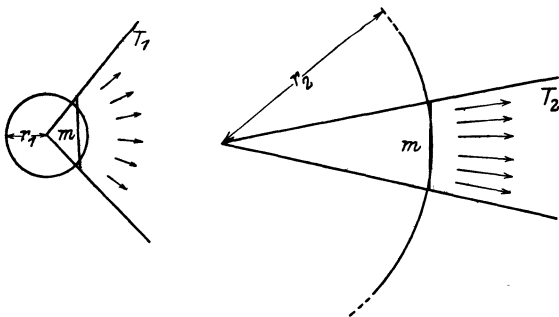


Abb. 548. Membran im Trichter als Teil eines Kugelstrahlers.

stellt einen Teil dieser Kugel dar und arbeitet somit jetzt wesentlich wirtschaftlicher als zuvor ohne Trichter. (Diese günstige Trichterwirkung tritt nach obigem für die hohen Töne nicht in Erscheinung.)

In Abb. 548 sind diese Verhältnisse erläutert. Im Trichter mit großem Öffnungswinkel T_1 bildet die Membran M annähernd einen Teil des schlecht arbeitenden Kugelstrahlers r_1 (r_1 ist klein gegen die Wellenlänge). Wird dagegen dieselbe Membran m unter sonst gleichen Umständen in den spitzen Trichter T_2 (kleiner Öffnungswinkel) eingesetzt, so bildet sie einen Teil des gut arbeitenden Kugelstrahlers r_2 (r_2 groß gegen die Wellenlänge).

Näheres hierüber, sowie über die hiermit zusammenhängenden Arbeiten findet

¹⁾ Cady, W. G.: Proc. Inst. Rad. Eng. 10, S. 83 bis 114. 1922.

man bei Rayleigh¹⁾, Hahnemann und Hecht²⁾, Riegger³⁾ und Schottky⁴⁾. Auch sind eine Reihe von neueren amerikanischen Arbeiten⁵⁾ auf diesem Gebiete zu verzeichnen.

β) Der Kompressionsraum. Unmittelbar vor der Membran wird der Querschnitt stark zusammengezogen bis auf eine verhältnismäßig kleine Öffnung, die vom Trichteranfang gebildet wird. Es entsteht ein Kompressionsraum, dessen Luftvolumen wohl weniger durch seine Eigenschwingung die Tonwiedergabe beeinflusst, als vielmehr durch die günstige Geschwindigkeitsübersetzung, die zustande kommt. An der „schweren“ Membran wirken größere Kräfte und kleine Geschwindigkeiten; in der „leichten“ Luft am engen Trichtergrunde dagegen kleinere Kräfte und größere Geschwindigkeiten. (Bei hohen Tönen ist der Kompressionsraum groß gegen die Wellenlänge, so daß die Methode versagt.)

γ) Richtwirkung der Trichter. Große gerade Trichter haben eine sehr ausgesprochene Richtwirkung. (Bei Sprache kann man z. B. in 100 m Entfernung auf einige Meter genau den Ort des Schallkegels durch Abhören bestimmen.) Da der Trichter nur Richtwirkung hat für Töne, deren Wellenlänge in Luft klein ist gegenüber den Abmessungen des Trichters, so wird mit abnehmender Trichterlänge die Streuung des Schallkegels zunächst für die tiefen Töne immer größer, bis zuletzt bei Trichtern von 10 cm Länge nur noch für die hohen Töne einige Richtwirkung vorhanden ist. Im Zimmer können wegen der zahllosen Wanderreflexionen (Raumakustik) Richtwirkungen schlecht beobachtet werden, man hört vielmehr an allen Stellen eines ungedämpften Zimmers annähernd die „mittlere sphärische Lautstärke“. (Für Sprache und Musik zur Beurteilung der Lautstärke brauchbar, für dauernde Sinustöne wegen der Interferenzen Schwierigkeiten.)

Bei gekrümmten Trichtern folgen die Schallwellen genau dem Trichter, solange der Querschnitt klein ist gegen die Wellenlänge, wobei die Form der Krümmung ohne Einfluß ist, andernfalls tritt Spiegelung an den Wandungen ein. Höhere Töne können auf diese Weise in eine ganz andere Richtung gelangen, als der Richtung der Trichtermündung (Richtung der tieferen Töne) entspricht (Vokalverzerrung).

δ) Trichtereigentöne. Jede plötzliche Querschnittsänderung im Schallwege ergibt eine teilweise Reflektion und somit stehende Wellen, d. h. Trichterresonanzen. Am wichtigsten ist die Reflektion am „offenen Ende“, d. h. an der Trichteröffnung, die die Grundwelle des Trichters erzeugt. Bei mehrere Meter langen Trichtern ist die Grundwelle unhörbar tief (auch die Obertöne treten praktisch nicht hervor). Bei kurzen Trichtern kann man durch allmähliches Aufbiegen des Trichters die Resonanzen der Luftsäule im Trichter stark vermindern. Günstig ist der Exponentialtrichter. (Die Trichterquerschnitte, immer in gleichen Abständen gemessen, bilden eine geometrische Reihe.)

Eine Lösung des Problems des kurzen Trichters (Zimmerlautsprecher) ist indessen kaum möglich, da immer die tiefen Töne anders beeinflusst werden als die hohen. Letztere können sich schon längst als freier Schallstrahl von der Trichterwandung gelöst haben, während die tieferen noch genau der Trichterkrümmung folgen.

Meist ist der Einfluß der anderweitigen Verzerrungen in der Lautsprecheranlage größer als der Einfluß der Trichterresonanz. Ein Hörbarmachen des Trichtertones kann leicht erzielt werden durch Aufschlagen der flachen Hand auf den Trichteranfang. (Hineinsprechen in den Trichter ist wegen Störung der Lautbildung im Mund usw. nicht maßgeblich.)

Ein Mitschwingen der Trichterwandung ist stets vorhanden, jedoch praktisch bei einigermaßen massiven Trichterwandungen von nicht sehr großer Bedeutung. Beweis: Starkes Dämpfen der Wandungen z. B. durch festes Anfassen mit den

¹⁾ Lord Rayleigh: Übersetzt von Neesen: Theorie des Schalles. 2 Bde. Braunschweig: Vieweg & Sohn 1879/80. ²⁾ Hahnemann, W., u. H. Hecht: Phys. Zeitschr. 18, S. 601. 1916 u. 19, S. 261. 1917. ³⁾ Riegger, H.: Zur Theorie des Lautsprechers. Wiss. Veröffentl. a. d. Siemens-Konzern 3, Nr. 2, S. 43 bis 66. 1924.

⁴⁾ Schottky, W.: Elementare Theorie des Bandlautsprechers. ENT 2, S. 157. 1925.

⁵⁾ Webster, A. G.: Proc. Nat. Acad. Amer. 5, S. 275. 1919. — Goldsmith, N., u. G. Minton: Proc. Inst. Rad. Eng. 12, S. 423. 1924. — Hanne, C. R., u. J. Slepian: Journ. Inst. El. Eng. 62, S. 250. 1924.

Händen beeinflusst bei den auf dem Markt befindlichen Lautsprechern den Klang nur wenig. (Hörbarmachen der Wandschwingungen durch Beklopfen ergibt kein richtiges Bild, da die Anregung im Betriebe eine andere ist.) Das Material für die Trichterwandung (Holz, Metall usw.) spielt demnach eine untergeordnete Rolle.

e) Form des Trichters. Für große Trichter ist die gerade Pyramide einwandfrei und konstruktiv von Vorteil. Man kann durch passend gewählten Trichter ein vorgegebenes Gelände scheinwerferartig bestreichen. Um ein ebenes Gelände gleichmäßig nach allen Richtungen zu bestrahlen, wird von Siemens & Halske ein Doppelkegel, wie

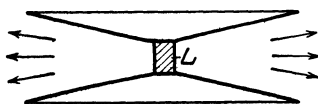


Abb. 549. Doppelkegeltrichter.

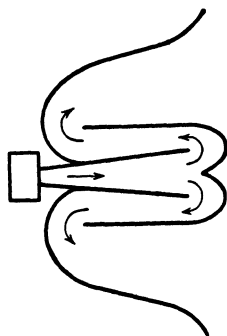


Abb. 550. Geschachtelter Trichter.

er in Abb. 549 dargestellt ist, verwendet. (Rotationskörper um die gestrichelte Achse, Schallrichtung senkrecht zu den Kegelachsen, in der Mitte ein vierseitiger Faltenlautsprecher L , der als

Zylinderstrahler nach allen Seiten annähernd gleichmäßig strahlt (s. weiter unten). Für Zimmerlautsprecher muß man die Länge verkürzen durch Krümmen des Trichters oder durch Zusammenbau aus mehreren Stücken, die ineinander verschachtelt werden (vgl. Abb. 550). Um zu einem gegebenen Magnetsystem einen befriedigenden Trichter zu ermitteln, wird man zweckmäßig empirisch vorgehen. (Ästhetische und Billigkeitsrücksichten spielen eine große Rolle.)

b) Große, leichte Flächen.

Will man Trichter vermeiden, so muß man zur Übertragung der in irgendwelchen Systemen erzeugten Schwingungen an die Luft große Flächen anwenden. Die hierbei sich ergebenden Schwierigkeiten sind: Die große Fläche, die nur aus dünnem Material angefertigt werden kann, ist viel undefinierter als die normale Telefonmembran. Die Ausbildung von Partialschwingungen muß durch Dämpfung unterdrückt werden (z. B. innere Dämpfung im Material bei Verwendung von Karton usw.). Diese Dämpfung wirkt aber gleichzeitig schwächend in bezug auf die Lautstärke. Ferner muß in der Regel eine Kraftübersetzung angebracht werden, die das Verhältnis von Kraft zu Weg des Erregersystems derart übersetzt, daß es für die betreffende Großflächenmembran die beste Anpassung liefert. Es läßt sich dies mit normalen Hebelübersetzungen erzielen. Außerdem muß u. U. dafür gesorgt werden, daß eine gute Lagerung des Erregersystems und ein genügendes „Gegengewicht“ zur Membran vorhanden ist.

Als Großflächenmembran hat man alle möglichen mehr oder weniger definierten Schwingungskörper benutzt, z. B. Geigen- und Mandolinböden, hölzerne Resonanzkästen (selbst Tischplatten) und ähnliches.

Bezeichnet man die Luftdichte mit ρ , die Schallgeschwindigkeit mit a , die Membranfläche mit F und mit A die Amplitude, so strahlt die Kolbenmembran (in einer starren, großen Wand arbeitend)

$$\frac{1}{2} \rho a F A^2 \omega^2 \text{ Erg/sec}$$

nach einer Seite der Wand ab, falls sie als groß gegen die Luftwellenlänge anzusehen ist. Ist die Membran praktisch klein gegen die Wellenlänge, so strahlt sie nach einer Seite der Wand

$$\frac{\rho F^2 A^2 \omega^4}{4 \pi a} \text{ Erg/sec.}$$

Hieraus folgt, daß eine kleine Membran mit tiefer Eigenschwingung (die elastischen Kräfte der Halterung gering, Anregung elektrodynamisch) frequenzunabhängig arbeitet, da bei überwiegender Membranträgheit die Amplituden bei konstanter anregender Kraft mit $\approx 1/\omega^2$ abnehmen.

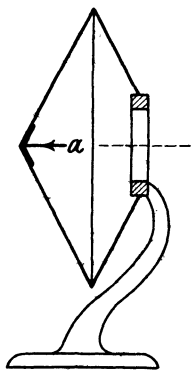


Abb. 551. Doppel-Papierkegellautsprecher der Western El. Co.

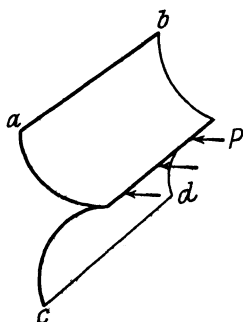


Abb. 552. Faltenlautsprecher von S. & H.

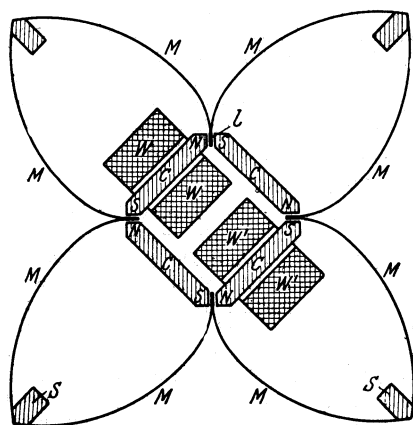


Abb. 553. Elektrodynamischer Faltenlautsprecher.

beweglichen Faltenkanten Aluminiumblechstreifen l als Stromleiter angebracht sind; diese tauchen in die vier Luftspalte des durch die Flacheisen e gebildeten Elektromagneten und werden in Hintereinanderschaltung vom transformierten Sprechstrom durchflossen (Transformator niederspannungsseitig etwa 10 Windungen). W, W^1 sind die Erregerwicklungen des Elektromagneten, M die Teile der Faltenmembranen, die an den vier Stäben S gehalten werden. Die Membranen können langgestreckt und schmal gemacht werden, dadurch nähert sich der Lautsprecher dem Fall der obenerwähnten verzerrungsfrei arbeitenden kleinen Membran.

Der S. 552 beschriebene Blattaller besitzt eine elektrodynamisch erregte Großflächenmembran.

3. Leistungsbedarf der Lautsprecher.

Der Wirkungsgrad der zur Zeit vorhandenen Lautsprecher beträgt bestenfalls einige Prozent (für die mittleren Tonlagen). Es sind kaum Aussichten vorhanden, diesen Wirkungsgrad zu verbessern, wenigstens nicht für wohlfeile Zimmerlautsprecher, bei denen die Kostenfrage mit die größte Rolle spielt.

¹⁾ Rice, C. W., u. E. W. Kellog: Journ. Am. Inst. El. Eng. 44, S. 982. 1925.

Erfolge sind erzielt worden mit flachkegelförmigen Papiermembranen¹⁾, die an der (versteiften) Kegelspitze angeregt werden, z. B. Westernlautsprecher

(Abb. 551), bei dem ein Creedrelais (s. S. 549) als Schwingungserreger in Richtung a wirkt. Ähnlich arbeiten die Großflächen-Lautsprecher, die als Membran eine große Papierfläche mit radial verlaufender Fältelung zeigen. Beim Seibtischen Lautsprecher ist mit Erfolg als Membranfläche eine Kugelkalotte verwendet

worden, die bei geringem Gewicht erhöhte Steifigkeit durch die Wölbung aufweist. Eine weitere einfache Lösung des Großflächen-Lautsprechers stellt der Faltenlautsprecher von S. & H. dar, der, wie Abb. 552 zeigt, aus einer einfachen Falte eines dünnen, papierähnlichen Stoffes besteht. Die Kanten ab und cd werden befestigt, während die Schwingungserreger in Richtung der Pfeile P auf die Falte wirken. Vorteile: Einfachste Bauart der Großflächenmembran, Möglichkeit, im Bedarfsfalle mehrere verschieden abgestimmte Erregersysteme wirken zu lassen. Abb. 553 zeigt den Querschnitt des elektrodynamischen Faltenlautsprechers, bei dem an den vier

Der im folgenden angegebene Leistungsbedarf, den man für die verschiedenen Zwecke benötigt, wird also in nächster Zeit kaum unterschritten werden können.

A. Leistungsbedarf der Zimmerlautsprecher.

Um ungefähr die Größenordnung festzulegen, sei als Normallautstärke diejenige Lautstärke angenommen, die gleich der Lautstärke des Gesprächs einiger im Zimmer befindlicher Personen ist, also eine Lautstärke, die durch das Gespräch nicht nennenswert beeinträchtigt wird, und die andererseits auch das Gespräch nicht beeinträchtigt. Diese Lautstärke ist in der Regel für einen Zimmerlautsprecher wünschenswert (zumindest wird verlangt, daß man sie im Bedarfsfall einstellen kann). Um sie unverzerrt zu erreichen, sind etwa 1 Watt unverzerrt abgebbare Sprechstromenergie erforderlich! Von diesen 1 Watt ist sozusagen der größte Teil lediglich Leistungsreserve für die Spannungsspitzen der Fortestellen. Im Mittel (über eine längere Zeit, z. B. 10 Minuten) beträgt die im Lautsprecher umgesetzte Leistung nur etwa 0,2 Watt. Da Endrohre mit etwa 5 mA mittlerem Anodenstrom und 100 Volt Anodenbatteriespannung nur etwa 0,1 Watt unverzerrt abgeben können, so werden sie bei obiger Lautstärke sozusagen dauernd überschrien. Jedes Überschreien bedeutet aber eine außerordentliche Verzerrung, weil die Stromkurve durch das Abhacken der Stromspitzen viel gewaltsamer deformiert wird als z. B. durch ein Resonanzgebiet. Es müßte also eigentlich der normale Lautsprecherbetrieb mit obigem Rohr unmöglich sein, indessen wird widersinnigerweise die Wiedergabe verbessert durch Verwendung eines „schlechten“ Lautsprechers, der durch starke Betonung der mittleren Tonalen (durch Resonanz von Trichter und Membran usw.) die durch das Überschreien entstandenen Klirröne und Dissonanzen, die wesentlich höher liegen als die Grundtöne, aus denen sie entstanden sind, verdeckt. Durch einen solchen Lautsprecher mit ausgesprochener Resonanzlage tritt, bildlich gesprochen, eine Besänftigung und Glättung des durch Überschreien wild zerrissenen Klangbildes auf. Der „gute“ Lautsprecher mit besserer Empfindlichkeit für hohe Töne gibt die Überschreieffekte deutlicher wieder, wirkt also insgesamt unharmonischer, seine „Güte“ kommt erst zur Wirkung, wenn das Endrohr wenigstens auf einige Watt bemessen ist (verzerrungsfreier Verstärker vorausgesetzt).

Da das Überschreien des letzten Verstärkerrohres ganz außerordentlich häufig vorkommt, sollen die Verhältnisse noch durch die folgenden Betrachtungen erläutert werden. Es wird dabei angenommen, daß die Verstärkerkaskade pro Stufe etwa 7mal die Amplituden verstärkt (\approx 50fache Leistungsverstärkung). Es ergeben sich dann für die einzelnen hintereinandergeschalteten Rohre folgende Werte für die Ausgangsleistung, die sie entsprechend der jeweiligen Eingangsleistung haben müßten:

Audion	1. Rohr	2. Rohr	3. Rohr	4. Rohr
10 mW	500 mW	25 W	1,2 kW	60 kW

Für das Audion ist hier als Ausgangsleistung gute Kopfhörerlautstärke angenommen. Geht dagegen die Amplitude im Audion auf den 20. Teil zurück, was leicht vorkommen kann, so ergeben sich folgende Werte:

Audion	1. Rohr	2. Rohr	3. Rohr	4. Rohr
25 μ W	1,2 mW	60 mW	3 W	150 W

Man sieht hieraus, daß die Aussteuerung der Rohre außerordentlich genau überwacht werden muß.

Um das Überschreien zu erkennen, beobachte man den Anodenstrom und den Gitterstrom mit Drehspulinstrumenten passender Empfindlichkeit. Der durch das Drehspulinstrument angezeigte Mittelwert des Anodenstroms darf durch die Sprechströme nicht beeinflusst werden. Das Gitterstrominstrument, das etwa 50 mal stromempfindlicher sein soll als das Anodenstrominstrument, muß dauernd auf Null zeigen.

Will man annähernd natürliche Lautstärken mit dem Lautsprecher erhalten, so wird man wenigstens 10 Watt Endleistung des Verstärkers haben müssen. Es ist zu beachten, daß die Güte der Wiedergabe aus physiologischen und psychologischen Gründen rasch ansteigt, wenn man sich der natürlichen Lautstärke nähert.

B. Leistungsbedarf der Großlautsprecher.

Der akustisch-elektrische Wirkungsgrad der Großlautsprecher (für Säle, Versammlungen usw.) ist von derselben Größenordnung wie der der Zimmerlautsprecher. Es ist im wesentlichen nur die Leistung, die sie unverzerrt umsetzen können, größer. Ist man in der Lage, bei Vorführungen im Freien den Schall durch Trichter auf verhältnismäßig kleine Plätze zu richten, so kommt man mit auffallend kleinen Leistungen (etwa 10 Watt) aus. Für Säle braucht man 20 bis 50 Watt. Soll ein Orchester mit natürlicher Lautstärke wiedergegeben werden, so dürften 500 Watt erforderlich sein, die natürlich, wie immer, zum größeren Teil nur Spitzenreserve darstellen.

Wind- und Temperaturverhältnisse beeinflussen die Schallausbreitung im Freien wesentlich. Das Mitführen der Schallwellen durch den Wind ist belanglos, dagegen bewirken die (mindestens in der Vertikalen immer vorhandenen) Windgeschwindigkeitsdifferenzen ein Ablenken des Schallstrahles durch Deformieren der Wellenfront. In der Richtung gegen den Wind geht der Schall vom Erdboden weg in die Höhe, in der Richtung mit dem Winde werden die Schallstrahlen immer wieder nach dem Erdboden gedrückt. Ist die Temperatur in der Nähe des Erdbodens durch starke Sonnenstrahlung höher als in einiger Entfernung vom Erdboden, so wird der Schall ebenfalls nach oben abgelenkt; abends oder nachts bei umgekehrtem Temperaturgefälle dagegen nach unten. Unregelmäßiger Wind und ungleichmäßige Temperaturverteilung zerstreuen stark den sich ausbreitenden Schall. Um auf alle Fälle im Freien übertragen zu können, muß man somit ganz bedeutende Reserven in der Verstärkerleistung haben.

4. Raumakustik und Lautsprecher.

A. Raumakustik allgemein.

In mittleren und großen Sälen (in den kleinen spielt die Raumakustik keine große Rolle) kann man allein nach dem Gehör den Ort eines daselbst aufgestellten Lautsprechers nicht genau bestimmen, wenn man nicht gerade in unmittelbarer Nähe steht. Folglich macht der Umstand, daß der Lautsprecher eine punktförmige Schallquelle ist, im Gegensatz zum Orchester, das sich über eine größere Fläche verteilt, nichts aus, sobald man nicht allzu nahe an den Lautsprecher herangeht. (Es tönt eben nicht nur der Lautsprecher selbst, sondern es tönen auch die an den Wänden, Säulen usw. entstehenden akustischen Spiegelbilder des Lautsprechers mit entsprechender Phasenverschiebung mit. Das raumakustische Problem bietet also für den Lautsprecher keine Besonderheiten.)

Ein Saal hat für einen Lautsprecher eine gute Akustik, wenn erstens an keinem Zuhörerplatz der exponentiell abklingende Nachhall des Originaltones kürzer dauert als eine bestimmte Zeit t_1 . Dies ist erforderlich, um den Effekt auszunutzen, daß durch die vielfachen akustischen Spiegelungen dem Gesang oder der Musik ein volles und plastisches Gepräge gegeben werden kann. Zweitens darf die Zeit des Nachhalles aber nicht länger dauern als eine bestimmte Zeit t_2 , da sonst durch die großen und verschiedenen Zeitverzögerungen, mit denen die Töne der „Spiegelbilder“ ans Ohr gelangen, die einzelnen Töne ineinander übergehen und sich verwischen. Die Zeiten t_1 und t_2 ändern sich mit dem Charakter des Schalles und sind empirisch bestimmbar. t_1 dürfte etwa 0,2 und t_2 etwa 1,5 sec betragen. Ein Raum ist akustisch schon unzweckmäßig stark ge-

dämpft (Töne klingen matt und dumpf, wenn nicht wenigstens nach 0,2 sec noch Nachhall des Originaltons in einer Stärke von etwa 2% der Originaltonstärke [wirksamer Grenzwert] vorhanden ist). Andererseits soll der Nachhall nach etwa 1,5 sec spätestens verklungen sein bzw. soll seine Intensität auf den Grenzwert von 2% der Originaltonstärke zurückgegangen sein, da sich sonst die Tonbilder in störender Weise überlappen¹⁾.

Die Aufstellung von mehreren Lautsprechern bereitet keine Schwierigkeiten. In kleineren und kleinen Räumen, wo man zwangsläufig immer „nahe“ am Lautsprecher sitzt, wird durch verteilte und womöglich verschieden abgestimmte Lautsprecher der Eindruck einer punktförmigen Schallquelle verbunden.

In großen Räumen ist die Anbringung von vielen verteilten Lautsprechern ebenfalls vorteilhaft. (Dies entspricht der Beleuchtung eines Saales durch eine große Anzahl kleiner Lampen, im Gegensatz zur zentralen Beleuchtung mit einer einzigen Lampe hoher Kerzenzahl.)

Interferenzen von Schallwellen (Auslöschen und Verstärken durch Zusammenreffen von Berg und Tal) spielen praktisch keine Rolle, da die Frequenzen von Sprache und Musik fast nie so konstant sind, daß stehende Schallwellen so lange am gleichen Ort bestehen bleiben, als für die Wahrnehmung mit dem Ohr erforderlich ist.

Stereophones Hören mit Lautsprechern ist unmöglich, da zu diesem Effekte das rechte Ohr einen anderen Schalleindruck vermittelt bekommen muß wie das linke.

B. Akustische Rückkopplung.

Wird zur *Verstärkung von Reden* in ein und demselben Saale Mikrophon und Lautsprecher aufgestellt, so tritt Selbsttönen ein, wenn der Schall, der vom Lautsprecher ausgehend wieder auf das Mikrophon trifft, stärker ist als der Schall, der ursprünglich das Mikrophon erregte, vorausgesetzt, daß die Schallwelle mit richtiger Phase am Mikrophon eintrifft. (Stimmt bei einer gewissen Frequenz die Phase nicht, so gibt es immer eine unmittelbar benachbarte Frequenz, für die die Phasenbedingung erfüllt ist.) Die Anordnung tont¹⁾ in einer Tonhöhe, die durch die Hauptresonanzstelle (z. B. des Lautsprechers) gegeben wird. Die Verstärkung muß alsdann heruntersgesetzt werden, bis das Rückkopplungspfeifen mit Sicherheit verschwindet. Es ist zu beachten, daß in dieser Beziehung ein großer Unterschied zwischen dem leeren und dem mit Zuhörern gefüllten Saal besteht, der das vorherige genaue Ausprobieren unmöglich macht. Eine Berechnung der Verhältnisse dürfte kaum möglich sein.

Bei höheren Verstärkungen tritt leicht eine akustische Rückkopplung vom Lautsprecher auf das erste Rohr der Kaskade ein. (Abhilfe: Federnde Sockel, Gummikappen über die Rohre usw.) Man erkennt das akustische Rückkopplungspfeifen in den meisten Fällen schon an dem langsamen Anschwellen des Pfeiftones. Durch die verhältnismäßig lange Laufzeit der Schallwellen in der Luftstrecke des Rückkopplungskreises ist ein rasches Anspringen der Schwingung in den meisten Fällen unmöglich gemacht.

Mittel gegen die akustische Rückkopplung:

1. Durch Trichter gerichtete Schallsender und Empfänger, besonders für Vorführungen im Freien anwendbar. 2. Zweiseitig arbeitende Schallsender und Empfänger, d. h. Strahler erster Ordnung, die in ihrer Symmetrieebene praktisch nicht strahlen bzw. nicht empfangen, können nach dem Verfahren von S. & H. bei Aufstellung des Empfängers senkrecht zum Sender gegenseitig entkoppelt werden. 3. Aufstellung einer großen Anzahl von kleinen Lautsprechern an Stelle von wenigen großen. (Man nähert sich hierdurch gewissermaßen dem Fall, als ob jeder Zuhörer einen Kopfhörer hätte.)

¹⁾ Trendelenburg, F., u. H. Backhaus: Akustische und physiologische Beobachtungen am Lautsprecher. Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern 4, S. 205. 1925.

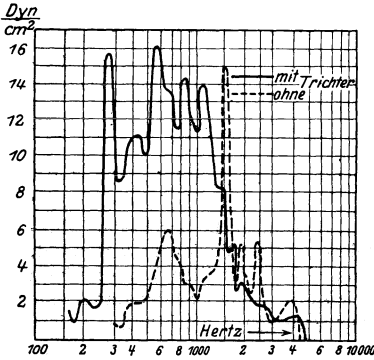


Abb. 554. Frequenzkurve eines Trichterlautsprechers.

5. Prüfung von Lautsprechern.

Bei der Prüfung von Lautsprechern mit Funkempfang ist große Vorsicht nötig, damit nicht Fehler der Schaltung dem Lautsprecher zugeschoben werden, insbesondere muß das Endrohr reichlich bemessen sein.

Eine objektive Prüfung von Lautsprechern ist durch Messung mit verzerrungsfreien oder geeichten Mikrofonen möglich¹⁾. Die Rayleighsche Scheibe liefert ebenfalls einwandfreie Ergebnisse²⁾. In der Abb. 554 sind Frequenzkurven eines Lautsprechers mit und ohne Trichter (mit der Rayleigh-Scheibe gemessen) dargestellt.

XII. Kopplung und Entkopplung.

(S. auch S. 201 bis 208.)

Bearbeitet von N. v. Korshenewsky.

A. Die verschiedenen Arten von Kopplungen.

Zwei Stromkreise, die in elektrischer Wechselbeziehung zueinander stehen, nennt man gekoppelt.

Es lassen sich alle Kopplungsarten in zwei Klassen einteilen:

- | | |
|-------------------------------------|--|
| 1. Kopplungen ohne Stromverzweigung | $\left\{ \begin{array}{l} \text{induktive Kopplung,} \\ \text{Kopplung durchs elektromagnetische Strahlungsfeld.} \end{array} \right.$ |
| 2. Kopplungen mit Stromverzweigung | |

Eine Kopplung der Klasse 1 liegt dann vor, wenn die Energieübertragung von einem Stromkreis auf einen anderen dadurch erfolgt, daß magnetische Kraftlinien des Kreises (1) den Kreis (2) umschlingen und in ihm eine EMK. erzeugen, oder aber dann, wenn der Kreis (2) durch ein elektromagnetisches Strahlungsfeld, welches vom Kreise (1) ausgestrahlt wird, erregt wird.

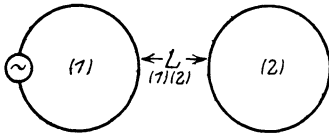


Abb. 555 a. Rein induktiv gekoppelte Kreise.

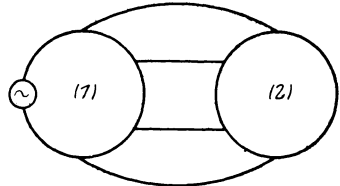


Abb. 555 b. Mehrfach gekoppelte Kreise.

Eine Kopplung der Klasse 2 ist dann gegeben, wenn die beiden Kreise durch mindestens zwei stromführende (darunter ist sowohl Leitungs- als auch Verschiebungsstrom zu verstehen) Verbindungen überbrückt sind oder, was als Spezialfall davon zu betrachten ist, einen gemeinsamen Stromzweig oder mindestens zwei gemeinsame Punkte haben. (Sind zwei Kreise dagegen nur durch eine Leitung verbunden, oder berühren sich die Kreise nur in einem Punkt, so ist überhaupt keine Kopplung vorhanden.) In den beiden Abb. 555 a und b sind schematisch zwei Stromkreise angegeben, die aus beliebigen Wechselstromwiderständen gebildet

¹⁾ Trendelenburg, F.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 28, S. 54. 1926. — Ders.: Beiträge zur Schallfeldmessung. Wiss. Veröffentl. a. d. Siemens-Konzern 5, S. 420. 1926. — Ders.: Über eine Methode zur objektiven Lautsprecheruntersuchung. Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern 4, S. 200. 1925. ²⁾ Meyer, E.: ENT 3, S. 290. 1926.

sein können. Die Kreise in Abb. 555 a seien z. B. rein induktiv miteinander gekoppelt, die Kreise nach Abb. 555 b aber durch mehrere stromführende Verbindungen.

Es sind demnach folgende grundlegende Unterschiede zu beachten:

Durch eine Kopplung der Klasse 1 wird dem zweiten Kreise eine EMK. aufgedrückt, und der entstehende Strom hat (quasistationäre Verhältnisse vorausgesetzt) in jedem Teil des Kreises den gleichen Betrag.

Eine Kopplung der Klasse 2 zerlegt den Kreis in einzelne Zweige, in denen im allgemeinen Ströme von verschiedener Stärke und Richtung fließen.

Die Resonanzbedingung für einen Kreis, der durch eine Kopplung der Klasse 1 erregt wird, ist eindeutig — es läßt sich die Frequenz, bei welcher der Strom mit der aufgedrückten EMK. in Phase ist, aus den Konstanten (L und C) des ungekoppelten Kreises errechnen; diese Frequenz ist unabhängig vom Kopplungsgrad.

Für eine Kopplung mit Stromverzweigung sind die Resonanzbedingungen verschieden, je nach dem Zweige, der betrachtet wird, und zur Berechnung der Resonanzfrequenz müssen die durch die Kopplungskapazitäten, -selbstinduktionen und -widerstände modifizierten entsprechenden Größen genommen werden.

Zur Ermittlung des Stromes im Kreise (2) ist bei Kopplungen ohne Stromverzweigung die Kenntnis der dem Kreise aufgedruckten EMK. und der natürlichen Konstanten L , C , R des ungekoppelten Kreises erforderlich und genügend.

Bei Kopplungen mit Stromverzweigung jedoch müssen für die Berechnung des Stromes die durch die Kopplungsgrößen modifizierten Werte (Ω_2 , \mathcal{C}_2 , \mathfrak{R}_2) der Konstanten des ungekoppelten zweiten Kreises betrachtet werden. Die praktischen Fälle von gekoppelten elektrischen Systemen enthalten entweder

1. Kopplungen ohne Stromverzweigung oder
2. Kopplungen mit Stromverzweigung oder
3. Kombinationen der beiden.

Die modifizierten elektrischen Konstanten setzen sich zusammen aus den elektrischen Größen, die nur dem einen Kreise angehören, und aus den beiden Kreisen gemeinsamen Größen.

Ein Maß der Kopplungen sind die **Kopplungskoeffizienten**, die Funktionen der elektrischen Größen der gekoppelten Kreise darstellen. Man bezeichnet als Kopplungskoeffizient (auch Kopplungszahl, -ziffer oder -faktor genannt)

$$\text{für magnetische (induktive Kopplungen)} \quad k_m = \sqrt{\frac{\Omega_{12} \Omega_{21}}{\Omega_1 \Omega_2}}, \quad (1)$$

$$\text{für elektrische (kapazitive Kopplungen)} \quad k_e = \sqrt{\frac{\mathcal{C}_1 \mathcal{C}_2}{\mathcal{C}_{12} \mathcal{C}_{21}}}, \quad (2)$$

$$\text{für Widerstands- (galvanische Kopplungen)} \quad k_w = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}_{12} \mathfrak{R}_{21}}{\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2}}. \quad (3)$$

Von dem Kopplungskoeffizienten wird der **Kopplungsgrad** unterschieden. Der Kopplungsgrad (k') hängt mit dem Kopplungskoeffizienten durch die Beziehungen

$$k'^2 = k^2 - \left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{2\pi} \right)^2 \quad (4)$$

zusammen, wo ϑ_1 und ϑ_2 die Dekremente der beiden Kreise bedeuten. Wie ersichtlich, ist bei nicht zu starker Dämpfung und nicht zu kleinem Kopplungskoeffizienten der Kopplungsgrad gleich dem Kopplungskoeffizienten, so daß in der Praxis im allgemeinen kein Unterschied zwischen den beiden Größen gemacht wird und daher auch die Beziehungen nicht streng unterschieden werden.

Der Kopplungsgrad und der Kopplungskoeffizient werden im allgemeinen in Prozenten ausgedrückt. Man spricht von einer festen Kopplung, wenn

$$k^2 > \left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{2\pi} \right)^2,$$

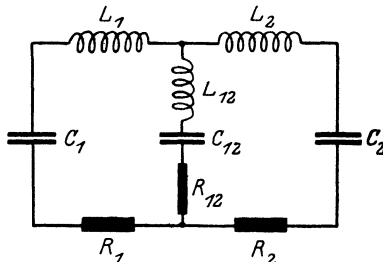


Abb. 556. Gemischte Kopplung.

von einer losen Kopplung, wenn

$$k^2 < \left(\frac{\vartheta_1 - \vartheta_2}{2\pi} \right)^2;$$

die Kopplung ist extrem los, wenn

$$k \leq \frac{\vartheta}{\pi}.$$

Im Falle einer gemischten Kopplung nachstehender Art, z. B. Abb. 556, sind die modifizierten Konstanten des Kreises (2)

$$\mathfrak{L}_2 = L_2 + L_{12}; \quad \mathfrak{C}_2 = \frac{C_2 C_{12}}{C_2 + C_{12}}; \quad \mathfrak{R}_2 = R_2 + R_{12}. \quad (5)$$

Die Kopplungskoeffizienten sind

$$k_m = \frac{L_{12}}{\sqrt{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}}; \quad k_e = \frac{\sqrt{\mathfrak{C}_1 \mathfrak{C}_2}}{C_{12}}; \quad k_w = \frac{R_{12}}{\sqrt{\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2}}. \quad (6)$$

Bei einer komplizierteren Art der Kopplung beider Kreise erhält man die modifizierten Konstanten dadurch, daß man aus den Gleichungen für die gekoppelten Systeme den Strom im Kreise (2) in Abhängigkeit vom Strom im Kreise (1) ausdrückt. Diese Beziehung läßt sich in folgende Form bringen:

$$\mathfrak{L}_2 \frac{d i_2}{d t} + \mathfrak{R}_2 i_2 + \frac{1}{\mathfrak{C}_2} \int i_2 d t = F(i_1). \quad (7)$$

Dann sind \mathfrak{L}_2 , \mathfrak{R}_2 , \mathfrak{C}_2 die modifizierten Konstanten und stellen Funktionen der Konstanten der ungekoppelten Kreise und der Kopplungsgrößen dar.

B. Entkopplungen¹⁾.

Um ungewünschte Kopplungen von elektrischen Systemen zu beseitigen, verwendet man Entkopplungsverfahren, die darauf beruhen, daß zu den vorhandenen Kopplungen absichtlich zusätzliche Kopplungen hinzugefügt werden, durch welche Gegenspannungen im zu entkoppelnden System hervorgerufen werden, wodurch eine Kompensation der störenden Schwingungen erzielt wird. Die Entkopplung besteht in einer völligen Beseitigung der Störschwingung unabhängig von ihrer Intensität im Unterschied zu den Selektionsverfahren, die eine Verstärkung der gewünschten und eine Schwächung der ungewünschten Schwingungen bewirken.

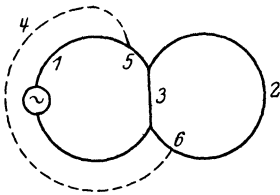
Gemäß der oben gegebenen Einteilung der Kopplungen können die zusätzlichen Kopplungen entweder Kopplungen durch Stromverzweigung, oder Kopplungen ohne Stromverzweigung, oder deren Kombination sein. Danach gibt es zwei grundsätzliche Methoden der Entkopplung.

a) Methode der Stromverzweigung.

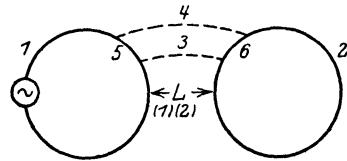
In den nachstehenden praktisch wichtigen Beispielen (Abb. 557 a bis d) sind die miteinander gekoppelten Kreise schematisch gezeichnet. Ein jeder Zweig und die Verbindungsarme beider Kreise enthält Wechselstromwiderstände, deren Widerstandsoperator mit a und dem Index des betreffenden Zweiges bezeichnet ist. a_{hk} ist die Bezeichnung für $j\omega L_{hk}$ bei induktiver Kopplung der Zweige h und k . Es wird die Nullbedingung für den Strom im Zweige 2 auf Grund

¹⁾ Nach M. Wien und N. v. Korshenewsky: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 356. 1922.

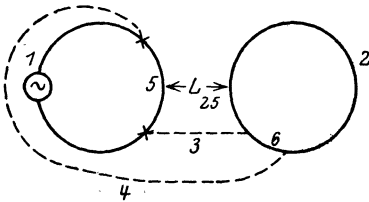
der Kirchhoffschen Gleichungen berechnet. Soll die Entkopplung durch eine bzw. zwei Zusatzverbindungen 4 bzw. 3 und 4 erfolgen, so erhält man die unter den Abbildungen 557 a bis d angegebenen Beziehungen, aus denen sich die erforderlichen Widerstandswerte für die Zusatzzweige ergeben.



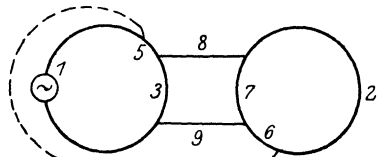
$$a) a_3 a_4 = a_5 a_6.$$



$$b) a_{12} (a_3 + a_4 + a_5 + a_6) = a_5 a_6.$$



$$c) a_{25} (a_3 + a_4 + a_6) = a_5 a_6.$$



$$d) a_3 a_4 a_7 = a_5 a_7 a_9 + a_3 a_6 a_8 + a_5 a_6 (a_3 + a_7 + a_8 + a_9).$$

Abb. 557. Entkopplung durch Stromverzweigung.

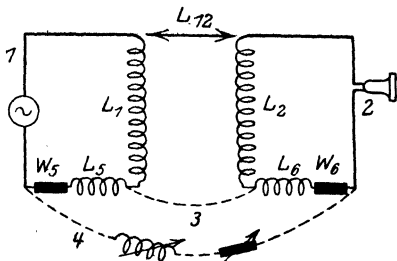


Abb. 558. Doppelte Entkopplung.

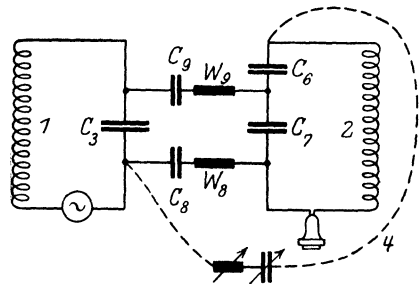


Abb. 559. Entkopplung durch Zusatzkreis.

Ein praktisches Beispiel für einen Fall der Abb. 557 b ist in der Abb. 558 angegeben. Die Entkopplung erfolgt demnach durch Stromabzweigung an je einer Selbstinduktion mit Widerstand der beiden Kreise. Von den beiden Zusatzverbindungen ist die eine, 3, ein einfacher Draht, während 4 aus Selbstinduktion und Widerstand besteht, wobei die Größe des Widerstandes W_4 und der Selbstinduktion L_4

$$W_4 = \frac{W_5 L_6 + W_6 L_5}{L_{12}} - W_5 - W_6; \quad L_4 = \frac{L_5 \cdot L_6}{L_{12}} - L_5 - L_6 - \frac{W_5 W_6}{\omega^2 L_{12}} \quad (9)$$

betragen müssen. Wird der Ausdruck für L_4 negativ, so heißt das, daß an Stelle einer Selbstinduktion eine Kapazität zu nehmen ist.

Ein Beispiel für die Entkopplung zweier Kreise, die durch eine kapazitive und eine Widerstandskopplung miteinander verbunden sind, ist in der Abb. 559 ausgeführt. In diesem Fall ist in den zweiten Kreis ein Kondensator von großer

Kapazität C_6 eingeschaltet, an dem die Zusatzverbindung abzuzweigen ist. Der Widerstand und die Kapazität der Zusatzverbindung sind

$$W_4 = W_8 \frac{C_7}{C_6}; \quad C_4 = \frac{C_6 C_8}{C_7}. \quad (10)$$

Sind in der zu lösenden Aufgabe die Widerstandsoperatoren der Zweige und die Kopplungsgrößen zahlenmäßig bekannt, so können die Konstanten der Zusatzverbindungen analog den angegebenen Beispielen errechnet werden.

Sind (dieses ist der praktisch wichtigste Fall) nur die Art der Kopplung und die Zusammensetzung der einzelnen Zweige der gegebenen Kreise aus Widerstand, Kapazität und Induktivität, nicht aber die zahlenmäßigen Werte bekannt, dann ergeben sich aus den Gleichungen die erforderlichen Zusammensetzungen der Zusatzleitungen qualitativ, und die Entkopplung erfolgt experimentell durch näherungsweise Abgleichen der elektrischen Größen der Zusatzverbindungen.

Ist aber im zu entkoppelnden System nur ein störender Effekt beobachtbar, ohne daß man die Art der Kopplung wie auch die Zusammensetzung der einzelnen Kreise kennt, so könnte die vorstehende Methode durch mehr oder weniger systematisches Experimentieren zum Ziel führen. Es empfiehlt sich dann im allgemeinen die Anwendung der zweiten Methode.

b) Methode des Hilfskreises.

Nach dieser Methode besteht die zusätzliche Kopplung darin, daß ein aus Kapazität, Selbstinduktion und Widerstand bestehender Hilfskreis mit jedem

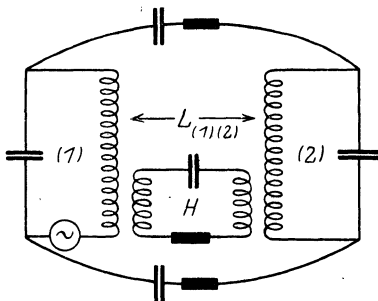


Abb. 560. Entkopplung durch Hilfskreis.

der beiden voneinander zu entkoppelnden Kreise gekoppelt wird. Durch Variation der Kopplung des Kreises und durch Änderung seiner Abstimmung läßt es sich stets erreichen, daß in dem zu entkoppelnden Kreise eine Gegenspannung hervorgerufen wird, welche die zu kompensierende Spannung aufhebt. In der Abb. 560 ist das prinzipielle Schalt-schema gegeben. Die Kreise 1 und 2 sind induktiv, wie auch mit einer Widerstands- und kapazitiven Kopplung verbunden.

Dieses Verfahren führt, rein experimentell angewendet, rasch zum Ziel, indem die Kopplung und die Verstimmung des Kreises H sukzessive auf den erforderlichen Wert eingestellt werden.

Im Unterschied gegenüber der ersten Methode, durch welche eine Spannungsdifferenz zwischen zwei Punkten des zu entkoppelnden Kreises aufgedrückt wurde, wird nach dieser Methode bei Verwendung einer Kopplung ohne Stromverzweigung für den Hilfskreis eine elektromotorische Kraft dem zu entkoppelnden Kreise aufgezungen, welche die Störspannungen aufhebt. Sind die beiden zu entkoppelnden Systeme durch eine Kopplung ohne Stromverzweigung verbunden, so wird nach dieser zweiten Methode durch die zusätzliche Kopplung auch keine Stromverzweigung herbeigeführt, und es wird durch dieses Verfahren der ganze Kreis entkoppelt, während nach der ersten Methode nur die Entkopplung eines bestimmten Zweiges möglich war.

Diese Methode eignet sich insbesondere zur Beseitigung von Empfangsstörungen in der drahtlosen Telegraphie. Es wird dann der Hilfskreis als Übertragungskreis in einer Zweiwegeschaltung verwendet, wie die Abb. 561 zeigt, wo S der andere Übertragungskreis ist. Damit durch die Hinzufügung des Entkopplungskreises H mit der Vernichtung der Störschwingungen nicht gleichzeitig die Empfangsschwin-

gung vernichtet oder aber stark geschwächt wird, ist es erforderlich, daß der Hilfskreis stark, der Übertragerkreis S schwach gedämpft sind, damit für benachbarte Frequenzen auf dem einen Wege eine starke Änderung der Phase erzielt wird.

Für eine Kreisfrequenz ω_0 ist die Entkopplungsbedingung gegeben durch die Beziehungen

$$\begin{aligned} L_{AH}L_{HD}R_S - L_{AS}L_{SD}R_H &= 0, \\ L_{AH}L_{HD} \left(\omega_0 L_S - \frac{1}{\omega_0 C_S} \right) \\ - L_{AS}L_{SD} \left(\omega_0 L_H - \frac{1}{\omega_0 C_H} \right) &= 0. \quad (11) \end{aligned}$$

Die Bedingung ist unter der Voraussetzung gültig, daß eine Rückwirkung des Empfangskreises D auf die Übertragerkreise und die Antenne nicht stattfindet. Für die Praxis des Hochfrequenzempfanges ist es deshalb zweckmäßig, zwischen die Übertragerkreise und den Kreis D Elektronenröhren zu schalten.

Es seien ω_0 die Kreisfrequenz der Störwelle, ω_r die Resonanzfrequenz des Kreises S und ω die Kreisfrequenz der aufzunehmenden Welle,

$\Delta \omega_0 = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega}$ die prozentuale Frequenzdifferenz zwischen der Störwelle und der Empfangswelle,

$\Delta \omega_r = \frac{\omega_r - \omega}{\omega}$ die prozentuale Verstimmung des Resonanzkreises S gegenüber der Empfangsfrequenz,

ϑ_S und ϑ_H die log. Dekremente der Kreise S und H .

Die Intensität der Empfangswelle bei mittels Einstellung des Kreises H entkoppelter Störwelle (also bei erfüllter Entkopplungsbedingung) hängt ab von der Abstimmung des Kreises S , und zwar erhält man bei einer Frequenzdifferenz

$\Delta \omega_0 > \frac{\vartheta_S}{\pi \left(1 - \frac{\vartheta_S}{\vartheta_H} \right)}$ zwei Maxima für folgende Einstellungen des Sekundärkreises,

$$\Delta \omega_r = \frac{\Delta \omega_0}{2} \left(1 - \frac{\vartheta_S}{\vartheta_H} \right) \pm \frac{1}{2} \sqrt{\Delta \omega_0^2 \left(1 - \frac{\vartheta_S}{\vartheta_H} \right)^2 - \left(\frac{\vartheta_S}{\pi} \right)^2}. \quad (12)$$

Für

$\Delta \omega_0 < \frac{\vartheta_S}{\pi \left(1 - \frac{\vartheta_S}{\vartheta_H} \right)}$ gibt es nur ein Maximum bei $\Delta \omega_r = \frac{\Delta \omega_0}{2} \left(1 - \frac{\vartheta_S}{\vartheta_H} \right)$.

In Verbindung mit Richtwirkung ist es möglich, eine Entkopplung bei zwei Fernstationen gleicher Wellenlänge zu erreichen, wie dieses durch die Schaltung in der Abb. 562 erläutert ist. A und B sind die beiden Sendestationen, deren gleiche Wellen unter einem Winkel in der Empfangsstation E eintreffen. Man stellt die beiden Rahmen R_1 und R_2 so auf, daß sie von den beiden Stationen in verschiedenem Maße beeinflusst werden. So hebt sich die Wirkung der Station B

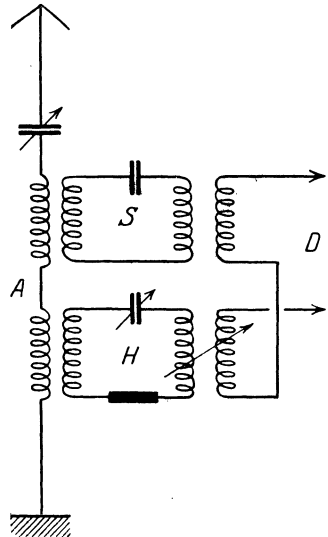


Abb. 561. Entkopplung einer Empfangschaltung durch Hilfskreis.

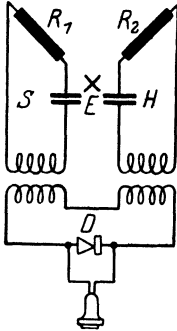
A
XB
+

Abb. 562. Auskopplung eines Senders bei Richtempfang.

nach der Schaltung auf den Empfangskreis auf, während die Station *A* empfangen wird. Dieses Verfahren erfordert auch eine Entkopplung, d. h. also in diesem Fall eine entsprechende Einstellung von Phase und Amplitude des Stromes im Kreise *H*, da allein durch einfache Richtwirkung praktisch eine völlige Störfreiung nicht zu erzielen ist, weil bei starken Sendern der Richtungsempfang im Minimum selten völlig Null wird.

Es ist ferner möglich, Störer von der gleichen Frequenz, wie die Empfangswelle, in dem Falle zu eliminieren, wenn der Störer in anderer Weise auf die Empfangsapparatur einwirkt als der zu empfangende Sender. Dieses tritt in der Praxis dann z. B. auf, wenn der Störer sich in der Nähe der Empfangsapparatur befindet. Es wird nämlich dann dem Empfänger die Energie der Sendestation nur über die Antenne, die Energie des Störers dagegen durch direkte Beeinflussung der Empfangsspulen oder durch Antenne und direkte Beeinflussung zugeführt.

Alle in der Praxis bekannten Methoden der Entkopplung sind Spezialfälle der beiden hier angegebenen Methoden.

XIII. Selektionsmittel.

Bearbeitet von H. Backhaus.

1. Zweck.

Zweck aller Selektionsmittel ist es, aus einem Spektrum von Wellenlängen oder Frequenzen eine bestimmte Frequenz auszuwählen. Diese ausgewählte Frequenz soll dann entweder besonders bevorzugt werden oder, weil störend, unterdrückt werden.

2. Überlagerungsempfang.

Ein wichtiges und viel angewandtes Mittel zur Erfüllung der beiden genannten Aufgaben liegt im Überlagerungsempfang (s. S. 185). Durch passende Wahl der Überlagerungsfrequenzen können störende Frequenzen so weit von der zu empfangenden Welle getrennt werden, daß eine Verwechslung oder eine Störung durch die fremde Welle nicht mehr eintritt. Diese Wirkung kann durch mehrfache Überlagerung noch vielseitiger gestaltet werden.

Eine Unterdrückung oder nennenswerte Dämpfung fremder Wellen ist allerdings auf diesem Wege nicht zu erreichen, wenn man nicht die Überlagerungswelle so wählt, daß sie mit einer bestimmten störenden Welle genau übereinstimmt. Man erhält dann von der betreffenden Störwelle keinen Schwebungston, sie wird also vollständig unterdrückt.

3. Resonanzmethode.

A. Allgemeines.

Das Prinzip, wonach in neuerer Zeit fast ausschließlich für die oben genannten Zwecke verfahren wird, das auch neben der Methode des Überlagerungsempfanges Anwendung finden kann, beruht auf den Resonanzeigenschaften schwingungsfähiger Systeme.

Als einfaches akustisch-mechanisches Mittel sei hier das Resonanztelefon genannt. Dieses besitzt statt einer Membran eine abgestimmte Blattfeder, die zur Erzielung einer ausreichenden Resonanzschärfe schwach gedämpft sein muß. Ein solches Telefon gibt dann nur Töne wieder, die der Eigenfrequenz der Blattfeder entsprechen.

B. Definitionen.

Wichtiger und vielseitiger anwendbar sind elektrische Kondensatorkreise. Solche Gebilde heißen, wenn sie dem Zwecke dienen, bestimmte Frequenzen oder Frequenzbereiche zu bevorzugen, alle anderen dagegen stark zu dämpfen: Wellenfilter, Wellensiebe oder kurz Siebe. Mehrere hintereinander gekoppelte derartige Kreise bilden eine Siebkette.

Sollen dagegen bestimmte Frequenzen oder Frequenzbereiche unterdrückt werden unter möglichst geringer Dämpfung der benachbarten Frequenzen, so werden die hierfür geeigneten Gebilde als Sperrsiebe, Sperrsiebketten oder Sperrketten bezeichnet.

Wenn das System so lang ist, daß eine Rückwirkung vom Ende her auf den Anfang unter allen Umständen vernachlässigt werden kann, so hat man einen Kettenleiter vor sich.

C. Siebe und Siebketten¹⁾.

Maßgebend für die Wirkung des Gebildes ist die Stromstärke im Nutzwiderstand, also im letzten Gliede. Hierüber gewährt die Resonanzkurve des Systems Aufschluß.

a) Eingliedrige Siebe.

Siebe in ihrer einfachsten Form sind gewöhnliche Schwingungskreise (Abb. 563). Der komplexe Widerstand des Schwingungskreises sei:

$$\mathfrak{Z} = R + jS = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Dann ist:

$$\mathfrak{S} = \frac{\mathfrak{E}}{R + jS}$$

oder in reeller Form:

$$J = \frac{E}{\sqrt{R^2 + S^2}}$$

die Gleichung der Resonanzkurve. Das Maximum der Resonanzkurve liegt bei $S = 0$, also bei:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

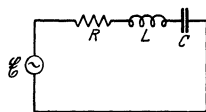


Abb. 563. Einfachstes Sieb.

¹⁾ Literatur: Backhaus, H.: Theorie der kurzen Siebketten. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 24, S. 11, 39, 53. 1924; 25, S. 93. 1925.

Das logarithmische Dekrement des Kreises ist:

$$\vartheta = \frac{\pi R}{\omega_0 L},$$

die Dämpfung des Kreises:

$$D = \frac{\vartheta}{\pi} = \frac{R}{\omega_0 L}.$$

Setzt man $U = \frac{S}{R}$, so wird die Gleichung der Resonanzkurve:

$$J = \frac{E}{R} \frac{1}{\sqrt{1 + U^2}},$$

worin:

$$U = \frac{\omega L}{R} - \frac{1}{R \omega C} = \frac{1}{D} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{D} \left(\eta - \frac{1}{\eta} \right) = \frac{X}{D},$$

wenn das Frequenzverhältnis $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$ ist.

Ist die prozentuelle Verstimmung $x = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$, so ergeben sich für schmale Frequenzbereiche, wie sie für die gebräuchlichen Resonanzkurven allein in Frage kommen, folgende einfache Beziehungen:

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_0(x + 1), & x &= \frac{X}{2} = \frac{UD}{2}, & \eta &= 1 + x = 1 + \frac{X}{2} = 1 + \frac{UD}{2}, \\ U &= \frac{X}{D} = \frac{2x}{D} = \frac{2(\eta - 1)}{D}. \end{aligned}$$

Als Abszissenmaßstab für die Resonanzkurve kann man also ω , η , X , x oder U wählen; die Umrechnung zwischen den verschiedenen Maßstäben erfolgt leicht nach den gegebenen Formeln. Der Ordinatenmaßstab wird grundsätzlich so gewählt, daß das Maximum der Resonanzkurve dem Wert 1 entspricht.

Berechnung der Dämpfung D aus der Form der Resonanzkurve.

Nach der Gleichung der Resonanzkurve wird für $U = 1$:

$$J = J_{\max} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = J_{\max} \cdot 0,7.$$

Man mißt also die Breite s der Resonanzkurve in der Höhe 0,7. Dann wird, mit Hilfe einer der oben angegebenen Beziehungen, U durch den betreffenden Abszissenmaßstab ausgedrückt. Setzt man in dieser Gleichung $U = 1$ und die Abszisse $= s/2$, so kann man D berechnen. Die Resonanzkurve sei z. B. mit x als Abszisse aufgetragen; es ergibt sich dann: $D = s$.

Die Resonanzkurve ist also um so flacher und breiter, je größer die Dämpfung D des Kreises ist.

Mit Rücksicht auf die Einschwingvorgänge darf die Dämpfung nicht zu klein gemacht werden, für Tonfrequenzen z. B. nicht wesentlich unter 0,2; hierdurch ist auch der mit einfachen Schwingungskreisen zu erreichenden Resonanzschärfe oder Selektivität eine Grenze gesetzt.

Wenn man die Wahl hat, ob man das Sieb auf der Hochfrequenzseite oder auf der Niederfrequenzseite einbauen soll, so wird man stets das erstere wählen. Für den Einschwingvorgang kommt es nur auf die endgültige Niederfrequenzwelle an. Man kann dann auf der Hochfrequenzseite viel kleinere Dämpfungen verwenden und erhält dadurch günstigere Resonanzkurvenformen.

In vielen Fällen wird eine Schaltung wie Abb. 563 eine zu große Dämpfung des Schwingungskreises bedeuten. Man kann sich dann so helfen, daß man den

Schwingungskreis entweder induktiv oder kapazitiv mit Stromverzweigung nach Abb. 564 a und 564 b mit den Anschlußelementen koppelt. Die Kopplung ist dann so vorzunehmen, daß das Gebilde O nicht schwingungsfähig ist. Auch induktive

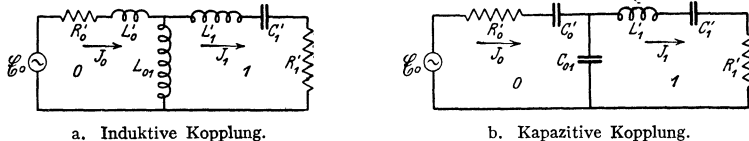


Abb. 564. Durch Stromverzweigung gekoppeltes Sieb.

Kopplung ohne Stromverzweigung kann angewendet werden; sie läßt sich in einfacher Weise rechnerisch nach Abb. 565 a und 565 b auf die induktive Kopplung mit Stromverzweigung wie Abb. 564 a zurückführen. Die beiden Kopplungen sind identisch, wenn man macht:

$$L_{00} = L''_0 + L_{01}, \quad L_{11} = L''_1 + L_{01}, \quad M_{01} = L_{01}.$$

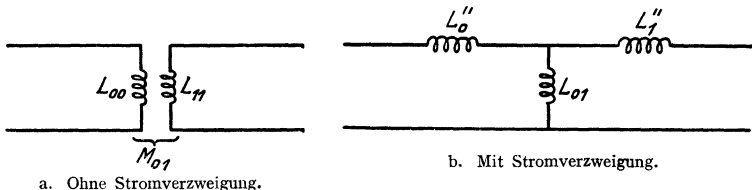


Abb. 565. Induktiv gekoppeltes Sieb.

Wenn man in der in den Abb. 564 a und 564 b angegebenen Weise einen Schwingungskreis mit einem aperiodischen Kreise koppelt, so kann man mit stets genügender Annäherung das ganze Gebilde als einen einzigen Schwingungskreis auffassen mit den Elementen:

Für induktive Kopplung:

$$\begin{aligned} E_I &= E_0 a_{01}^2, \\ R_I &= R'_1 + R'_0 a_{01}^2, \\ L_I &= L_1 - (L_{01} + L'_0) a_{01}^2 = L_1 - L_0 a_{01}^2, \\ C_I &= C'_1, \\ \omega_I &= \frac{1}{\sqrt{L_I C_I}}, \end{aligned}$$

Für kapazitive Kopplung:

$$\begin{aligned} E_I &= E_0 a_{01}^2, \\ R_I &= R'_1 + R'_0 a_{01}^2, \\ L_I &= L'_1, \\ \frac{1}{C_I} &= \frac{1}{C_1} - \left(\frac{1}{C_{01}} + \frac{1}{C'_1} \right) a_{01}^2 = \frac{1}{C_1} - \frac{a_{01}^2}{C_0}, \\ \omega_I &= \frac{1}{\sqrt{L_I C_I}}, \\ a_{01}^2 &= \frac{\omega_1^2 L_{01}^2}{R_0'^2 + \omega_1^2 (L_0' + L_{01})^2} = \frac{\omega_1^2 L_{01}^2}{R_0'^2 + \omega_1^2 L_0'^2}. \end{aligned}$$

Die größtmögliche Energie $W = \frac{E_0^2}{8 R_0'}$ erhält man im Schwingungskreis für a_{01}^2 bzw. $a_{01}^2 = \frac{R_1'}{R_0'}$, also für $R_I = 2 R_1'$. Die Dämpfung des Kreises ist:

$$D_I = \frac{R_I}{\omega_I L_I}.$$

Legt man hierfür einen bestimmten Wert zugrunde, so sind die Elemente des Schwingungskreises nach den angegebenen Formeln passend zu bestimmen.

Wenn die unerwünscht große Dämpfung nicht von den Zuleitungen, sondern von den weiteren Anschlüssen, z. B. vom Detektor, herrührt, so kann man diesen in entsprechender Weise in einen aperiodischen Kreis 2 legen, den man mit dem Schwingungskreis 1 koppelt. Es gilt dann:

Für induktive Kopplung:

$$R_I = R'_1 + R'_2 a_{12}^2,$$

$$L_I = L_1 - a_{12}^2 (L'_2 + L_{12}) = L_1 - a_{12}^2 L_2,$$

$$C_I = C'_1,$$

$$\omega_I = \frac{1}{\sqrt{L_I C'_1}},$$

$$a_{12}^2 = \frac{\omega_1^2 L_{12}^2}{R_2^2 + \omega_1^2 (L'_2 + L_{12})^2} = \frac{\omega_1^2 L_{12}^2}{R_2^2 + \omega_1^2 L_2^2}.$$

Für kapazitive Kopplung:

$$R_I = R'_1 + R'_2 a_{12}^{\prime 2},$$

$$L_I = L'_1,$$

$$\frac{1}{C_I} = \frac{1}{C_1} - a_{12}^{\prime 2} \left(\frac{1}{C'_2} + \frac{1}{C_{12}} \right) = \frac{1}{C_1} - \frac{a_{12}^{\prime 2}}{C_2},$$

$$\omega_I = \frac{1}{\sqrt{L'_1 C_I}},$$

$$a_{12}^{\prime 2} = \frac{1}{R_2^2 + \frac{1}{\omega_1^2} \left(\frac{1}{C'_2} + \frac{1}{C_{12}} \right)^2} = \frac{1}{R_2^2 + \frac{1}{\omega_1^2 C_2^2}}.$$

Um die optimale Energie $W = \frac{E_0^2}{8 R'_1}$ zu erhalten, hat man auch hier wieder $R'_1 = R'_2 a_{12}^2$ zu setzen.

Werden sowohl Zu- als Ableitungen in der besprochenen Weise mit dem Schwingungskreis gekoppelt, so hat man ähnlich zu verfahren. Die günstigste Energieübertragung erhält man dann, wenn man die Eigendämpfung des Schwingungskreises möglichst klein macht und $R'_0 a_{01}^2 = R'_2 a_{12}^2$ setzt.

b) Zweigliedrige Siebketten.

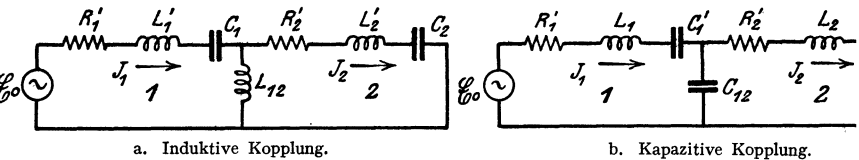


Abb. 566. Zweigliedrige Siebketten.

$$\begin{aligned} \mathfrak{Z}_1 &= R'_1 + j \left(\omega L'_1 + \omega L_{12} - \frac{1}{\omega C'_1} \right) \\ &= R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) = R_1 + j S_1. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathfrak{Z}_1 &= R'_1 + j \left(\omega L'_1 - \frac{1}{\omega C'_1} - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \\ &= R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) = R_1 + j S_1 \end{aligned}$$

Entsprechend:

$$\mathfrak{Z}_2 = R_2 + j S_2.$$

$$\mathfrak{Z}_2 = R_2 + j S_2.$$

Aus den Gleichungen

$$\mathfrak{E}_0 = \mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_1 - \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_{12}, \quad 0 = \mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_{12} - \mathfrak{Z}_2 \mathfrak{Z}_2$$

folgt:

$$\mathfrak{Z}_2 = \frac{\mathfrak{E}_0 \mathfrak{Z}_{12}}{\mathfrak{Z}_1 \mathfrak{Z}_2 - \mathfrak{Z}_{12}^2}$$

oder in reeller Form:

$$J_2 = E_0 \frac{\omega L_{12}}{\sqrt{A_2^2 + B_2^2}} \quad \text{bzw.} \quad J_2 = E_0 \frac{1}{\sqrt{A_2^{\prime 2} + B_2^{\prime 2}}},$$

$$\text{wo } A_2 = R_1 R_2 - S_1 S_2 + \omega^2 L_{12}^2, \quad A'_2 = R_1 R_2 - S_1 S_2 + \frac{1}{\omega^2 C_{12}^2},$$

$$B_2 = R_1 S_2 + R_2 S_1, \quad B'_2 = R_1 S_2 + R_2 S_1;$$

oder in anderer Form:

$$J_2 = E_0 \sqrt{\frac{m_{12} m_{21}}{R_1 R_2}} \frac{\eta}{\sqrt{A_2^2 + B_2^2}} \quad \text{bzw.} \quad J_2 = E_0 \sqrt{\frac{m_{12} m_{21}}{R_1 R_2}} \frac{\frac{1}{\eta}}{\sqrt{A_2'^2 + B_2'^2}},$$

wo

$$A_2 = 1 - U_1 U_2 + \eta^2 m_{12} m_{21}, \quad A_2' = 1 - U_1 U_2 + \frac{1}{\eta^2} m_{12} m_{21},$$

$$B_2 = U_1 + U_2, \quad B_2' = U_1 + U_2,$$

$$\kappa_{12} = \frac{L_{12}}{L_1}, \quad \kappa_{21} = \frac{L_{12}}{L_2}, \quad \frac{\kappa_{12}}{D_1} = m_{12}, \quad \gamma_{12} = \frac{C_{12}}{C_{12}}, \quad \gamma_{21} = \frac{C_{12}}{C_{12}}, \quad \frac{\gamma_{12}}{D_1} = m_{12},$$

$$\frac{\kappa_{21}}{D_2} = m_{21}, \quad \frac{\gamma_{21}}{D_2} = m_{21},$$

$$U_1 = \frac{X_1}{D_1}, \quad U_2 = \frac{X_2}{D_2}, \quad k = \sqrt{\kappa_{12} \kappa_{21}}, \quad U_1 = \frac{X_1}{D_1}, \quad U_2 = \frac{X_2}{D_2}, \quad k = \sqrt{\gamma_{12} \gamma_{21}}.$$

Nach diesen Formeln ist eine Berechnung der Resonanzkurve in einfacher Weise möglich. Man kann das dadurch noch weiter vereinfachen, daß man im Zähler von J_2 und im 3. Gliede von A_2 $\eta = 1$ setzt, eine Vernachlässigung, die innerhalb der immer nur in Betracht kommenden schmalen Frequenzbereiche stets zulässig ist.

Hintereinanderschalten zweier miteinander gekoppelter Schwingungskreise ergibt eine größere Steilheit der Resonanzkurve, also bessere Selektivität.

Bis zu einem Wert der Kopplung $k \leq \sqrt{\frac{D_1^2 + D_2^2}{2}}$ erhält man die Resonanz-

kurve des zweigliedrigen Systems aus den beiden Resonanzkurven der einzelnen Schwingungskreise annähernd durch Multiplikation der zusammengehörigen Ordinaten. Diese Resonanzkurve ist also schmäler, die Frequenzen außerhalb des ausgewählten Bereiches werden stärker als beim einfachen Schwingungskreise unterdrückt. Sonst unterscheidet sich bei so loser Kopplung die Resonanzkurve der Form nach nicht wesentlich von der Resonanzkurve eines einfachen Schwingungskreises. Im besonderen ist auf diese Weise noch nicht ein Bereich annähernd gleicher Durchlässigkeit hergestellt; es ist im Gegenteil streng genommen nur eine bestimmte Frequenz bevorzugt.

Die Dämpfung der einzelnen Schwingungskreise ist maßgebend für die Steilheit der Resonanzkurve des ganzen Systems.

Wird die Kopplung $k > \sqrt{\frac{D_1^2 + D_2^2}{2}}$, so erhält die Resonanzkurve bei gleicher

Abstimmung der beiden Kreise zwei gleich hohe Maxima mit dazwischen liegendem Minimum. Läßt man dieses Minimum nicht zu tief werden, so kann man eine annähernd rechteckige Form der Resonanzkurve, also einen Bereich annähernd gleichmäßiger Durchlässigkeit erhalten. Mit Rücksicht auf die durch Verwendung von Röhrendetektoren eintretende Verzerrung der Resonanzkurve wird man mit dem Minimum nicht tiefer als bis zu 90% der Maximalamplitude gehen dürfen.

Besonders einfache und übersichtliche Verhältnisse bekommt man, wenn die beiden Kreise gleich gebaut sind. Es ist dann: $D_1 = D_2$, $U_1 = U_2$, $\kappa_{12} = \kappa_{21}$ bzw. $\gamma_{12} = \gamma_{21}$, $k = \kappa_{12}$ bzw. $= \gamma_{12}$, $m_{12} = m_{21}$. Die Bedingung für die Grenzkopplung wird dann: $k = D_1$, also $m_{12} = m_{21} = 1$, d. h. $\omega_1 L_{12} = R_1'$ bzw.

$$\frac{1}{\omega_1 C_{12}} = R_1'.$$

In diesem Falle kann man bei engerer Kopplung durch die Größe

$m_{12} = \frac{\omega_1 L_{12}}{R'_1}$ bzw. $= \frac{\omega_1 C_{12}}{R'_1}$ die Tiefe des Minimums in der Mitte der Resonanzkurve leicht bestimmen. Es ist:

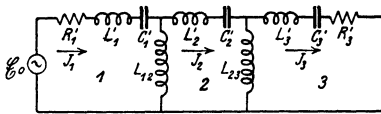
für $m_{12} =$	1	1,2	1,5	1,6	1,8	2,0	2,5	3,0
Min.-Ord. in %:	100	98,4	92,4	90,0	85,8	80,0	69,0	60,0

Für die Lage der Maxima ergibt sich dann: $U_{\max} = \pm \sqrt{m_{12}^2 - 1}$. Hiernach kann man den Bereich annähernd gleicher Durchlässigkeit bestimmen.

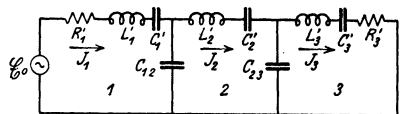
Das Maximum an Energie erhält man im Nutzwiderstande R'_3 , wenn man $m_{12} = m_{21}$ macht, also bei gleichem Aufbau der Kreise die Dämpfungen einander gleich macht. Wenn dies wegen der Größe von R'_1 oder R'_2 Schwierigkeiten macht, so kann man bei zweigliedrigen Siebketten in genau gleicher Weise verfahren, wie oben bei eingliedrigen Sieben beschrieben wurde, indem man nämlich die Widerstände ganz oder zum Teil in aperiodische Kreise verlegt, die mit den eigentlichen Schwingungskreisen in geeigneter Weise gekoppelt sind. Es ist hierbei vorteilhaft, um die Verlustwiderstände zu verringern, die Eigenwiderstände der eigentlichen Schwingungskreise möglichst niedrig zu halten.

c) Dreigliedrige Siebketten¹⁾.

Wenn bei einem Durchlässigkeitsbereich großer Breite sehr gleichmäßige Durchlässigkeit und große Resonanzschärfe verlangt werden, so wird man mit zweigliedrigen Siebketten nicht auskommen können. Man wird drei- oder mehrgliedrige Siebketten verwenden müssen. Im allgemeinen dürfte jedoch eine dreigliedrige Siebkette ausreichend sein. Rechnerisch am einfachsten zu übersehen sind Siebketten, deren Glieder alle die gleiche Eigenfrequenz haben, so daß ihre Reaktanzen nur durch einen konstanten Faktor voneinander verschieden sind. Die günstigste Form für die Resonanzkurve erhält man dann, wenn man die beiden Endglieder gleich stark dämpft und die Dämpfung des mittleren Gliedes so klein wie nur irgend möglich macht. Die drei Maxima der Resonanzkurve werden dann nämlich nahezu gleich hoch. Bezüglich der Dämpfung der Endglieder s. unter a und b.



a. Induktive Kopplung.



b. Kapazitive Kopplung.

Abb. 567. Dreigliedrige Siebketten.

Es sei:

$$R'_1 = R'_3, \quad L'_1 = \frac{1}{2} L'_2 = L'_3, \quad C'_1 = 2 C'_2 = C'_3,$$

$$L_{12} = L_{23} \quad \text{bzw.} \quad C_{12} = C_{23}.$$

Demnach:

$$D_1 = D_3, \quad m_{12} = m_{32}, \quad U_1 = U_3.$$

Aus den Gleichungen:

$$\Im_1 \Im_1 - \Im_2 \Im_{12} = \mathfrak{E}_0,$$

$$\Im_1 \Im_{12} - \Im_2 \Im_2 + \Im_3 \Im_{12} = 0,$$

$$\Im_2 \Im_{12} - \Im_3 \Im_1 = 0$$

¹⁾ Siehe Riegger, H.: Über Kettenleiter. Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern Bd. I, 1922, H. 3 und Bd. III, 1923, H. 1. — Backhaus, H.: Über Siebketten und deren Anschluß an Leitungen. Ebenda Bd. III, 1924, H. 2.

folgt zur Berechnung der Resonanzkurve:

$$J_3 = E_0 \frac{\omega^2 L_{12}^2}{\sqrt{A_3^2 + B_3^2}} \quad \text{bzw.} \quad J_3 = E_0 \frac{1}{\sqrt{A_3'^2 + B_3'^2}},$$

wo

$$A_3 = 2 R_1 (\omega^2 L_{12}^2 - 2 S_1^2), \quad A_3' = 2 R_1 \left(\frac{1}{\omega^2 C_{12}^2} - 2 S_1^2 \right),$$

$$B_3 = 2 S_1 (R_1^2 - S_1^2 + \omega^2 L_{12}^2), \quad B_3' = 2 S_1 \left(R_1^2 - S_1^2 + \frac{1}{\omega^2 C_{12}^2} \right);$$

oder in anderer Form:

$$J_3 = E_0 \frac{m_{12}^2}{R_1^2} \frac{\eta}{\sqrt{A_3^2 + B_3^2}} \quad \text{bzw.} \quad J_3 = E_0 \frac{m_{12}^2}{R_1^2} \frac{1}{\sqrt{A_3'^2 + B_3'^2}},$$

wo

$$A_3 = 2 (\eta^2 m_{12}^2 - 2 U_1^2), \quad A_3' = 2 \left(\frac{m_{12}^2}{\eta^2} - 2 U_1^2 \right),$$

$$B_3 = 2 U_1 (1 - U_1^2 + \eta^2 m_{12}^2), \quad B_3' = 2 U_1 \left(1 - U_1^2 + \frac{m_{12}^2}{\eta^2} \right).$$

Die Maxima liegen bei: $U_1 = 0$ und bei $U_1 = \pm \sqrt{m_{12}^2 - 1}$,
die Minima bei $U_1 = \pm \sqrt{\frac{1}{3}(m_{12}^2 - 1)}$.

Damit die seitlichen Maxima reell werden, die Resonanzkurve also oben breit wird, muß $m_{12} > 1$, also:

$$\omega_1 L_{12} > R_1' \quad \text{bzw.} \quad \frac{1}{\omega_1 C_{12}} > R_1'$$

sein.

Die Breite des Bereiches annähernd gleicher Durchlässigkeit ist hier dieselbe wie bei einer zweigliedrigen Siebkette mit denselben Gliedern. Die Resonanzkurve unterscheidet sich von der des zweigliedrigen Siebes nur durch größere Steilheit und bessere Gleichmäßigkeit der Durchlässigkeit. Es ist:

für $m_{12} =$	1	1,2	1,5	1,8	2,0	2,5	3,0	3,5
Min.-Ord. in %:	100	99,5	97,2	92,7	89,3	80,3	71,9	64,4

Die Ungleichförmigkeit der Durchlässigkeit nimmt also bei dreigliedrigen Ketten mit der Kopplung langsamer zu als bei zweigliedrigen.

D. Sperrketten.

Die Aufgabe, bestimmte Frequenzen völlig zu unterdrücken, alle anderen dagegen nahezu gleichmäßig gedämpft hindurchzulassen, ist mit kurzen Ketten nicht lösbar. Man muß sich hier mit einem begrenzten Durchlässigkeitsbereich begnügen.

Es gibt sehr viele Möglichkeiten, zu geeigneten Gebilden solcher Art zu gelangen. Allgemeine Regeln lassen sich hierfür nicht aufstellen.

Allgemein wird für die Unterdrückung unerwünschter Frequenzen nach dem Grundsatz verfahren, daß die Kopplung so eingerichtet wird, daß bei der zu unterdrückenden Frequenz Entkopplung (s. S. 562f.) eintritt. Eine einfache Möglichkeit der Entkopplung liegt darin, daß man als Kopplungsglied Induktivität und Kapazität in Reihenschaltung benutzt; für die diesem Kopplungsglied entsprechende Eigenfrequenz ist der Scheinwiderstand, wenn man vom Ohmschen Widerstand absieht, gleich Null und desgleichen die Kopplung.

Um den Verlauf der Resonanzkurve zu beiden Seiten der Nullstelle möglichst ungestört zu erhalten und die der Nullstelle dicht benachbarten Frequenzen mög-

lichst wenig zu unterdrücken, ist es vorteilhaft, dem Entkopplungsglied einen rein Ohmschen Widerstand parallel zu schalten. Als Beispiel hierfür sei die Sperrkette in Abb. 568 gegeben.

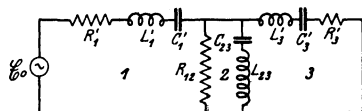


Abb. 568. Sperrkette.

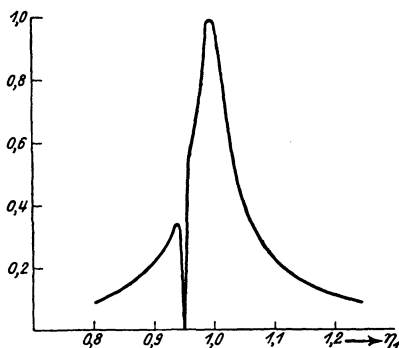


Abb. 569. Resonanzkurve der Sperrkette.

Hier ist angenommen:

$$L_1 = L_3, \quad C_1 = C_3, \quad L_{23} = 10 L_1,$$

$$\omega_2 = \omega_3 = 0,95 \omega_1, \quad \omega_3' = \frac{1}{\sqrt{L_3' C_3'}} = \omega_1,$$

$$R_1' = 0,2 R_{12} = 0,096 R_3', \quad D_1 = D_3 = 0,05, \quad D_2 = 0,0044.$$

Die Berechnung¹⁾ der Resonanzkurve ergibt das Bild in Abb. 569.

E. Kettenleiter.

a) Allgemeines.

Die Vernachlässigung der Rückwirkung vom Kettenende auf den Stromerzeuger ist im allgemeinen nur bei langen Gebilden von etwa 10 Gliedern an aufwärts zulässig. Bei kürzeren Ketten ist die hiermit erzielte Annäherung häufig unbefriedigend. Für lange Ketten hat K. W. Wagner²⁾ unter Benutzung der erwähnten Vernachlässigung folgendes Verfahren angegeben:

Der Kettenleiter ist zusammengesetzt zu denken aus Elementen von folgender Art:

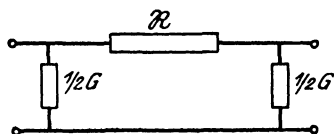


Abb. 570a. Kettenglied erster Art.

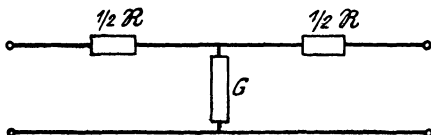


Abb. 570b. Kettenglied zweiter Art.

\mathcal{R} bzw. \mathcal{G} sind beliebig zusammengesetzte komplexe Widerstände bzw. Leitwerte. Die beiden Arten von Kettenleitern unterscheiden sich nur durch die Art des Anschlusses.

Auflösung der für das allgemeine Glied aufgestellten Differenzgleichungen ergibt für die Beziehungen zwischen Spannung und Strom am Anfang und hinter dem n ten Gliede:

$$\mathcal{V}_n = \mathcal{V}_0 \cos n \gamma - \mathcal{I}_0 \mathcal{W} \sin n \gamma,$$

$$\mathcal{I}_n = \mathcal{I}_0 \cos n \gamma - \frac{\mathcal{V}_0}{\mathcal{W}} \sin n \gamma.$$

¹⁾ Riegger, H.: Über Kettenleiter, a. a. O.

²⁾ Siehe Wagner, K. W.: Arch. f. Elektrotechn. 3, S. 315. 1915; 8, S. 61. 1919.

Hierin ist die Fortpflanzungskonstante γ und der Wellenwiderstand \mathfrak{W} definiert durch:

$$\gamma = j\alpha + \beta, \quad \sin \frac{1}{2}\gamma = \frac{1}{2}\sqrt{\Re \mathfrak{G}}, \quad \cos j\gamma = 1 + \frac{\Re \mathfrak{G}}{2} = A + jB,$$

$$A = \cos \alpha \cos j\beta, \quad B = \sin \alpha \sin j\beta,$$

$$\mathfrak{W} = \sqrt{\frac{\Re}{\mathfrak{G}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{4}\Re \mathfrak{G}}} \quad \text{bzw.} \quad \mathfrak{W} = \sqrt{\frac{\Re}{\mathfrak{G}}} \sqrt{1 + \frac{1}{4}\Re \mathfrak{G}}.$$

Bei Vernachlässigung der reflektierten Welle vereinfachen sich die Lösungen zu:

$$\mathfrak{R}_n = \mathfrak{R}_0 e^{-n\gamma}, \quad \mathfrak{I}_n = \mathfrak{I}_0 e^{-n\gamma}, \quad \mathfrak{R}_0 = \mathfrak{W} \cdot \mathfrak{I}_0, \quad \mathfrak{R}_n = \mathfrak{W} \cdot \mathfrak{I}_n.$$

Setzt man $\gamma = j\alpha + \beta$ ein, so ist weiter:

$$e^{n\beta} = \left| \frac{\mathfrak{I}_0}{\mathfrak{I}_n} \right|.$$

α bzw. β sind das Winkelmaß bzw. die Dämpfungs-konstante eines Kettengliedes.

An Stelle der Betrachtung der Resonanzkurve tritt hier die der Dämpfungskurve, d. h. des Verlaufes von β in Abhängigkeit von der Frequenz.

b) Spulen- und Kondensatorleitungen.

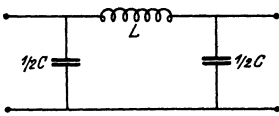


Abb. 571 a. Glied einer Spulen-kette.

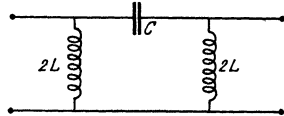


Abb. 571 b. Glied einer Kondensator-kette.

Es sind hier Glieder erster Art angenommen. Die Behandlung von Ketten zweiter Art erfolgt in ganz analoger Weise.

Verlustwiderstände kann man ohne wesentliche Beschränkung der Allgemeinheit vernachlässigen.

$$A = \cos \alpha \cos j\beta = 1 - 2\eta^2 \quad \text{bzw.} \quad A = \cos \alpha \cos j\beta = 1 - \frac{2}{\eta^2},$$

$$B = \sin \alpha \sin j\beta = 0, \quad B = \sin \alpha \sin j\beta = 0,$$

worin $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$ und die Eigenfrequenz ω_0 des einzelnen Gliedes

$$\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad \text{bzw.} \quad \omega_0 = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$$

ist. Je nachdem, ob $|A| \geq 1$ ist, wird:

$$\text{für } \eta < 1: \beta = 0 \quad \text{bzw.} \quad \text{für } \eta > 1: \beta = 0.$$

Dagegen nimmt β schnell zu für:

$$\eta > 1 \quad \text{bzw.} \quad \eta < 1.$$

Die Spulen-kette läßt also alle Frequenzen unterhalb der Eigenfrequenz des Kettengliedes durch und dämpft stark alle Frequenzen oberhalb dieser Eigenfrequenz.

Die Kondensator-leitung verhält sich umgekehrt.

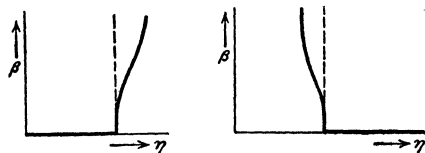


Abb. 572. Dämpfungskonstante a der Spulen-kette. b der Kondensator-kette.

c) Siebkettenleiter.

Durch geeignete Schaltung kann man die Wirkung von Spulen- und Kondensatorleitungen miteinander vereinigen und Gebilde erzeugen, die für Frequenzen eines bestimmten endlichen Bereiches durchlässig sind, andere Frequenzen jedoch stark dämpfen. Es gibt viele Schaltungsarten, die zu diesem Resultat führen. Als Beispiel werde der Kettenleiter mit Reihenkondensatoren betrachtet.

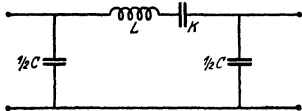


Abb. 573. Kettenleiter mit Reihenkondensatoren.

Es ist:

$$\Re = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right), \quad \Im = j \omega C,$$

$$A = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + \frac{C}{2K}, \quad B = 0.$$

Wenn

$$\omega_1 = \frac{2}{\sqrt{LC}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LK}}, \quad \eta = \frac{\omega}{\omega_1} = \frac{\omega \sqrt{LC}}{2}, \quad \xi = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \sqrt{\frac{2K}{C}}$$

gesetzt wird, so wird:

$$A = 1 + \frac{2}{\xi^2} - 2\eta^2, \quad B = 0.$$

Die Lösungen der Gleichungen:

$$\cos \alpha \cos \beta = A, \quad \sin \alpha \sin \beta = 0$$

werden durch den Wert von $|A|$ bestimmt. Es ist:

$$\text{für } |A| < 1: \beta = 0, \quad \cos \alpha = A,$$

$$\text{für } |A| > 1: \cos \beta = |A|, \quad \begin{array}{l} \cos \alpha = +1, \quad \text{wenn } A > 0, \\ \cos \alpha = -1, \quad \text{wenn } A < 0. \end{array}$$

Das Gebiet geringer Dämpfung wird also begrenzt durch die Beziehungen: $A = +1$ und $A = -1$. Die Grenzen dieses Gebietes, die Lochgrenzen, sind gegeben durch die Frequenzen:

$$\omega_u = \omega_2 \quad \text{und} \quad \omega_b = \omega_2 \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2}.$$



Abb. 574. Dämpfungskurve des Kettenleiters nach Abb. 573.

Die Dämpfungskurve hat dann den hier angedeuteten Verlauf (s. Abb. 574).

Die Lochbreite wird um so kleiner, je kleiner ξ , also je kleiner das Verhältnis $\frac{K}{C}$ ist.

Beim Anschluß von Siebkettenleitern ist mit Rücksicht auf günstige Energieübertragung darauf zu achten, daß die beiderseitig angeschlossenen Widerstände dem Wellenwiderstande des Kettenleiters angeglichen sein müssen. Wird z. B. der Kettenleiter an eine homogene Leitung angeschlossen, so muß deren Charakteristik gleich dem Wellenwiderstande des Kettenleiters sein. Die reflektierte Welle verschwindet dann.

Hierauf beruht die Möglichkeit, auch kurze Siebketten nach der hier gegebenen Methode mit einiger Annäherung zu behandeln. Wenn man nämlich die Verhältnisse so wählt, daß der Wellenwiderstand innerhalb eines bestimmten Bereiches nahezu konstant und gleich der Charakteristik der Anschlußleitungen ist, so kann man

innerhalb dieses Bereiches annähernd gleiche Durchlässigkeit erwarten. Dieser Bereich ist aber immer schmaler als die oben definierte Lochbreite. Die ansteigenden Teile der Dämpfungskurve geben dann nur qualitativ ein rohes Bild von den wirklichen Verhältnissen. Außerhalb des wirklichen Durchlässigkeitsbereiches gibt es keine einfache Beziehung zwischen Resonanzkurve und Dämpfungskurve.

d) Sperrkettenleiter.

Die Aufgabe, Frequenzen nur außerhalb eines bestimmten Bereiches und diese gleichmäßig hindurchzulassen, läßt sich mit langen Kettenleitern in vollkommenerer Weise lösen als mit kurzen Ketten. Man erhält solche Sperrkette z. B. durch Parallelschalten einer Spulenleitung mit der Eigenfrequenz ω_1 zu einer Kondensatorleitung mit der höheren Eigenfrequenz ω_2 . Das gleiche Resultat kann man auch durch einen Kettenleiter erhalten, dessen Glied nach Abb. 575 gebaut ist.

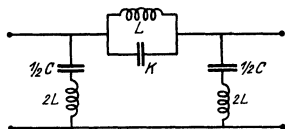


Abb. 575. Sperrkettenleiter.

XIV. Hilfsapparate und Hilfseinrichtungen.

Bearbeitet von F. Banneitz.

I. Relais.

(Vgl. auch S. 166.)

A. Allgemeine Eigenschaften der Relais.

a) Arbeitsweise der Relais.

Relais mit elektromagnetisch bewegtem Anker dienen zum Öffnen und Schließen eines Stromkreises (gesteuerter Stromkreis) mit Hilfe eines anderen hiervon elektrisch getrennten Stromkreises (steuernder Stromkreis). Die gesteuerte Leistung ist meistens bedeutend größer als die steuernde Leistung (Verstärkerwirkung).

Den Abstand der geöffneten Kontakte (= Weg des Ankerkontaktes) bezeichnet man als „Hub“, und die Zeit, die zum Umliegen des Ankers nötig ist, als Umschlagszeit (U). Die „Empfindlichkeit“ eines Relais läßt sich durch die Größe der steuernden Leistung, die zum exakten Umliegen des Ankers erforderlich ist, ausdrücken. Unter „Arbeitsgeschwindigkeit“ eines Relais ist die Anzahl der ganzen Perioden (T in Abb. 576 und 577) (= 2 Stromschritte) in einer Sekunde zu verstehen. Nach dem Umschlagen des Ankers legt sich dieser nicht sogleich fest an den Kontakt, sondern prallt mehr oder weniger oft zurück. Die Zeitdauer dieser Prellungen nennt man „Prellzeit“ (P), die Zeit, während der der Kontakt geschlossen ist, die „Kontaktzeit“ (K), und die Zeit während welcher er geöffnet ist, die „Öffnungszeit“ (O). Es ist also:

$$T = K + P + O \text{ bei Einfachstrom (Abb. 576),}$$

$$T = K + K' + 2P + 2U \text{ bei Doppelstrom (Abb. 577).}$$

Durch gleichzeitiges Verschieben der beiden festen Relaiskontakte kann das Verhältnis von K/K' um etwa $\pm 10\%$ verändert werden.

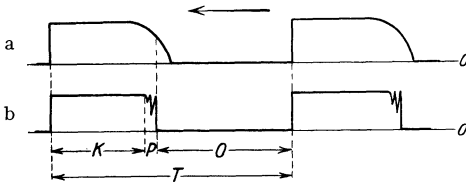


Abb. 576. Stromkurven eines Relais bei Einfachstrom. a Strom in der Wicklung, b Strom durch die Kontakte.

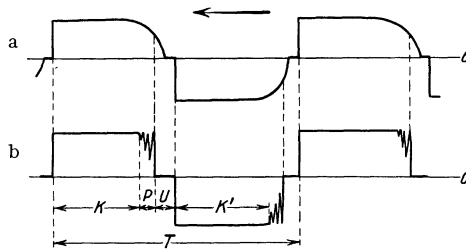


Abb. 577. Stromkurven eines Relais bei Doppelstrom. a Strom in der Wicklung, b Strom durch die Kontakte.

Die elektromagnetischen Relais lassen sich in zwei Gruppen einteilen:

α) Neutrale Relais.

Bei diesen wird der Anker durch Federkraft in der Ruhelage bzw. an dem Trennstromkontakt gehalten und durch elektromagnetische Wirkung des Arbeitsstromes unter Überwindung der Federkraft an den Arbeits- bzw. Zeichenstromkontakt gezogen. Verwendung hauptsächlich als Schaltrelais.

β) Polarisierete Relais.

Ein Stahlmagnet gibt dem Anker eine Richtkraft, die bei neutraler Einstellung im stromlosen Zustand für beide Kontakte gleich ist. Je nach Richtung des die Spulen durchfließenden

Stromes wird der Anker an den einen oder den anderen Kontakt gelegt und wird dort durch die Richtkraft so lange gehalten, bis ihn ein Strom entgegengesetzter Richtung an den anderen Kontakt legt; es muß also mit Doppelstrom gearbeitet werden. Vorzüge gegenüber dem neutralen Relais: größere Empfindlichkeit, kürzere Umschlagszeit, gleichmäßigeres Arbeiten. Beispiele: Telegraphenrelais (s. S. 166).

Vergrößert man bei einem polarisierten Relais die magnetische Richtkraft z. B. nach dem Arbeitskontakt, so neigt der Anker mehr zum Arbeitskontakt; man sagt, das Relais „hängt“ nach dem Arbeitskontakt. Hierdurch wird die Zeitdauer des Kontaktschlusses am Arbeitskontakt verlängert.

Trotzdem der steuernde Stromkreis vom gesteuerten Stromkreis galvanisch getrennt ist, können Rückwirkungen auftreten. Ursachen: 1. Durch die Kontaktfunken wird eine Schwingung im steuernden Kreis erregt. 2. Bei Bewegung des Ankers wird der magnetische Kraftfluß in den Spulenkernen geändert, wodurch ein Stromstoß in den Spulen erzeugt wird.

b) Kontaktmaterial.

α) Schwachstrom.

Für Kontakte, die mit großer Genauigkeit geschlossen und geöffnet werden müssen (geringer und gleichmäßiger Übergangswiderstand), verwendet man Platin oder Platin-Iridium (10 bis 25% Ir) (z. B. für Telegraphenrelais, Empfangsrelais, Gittertastrelais, Klinken- und Walzenschalter). Für viele Zwecke, besonders bei geringer Beanspruchung, genügen auch Kontakte aus Gold oder Silber. Eine Legierung von 63% Gold mit 37% Silber hat sich bewährt. Wolfram ist für niedrige Spannungen nicht geeignet.

Neuerdings wird von der Fa. Heräus (Hanau) eine Legierung aus Feinsilber mit Zusätzen von Gold und Palladium hergestellt, die dem Platin gleichwertig zu sein scheint. Der Übergangswiderstand bleibt bei 10 g Kontaktdruck unter 0,2 Ω. Preis etwa 7mal niedriger als Platin.

β) Starkstrom.

Für stark belastete Kontakte wird meistens Kupfer verwendet. Silberelektroden geben einen noch besseren Kontakt. Wolfram zeichnet sich durch geringen Verschleiß aus und wird in letzter Zeit vielfach verwendet.

c) Funkenbildung und Funkenlöschung an Relaiskontakten.

Der **Öffnungsfunke** (Lichtbogen) wächst mit der zu unterbrechenden Leistung und mit der im Stromkreis liegenden Induktivität. Ist die Spannung der zu unterbrechenden Leistung klein (weniger als 6 V), so ist die Funkenbildung auch bei Unterbrechung sehr starker Ströme gering.

Der **Schließungsfunke** bildet sich während der Prellzeit beim Kontaktschluß und wird besonders stark, wenn hierbei ein Kondensator über einen kleinen Widerstand entladen wird; er verursacht ein Verbrennen oder auch ein Verschweißen der Kontakte.

Zur Verkleinerung des Öffnungsfunken schaltet man einen Kondensator parallel zur Unterbrechungsstelle. Damit hierdurch der Schließungsfunke nicht vergrößert wird, muß mit dem Kondensator ein Widerstand in Serie geschaltet sein. Die günstigsten Größen von Kapazität und Widerstand werden zweckmäßig für jeden Fall praktisch ermittelt. Abb. 578 zeigt eine solche Schaltung für eine Relaisübertragung mit Doppelstrom. In Abb. 582 und 583 ist eine Funkenlöschschaltung von S. & H. angegeben.

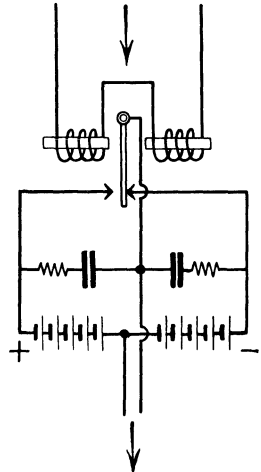


Abb. 578. Schaltung eines Relais für Doppelstromtastung mit Funkenlöschung.

Nach Burstyn¹⁾ wird eine gute Funkenlöschung dadurch erreicht, daß beim Öffnen des Kontaktes eine Kondensator-entladung mit entgegengesetzter Stromrichtung über den Kontakt einsetzt derart, daß die Spannung zwischen dem ein wenig geöffneten Kontakt Null wird und dadurch der Lichtbogen zum Verlöschen gebracht wird. Die Elektroden sollen hierbei den Charakter einer Löschfunkenstrecke haben. Ferner sind u. a. von G. Zickner²⁾, R. Rüdtenberg³⁾ und O. E. Günther⁴⁾ die Vorgänge bei Stromunterbrechung untersucht worden.

die Vorgänge bei Stromunterbrechung untersucht worden.

d) Selektionswirkung von Relais.

Der Anker eines polarisierten Relais wird umgelegt, wenn der hierfür angewandte Strom einen bestimmten Grenzwert überschritten hat. Schwankungen der steuernden Stromstärke werden nicht auf den gesteuerten Stromkreis über-



Abb. 579. Selektionswirkung von Relais. a Stromkurve im steuernden Kreis, b Stromkurve im gesteuerten Kreis.

tragen; dagegen kann der Anker infolge von Störströmen zu früh oder zu spät umgelegt werden, wenn diese Störströme in die Zeit des Ankerumschlags fallen. Da jedoch ein großer Teil der Störungen nicht auf den gesteuerten Kreis übertragen wird, kommt dem Relais eine störfreie Wirkung zu, die besonders bei Schreibempfang und Schnelltelegraphie zur Verbesserung der aufgenommenen Zeichen vorteilhaft ausgenutzt werden kann. Diese Wirkung wird durch Abb. 579 veranschaulicht.

¹⁾ Burstyn, W.: ETZ 34, S. 1225. 1913; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 9, S. 286. 1915; ETZ 41, S. 503. 1920.

²⁾ Zickner, G.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 478. 1919.

³⁾ Rüdtenberg, R.: Elektrische Schaltvorgänge. Berlin: Springer 1923.

⁴⁾ Günther, O. E.: Ann. d. Phys. 42, S. 94. 1913.

Abb. 579 ist die Wiedergabe eines Oszillogrammes (Bewegung von rechts nach links), das an einer Empfangsanordnung für drahtlose Schnelltelegraphie aufgenommen wurde. Vom Sender wurden Wechsel gegeben, d. h. Zeichen und Pausen von gleicher Zeitdauer. Kurve *a* stellt den Strom in der Relaiswicklung, die im Anodenkreis der letzten Gleichrichterröhre lag, dar. Kurve *b* zeigt den Stromverlauf im gesteuerten Kreis (Doppelstromschaltung). Man sieht, daß Kurve *b* nur an denjenigen Stellen ihre gleichmäßige Form verliert, wo durch die Störungen der Zeitpunkt des Ankerumschlags verschoben wird.

B. Empfangsrelais.

Sollen durch die drahtlos aufgenommenen Telegraphierzeichen Morseschreiber, Typendrucker oder Anrufvorrichtungen betätigt werden, so geschieht dies zweckmäßig unter Zwischenschaltung eines empfindlichen Relais. Dieses Relais muß durch die verstärkten und gleichgerichteten Zeichen des Empfängers zum Ansprechen gebracht werden. Die Wicklung desselben wird meistens vom Anodenstrom der letzten mit Gleichrichterwirkung arbeitenden Verstärker-

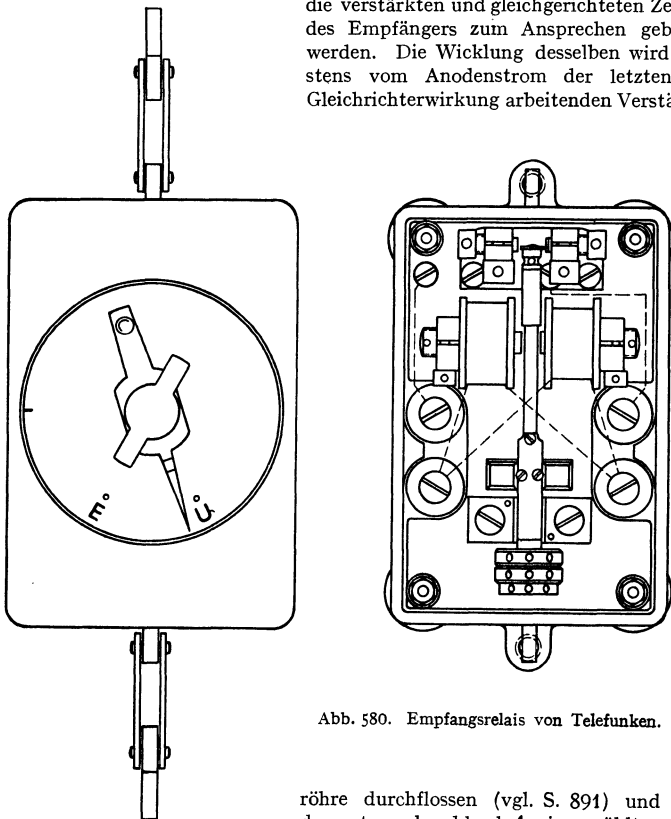


Abb. 580. Empfangsrelais von Telefunken.

röhre durchflossen (vgl. S. 894) und muß dementsprechend hochohmig gewählt werden.

Bei gleicher Empfangsintensität kommt man mit um so geringerer Verstärkung aus, je empfindlicher das Relais ist; andererseits wächst mit der Empfindlichkeit des Relais auch die Trägheit seines beweglichen Systems und infolgedessen die Dauer der Umschlagszeit.

a) **Telegraphenrelais**¹⁾ in normaler Ausführung sind als Empfangsrelais gut verwendbar, besonders wenn die Wicklung der Spulen dem Anodenstromkreis

¹⁾ Vgl. S. 166f.; ferner Strecker, K.: Telegraphentechnik, 6. Aufl. Berlin: Springer 1919. Goetsch, H. W.: Taschenb. f. Fernmeldetechniker. Berlin: Oldenburg 1925.

angepaßt ist. Bei einer 1000-ohmigen Wicklung werden für ein sicheres Ansprechen 6 bis 10 mA benötigt.

b) Ein Relais größerer Empfindlichkeit ist das **Empfangsrelais** von Telefunken (Abb. 580). Bei demselben ist der Anker an einer starken Blattfeder befestigt. Der magnetischen Richtkraft wirkt diese Federkraft entgegen. Größte Empfindlichkeit wird erreicht, wenn die Federkraft sehr wenig kleiner ist als die magnetische Kraft. Durch genaues Abgleichen ist es möglich, bis dicht an den indifferenten Zustand der Ankerbewegung zu gelangen. Mit Hilfe eines von außen drehbaren Eisenstabes wird diese schwierige Einstellung erleichtert. Bei einer Wicklung von 6000 Ω wird zum Ansprechen ein Strom von 0,2 mA benötigt.

c) Das **Huthrelais** nach dem Prinzip von Johnsen und Rahbeck (vgl. S. 152) braucht zum Ansprechen eine Spannungsänderung von 5 bis 10 V bei einer Vorspannung von etwa 50 V. Der Stromverbrauch beträgt etwa 0,05 mA. Es wird zweckmäßig mit einer Röhre derart zusammengeschaltet, daß der Anodenstrom gleichzeitig die Vorspannung liefert.

C. Tastrelais.

a) Vorbemerkungen.

Im allgemeinen werden die Sender für drahtlose Telegraphie mit Fernastastung ausgerüstet, d. h. das Tastrelais des Senders wird von einer Betriebszentrale (s. S. 1033) über die Tastleitung betätigt. Werden für die Fernastastung normale Telegraphen- oder Fernsprechleitungen benutzt, so sollen diese durch die Tastströme nicht stärker belastet werden als im gewöhnlichen Telegraphen- und Fernsprechbetrieb. Die größte Stromstärke beträgt danach 30 mA, die höchstzulässige Spannung 120 V für Telegraphenleitungen und 60 V für Fernsprechleitungen. Nähere Angaben über Leitungen s. S. 139.

Das Tastrelais soll nicht im Bereich der Hochfrequenzfelder des Senders aufgestellt sein, damit Wirbelströme in dem Relaisgehäuse vermieden werden. Schädliche Induktionswirkungen auf das Relais sind leicht an kleinen Funken oder Lichtbögen zu erkennen, die sich aus seinen Metallteilen ziehen lassen. Auch ist zu beachten, daß die Spannungen an den Kontakten möglichst niedrig gehalten werden, damit ein Überschlagen auf die Relaiswicklung und die Tastleitung vermieden wird. Bei großen Tastleistungen muß der Hub des Relaisankers entsprechend der zu unterbrechenden Spannung groß sein, um mit Sicherheit eine vollständige Unterbrechung des zu tastenden Stromes zu erreichen. Da hierbei auch größere Anker- und Kontaktmassen bewegt werden müssen, nimmt die erreichbare größte Tastgeschwindigkeit mit Vergrößerung der Leistung stark ab.

Die Schaltung des Tastrelais erfolgt im allgemeinen nach Abb. 581.

Bei gedrückter Taste wird die Tastleitung mit dem negativen Pol der Batterie verbunden, und der Relaisanker wird hierdurch an den rechts liegenden Arbeitskontakt *A* gelegt.

b) Verwendung der Telegraphenrelais.

Die gebräuchlichen Telegraphenrelais (z. B. Siemens, Bandot, Creed, Standart, vgl. S. 166) lassen sich als Tastrelais gut verwenden und haben sich für Schnelltelegraphie bewährt, vorausgesetzt, daß nur eine geringe Tastleistung (nicht mehr als $\frac{1}{4}$ A), wie z. B. bei Röhrendsendern, zu bewältigen ist. Da jedoch an den Kontakten der Tastrelais auch bei kleinen Sendern verhältnismäßig hohe Spannungen auftreten, ist es nötig, auf gute Isolation zwischen den Kontakten und der Wicklung zu achten.

Abb. 581 zeigt die Ausführung des Telegraphenrelais von S. & H. als Tastrelais. Die Kontakte und Zuleitungen zu denselben sind mit verstärkter Isolation versehen. Die Ankerkontakte sind vom Ankerkörper durch ein Elfenbeinstück isoliert. Normale Ausführung: Wicklung $2 \times 250 \Omega$, Steuerleistung etwa 20 W.

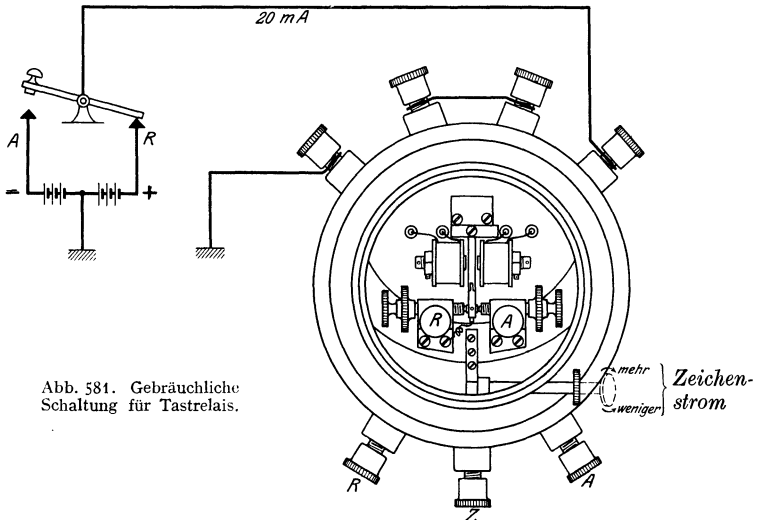


Abb. 581. Gebräuchliche Schaltung für Tastrelais.

c) Tastrelais für größere Leistung.

Vergrößert man die Abmessungen der kleinen Relais (z. B. Telegraphenrelais), um größere Leistungen tasten zu können, so kann ein größerer Hub auch nur auf Kosten der Arbeitsgeschwindigkeit erreicht werden. Benutzt man dagegen stärkere Hilfskräfte, die von dem steuernden Stromkreis zur Bewegung des Ankers ausgelöst werden, so lassen sich auch große Arbeitsgeschwindigkeiten erzielen.

α) Relais von S. & H. (Type IV A).

Abb. 582 zeigt die Schaltung und Abb. 583 den Aufbau dieses Relais. Es arbeitet mit dem auf der Rückseite angebrachten kleinen polarisierten Vorrelais *V* (Abb. 583 c), das bei 600Ω 20 mA benötigt. Der Anker dieses Vorrelais betätigt die an 220 V Netzspannung liegenden Stromkreise des Hauptrelais, dessen

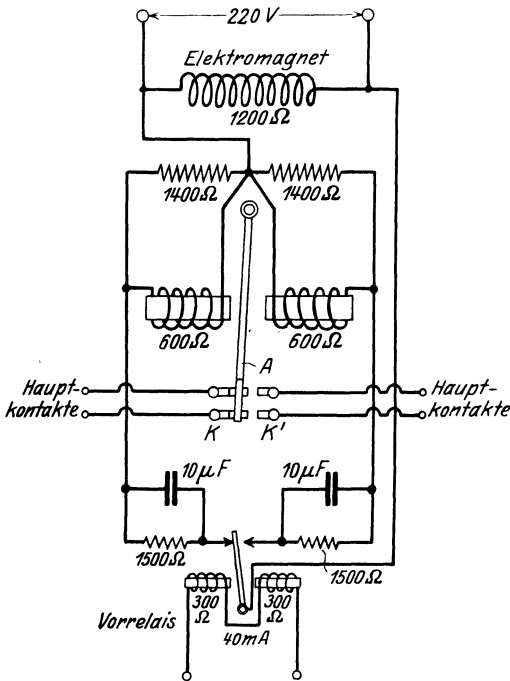


Abb. 582. Schaltbild des Tastrelais Abb. 583.

Anker *A* die Hauptkontakte *K* und *K'* entsprechend den Einwirkungen auf das Vorrelais schließt. Das System des Hauptrelais ist durch den an der Netzspannung

liegenden Elektromagneten E polarisiert. Die Kondensatoren und Widerstände zur Funkenlöschung sind an der Rückseite (Abb. 583c) angebracht. Die erzielbare Tastgeschwindigkeit ist etwa 800 Morsezeichen/Minute. Bei Tastleistungen bis 1 kW (Wechselstrom) erfolgen die Kontaktschlüsse noch einwandfrei und praktisch ohne Prellungen.

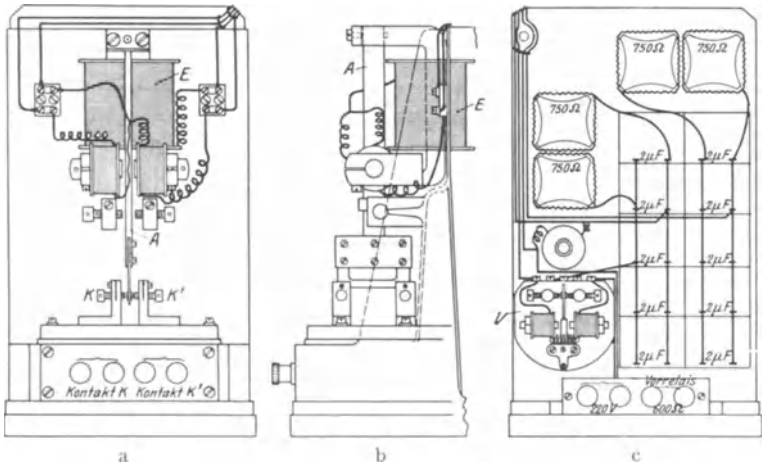


Abb. 583. Tastrelais von S. & H. (Type VIa).

β) Preßluftrelais.

Für große Leistungen bei hoher Tastgeschwindigkeit haben sich die Preßluftrelais (pneumatische Relais) bewährt. Dieselben arbeiten nach Art der Preßluft-

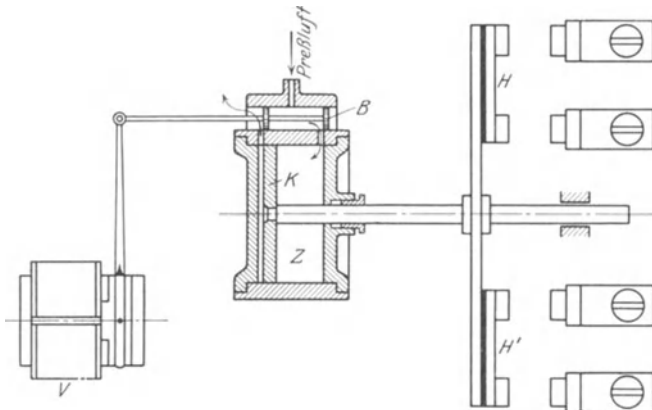


Abb. 584. Schema eines Preßluftrelais.

werkzeuge. Die durch Preßluft hervorgerufene Kontaktbewegung wird durch ein kleines elektromagnetisches Relais ausgelöst. Die Wirkungsweise veranschaulicht Abb. 584. Dem elektromagnetischen Relais V wird die steuernde elektrische Leistung zugeführt. Es bewegt mittels seines Ankers den Steuerkolben B , der in

seinen beiden Endstellungen die Preßluft entweder rechts oder links vom Kolben *K* in den Zylinder *Z* einläßt und dadurch Kolben *K* mit Kolbenstange und den Hauptkontakten *H* und *H'* bewegt.

Abb. 585 zeigt die Ausführungsform eines Preßluftrelais für große Leistungen von S. & H. (P. Schuchmann), wie es bei der Großfunkstelle Nauen verwendet wird. Durch den Hauptkolben wird die langsam rotierende Kontaktscheibe *H* in axialer Richtung bewegt und schließt 3×3 (Drehstrom) der Kontaktstangen *K* kurz. Hubweg des Hauptkolbens 7 mm, des Steuerkolbens 1 mm, Tastleistung 500 A bei 30 bis 50 V.

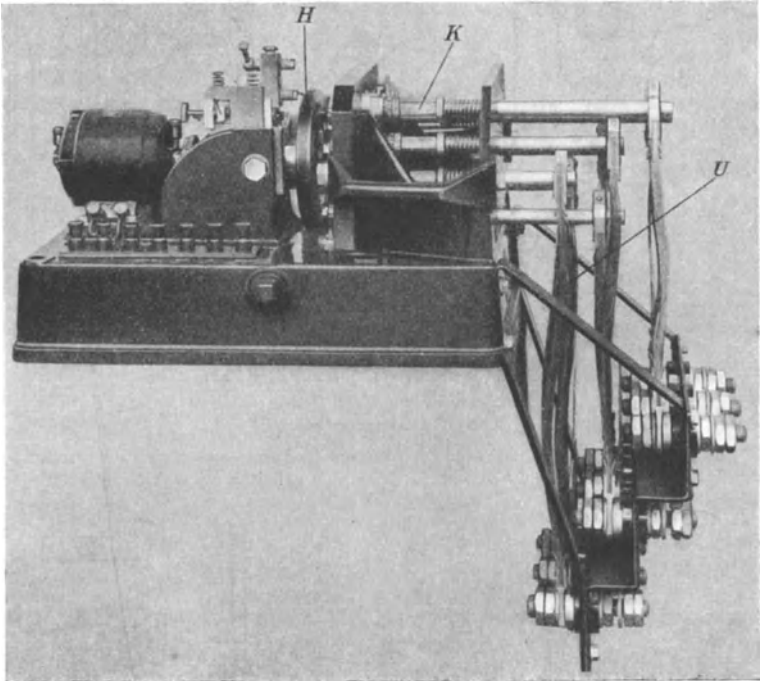


Abb. 585. Preßluftastrelais von S. & H.

γ) Weitere Arten von Tastrelais.

Das System Johnsen-Rahbeck-Huth (s. S. 152) läßt sich für Tastrelais verwenden, hat jedoch in der Praxis noch keine Anwendung gefunden. Ähnlich ist die Arbeitsweise des von Mc Lachlan¹⁾ angegebenen elektromagnetischen Reibungsrelais, bei dem die Kontaktbewegung durch Reibung an einem rotierenden Eisenzylinder hervorgerufen wird.

Über Tastdrosseln s. S. 373.

D. Schaltrelais.

Meistens werden für den jeweiligen Verwendungszweck besondere Ausführungsformen angewandt. Für kleinere Leistungen (bis 30 W) hat sich das Normal-

¹⁾ Mc Lachlan, N. W.: Journ. Inst. El. Eng. 61, S. 903. 1923.

relais der Fernsprechtechnik (Abb. 152, S. 170) bewährt. Für größere Leistungen wird vielfach das Stockwerkrelais (Schützrelais) von S. & H. (Abb. 586) verwandt. Daten desselben: Steuernde Leistung 5 W, Hub ≈ 5 mm, Umschlagszeit 0,8 sec, gesteuerte Leistung bis 1 kW.

Soll das Schließen bzw. Öffnen eines Relaiskontaktes mit einer gewissen kleinen Verzögerung gegenüber dem steuernden Stromkreis einsetzen, so ist dies durch Verwendung von **Verzögerungsrelais** zu erreichen. Diese Verzögerungen der Ansprechzeit (bis etwa 0,2 sec) werden durch Kurzschlußwicklung, Nebenschluß oder Parallelkondensator erreicht (vgl. S. 171). Eingehende Arbeiten hierüber sind von A. Timme¹⁾, E. Schulz²⁾ und J. Woelk³⁾ ausgeführt worden.

Größere Verzögerungen bis zu beliebig langen Zeiten liefern die **Zeitrelais**, bei denen das Ansprechen zu bestimmten Zeiten auf mechanischem Wege durch Windflügel, Pendelbewegung, Trägheit oder Uhrwerk erreicht wird⁴⁾.

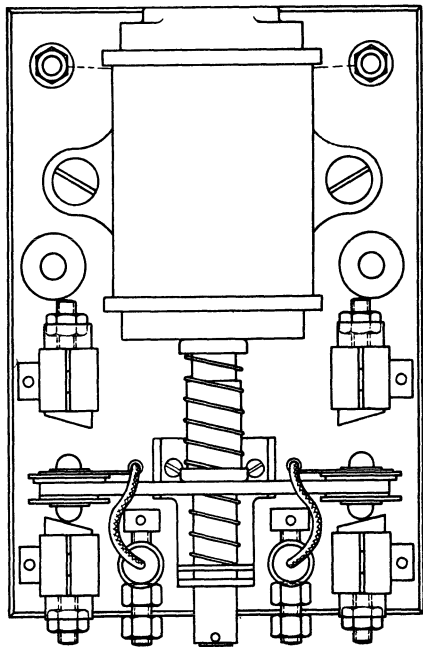


Abb. 586. Stockwerkrelais.

2. Die Konstanthaltung der Umdrehungsgeschwindigkeit von Hochfrequenzmaschinen.

A. Die erforderliche Konstanz der Umdrehungsgeschwindigkeit.

a) Telegraphie.

Beim Telegraphierbetrieb mit Überlagerungsempfang machen sich Frequenzschwankungen des Senders als Tonschwankungen im Empfänger bemerkbar. Für den gebräuchlichen Überlagerungston von 1000 Hertz sind Schwankungen von 1% gerade noch wahrnehmbar, während Schwankungen von 6% sich für den Empfang schon unangenehm bemerkbar machen. Für den praktischen Betrieb mag gelten, daß Tonschwankungen bis zu 3% ($= \pm 1,5\%$ Schwankungen um den Mittelwert) einen einwandfreien Verkehr (Schnellbetrieb, Tonselektion) gewährleisten, und daß solche von 5% für einen normalen Verkehr (Hörbetrieb) noch zugelassen werden können.

Die Schwankung des Überlagerungstones $\delta\tau$ Hertz ist gleich der Frequenzschwankung des Senders δf Hertz. Ferner besteht zwischen Überlagerungston τ (in Hertz), seiner Schwankung $\Delta\tau$ (in $\frac{0}{100}$) und der Frequenz des Senders f (in Hertz) und dessen Schwankung Δf (in $\frac{0}{100}$) die Beziehung:

$$\tau \cdot \Delta\tau = f \cdot \Delta f. \quad (1)$$

¹⁾ Timme, A.: Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 4, S. 101 u. 131. 1921.

²⁾ Schulz, E.: Diss. Hannover; Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 5, S. 28, 36, 41, 51, 87. 1924; ENT 3, S. 382. 1926.

³⁾ Woelk, J.: ENT 2, S. 33. 1925.

⁴⁾ Näheres s. Goetsch, H. W.: Taschenb. f. Fernmeldetechniker. Berlin: Oldenburg 1925.

Für Maschinensender gilt:

$$\tau \cdot \Delta\tau = x \cdot \frac{n \cdot z}{60} \cdot \Delta n, \quad (2)$$

wenn n die Drehzahl/min, Δn die Schwankung derselben in ‰ , z die Zähnezahl des Polrades eines Gleichpolgenerators (vgl. S. 103) und x die Frequenzvervielfachung bedeuten. Hieraus ergibt sich;

$$\Delta n = \Delta f = \frac{\lambda_m \cdot \tau}{3 \cdot 10^8} \cdot \Delta\tau, \quad (3)$$

wenn mit λ_m die Wellenlänge in Metern bezeichnet wird.

In der folgenden Tabelle 71 sind für verschiedene Wellenlängen die Drehzahl-schwankungen Δn (= Frequenzschwankungen Δf) in ‰ angegeben, die Tonschwankungen von 1, 3, 6, 10 und 12% hervorrufen.

Tabelle 71. Drehzahl- und Tonschwankungen.

Frequenzschwankung Δf	Tonschwankungen bei $\tau = 1000$ Hertz	Schwankungen der Drehzahl in ‰					
		$\lambda = 10000$ m	5000 m	1000 m	500 m	300 m	100 m
10 Hertz	$\Delta\tau = 1\%$	$\Delta n = 0,33$	0,17	0,03	0,017	0,01	0,003 ‰
30 „	3%	1,00	0,50	0,10	0,05	0,03	0,010 ‰
60 „	6%	2,00	1,00	0,20	0,10	0,06	0,020 ‰
100 „	10%	3,33	1,66	0,33	0,17	0,10	0,033 ‰
120 „	12%	4,00	2,00	0,40	0,20	0,12	0,040 ‰

Man ersieht hieraus, daß bei maschineller Erzeugung kürzerer Wellen ganz außerordentlich große Anforderungen an die Konstanz der Umlaufgeschwindigkeit des Generators gestellt werden müssen.

b) Telephonie.

Bei der drahtlosen Telephonie wird ohne Überlagerung empfangen. Schwankungen der Trägerfrequenz werden daher nicht gehört und wirken auch nicht verzerrend auf die Modulation. Sie machen sich erst dann störend bemerkbar, wenn sie größer sind als die Resonanzschärfe des Empfängers, d. h. wenn durch die Frequenzschwankungen ein mit merkbaren Intensitätsschwankungen verknüpftes Pendeln der Empfangsenergie um die Resonanzlage des Empfängers eintritt. Es ergibt sich hieraus, daß die Frequenz um so konstanter sein muß, je selektiver der Empfänger ist. Andererseits darf die Selektivität des Empfängers eine gewisse Grenze auch nicht überschreiten, weil sonst die hohen Frequenzen des Tonspektrums verloren gehen. Ferner besteht bei größeren Schwankungen eines Telephoniesenders die Gefahr, daß die Frequenzen der hohen Töne in das Frequenzspektrum eines auf benachbarter Welle arbeitenden anderen Telephoniesenders geraten und dadurch Überlagerungen und Verzerrungen hervorrufen.

Bezeichnet man mit ζ die höchste Modulationsfrequenz, die der Trägerfrequenz f überlagert wird, so ist die niedrigste (f_1) bzw. höchste (f_2) ausgestrahlte Frequenz (untere und obere Grenzfrequenzen):

$$f_1 = f - \zeta, \quad f_2 = f + \zeta \quad (4)$$

oder in Wellenlängen ausgedrückt:

$$\lambda_1 = \frac{\lambda}{1 - \frac{\lambda \cdot \zeta}{c}}, \quad \lambda_2 = \frac{\lambda}{1 + \frac{\lambda \cdot \zeta}{c}} \quad (5)$$

Liegen die Wellenlängen zweier benachbarter Telephoniesender derart nebeneinander, daß zwischen den beiden ausgestrahlten Wellenspektren ein freier Raum a

bleibt (s. Abb. 587), so muß dieser so groß gewählt werden, daß auch Überlagerungen zwischen den beiden Grenzfrequenzen f_2 und f'_1 vermieden werden. Die Spektren dürfen sich also bei ihren Schwankungen nur so weit nähern, daß der Abstand a stets größer als ζ bleibt. Bemißt man die größten Schwankungen der Trägerfrequenz (Δf) nach Prozenten (p) der Spektrumsbreite ($= 2\zeta$), so ist

$$\Delta f = \pm \frac{p \cdot 2\zeta}{100} \text{ Hertz} = \pm \frac{20 \cdot p \cdot \zeta}{f} \text{ }_0/_{00} = \pm \frac{20 \cdot p \cdot \zeta \cdot \lambda}{c} \text{ }_0/_{00}. \quad (6)$$

Der freie Raum a zwischen beiden Spektren muß dann sein

$$a = \zeta + 2\Delta f = \frac{\zeta(p + 25)}{25} \text{ Hertz}. \quad (7)$$

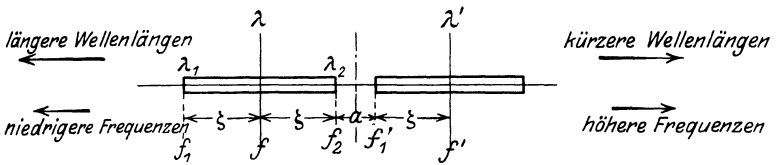


Abb. 587. Spektren zweier Telephoniesender.

Der Abstand der Trägerwellen der benachbarten Sender darf also nicht kleiner sein als

$$2\zeta + a \text{ Hertz}. \quad (8)$$

In Wellenlängen ausgedrückt darf die Wellenlänge der benachbarten Sender nicht größer bzw. kleiner sein als

$$\lambda' \leq \frac{\lambda}{1 - \frac{\lambda \cdot \zeta(75 + p)}{25c}}, \quad \lambda'' \geq \frac{\lambda}{1 + \frac{\lambda \cdot \zeta(75 + p)}{25c}}. \quad (9)$$

Bei einer Modulation bis $\zeta = 10000$ Hertz kann man eine Schwankung des Spektrums um 5% seiner Breite zulassen; dies würde einer Frequenzschwankung um 1000 Hertz entsprechen. Soll durch diese Schwankungen eine Überlagerung zwischen den Grenzfrequenzen zweier benachbarter Sender vermieden werden, so muß der Abstand $a \geq 10000 + 2000$ Hertz sein. In Tabelle 72 sind die diesen Zahlen entsprechenden Grenzwerte für verschiedene Wellenlängen zusammengestellt.

Tabelle 72.

Grenzwerte bei Modulation bis 10000 Hertz und Schwankung der Frequenz um $\pm 5\%$ der Spektrumsbreite.

Frequenzschwankung $\Delta f = \Delta n$	Nächstkürzere Trägerwelle λ''	Obere Grenzwelle λ_2	Trägerwelle λ	Untere Grenzwelle λ_1	Nächstlängere Trägerwelle λ'
$\pm 0,33 \text{ }_0/_{00}$	98,9 m	99,66 m	100 m	100,33 m	101,1 m
$\pm 1,00 \text{ }_0/_{00}$	291,0 „	297,03 „	300 „	303,03 „	310,0 „
$\pm 1,66 \text{ }_0/_{00}$	475,0 „	491,80 „	500 „	508,47 „	528,5 „
$\pm 3,33 \text{ }_0/_{00}$	904 „	967,7 „	1 000 „	1034,5 „	1119 „
$\pm 16,6 \text{ }_0/_{00}$	3264 „	4286 „	5 000 „	6000 „	10720 „
$\pm 33,3 \text{ }_0/_{00}$	4844 „	7500 „	10 000 „	15 000 „	—
1000 Hertz	$\leftarrow 22\,000 \text{ Hertz} \rightarrow \leftarrow 10\,000 \text{ Hertz} \rightarrow \leftarrow 10\,000 \text{ Hertz} \rightarrow \leftarrow 22\,000 \text{ Hertz} \rightarrow$				

Liegen die Sender in größerer Entfernung voneinander, so daß sich nur noch Interferenzen zwischen den Trägerwellen störend bemerkbar machen können, so begnügt man sich mit einem Abstand von 10 000 Hertz zwischen den Trägerwellen. Hierbei wird angenommen, daß der Interferenzstrom von $10\,000 \pm \Delta f$ bereits so schwach ist, daß er nicht mehr stört¹⁾.

Mit Rücksicht darauf, daß beim Fernempfang von Telephoniesendern selbstschwingende Empfänger verwendet werden, wird man die Frequenz von Telephoniesendern jedoch möglichst konstant zu halten suchen und Schwankungen von mehr als 100 Hertz vermeiden.

Ein Maschinensender, dessen Tourenzahl um höchstens $0,1\frac{0}{100}$ schwankt, kann demnach für Wellenlängen über 1000 m für Telegraphie und bis herab zu 100 m Wellenlänge für Telephonie verwendet werden.

B. Allgemeines über Drehzahlregulierungen²⁾.

Eine Vorrichtung zur Konstanthaltung der Drehzahl von Elektromotoren besteht aus dem Indikator, der auf geringste Abweichungen der Drehzahl ansprechen soll, und aus den hierdurch in Tätigkeit gesetzten Steuerungsorganen; letztere steuern die Energiezufuhr zum Antriebsmotor, d. h. vermehren bzw. vermindern dieselbe, bis die normale Drehzahl wieder erreicht ist.

a) Indikatoren.

Der Indikator muß bei hohen Anforderungen an die Konstanz der Umlaufgeschwindigkeit des Motors äußerst hohe Empfindlichkeit und sehr geringe Trägheit besitzen. Um diese beiden Eigenschaften in erhöhtem Maße zu erreichen, werden besondere Verfahren, wie z. B. Phasensprung oder Vibrationen (s. unten), mit Vorteil angewandt.

Die gebräuchlichen Drehzahlregulierungen kann man in bezug auf die Wirkungsweise der Regelungsorgane in zwei Arten einteilen:

Bei der ersten Art, dem „Grenzwertprinzip“, erfolgt ein Ansprechen der Regulierung, sobald die Abweichung von der Normaldrehzahl einen gewissen Grenzwert überschritten hat. Bei richtiger Drehzahl ruht die Regulierung. Dies Prinzip wird auch in der Weise benutzt, daß man die einzelnen Regulierstöße so stark wirken läßt, daß ein fortgesetztes Pendeln der Drehzahl um einen Mittelwert stattfindet.

Bei der zweiten Art, dem „Vibrationsprinzip“, wirken fortgesetzt (etwa 50 mal in der Sekunde) Stromstöße, die bei Abweichungen von der Normaldrehzahl größer bzw. kleiner werden und bei richtiger Drehzahl einen gewissen Mittelwert annehmen. Durch dies Prinzip, das auch beim Tirril-Spannungsregler (s. S. 129) angewendet ist, wird die Trägheit der Regelvorgänge bedeutend herabgesetzt. Obwohl durch Anwendung des Vibrationsprinzips eine große Genauigkeit der Regulierung erreicht wird, zeigt sich hierbei doch eine, wenn auch geringe Abhängigkeit von der Belastung. Um diese zu vermeiden, müssen besondere Kompensationseinrichtungen angebracht werden.

α) Mechanische Indikatoren.

Die Wirkungsweise besteht darin, daß Veränderungen der Zentrifugalkraft einen Kontakt öffnen bzw. schließen, wodurch die Steuerorgane des Antriebsmotors betätigt werden. Bei jedem mechanischen Regler wird für die gewünschte Tourenzahl der Zentrifugalkraft Z das Gleichgewicht gehalten durch eine Federkraft F Gramm.

$$Z = M \cdot \omega^2 \cdot r, \quad F = P \cdot d,$$

$$M \cdot \omega^2 \cdot r = P \cdot d.$$

¹⁾ Vgl. die Festsetzungen über Rundfunkwellenlängen S. 1123.

²⁾ Vgl. R. Mayer: Zeitschrift für techn. Physik 6, S. 573. 1925.

$\omega = \frac{2\pi n}{60} \text{ sec}^{-1}$, $M = \text{Masse} \left(\frac{\text{Gewicht in Gramm}}{981} \right)$, $r_{em} = \text{Abstand des Masse-}$
 schwerpunktes vom Rotationszentrum, $d_{em} = \text{Durchbiegung bzw. Verlängerung}$
 der Feder, $P = \text{Konstante der Federkraft}$. Die Durchbiegung bzw. Verlänge-
 rung der Feder ändert sich mit r nach der Beziehung

$$r - a = d.$$

Durch a ist der Abstand des Masseschwerpunktes vom Rotationszentrum bei ent-
 spannter Feder angegeben. Für $a = 0$ ist die Ruhelage des Masseschwerpunktes
 das Rotationszentrum. Für diesen Fall wächst d proportional mit r ; es ist also
 bei gleicher Tourenzahl für alle Werte von r Gleichgewicht vorhanden (indifferent
 Zustand). Je größer a wird, desto stabiler, aber auch unempfindlicher wird die
 Einstellung. Bei kleinem a , also dicht vor dem indifferenten Zustand, ist der
 Regler am empfindlichsten, hat aber auch eine große Schwingungsdauer (lang-
 same Einstellung). Für negatives a wird die Anordnung labil¹⁾.

β) Elektrische Indikatoren.

Diese sprechen auf Stromeffekte an, die durch Resonanzerscheinungen in Schwin-
 gungskreisen in Abhängigkeit von der Frequenz ausgelöst werden.

Sie beruhen auf der Ausnutzung des Stromeffektes, der in abgestimmten Schwin-
 gungskreisen in Abhängigkeit von der aufgedrückten Frequenz auftritt. Um die
 erforderlichen großen Empfindlichkeiten zu erzielen, werden scharf ausgeprägte
 Resonanzerscheinungen und besondere Resonanzeffekte benutzt (s. weiter unten).

b) Steuerung der Antriebsmotoren.

α) Allgemeines.

Die Drehzahl des Antriebsmotors einer Hochfrequenzmaschine muß unter
 der sehr ungünstigen Bedingung, daß seine Belastung zwischen Leerlauf und Vol-
 last schwankt, konstant gehalten werden. Ferner müssen Schwankungen der
 Netzspannung und bei Wechselstrom auch die Frequenzschwankungen des Netzes
 von der Regulierung mit erfaßt werden.

Die vom Indikator abnehmbare Energie ist äußerst klein und reicht nur zur
 Betätigung eines Kontaktes oder eines empfindlichen Relais aus. Um die für die
 Steuerung nötige Energie zu erhalten, muß die Wirkung des Indikators bedeutend
 verstärkt werden. Diese Verstärkung ist mit elektromagnetischen Relais, Elek-
 tronenröhren, Steuerdrosseln und Steuermaschinen zu erreichen.

Um die Regulierung von den starken Belastungsstößen beim Drücken der
 Taste zu entlasten, wird besonders bei großen Maschinen gleichzeitig mit dem
 Drücken der Taste dem Motor eine der Belastung entsprechende größere Energie
 zugeführt (Lastausgleich).

Die Einrichtungen zum Steuern der Motore sind für Gleichstrom und Dreh-
 strom verschiedenartig.

β) Gleichstrommotoren.

Die Drehzahl von Gleichstromnebenschlusmotoren wird allgemein durch
 Verändern des Feldstromes geregelt. Die meist angewandte Schaltung zeigt Abb. 588,
 bei der durch periodisches Kurzschließen des Widerstandes W mittels des Kon-
 taktes K eine einfache Steuerung erreicht wird. W wird so bemessen, daß bei
 geöffnetem Kontakt die Tourenzahl der vollbelasteten Maschine (gedrückte Taste)
 noch über dem Wert liegt, auf den reguliert werden soll, und bei geschlossenem

¹⁾ Näheres: E. Giebe: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 29, S. 208. 1909. — Schmidt, K.:
 ETZ, Sonderheft d. Funktagung 1924, S. 22. — Ders.: ETZ 44, S. 940. 1923. — Stoecker, E.:
 Zeitschr. f. techn. Physik 7, S. 324. 1926.

Kontakt K die Tourenzahl der unbelasteten Maschine (geöffnete Taste) noch unter diesem Wert liegt. Wird der Widerstand W zu groß gewählt, so treten starke Stöße und Neigung zum Pendeln ein. Bei Anwendung eines Lastausgleichs (s. oben) kann W entsprechend kleiner gewählt werden. Zur Erzielung einer guten Regelung

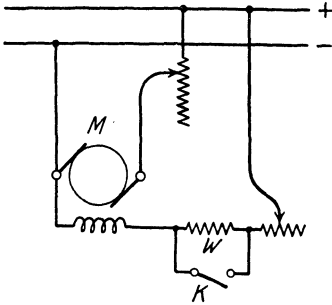


Abb. 588. Steuerschaltung für kleinere Gleichstrommotoren.

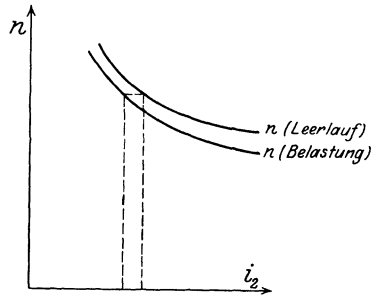


Abb. 589. Einfluß des Erregerstroms auf die Drehzahl.

müssen die Motoren mit geschwächtem Feld arbeiten, etwa im Bereich der gestrichelten Linien der Abb. 589. Durch geeignete Kompoundierung des Motors läßt sich die Regelbarkeit weiter verbessern. Bei Motoren bis etwa 50 kW schließt

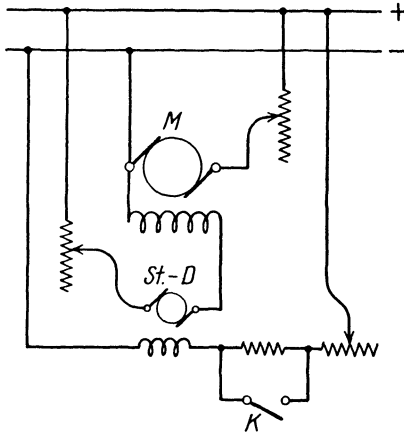


Abb. 590. Schaltung mit Steuerdynamo.

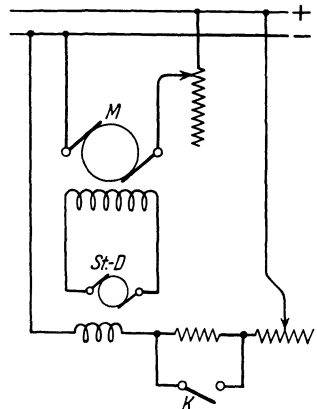


Abb. 591. Schaltung mit Steuerdynamo.

man den Kontakt K (Abb. 588) direkt durch den Indikator, bei größeren Motoren wird K durch ein vom Indikator gesteuertes Relais betätigt, oder es gelangen Hilfsdynamos (St.-D.) nach den Schaltungen Abb. 590 oder 591 zur Anwendung.

γ) Drehstrommotoren.

Drehstrom-Asynchronmotoren finden meist bei großen Anlagen Anwendung. Die Steuerung der Drehzahl geschieht hierbei durch Verändern des Schlupfes, entweder durch periodisches Kurzschließen von Widerständen in den Rotorkreisen mittels besonderer Relais (vgl. S. 584), die den starken Rotorströmen entsprechend gebaut sein müssen, oder durch Veränderung der Gleichstrom-Vormagnetisierung von Drosseln, die in die Statorkreise eingeschaltet sind. Es werden auch beide Mittel gleichzeitig angewendet (Abb. 592).

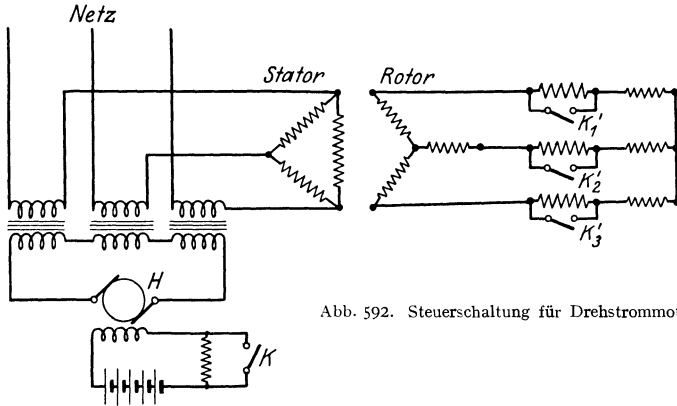


Abb. 592. Steuerschaltung für Drehstrommotoren.

C. Ausführungsformen.

a) Regulierung von E. Giebe¹⁾ (Abb. 593),

die erste, mit der eine sehr große Konstanz erzielt wurde. Die Masse P , die auf einer Gleitbahn radial leicht beweglich ist, wird durch die Zentrifugalkraft nach außen und durch die Kraft der Spiralfedern nach innen gezogen. Masse und Feder sind derart abgeglichen, daß a (s. S. 589) möglichst klein wird. Auf die Masse wirkt außer der Zentrifugalkraft noch die Schwerkraft, die während jeder Umdrehung ihre Richtung zu der der Zentrifugalkraft zweimal wechselt. Hierdurch wird die Masse P in Vibrationen von $n/60$ Hertz versetzt, so daß der Kontakt $K_1 - K_2$ während jeder Umdrehung einmal geöffnet und geschlossen wird. Bei zu hoher Drehzahl überwiegt die Zeitdauer des geschlossenen Kontaktes, bei zu niedriger die des geöffneten Kontaktes. Bei richtiger Drehzahl stellt sich ein Mittelwert ein, der sich jedoch mit der Belastung etwas verschiebt und dadurch eine wenn auch geringe Abhängigkeit der Drehzahl von der Belastung zur Folge hat. Die erzielbare Genauigkeit beträgt bei konstanter Belastung und konstanter Netzspannung $0,01 \%$.

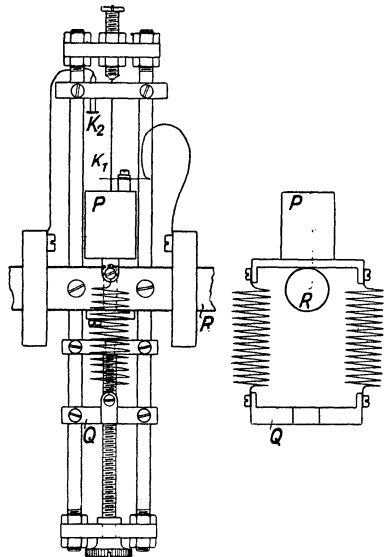


Abb. 593. Drehzahlregulierung von E. Giebe.

b) Regulierung von K. Schmidt²⁾ (vgl. auch S. 249).

Eine Blattfeder F (Abb. 594) ist einseitig fest eingespannt, am Rotor oder an einer besonderen Scheibe angebracht. Das freie Ende der Feder wird durch die

¹⁾ Giebe, E.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 29, S. 208. 1908. Vgl. Fußnote S. 589.

²⁾ Schmidt, K.: ETZ 44, S. 910. 1923. — Stübler, H.: ENT 2, S. 84. 1925.

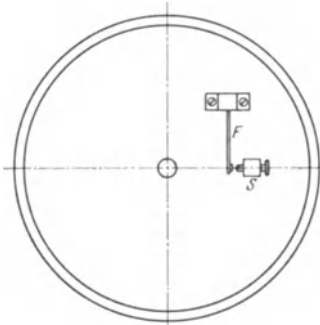


Abb. 594. Drehzahlregulierung von K. Schmidt.

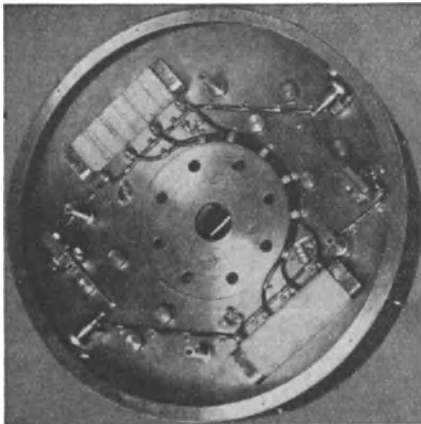


Abb. 595 a. Drehzahlregler von Schmidt (Vorderseite).

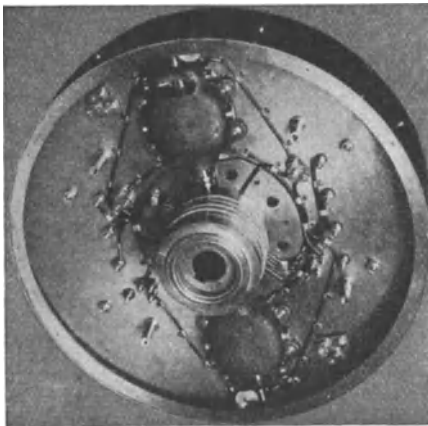


Abb. 595 b. Drehzahlregler von Schmidt (Rückseite).

Zentrifugalkraft einer Kontaktschraube S so weit genähert, daß (wie unter a) durch die Wechselwirkung der Schwerkraft während jeder Umdrehung ein Kontaktschluß erfolgt (Vibrationsprinzip). Bei richtiger Drehzahl ist die Zeitdauer, während der der Kontakt geschlossen ist, etwa gleich der, während welcher er geöffnet ist. Geringe Erhöhung der Tourenzahlen verlängert die Schließungszeit und wirkt dadurch mit Hilfe der Steuerung vermindert auf die Tourenzahl und umgekehrt. Die Eigenschwingung der Feder ist von Einfluß auf die Regulierwirkung, sie ist von der Größenordnung der Umdrehungszahl.

Der Stromkreis dieses Kontaktes ist über Schleifringe geführt, durch die gleichzeitig eine Kommutierung der Stromrichtung während jeder Umdrehung herbeigeführt wird. Hierdurch wird erreicht, daß eine Änderung des Kontaktabstandes durch Materialtransport an der Kontaktstelle vermieden wird.

Um die Drehzahl während des Betriebes in kleinen Grenzen ändern zu können, ist ein kleiner Motor derart angebracht, daß er über ein doppeltes Schneckenradgetriebe die Kontaktschraube S drehen kann (Abb. 595). Die Stromzuführung für den Motor vollzieht sich ebenfalls über Schleifringe.

Die erzielte Genauigkeit dieser Regulierung beträgt etwa $0,1 \frac{0}{100}$.

c) Regulierung von W. Dornig.

Arbeitet ebenfalls mit Vibrationen, die durch rhythmisches Kurzschließen (2 mal pro Umdrehung) des Regulierwiderstandes mit Hilfe von unterteilten Schleifringen erzeugt werden. Die Zeitdauer des Kurzschlusses wird entsprechend der Drehzahl verlängert oder verkürzt mit Hilfe von Blattfedern, die unter dem Einfluß der Zentrifugalkräfte (wie unter b) Kontakte schließen¹⁾.

¹⁾ Dornig, W.: ETZ 46, S. 415. 1925.

d) Regulierung von F. Banneitz¹⁾.

Ein in Dreiecksform gebogener kräftiger Stahlbügel *B* (Abb. 596) trägt an dem freien Ende des einen Schenkels die Masse *M*, deren Schwerpunkt durch die Schrauben *s* *s'* auf einen bestimmten Abstand zur Rotationsachse eingestellt werden kann. Durch die Spiralfeder *S* wird die federnde Wirkung des Bügels unterstützt und kann mit dieser auf einen bestimmten Wert eingestellt werden. Der andere Schenkel des Bügels dient als Hubbegrenzer. Auf *M* ist die Kontaktplatte *P* aufgesetzt,

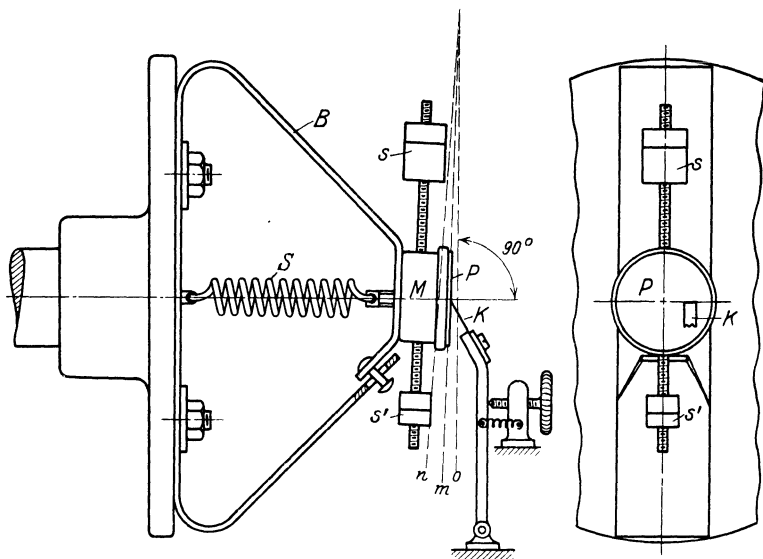


Abb. 596. Drehzahlregler nach F. Banneitz.

deren Stirnfläche auf Hochglanz (Stahl) poliert ist. Gewichte *s* und *s'* und Feder *S* werden derart eingestellt, daß *P* bei mittlerer Tourenzahl die Lage der gestrichelten Linie *m* einnimmt. Die gestrichelten Linien *n* und *o* stellen den unteren bzw. oberen Grenzwert der Tourenzahlen dar, die im Bereich der eingestellten Regelung liegen. Je dichter der Masseschwerpunkt an dem Rotationszentrum liegt, desto näher liegen die Grenztourenzahlen zusammen. Die Kontaktplatte *P* besitzt gegen die Rotationsnormale eine Neigung, so daß während jeder Umdrehung ein Kontaktschluß mit der seitlich versetzten Kontaktfeder *K* erfolgt. Die Dauer des Kontaktschlusses wird größer, wenn bei hoher Tourenzahl *P* stärker gegen *K* gedrückt wird, und umgekehrt. Diese Regulierung arbeitet mit einer Genauigkeit von $0,1 \frac{0}{100}$.

e) Regulierung von Telefunken (Abb. 597).

α) Indikator.

Der Indikator dieser Regulierung ist unter Benutzung der von Riegger angegebenen Phasensprungmethode²⁾ (vgl. S. 199) von Ph. Schuchmann³⁾ entwickelt worden. Die Phasenverschiebung zwischen den Spannungen zweier gekoppelter Schwingungskreise ist 90° , wenn beide Kreise in Resonanz sind. Geringe Verstimmung der Kreise bringt die Phasenverschiebung auf nahezu 0 oder

¹⁾ Banneitz, F.: ENT 3, S. 104. 1926.

²⁾ Vgl. Fußnote 1, S. 249.

³⁾ Näheres: Schuchmann, Ph. Telefunken-Zeitung VII. Nr. 40/41, S. 29. 1925.

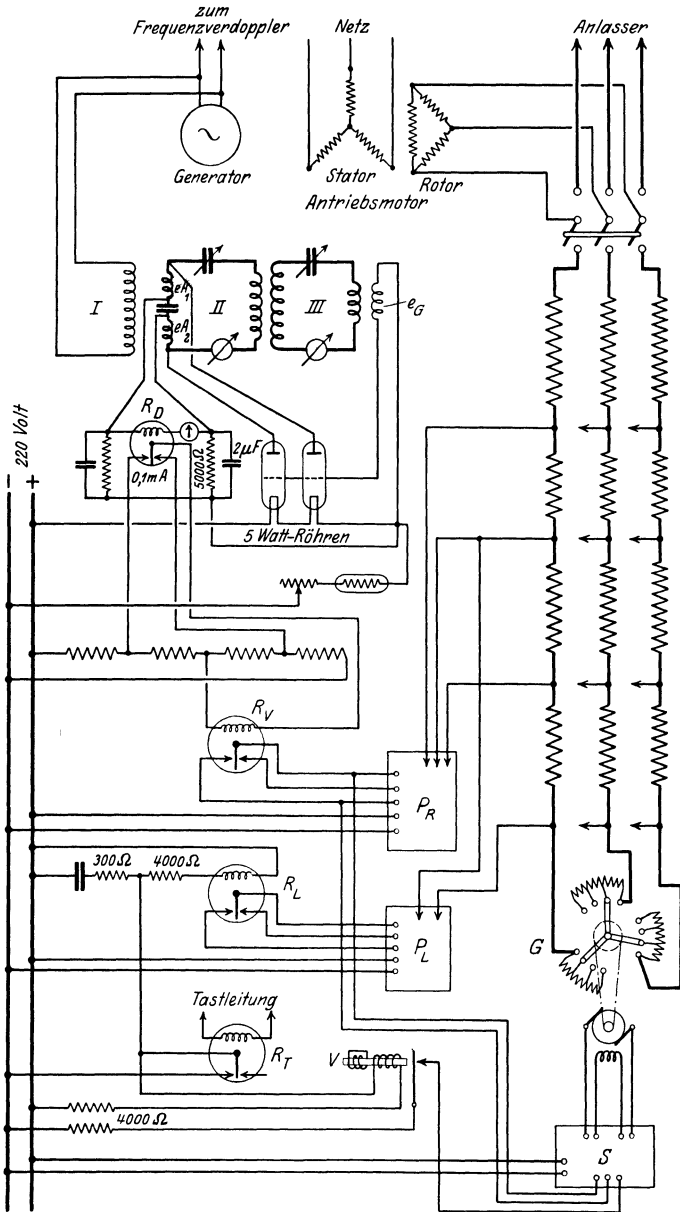


Abb. 597. Drehzahlregulierung von Telefonen.

180°. In Abb. 597 sind die Schwingungskreise *II* und *III* auf die Maschinenfrequenz (Kreis *I*) abgestimmt und lose miteinander gekoppelt. Kreis *III* hat ein möglichst kleines Dämpfungsdekrement, seine Resonanzkurve zeigt Abb. 598 Kurve *a*. Bei sehr kleinen Änderungen der Frequenz des Kreises *I* ändert sich in starkem Maße die Phase der Spannungen zwischen Kreis *II* und Kreis *III* entsprechend der Kurve *b* (Abb. 598). Eine Änderung der Frequenz um 10/100 hat eine Phasenänderung von etwa 30° zur Folge.

Diese Phasenänderung löst mittels der beiden 5-Watt-Röhren Gleichströme aus, durch die ein empfindliches Drehspulrelais R_D zum Ansprechen gebracht wird. Die den beiden Röhren zugeführten Anodenspannungen e_{A_1} und e_{A_2} sind gegeneinander um 180° in der Phase verschoben, während die Gitter der beiden Röhren die gleiche Spannung e_G des Kreises *III* erhalten. Ist die Maschinenfrequenz genau gleich der Eigen-

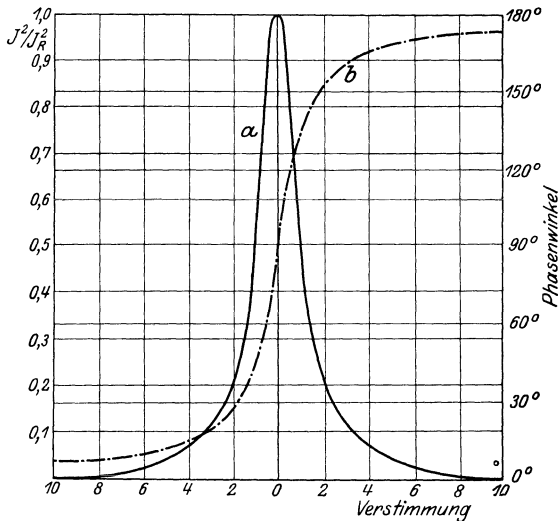


Abb. 598. Resonanzkurve und Phasenwinkel.

schwingung von *III* (richtige Drehzahl), so sind sowohl e_{A_1} wie auch e_{A_2} gegen e_G um 90° verschoben, die Stromeffekte in beiden Röhren sind gleich, und ihre Wirkungen auf das Relais R_D heben sich auf. Bei sehr kleinen Abweichungen der Maschinenfrequenz dreht sich die Phase von e_G gegenüber e_{A_1} und e_{A_2} nach Abb. 598 sehr erheblich (Phasensprung), so daß der Anodenstrom in der einen Röhre größer und der in der anderen kleiner wird. Hierdurch wird die Zunge des Relais R_D an den entsprechenden Kontakt gelegt, wodurch die Steuerorgane des Antriebsmotors beeinflusst werden. Das Relais spricht an, wenn die Drehzahl des Generators um 0,03% vom Normalwert abweicht.

β) Steuerung.

Das Drehspulrelais R_D wirkt (vgl. Abb. 597) über das Vorrelais R_V (normales Telegraphenrelais) auf das Preßluftrelais (vgl. S. 584) P_R , durch das Gruppen von Widerständen im Rotorkreis des Drehstrommotors kurzgeschlossen werden. Um die Regulierung von den starken Stößen beim Tasten zu entlasten (Lastausgleich), wird von der Taste über die Relais R_T und R_L durch das Preßluftrelais P_L ebenfalls eine Gruppe von Widerständen im Rotorkreis im Rhythmus des Tastens kurzgeschlossen. Die Regulierung wird derart eingestellt, daß die Relais annähernd gleichmäßig zwischen den Kontakten pendeln. Wird das Pendeln ungleichmäßig, d. h. bleibt der Anker des Relais an dem einen Kontakt länger liegen als an dem anderen, so wird über das Verzögerungsrelais V das Starkstromrelais S betätigt, durch das der Grobregler G mit Motorantrieb in Tätigkeit gesetzt und ein gleichmäßiges Pendeln der Regulierung wieder herbeiführt wird. Die mit dieser Regulierung erreichbare Konstanz beträgt etwa 0,4%.

f) Regulierung von Alexanderson¹⁾. α) Indikator.

Kreis *I* (möglichst verlustfrei) (Abb. 599) wird von dem Hochfrequenzgenerator gespeist und ist auf eine Frequenz abgestimmt, die etwas höher ist als die Maschinenfrequenz, so daß der der Maschinenfrequenz entsprechende Punkt etwa auf der Mitte des ansteigenden Astes seiner Resonanzkurve liegt. Bei steigender Maschinenfrequenz wächst demgemäß der Strom des Kreises *I*, und bei abfallender Frequenz wird er kleiner. Der Strom des Kreises *I* wird in loser Kopplung auf Kreis *II*

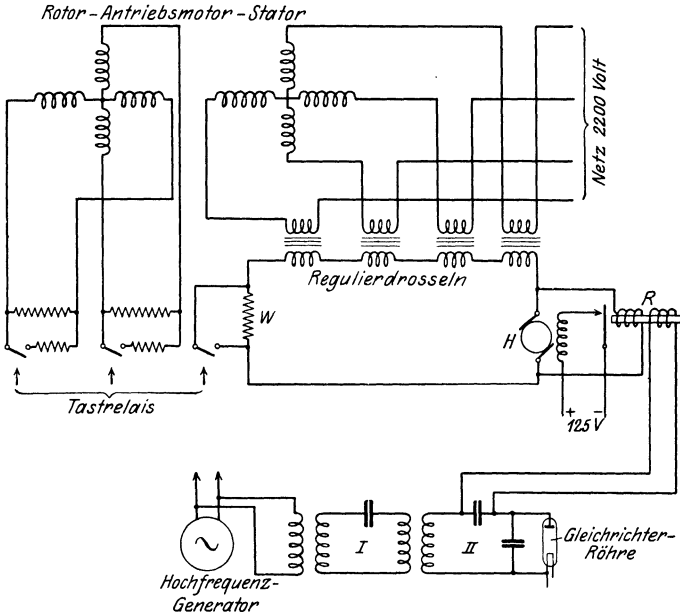


Abb. 599. Drehzahlregelung von Alexanderson.

induziert und hier mit Hilfe einer Röhre gleichgerichtet und durch die eine Wicklung des Relais *R* geführt. Die zweite Wicklung dieses Relais liegt an dem Anker der Regulierdynamo *H*, deren Feld über den Relaiskontakt Strom erhält. Diese Anordnung wirkt wie ein Selbstunterbrecher; Unterbrechungszahl etwa 50 sec^{-1} . Bei geschlossenem Kontakt wird die Maschine *H* erregt, und die hierdurch erzeugte Spannung öffnet den Kontakt wieder. Das Verhältnis von Öffnungszeit des Kontaktes zu seiner Schließungszeit ist abhängig von dem Strom, der von Kreis *II* der anderen Relaiswicklung zugeführt wird; mit steigendem Strom (also bei steigender Drehzahl) wird die Öffnungszeit größer und umgekehrt (Vibrationsprinzip).

 β) Steuerung.

In den Rotorkreisen des Zweiphasen-Antriebsmotors liegen Widerstände, deren Größe mit dem Niederdrücken der Taste vermindert wird und die so abgeglichen sind, daß bei Leerlauf und Vollast gleicher Schlupf des Motors vorhanden ist (Lastausgleich). In den Zuleitungen zum Stator liegt je eine Regulierdrossel, deren Gleichstromwicklungen, in Serie geschaltet, von der Regulierdynamo *H* gespeist

¹⁾ Näheres s. Gen. El. Rev. 23, S. 813. 1920.

werden. In diesem Gleichstromkreis liegt außerdem noch der Widerstand W , der gemeinsam mit den Rotorwiderständen kurzgeschlossen wird und der dazu dient, den Lastausgleich gleichmäßig zu gestalten. Die Wirkungsweise dieser Regulierung erfolgt in der Weise, daß den Regulierdrosseln mit Hilfe des selbstunterbrechenden Relais R pulsierender Gleichstrom der Dynamo H zugeführt wird. Der Mittelwert des Stromeffektes dieser Pulsationen wird größer, wenn bei Erhöhung der Drehzahl die Gleichstromenergie des Schwingungskreises II auf die Öffnungszeit des Relaiskontaktes verlängernd wirkt; dadurch wird die Induktivität der Regulierdrosseln vergrößert und dementsprechend die Energiezufuhr zum Motor verringert.

Die mit dieser Regulierung erzielbare Konstanz der Drehzahl wird zu 0,5⁰/₁₀₀ angegeben.

XV. Meßinstrumente¹⁾.

Bearbeitet von E. Alberti.

Die Meßinstrumente der Hochfrequenztechnik unterscheiden sich vielfach von denjenigen, welche bei Gleichstrom oder bei nieder- oder mittelfrequenter Wechselstrom gebraucht werden. Dies liegt daran, daß mechanische Systeme den hochfrequenten Schwingungen nicht mehr folgen können, ferner, daß bei Hochfrequenz kapazitive und induktive Störungen, sowie Fehler durch Hautwirkung (Skineffekt) oder durch Resonanzerscheinungen auftreten (vgl. 4. Teil: Meßmethoden und Meßtechnik).

I. Spannungsmesser.

Es sind zwei Arten zu unterscheiden: solche, die die effektive Spannung messen (elektrostatische Voltmeter, Hitzdrahtvoltmeter und unter gewissen Voraussetzungen auch Röhrenvoltmeter), und solche, die die Scheitelspannung messen (Funkenmikrometer und Röhrenvoltmeter).

Die Eichung von Voltmetern erfolgt am zweckmäßigsten mit Hilfe von absoluten Elektrometern (s. auch 4. Teil III, S. 651 ff.).

A. Elektrostatische Spannungsmesser.

Sie dienen zur Messung des Spannungseffektes und beruhen auf der Anziehung, welche ein bewegliches Leitersystem von einem feststehenden Leitersystem erfährt, wenn beide an verschiedene Potentiale angelegt werden. Hierzu gehören: absolute Elektrometer (Thomson'sches Schutzring-Elektrometer, Kirchhoffsche Wage), Quadranten- und Binantenelektrometer in idiostatischer Schaltung (Thomson, Hallwachs, H. Schultze, Dolezalek), Blattelektrometer (Hankel, Braun) und Fadenelektrometer (Lutz, Wulf).

a) Absolute Elektrometer.

Beim absoluten Elektrometer wird die Anziehung des beweglichen Systems gegen das feste durch Gewichte oder durch die Anziehung stromdurchflossener Dynamometerspulen kompensiert. Neuere Ausführungen dieser Art sind die absoluten Hochspannungsvoltmeter von Tschernyscheff²⁾ und Palm³⁾. Abb. 600 gibt das Schaltungsschema des von der Firma H. & B. ausgeführten Palmschen

¹⁾ Literatur: Jaeger, W.: Elektr. Meßtechnik. 2. Aufl. Leipzig 1922. — Keinath, G.: Die Technik der elektrischen Meßgeräte. München 1921.

²⁾ Tschernyscheff, A.: Phys. Zeitschr. II, S. 445. 1910.

³⁾ Palm, A.: Zeitschr. f. techn. Phys. I, S. 137. 1920.

Instrumentes. Die Anordnung besteht aus einer doppelten Spannungs-Stromwage mit dem Wagebalken AOB , der in O um eine zur Papierebene senkrechtstehende Achse drehbar gelagert ist. Der Strom, der durch die Dynamometerspulen fließt, wird so lange geändert, bis ein Zeiger die Nullstellung, d. h. die Gleichheit der beiden auf das bewegliche System ausgeübten Kräfte, anzeigt. Es kann Parallelschaltung, d. h. ein Spannungspol an der Spannungsklemme O , der andere an

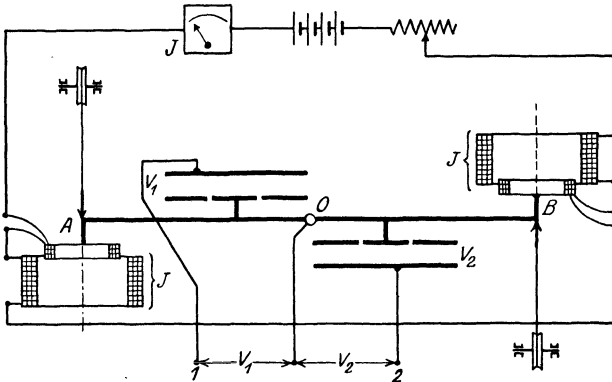


Abb. 600. Absolutes Elektrometer nach Palm (H. & B.).

den verbundenen Klemmen 1 und 2 , oder Serienschaltung, d. h. die ganze Spannung V zwischen den Klemmen 1 und 2 , Klemme O an Erde, angewandt werden. Die abgelesene Stromstärke J ist ein Maß der Spannung. Die Ablesung der Einstellung erfolgt mit Fernrohr. Die Instrumente sind luftdicht abgeschlossen und mit komprimierter Luft (Tschernyschew) oder komprimiertem Stickstoff (Palm) gefüllt. Sie messen Spannungen bis zu 180 (Tschernyschew) bzw. 250 (Palm) kV auf etwa 1% genau. Das absolute Voltmeter von Palm hat in Serienschaltung eine Kapazität von etwa $10 \mu\text{F}$.

b) Quadranten- und Binantenelektrometer.

Sie werden außer zu Spannungsmessungen bekanntlich auch zu Leistungsmessungen benutzt.

Durch die elektrische Anziehung wird das um seine Achse bewegliche System so lange gedreht, bis die Torsion des Aufhängefadens dem Drehmoment das Gleichgewicht hält. Das bewegliche System besteht im allgemeinen aus einer biskuitförmigen Nadel, ist an einem Metall- oder Quarzfaden aufgehängt und schwebt zwischen vier isoliert aufgestellten Quadranten, von denen je zwei gegenüberliegende leitend miteinander verbunden sind. Es gibt drei Schaltungen, von denen jedoch nur die *idiostatische Schaltung* für die Messung von Wechselspannungen in Frage kommt. Die Nadel und das eine Quadrantenpaar sind hierbei geerdet, während das zu messende Potential am anderen Quadrantenpaar liegt. Die Ablenkungen der Nadel sind angenähert dem Quadrat der zu messenden Spannung proportional. Da zur Messung von Wechselspannungen nur die *idiostatische Schaltung* gebraucht wird, kommt man auch mit einem einzigen Quadranten aus. Auf dem Quadrantenprinzip beruht das *Multizellularvoltmeter* von Lord Kelvin, bei dem zur Erhöhung der Spannungsempfindlichkeit mehrere parallel geschaltete Systeme vorhanden sind. Abb. 601 zeigt das Multizellularvoltmeter der Firma H. & B. Das Instrument wird für Spannungen von etwa 50 bis 1000 V ausgeführt. Die Skalenteilung ist ungleichförmig. Die außerordentlich große Schwingungsdauer von etwa 10 sec für die halbe Schwingung macht das

Instrument für manche Zwecke ungeeignet. Zur Beseitigung der Ungleichförmigkeit der Skalenteilung ist von Palm¹⁾ eine sehr interessante Neukonstruktion des Multizellularinstrumentes durchgeführt. Bei dieser ist die eine Begrenzungslinie der feststehenden Kammern (Quadranten) nahezu eine hyperbolische Spirale mit der Achse des beweglichen Systems als Ursprung. Statt der biskuitförmigen Nadeln sind gerade Drähte verwendet, die in den Kammern schwingen. Die Skalenteilung ist nahezu gleichförmig. Die Systeme sind doppelseitig, zur Drehachse symmetrisch angeordnet. Kapazität etwa $100 \mu\text{F}$. Kleinster Meßbereich 0—5—100 V, größter Meßbereich 0—50—1000 V. Bei einem von Szilard²⁾ angegebenen Quadrantenelektrometer liefert das Gegendrehmoment für die Nadel eine äußerst feine Spiralfeder. Das bewegliche System besteht aus einer sehr feinen, steifen Nadel und einem kreisbogenförmigen Drahtstück, das sich in einen Quadranten hineinbewegt. Das Instrument ist durch eine sehr kleine Kapazität (etwa $3 \mu\text{F}$) ausgezeichnet.

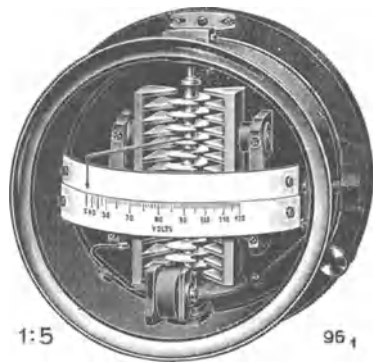


Abb. 601. Multizellularvoltmeter (H. & B.).

Binantenelektrometer (Curie)³⁾ besitzen statt der vier Quadranten zwei feststehende, halbkreisförmige Schachteln und eine in der Mitte geteilte Nadel. Die beiden Nadelhälften sind voneinander isoliert, sie werden gegen das Potential der Schachtel gleich hoch, aber entgegengesetzt aufgeladen.

Ein Binantelektrometer mit kapazitivem Spannungsteiler ist das **Kugelkilovoltmeter** der Firma Koch & Sterzel⁴⁾ (Abb. 602). Ein statisches Niederspannungsvoltmeter (Bi-Quadrant-Typ mit etwa 2 kV größtem Skalenausschlag) ist in ein kugelförmiges, isoliert aufgestelltes Metallgehäuse eingebaut. Vorderseitig ist das Kugelgehäuse mit einem vertikalen Skalenfenster nach Art eines Profilinstrumentes versehen. Beiderseits der horizontalen Kugelachse sind aus der Kugeloberfläche Kalotten vom Zentriwinkel 2α (etwa 30°) ausgeschnitten, welche durch einen schmalen, zylindrischen Luftspalt isoliert sind und mit je einem Pol des Voltmeters in Verbindung stehen. Das Kugelgehäuse dient also gleichzeitig als „Schirmring“ für die somit kapazitiv streng definierten, in der Kugeloberfläche liegenden „wirksamen Polflächen“ des statischen Voltmeters. Die so eingerichtete Voltmeterkugel wird konzentrisch umgeben von zwei Kugelschalen vom Zentriwinkel 2β (etwa 90°), die nach außen in Ringwulste über-

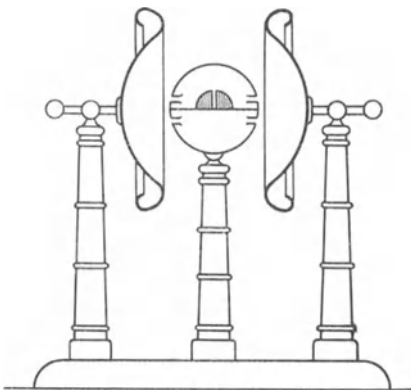


Abb. 602. Kugelkilovoltmeter (Koch & Sterzel).

¹⁾ Palm, A.: Zeitschr. f. Fernmeldetechn. **2**, S. 201. 1921.

²⁾ Szilard, B.: Phys. Zeitschr. **15**, S. 209. 1914.

³⁾ Dolezalek, F.: Ann. d. Phys. **26**, S. 312. 1908.

⁴⁾ Sterzel, K. A.: ETZ. **45**, S. 117. 1924.

gehen. Diese Kugelschalen werden gleichfalls von Isolierstützen getragen und stehen mit der zu messenden Hochspannungsquelle in Verbindung.

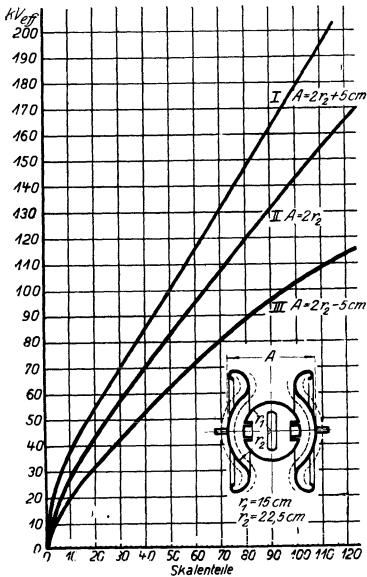


Abb. 603. Eichkurven des Kugelkilovoltmeters von Koch & Sterzel.

Der bei vielen statischen Meßanordnungen vorhandene Einfluß des Erdfeldes und der Zuleitungen ist weitgehend unterdrückt, wenn β genügend groß ist gegen α . Die Angaben des Instrumentes sind im Bereiche der gebräuchlichen Nieder- und Mittelfrequenzen praktisch unabhängig von der Frequenz. Eine Erweiterung des Meßbereiches läßt sich durch Auswechseln des Polschalenpaares gegen ein anderes konzentrisches von größerem Kugelradius oder durch symmetrische Parallelverschiebung der äußeren Kugelschalen, an denen die Hochspannung liegt, erreichen. Abb. 603 gibt Eichkurven des Instrumentes bei verschiedenen Abständen der Kugelschalen. Die höchste Spannung, für welche das Kugelkilovoltmeter gebaut wird, beträgt etwa 240 kV.

c) Blattelektrometer.

Der Anziehung des beweglichen Systems gegen das feste bzw. ihrer Abstoßung wirkt die Schwerkraft entgegen. Die Skalenteilung ist ungleichförmig. Auf dem Prinzip des Blattelektrometers beruhen die meisten elektrostatischen

Schalttafelvoltmeter. Bei dem elektrostatischen Schalttafelvoltmeter von S. & H. besteht das bewegliche System aus einem konzentrisch zur Achse und zu einem Zylindermantel gebogenen Aluminiumblech, das sich in zwei feststehende, in gleicher Weise gebogene Schalen hineinbewegt. Das Instrument wird zur direkten Messung von Spannungen von 2000 bis 4000 V ausgeführt. Die Schwerkraft als Gegenkraft wird auch beim Schalttafelvoltmeter von Trüb, Täuber & Co., Zürich, beim Spannungsmesser nach Abraham-Villard¹⁾ und beim Voltmeter von E. Alberti²⁾ benutzt. Bei der Ausführung von Trüb, Täuber & Co. besteht das Meßwerk aus zwei Duantenpaaren und einem drehbaren Flügel, die Anordnung von Abraham-Villard geht aus Abb. 604 hervor. Als Elektroden dienen zwei Kugelschalen. Aus einer der beiden Schalen ist die Mitte ausgeschnitten und an einer „Schaukel“ beweglich aufgehängt. Bei der Anziehung dieses

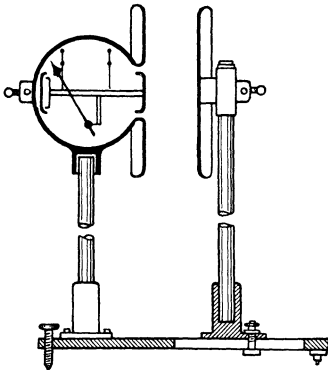


Abb. 604. Elektrostatiches Voltmeter von Abraham-Villard.

mittleren, beweglichen Teiles wird der Schwerpunkt gehoben und die Bewegung auf einen Zeiger übertragen. Eine etwas veränderte, wesentlich empfindlichere

¹⁾ Abraham, H. - P. Villard: Journ. de Phys. (V) I, S. 525. 1911; Zeitschr. f. Instrumentenkunde 31, S. 389. 1911.

²⁾ Alberti, E.: Ann. d. Phys. (4) 39, S. 1133. 1912.

Konstruktion ist von Klemm¹⁾ angegeben; bei dieser sind die Platten horizontal angeordnet, als Gegenkraft wirkt eine Spiralfeder.

d) Saiten- oder Fadenelektrometer.

Der elektrischen Anziehung wirkt die Fadenspannung entgegen. Das Instrument dient zur Messung sehr kleiner Spannungen. Das von Lutz²⁾ angegebene Einfadenelektrometer hat einen etwa 6 cm langen, sehr dünnen Faden (Wollastondraht von 1 bis 2 μ Dicke), der in einem elektrischen Felde zwischen zwei parallelen Schneiden ausgespannt ist und durch die elektrische Anziehung gegen eine der Schneiden gekrümmt wird. Die Krümmung wird mittels eines Mikroskopes an einem Okularmikrometer abgelesen. Durch Änderung der Fadenspannung kann die Empfindlichkeit des Instrumentes in weiten Grenzen verändert werden. Es sind, wie beim Quadrantenelektrometer, mehrere Schaltungen möglich, von denen für Spannungsmessungen jedoch nur die idiostatische in Frage kommt. Die Kapazität des Instrumentes beträgt 2 bis 3 $\mu\mu\text{F}$. Abb. 605 zeigt das Schema des Instrumentes, das von Edelmann, München, ausgeführt wird.

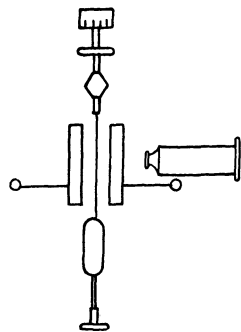


Abb. 605. Einfadenelektrometer von Lutz (Edelmann).

Dem Lutzschen Elektrometer sehr ähnlich ist das Wulfsche³⁾ Elektrometer mit einem Faden. Eine andere Konstruktion von Wulf verwendet zwei parallele, durch einen Quarzfaden federnd gespannte Drähte, die auf das gleiche Potential aufgeladen werden und sich daher gegenseitig abstoßen. Die Spreizung der beiden Fäden wird als Maß für die elektrische Spannung verwandt. Durch geeignete Wahl des Trägermaterials ist das Instrument gegen Temperaturschwankungen unempfindlich gemacht

B. Thermische Spannungsmesser.

a) Hitzdrahtvoltmeter.

Die Instrumente messen den Spannungseffekt. Bei den meisten technischen Konstruktionen dieser Art (z. B. denjenigen von H. & B.) wird die Ausdehnung des Hitzdrahtes (Nickelstahl oder Platin-Iridium) durch eine Übersetzung, die gleichzeitig eine Vergrößerung gibt, am Ausschlag eines Zeigers sichtbar gemacht. Etwa in der Mitte des Hitzdrahtes p (s. Abb. 606) ist ein sog. Brückendraht m befestigt, der eine erste Übertragung gibt; am Brückendraht ist wiederum ein Kokonfaden festgeknotet, der über die Zeigerrolle r geht und von der Feder f gespannt wird. Beträgt die Hitzdrahtverlängerung etwa 0,2 mm, so ist die erste Durchbiegungsverlängerung fast 2 mm, die zweite auf dem Brückendraht etwa 6 mm, das entspricht insgesamt einer etwa 25fachen Übertragung. Bei anderen Konstruktionen (Dr. P. Meyer) wirkt die Hitzdrahtverlängerung auf einen Hebel, der eine Übersetzung im Verhältnis von etwa 1 : 5 ergibt, sodann wird der Durchhang eines Brückendrahtes mit einem Kokonfaden auf die Zeigerrolle übertragen. Bei einer Konstruktion der Compagnie pour la Fabrication de Compteurs, Paris, wird der Draht, dessen Durchbiegung gemessen wird, nicht unmittelbar

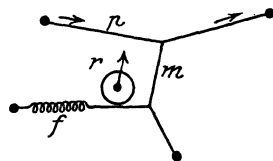


Abb. 606. Anordnung der Hitzdrahtinstrumente (H. & B.).

¹⁾ Klemm, A.: Arch. f. Elektrotechn. 12, S. 553. 1923.

²⁾ Lutz, C. W.: Phys. Zeitschr. 13, S. 954. 1912.

³⁾ Wulf, Th.: Phys. Zeitschr. 8, S. 246, 527, 780. 1907; 10, S. 152, 251, 253. 1909. (Hersteller: Günther & Tegetmeyer, Braunschweig.) — Swann, W. F. G.: Journ. Opt. Soc. Amer. 11, S. 375. 1925. — Wulf, Th.: Phys. ZS. 26, S. 352. 1925.

erhitzt, sondern mit einer Heizspirale aus dünnem Draht umgeben. Wieweit sich dieses Instrument für Hochfrequenz eignet, ist Verf. nicht bekannt.

Zum Schutz gegen Überlastung werden Hitzdrahtvoltmeter mit einer Schmelzsicherung oder mit einer selbsttätigen Kurzschlußvorrichtung versehen. Die Dämpfung der Zeigerbewegung erfolgt mit einer Magnet- oder Luftdämpfung. Der Einfluß der Raumtemperatur auf den Hitzdraht, der eine Verlagerung des Nullpunktes bewirkt, wird durch eine Platten- oder Drahtkompensation aufgehoben oder verringert. Die Instrumente zeigen eine, wenn auch geringe Abhängigkeit (bis zu etwa einem Skalenteil) von der Dauer der Belastung, die die Folge einer Nullpunktänderung (keine Empfindlichkeitsänderung) ist. Auch von äußeren Bestrahlungen sind die Instrumente nicht ganz unabhängig. Die Meßgenauigkeit der besten Instrumente beträgt etwa 1%.

Die Hitzdrahtspannungsmesser werden im allgemeinen bis zu 300 V mit eingebauten, bis zu 1000 V mit getrennten Vorschaltwiderständen gebaut.

Der Stromverbrauch der Instrumente beträgt bei Maximalausschlag etwa 0,07 bis 0,15 A. Bis zu 20 000 Perioden ($\lambda = 15\ 000\text{ m}$) sind sie von der Frequenz nahezu unabhängig, darüber hinaus ergeben sich mit der Frequenz wachsende Fehler.

Zur Erweiterung des Spannungsbereiches dienen außer Vorschaltwiderständen auch Vorschaltkondensatoren oder kapazitive Spannungsteiler (vgl. 4. Teil III 1 A, S. 651).

b) Thermovoltmeter.

Auf dem Prinzip des Thermogalvanometers von Duddel (vgl. S. 606) beruhen Hochfrequenzvoltmeter der Weston Instrument Co.¹⁾ (vgl. auch den Abschnitt

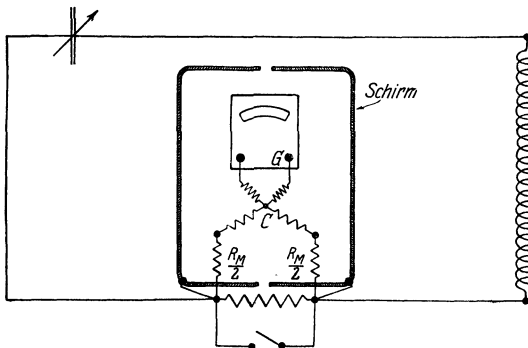


Abb. 607. Thermovoltmeter der Weston Instrument Co.

über die Wechselstromamperemeter derselben Firma, Abschnitt Ba, S. 607). Abb. 607 gibt das Schaltungsschema des Voltmeters. Bemerkenswert daran ist der aus zwei gleichen Teilen bestehende metallische Schirm und der vollkommen symmetrische Aufbau des Instruments, der erforderlich war, um durch Kapazitäten bedingte Fehler

zu vermeiden. $\frac{R_M}{2}$ sind

die beiden symmetrischen Hälften des Vorwiderstandes. Die Schaltung hat, wenn man sich die Kapazitäten des Instrumentes gegen den Metallschutz mit eingezeichnet denkt, eine auffallende Ähnlichkeit mit einer Wheatstone-Brücke für Wechselstrom. Die Voltmeter sind für Frequenzen bis 1 Million Per/sec und werden bis zu einem Meßbereich von 20 V hergestellt.

C. Röhrevoltmeter.

Unter Röhrevoltmetern versteht man Schaltungsanordnungen von Elektronenröhren zum Messen von Spannungen (s. hierüber 4. Teil III 1 D, S. 652).

D. Funkenmikrometer.

Sie dienen zur Bestimmung des **Scheitelwertes** der Spannung. Man stellt die Entfernung der beiden Elektroden, meist Kugeln von gleichem Radius, ebene Platten oder zylindrische Elektroden, so ein, daß der Funken gerade verschwindet. Der Abstand der Elektroden wird an einer Mikrometerschraube abgelesen. (Näheres s. 4. Teil III 2 A, S. 654.)

¹⁾ Wilson, L. T.: Journ. Amer. Inst. El. Eng. 43, S. 446. — Bercovitz, D.: ETZ 46, S. 848. 1925.

2. Strommesser.

Die meisten für Hochfrequenz gebräuchlichen Strommesser benutzen thermische Wirkungen zur Anzeige des Stromes. Über die Eichung von Strommessern s. 4. Teil IV, S. 657 ff.

A. Direkt anzeigende Strommesser für Hochfrequenz.

a) Hitzdraht- und Hitzbandamperemeter¹⁾.

Die Instrumente messen den Stromeffekt aus der Längenausdehnung eines Drahtes oder Bandes (Platinsilber, Platin-Iridium oder Nickelstahl). Die mechanische Übersetzung der Längenausdehnung in eine Drehung des Zeigers erfolgt

in der gleichen Weise wie beim Hitzdrahtvoltmeter (vgl. S. 601). Solange es sich um die Messung kleiner Ströme handelt (bis zu 0,5 A), sind die Instrumente verhältnismäßig einfach, da man mit dem Meßdraht allein auskommt. Sollen große Ströme gemessen werden, so muß der Meßbereich durch Nebenschlüsse oder Stromwandler erweitert werden, da der eigentliche Meßdraht, wegen der darin auftretenden Hautwirkung, nicht beliebig verstärkt werden kann. Zur Verminderung der Haut-

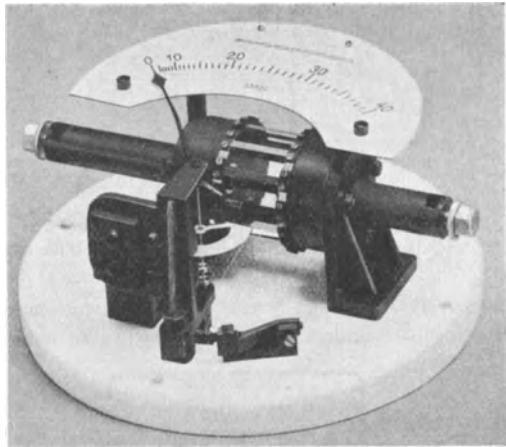


Abb. 608. Hitzbandstrommesser von Hartmann & Braun.

wirkung werden auch Hitzbänder statt Hitzdrähte benutzt. Nebenschlüsse und Stromwandler erfordern bei Hochfrequenz besondere Konstruktionen, damit die Angaben der Instrumente bei allen Frequenzen die gleichen bleiben. Letzteres trifft nur zu, solange der Strom durch den Meßdraht bei allen Frequenzen im gleichen Verhältnis zu dem Strom im Nebenschluß steht. Setzt man den Nebenschluß aus einer Reihe parallelgeschalteter, dem eigentlichen Meßdraht völlig gleicher Strombahnen in symmetrischer Anordnung (Broca) zusammen, so ist dieser Bedingung genügt. Abb. 608 zeigt den von der Firma H. & B. nach diesem Gesichtspunkte gebauten Hitzbandstrommesser. Es sind hier mehrere Hitzbänder in zylindrischer Anordnung zwischen massiven Metallblöcken von großer Wärmeleitfähigkeit, die den größten Teil der entwickelten Wärmemenge aus den Hitzbändern aufnehmen, ausgespannt. Die Länge der Hitzbänder ist zur Erzielung eines kleinen Eigenverbrauches und um die Gefahr der Überhitzung zu verringern, möglichst klein gewählt.

Legt man in den Nebenschluß und in den Zweig des Meßdrahtes große induktive oder kapazitive Widerstände (Hahnemann), so daß man die rein Ohmschen Widerstände (zu denen auch der Meßdraht gehört) dagegen vernachlässigen kann, dann sind ebenfalls die Angaben des Instrumentes von der Frequenz unabhängig.

¹⁾ Dellinger, J. H.: Bull. Bur. Stand. 10, S. 91. 1913. — Hartmann-Kempf, R.: ETZ 32, S. 1134. 1911 Keinath, G.: Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 1, S. 7 u. S. 20. 1920.

Beim Strommesser mit induktiven Nebenschlüssen stimmen die Angaben auch mit der Eichung bei Gleichstrom überein, wenn sich außerdem die Ohmschen Widerstände in den Zweigen wie die Selbstinduktionen verhalten (s. Abb. 609).

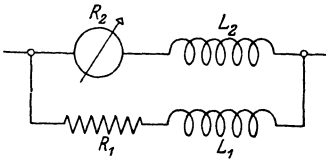


Abb. 609. Schaltung der Hitzdrahtinstrumente nach Hahnemann.

Auf einem eigenartigen Gedanken beruht ferner eine Ausführung von H. & B. Abb. 610 gibt das Prinzip derselben wieder, $A-B$ stellt den eigentlichen Hitzdraht, die übrigen Linien die praktisch widerstandslosen Zuleitungen dar. Dadurch, daß der Strom dem Hitzdraht an drei Stellen statt an einer Stelle zu- bzw. von ihm abgeführt wird, fließt durch den Meßdraht nur $\frac{1}{5}$ des zu messenden Stromes. Der Einfluß der Selbstinduktion der gesamten Zuleitungen ist bei dieser Ausführung jedoch meist nicht zu vernachlässigen; die Instrumente sind für genaue Messungen nicht zu empfehlen.

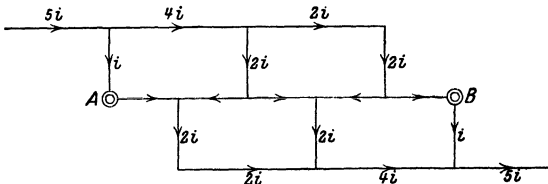


Abb. 610. Hitzdrahtamperemeter mit verteilten Stromzuführungen (H. & B.).

Die sogenannten Hitzdrahtwattmesser von H. & B. dienen zur Strommessung kleiner Ströme, nicht zur Leistungsmessung; ihre Skala gibt den Eigenverbrauch des Hitzdrahtes an. Die empfindlichsten Hitzdrahtmeßgeräte werden mit Spiegelablesung und magnetischer Dämpfung ausgeführt. Die meßbare Stromstärke wird angegeben zu etwa $0,0016 \sqrt{\alpha}$ Amp. Die obere Grenze, bis zu welcher Hitzbandstrommesser ausgeführt werden, beträgt etwa 300 Ampere.

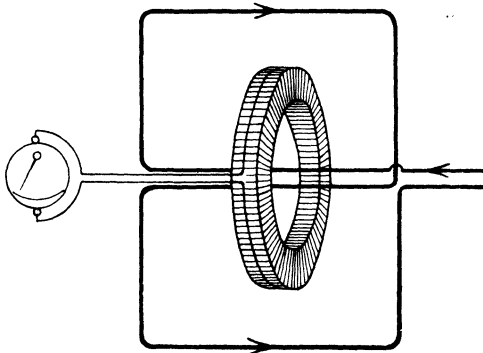


Abb. 611. Stromwandler für Hochfrequenzamperemeter.

Eine Erhöhung des Meßbereiches erhält man durch Zwischenschalten eines Stromwandlers. Die Brauchbarkeit dieser Methode ist zuerst von Lindemann¹⁾ nachgewiesen worden mit einem Stromwandler, dessen Sekundärspule auf einen ringförmigen Kern aus Isolierstoff einlagig und gleichmäßig aufgewickelt war. Durch diesen Kern werden axial

ein oder mehrere Drahtwindungen, welche von dem zu messenden Strom durchflossen werden, hindurchgeführt. Das Übersetzungsverhältnis dieses Stromwandlers ist dann, wenn der Ohmsche Widerstand des Sekundärkreises gegen den induktiven Widerstand zu vernachlässigen ist, gleich dem Verhältnis der Windungszahl der Ringspule zu der Zahl der durch die Mitte der Spule hindurchtretenden Leiter. Um die Induktionswirkungen der Zuleitungen zu vermeiden, führt man die Drahtschleifen wie in Abb. 611 an. Es ist darauf zu achten,

¹⁾ Lindemann, R.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 35, S. 143. 1915. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 11, S. 62. 1917.

daß die Eigenfrequenz der Sekundärwicklung keine Fehler bringt. Benutzt man hochlegierte Eisenbleche geringer Dicke, so kann man den Stromwandler auch mit Eisenkern ausführen und bekommt dann räumlich kleine Dimensionen. Derartige Hitzdrahtamperemeter für Hochfrequenz mit eingebautem Wandler werden von S. & H gebaut.

Hitzdrahtamperemeter zeigen ebenso wie Hitzdrahtspannungsmesser eine geringe Abhängigkeit von der Dauer der Belastung, ihre Meßgenauigkeit beträgt etwa 1%.

b) Hitzdrahtluftthermometer.

Das von Rieß angegebene Hitzdrahtluftthermometer besteht aus einem Glaskolben, in dessen unterstem Teil sich ein Hitzdraht befindet und an dessen oberem Ende ein Alkoholmanometer angeschlossen ist. Wird Strom durch den Hitzdraht geschickt, so erwärmt sich die Luft im Glaskolben und die dadurch hervorgerufene Druckzunahme wird am Manometer angezeigt. Für quantitative Messungen ist das Instrument wenig geeignet.

A. Scheibe¹⁾ hat eine neue Konstruktion des Hitzdrahtluftthermometers angegeben, das die Messung von Energien der Größenordnung von 10^{-4} Watt mit einer Genauigkeit von wenigen Prozenten gestattet. Um den störenden Einfluß von Luftdruckschwankungen und von Temperaturänderungen in der Umgebung zu beseitigen, ist ein zweites, dem Meßgerät möglichst gleichgebautes Gefäß als Ausgleichs- oder Puffergefäß angebracht, in das das freie Ende der U-förmig gebogenen Meßkapillare hineingeführt ist. Außerdem ist zur Beseitigung der noch übrigbleibenden kleinen Temperaturschwankungen die Meßkapillare oberhalb des Flüssigkeitsfadens durch eine Ausgleichskapillare überbrückt. Als Flüssigkeit dienen Alkohol und Äther. Die Ablesung der Ausschläge erfolgt mittels eines Horizontalmikroskopes mit Strichplatte oder durch ein Fernrohr.

c) Dynamometer

sind nur zur Messung kleiner Stromstärken zu benutzen, da ihre Angaben mehr oder weniger von der Frequenz abhängig sind: erstens wegen der Hautwirkung, zweitens infolge von Verlusten in den bei diesen Anordnungen kaum vermeidlichen Dielektriken.

α) Induktionsdynamometer.

Das bewegliche System des von Papalex²⁾ angegebenen Induktionsdynamometers besteht aus einer bifilar aufgehängten Nadel aus zwei gekreuzten Holzstäbchen, die an den vier Enden Quadrate aus dünnen Aluminiumstreifen (kurzgeschlossene Kreise) tragen. Die Quadrate liegen in der Ebene der gekreuzten Holzstäbchen und schweben frei zwischen zwei horizontalen Systemen von je vier kleinen Spulen. Das eine der beiden Systeme ist das Spiegelbild des anderen in bezug auf die Ebene der gekreuzten Holzstäbchen. Die acht Spulen sind in Serie geschaltet und werden von dem zu messenden Strom durchflossen. Der Ausschlag

ist nahezu proportional $\int_0^{\infty} i^2 dt$. Die Spulensysteme können auch getrennt, von

zwei verschiedenen Strömen durchflossen werden, das Instrument ist dann als Differentialdynamometer zu verwenden. Wegen seiner hohen Selbstinduktion (Selbstinduktionskoeffizient etwa $5 \cdot 10^{-6}$ H) ist der Anwendungsbereich des Dynamometers beschränkt.

β) Kurzschlußbringdynamometer.

Das Kurzschlußbringdynamometer von Mandelstam und Papalex³⁾ ist im Prinzip dem Induktionsdynamometer ähnlich. Es besteht aus zwei zueinander

¹⁾ Scheibe, A.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Telephonie 25, S. 12. 1925.

²⁾ Papalex, N.: Ann. d. Phys. (IV) 14, S. 756. 1904.

³⁾ Mandelstam, L., u. N. Papalex: Ann. d. Phys. 33, S. 490. 1910.

senkrecht stehenden, festen Spulen aus Litzendraht, die auf einen quadratischen Rahmen gewickelt sind. In ihrer Mitte ist ein Kupferring an einem Quarzfaden drehbar so aufgehängt, daß seine Ebene mit derjenigen einer der beiden festen Spulen zusammenfällt. Fließen durch die beiden Spulen Ströme J_1 und J_2 derselben Frequenz, so mißt das Instrument den Dynamometereffekt $J_1 \cdot J_2$. Die Drehung des Kurzschlußringes wird mit Fernrohr und Spiegel beobachtet. Wird J_1 konstant gehalten, so ist der Ausschlag proportional J_2 . Es lassen sich sehr kleine Ströme und deren Phasen messen. Das Instrument kann in verschiedenen Schaltungen und dementsprechend auch für verschiedene Zwecke benutzt werden, z. B. auch für Wellenlängenmessungen (s. S. 670).

d) Wirbelstromgalvanometer.

In der Mitte einer Spule wird unter einem Winkel von 45° eine kreisförmige Kupferscheibe an einem Quarzfaden drehbar aufgehängt. Die Ablenkungen aus der 45° -Lage sind proportional dem Quadrat des durch die Spule fließenden Stromes (Thomson).

B. Indirekt anzeigende Strommesser für Hochfrequenz.

Handelt es sich um die Messung sehr kleiner Stromstärken, die hauptsächlich in Empfangskreisen auftreten, so kommen außer Dynamometern, Wirbelstromgalvanometern und dem Hitzdrahtluftthermometer Schaltungsanordnungen in Frage, welche unter Verwendung von Thermoelementen, Kristalldetektoren, Elektronenröhren usw. den hochfrequenten Strom in Gleichstrom verwandeln. Dieser wird dann seinerseits mit einem sehr empfindlichen Gleichstrominstrument bestimmt (s. a. 4. Teil IV 2, S. 659).

a) Thermogalvanometer.

Bei dem Thermogalvanometer von Duddel (Abb. 612) ist eine derartige Thermo-elementanordnung zu einem fertigen Apparat zusammengebaut. Der Schwingungs-

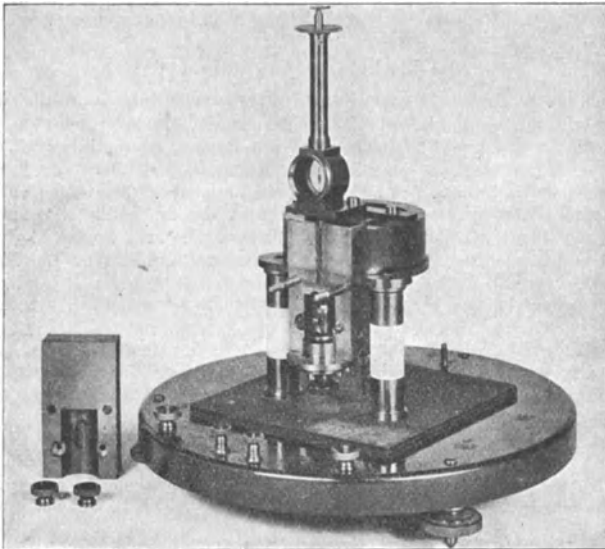


Abb. 612. Thermogalvanometer von Duddel.

strom fließt durch einen Heizdraht, welcher durch Strahlung seine Wärme auf ein Antimon-Wismutelement überträgt. Das Thermoelement bildet zusammen mit einer Spule das bewegliche System eines Drehspulgalvanometers. Die Spule hängt an einem Quarzfaden zwischen den Polen eines starken Magneten. Die Empfindlichkeit kann durch Änderung des Abstandes zwischen Heizdraht und Element und durch Auswechseln des Heizdrahtes geändert werden, sie beträgt bei großem Widerstande des Heizdrahtes (etwa 1000Ω) 10^{-6} A für 1 Skalenteil bei 1 m Skalenabstand.

Nach demselben Prinzip sind die Weston¹⁾ - Strommesser für Gleich- und Wechsel-

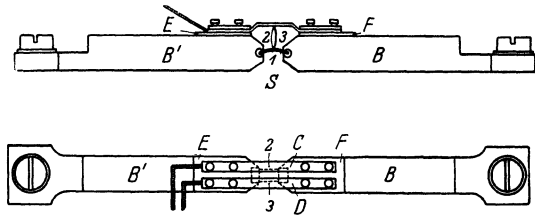


Abb. 613. Westonstrommesser.

strom gebaut, welche bis 3000 Per/sec verwendbar sind. Abb. 613 zeigt die Anordnung des Heizelementes. *S* ist ein Widerstandsband aus einer Platinlegierung, welches den zu messenden Strom führt. Im Mittelpunkt *I* dieses Bandes ist die Lötstelle des Thermoelementes hart angelötet, dessen kalte Enden an den zwei Kompensationsbändern *C* und *D* liegen, die die Enden *B* und *B'* überbrücken. Diese Kompensationsbänder sind von den Enden mittels der sehr dünnen Glimmerplättchen *E* und *F* elektrisch isoliert. Die Temperaturdifferenz zwischen Mittelpunkt und Enden des Heizbandes ist ein Maß für den quadratischen Mittelwert des Stromes. Die Heizelemente werden nach Art der Nebenschlüsse ausgeführt und wie diese an das Anzeigeelement angeschlossen; sie sind auswechselbar. Die Strommesser werden sowohl als Milliamperemeter wie bis zu Stromstärken von 1000 A gebaut.

b) Barretter, Bolometer usw.

s. Teil 4, S. 660.

C. Strommesser für Mittel- und Niederfrequenz

kommen in der Hochfrequenztechnik hauptsächlich als Hilfsgeräte, so z. B. als Nullinstrumente bei Brückenmessungen, in Frage²⁾.

a) Vibrationsgalvanometer.

Beruhend auf dem Prinzip der Gleichstromgalvanometer, unterscheiden sich von ihnen aber dadurch, daß das bewegliche System auf die Frequenz des zu messenden Stromes abgestimmt wird. Die Stärke des Stromes wird an der Verbreiterung des Lichtzeigers gemessen. Es sind zu unterscheiden:

α) Nadelvibrationsgalvanometer.

Bei dem Rubensschen Galvanometer befindet sich die Nadel (weiche Eisendrähte) im Felde zweier Elektromagnete, die so gerichtet sind, daß die gleichnamigen Pole sich gegenüberstehen. Durch den Wechselstrom wird der eine Pol geschwächt, der andere verstärkt und umgekehrt, wodurch die Nadel in Schwingungen gerät. Die Frequenzabstimmung der schwingenden Saite erfolgt durch Änderung der Saitenspannung, ferner stufenweise durch Änderung des Abstandes

¹⁾ Wilson, L. T.: Journ. Amer. Inst. El. Eng. 43, S. 446. — Bercovitz, D.: ETZ 46, S. 848. 1925.

²⁾ Angaben über die üblichen Wechselstrominstrumente s. F. Kohlrausch: Lehrbuch der prakt. Physik. Leipzig 1923. — Jaeger, W.: Elektrische Meßtechnik. Leipzig 1922. — Keinhath, G.: Die Technik der elektr. Meßgeräte. München 1921.

der Elektromagnete, durch Änderung der Saitenlänge und der Masse. Das Instrument ist für Frequenzen über 200 brauchbar und spricht auf Ströme von der Ordnung $3 \cdot 10^{-9}$ an. Für niedrigere Frequenzen haben Schering und Schmidt¹⁾ ein Galvanometer angegeben. Gleichstrom- und Wechselstromfeld stehen senkrecht zueinander. Die Abstimmung auf eine bestimmte Periodenzahl und Empfindlichkeit kann allein durch Änderung des Gleichstromes erfolgen, was ein besonderer Vorteil des Instrumentes ist. Eine Bildverbreiterung von 1 mm bei 1 m Skalenabstand entspricht einer Stromstärke von $1 \cdot 10^{-7}$ A. Ebenfalls für niedrige Frequenzen ist das Vibrationsgalvanometer von Agnew²⁾. Seine Empfindlichkeit beträgt bei 270Ω Wicklungswiderstand $0,05 \mu\text{A}$.

β) Drehspulvibrationsgalvanometer.

Man verwendet entweder eine einfache Schleife (bifilare Instrumente) oder eine Spule aus mehreren Windungen. Bifilarinstrumente sind angegeben von Duddel³⁾ für Frequenzen von 200 bis 2000, von Schering und Schmidt⁴⁾ für Frequenzen unterhalb 200. Bei dem Schering und Schmidtschen Instrument besteht die Stromschleife aus einem 0,2 mm breiten und 0,02 mm dicken Band aus Phosphorbronze von 1 m Länge und liegt zwischen den Polen eines permanenten Magneten. Die Abstimmung erfolgt grobstufig durch zwei verschiebbare Stege, fein durch Spannung einer Feder. Bei 1 m Skalenabstand gibt ein Strom von $1 \cdot 10^{-7}$ A eine Bildverbreiterung von 1 mm. Vibrationsgalvanometer mit beweglicher Spule sind angegeben von Campbell, Hausrath und Zölllich⁵⁾. Das Instrument von Zölllich wird von der Firma S. & H. für verschiedene Frequenzen (15, 25, 50, 60, 100, 500) hergestellt, die jedoch nur in geringem Maße ($\pm 2\%$) abstimmbare sind. Ein Strom von 4 bis $8 \cdot 10^{-9}$ A gibt bei 1 m Skalenabstand etwa 1 Skalenteil.

D. Strommesser für Gleichstrom

werden bei Hochfrequenzmessungen in Verbindung mit Thermoelementen und Bolometern, oder in Verbindung mit Gleichrichtern (Detektoren) zur Messung sehr schwacher Ströme benutzt. Von Interesse sind daher besonders Instrumente hoher Empfindlichkeit.

a) Drehspulgalvanometer (Deprez-D'Arsonval).

Bestehen aus einer Drahtspule, welche zwischen den Polen eines konstanten Magneten oder eines Elektromagneten schwingend angebracht sind. Zwei Ausführungsformen sind zu unterscheiden, je nachdem die Instrumente mit einem feststehenden, weichen Eisenkern im Innern der Spule ausgerüstet sind oder nicht. Das bewegliche Organ wird entweder zwischen Spitzen gelagert oder an einem Bande (meist aus Phosphorbronze) oder auch an einem Quarzfaden aufgehängt, der für gewöhnlich mit einer Feder gespannt wird. Instrumente geringerer Empfindlichkeit werden als Zeigergalvanometer, Instrumente hoher Empfindlichkeit als Spiegelgalvanometer ausgeführt. Tabelle 73 nach Hausrath⁶⁾ gibt eine Übersicht über die Daten einiger Instrumente, wobei $\frac{1}{E_i}$ die Stromstärke ist, welche den Ausschlag von 1 Skalenteil bei Zeigergalvanometern und von 1 mm bei 1 m Skalenabstand bei Spiegelablesung bewirkt, τ ist die Schwingungsdauer für eine

¹⁾ Schering, H., u. R. Schmidt: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **38**, S. 1. 1918.

²⁾ Agnew, P. G.: Scient. Pap. Bur. of Stand. **16**, S. 37. 1920.

³⁾ Duddel, W.: Phil. Mag. **18**, S. 168. 1909. Electrician **63**, S. 301 u. 620. 1909.

⁴⁾ Schering, H., u. R. Schmidt: Archiv f. Elektrotechn. **1**, S. 254. 1913.

⁵⁾ Campbell, A.: Phil. Mag. **14**, S. 494. 1907. Zeitschr. f. Instrumentenkunde **27**, S. 354. 1907. — Hausrath, H.: Phys. Zeitschr. **10**, S. 756. 1909. — Zölllich, H.: Archiv f. Elektrotechn. **3**, S. 369. 1915.

⁶⁾ Hausrath, H.: Helios 1909, Heft 15, 19 u. 29.

ganze Schwingung in ungedämpftem Zustande. Die Angaben einer solchen Tabelle können nur als ungefähre Anhaltspunkte für die Beurteilung der verschiedenen Typen angesehen werden, da die Instrumente ein und derselben Type sehr verschieden ausfallen; auch genügt für die Beurteilung der Meßgenauigkeit nicht die Kenntnis der Empfindlichkeit. Es kommt auch auf die Sicherheit der Einstellung (Reibung, Einwirkung fremder Felder usw.) und auf die Ablesegenauigkeit an (bei Zeigerinstrumenten z. B. auf die Güte von Zeiger und Skala).

Tabelle 73. Drehspulgalvanometer.

Art	Hersteller	Type	R	$\frac{1}{E_i}$	τ
Zeigergalvano- meter	Nadir	Spitzenlagerung m. elektro- magnetischer Felderregung	340 Ω	$0,02 \cdot 10^{-6}$ A	3 sec
	H. & B.	Bandaufhängung 198	500 Ω	$0,06 \cdot 10^{-6}$ A	12 „
	S. & H.	„ 56 501	80 Ω	$0,3 \cdot 10^{-6}$ A	7 bis 35 sec
	H. & B.	Spitzenlagerung 2102	270 Ω	$0,4 \cdot 10^{-6}$ A	6 sec
	H. & B.	„ 185	50 Ω	$9 \cdot 10^{-6}$ A	2 „
Spiegel- galvano- meter	H. & B.	Drehspulgalv. 535 a III	675 Ω	$700 \cdot 10^{-12}$ A	14 sec
	S. & H.	„ LN 56 509	80 Ω	$2500 \cdot 10^{-12}$ A	10 „
	S. & H.	„ LN 56 511	30 Ω	$25000 \cdot 10^{-12}$ A	4 „

Kleine Drehspulgalvanometer, welche in Verbindung mit Detektoren in der Hochfrequenztechnik zur Anzeige der Resonanz benutzt werden, werden vielfach als Hochfrequenzanzeiger bezeichnet.

b) Schleifengalvanometer¹⁾.

Eine dünne Schleife z aus Metallband (von etwa 0,5 mm Breite und 0,001 mm Stärke) hängt mit jedem Schenkel im Magnetfelde je eines permanenten

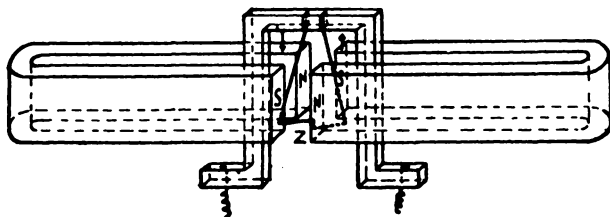


Abb. 614. Schleifengalvanometer von Zeiss.

Hufeisenmagneten. Die Magnete sind so angeordnet, daß ihre ungleichnamigen Pole sich gegenüberstehen. Wird die Schleife von einem Strom durchflossen, so erfahren ihre beiden Schenkel eine in der Schleifenebene liegende Ablenkung nach der gleichen Seite. Der Ausschlag der Schleife wird dann doppelt so groß wie bei nur einem Magneten. Die Ausschläge der Schleife werden mit einem Mikroskop beobachtet, in dessen Okularsichtsfeld eine 100teilige Skala angeordnet ist. Durch Aufsetzen eines Zusatzmikroskopes kann die Vergrößerung und damit die Ablesegenauigkeit gesteigert werden. Eine Eigenart des Instrumentes besteht darin, daß die stromführende Schleife infolge ihrer besonderen Form sowohl in hängender (stabiles Gleichgewicht) wie in stehender Lage (labiles Gleichgewicht) benutzt werden kann. Die Empfindlichkeit ändert sich dabei um das 5- bis 6fache. Die von der Firma Carl Zeiss, Jena, ausgeführten Instrumente haben einen Wider-

¹⁾ Mechan, R.: Phys. Zeitschr. 24, S. 242. 1923.

stand von 6 bis 10 Ω . Die Empfindlichkeit des Galvanometers beträgt für je einen Skalenteil des Okularmikrometers:

bei hängender Schleife und	80facher Vergrößerung	etwa	$3 \cdot 10^{-7}$ A
„ „	„ „ 640 „	„ „	$3,7 \cdot 10^{-8}$ „
„ stehender	„ „ 80 „	„ „	$6 \cdot 10^{-8}$ „
„ „	„ „ 640 „	„ „	$7,5 \cdot 10^{-9}$ „

c) Saitengalvanometer [Einthoven¹⁾].

Es beruht, wie die Drehspul- und die Schleifengalvanometer, auf dem Prinzip des in einem festen magnetischen Felde beweglichen Stromleiters und besitzt hohe Empfindlichkeit bei rascher Einstellung. Der bewegliche Stromleiter besteht aus einem dünnen leitenden Faden aus Gold, Platin, Phosphorbronze, Kupfer, versilbertem Quarz oder Aluminium und ist zwischen den Polen eines starken Elektromagneten quer zur Feldrichtung ausgespannt. Die Ausbiegung des Fadens durch den Strom wird mikroskopisch abgelesen oder projiziert. Tabelle 74 gibt nach Hausrath die Daten einiger Edelmannscher Instrumente, bei 100facher Vergrößerung, für 1 mm projizierten Ausschlag.

Tabelle 74. Saitengalvanometer.

	R	$\frac{1}{E_i}$	Einstell- dauer
Goldfaden, aperiod. Dämpfg. $\delta = 8,5 \mu$	140 Ω	$75 \cdot 10^{-9}$ A	0,8 sec
Platinfaden, „ „ „ $\delta = 3,8 \mu$	4 000 Ω	$360 \cdot 10^{-9}$ A	0,2 „
Versilb. Quarzfad. „ „ „ $\delta = 2,5 \mu$	10 000 Ω	$830 \cdot 10^{-9}$ A	0,01 „
„ „ überaperiod. $\delta = 2,5 \mu$	8 000 Ω	$0,1 \cdot 10^{-9}$ A	einige „

3. Instrumente zur Analyse der Schwingungen.

A. Elektrodynamische Oszillographen.

Elektrodynamische Oszillographen²⁾ sind nur zur Analyse nieder- oder mittelfrequenter Ströme und Spannungen zu verwenden. Der hauptsächlichste Bestandteil ist ein Galvanometer von sehr kurzer Eigenschwingungsdauer. Nach der Art des verwandten Galvanometers unterscheidet man: Nadeloszillographen, Drehspuloszillographen und Saitenoszillographen. Zur Sichtbarmachung der Kurven dient ein rotierender oder oszillierender Spiegel, oder eine rotierende Trommel, deren Leitlinie eine archimedische Spirale ist (S. & H.). Zur Bewegung des Spiegels bzw. der Trommel wird bei Aufnahme periodischer Vorgänge zweckmäßig ein Synchronmotor benutzt, der von dem zu untersuchenden Wechselstrom durchflossen wird. Die ältesten Ausführungsformen des Nadel- und des Drehspuloszillographen stammen von Blondel. Die Apparate sind später wesentlich verbessert worden von Duddel und von S. & H.

Abb. 615 gibt den Aufbau des S. & H.-Oszillographen wieder. Das Licht einer mit Handregulierung versehenen Bogenlampe (Gleichstrom von etwa 10 A, obere Kohle positiv) fällt durch die Linse I und die Schlitzlöcher SS' auf die beiden Spiegel Z, Z', von denen es auf die Spiegel der beiden Meßschleifen A, A' zurückgeworfen wird. Die Meßschleifen sitzen leicht auswechselbar in einem Elektromagneten, der an eine Gleichstromquelle von 110 bzw. 220 V bei Parallel- bzw. Serienschaltung der Elektromagnetspulen angeschlossen wird. Die Bogenlampe ist so einzustellen, daß auf der Vorderseite des Elektromagneten scharfe Bilder entworfen werden. Die von den Spiegeln der Meßschleifen reflektierten Lichtstrahlen können zwei Wege nehmen, je nachdem ob der Kippspiegel 7, 7' umgelegt ist oder nicht. Bei umgelegtem Kippspiegel fallen die Lichtstrahlen durch

¹⁾ Einthoven, W.: Ann. d. Phys. 12, S. 1059. 1903.

²⁾ Blondel, A. E.: Journ. d. Phys. I, S. 273. 1902. — Orlich, E.: Aufnahme und Analyse von Wechselstromkurven. Braunschweig 1906. — Zölllich, H.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern I, S. 24. 1920.

eine Zylinderlinse 6 auf die photographische Trommel. Ist der Kippspiegel nicht umgelegt, so werden die Lichtstrahlen durch die Spiegel 7, 7' und 8 auf die Zylinderlinse 9 geworfen und durch diese zu einem Punkt auf dem Spiralkörper der rotierenden Trommel (Beobachtungsapparat) zusammengezogen. Ein feststehender Nullpunktspiegel 5 dient zur gleichzeitigen Aufzeichnung der Nulllinie. Der Motor ist ein Einphasen-Synchronmotor ohne Gleichstromerregung für 110 bis 120 V. Über die Meßschleifen werden von der Firma S. & H. die in Tabelle 75 zusammengestellten Angaben gemacht. Durch Auswechseln oder Mischen des Dämpfungsoles (Paraffinöl, Rizinusöl, Spindelöl, Weißöl usw.) läßt sich der Verwendungsbereich erweitern. Außer dem Einfluß auf die Eigenfrequenz hat das Öl auch noch erheblichen Einfluß auf die Empfindlichkeit und die Phasenfehler der Meßschleifen. Je größer die Dämpfung des Öles, desto größer die Phasenabweichung und desto geringer die Empfindlichkeit. Letztere ändert sich überdies bei den einzelnen Ölsorten und den verschiedenen Meßschleifen in verschiedener Weise mit der Frequenz. Da es auf die Phasenabweichung, die meistens klein ist, im allgemeinen weniger ankommt, ist es zweckmäßig, das Öl so zu wählen, daß die Empfindlichkeit bei allen Frequenzen möglichst die gleiche ist.

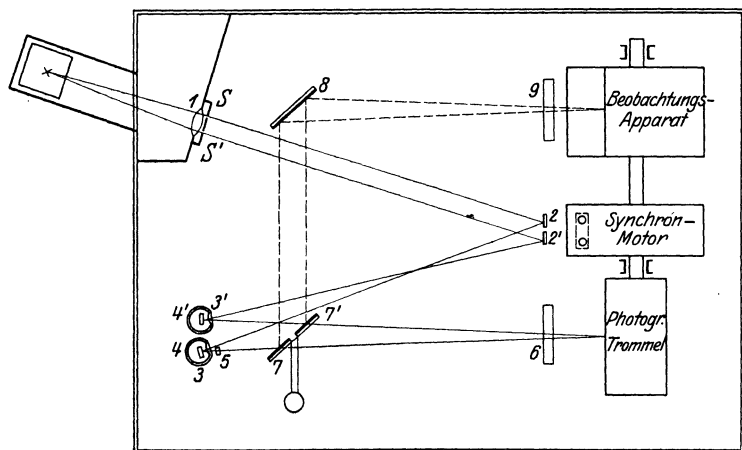


Abb. 615. Anordnung des Oszillographen von S. & H.

Zur Aufnahme von Spannungen können Vorschaltwiderstände, bei Strömen Nebenschlüsse zu den Meßschleifen verwendet werden.

Tabelle. 75. Meßschleifen für den S. & H.-Oszillographen.

Type	Widerstand etwa ... Ω	Empfindlichkeit 1 mm Ausschlag etwa ... A	Eigenfrequenz bei Dämpfung mit Paraffinöl
1 normal	1	$3 \cdot 10^{-3}$	6000
2	1	$5 \cdot 10^{-3}$	12000
3 { für Pro- jektion	1,1	$3 \cdot 10^{-3}$	3000
4	2,5	$4 \cdot 10^{-4}$	3000
5	4,5	$7 \cdot 10^{-5}$	2000
6	7	$1,5 \cdot 10^{-5}$	50

Saitenoszillographen sind von Edelmann in München unter Verwendung der von ihm gebauten Saitengalvanometer konstruiert. Sie zeichnen sich vor den anderen elektrodynamischen Oszillographen dadurch aus, daß das bewegliche System keinen Spiegel trägt. Das Bild des stromdurchflossenen Fadens, der zwischen den Polen eines starken, permanenten Hufeisenmagneten schwingt, wird auf eine mit photographischem Papier überzogene Trommel mittels einer besonderen Registriervorrichtung geworfen. Empfindlichkeit s. Tabelle 74.

B. Glimmlichtoszillograph.

Zum Gehrkeschen Glimmlichtoszillographen¹⁾ gehört eine Glimmlicht-
röhre und ein rotierender Spiegel. Die Glimmlicht-
röhre (Abb. 616) besteht

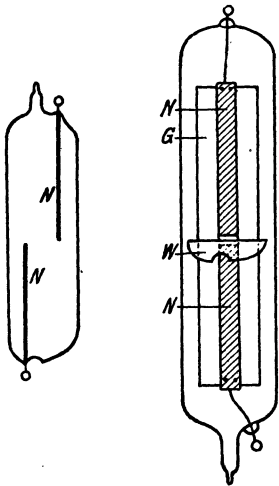


Abb. 616. Glimmlicht-
röhre nach
Gehrke.

aus einem mit Stickstoff von etwa 7 bis 8 mm
Druck gefüllten Glasrohr mit zwei Elektroden *N*
aus Nickeldraht oder -blech. Nickelbleche be-
sitzen den Vorzug der größeren Lichtstärke.
Die dünnen hochglanzpolierten Bleche werden
vor dem Einbau elektrisch zur Weißglut er-
hitzt, um alle Verunreinigungen und in den
Metallen eingeschlossenen Gase zu entfernen.
Sie sind durch Metallbänder auf Glimmerstre-
ifen *G* befestigt. Zwischen ihnen befindet sich
ein ebenfalls aus Glimmer bestehender Schirm *W*,
der in der Mitte ein Loch zum Durchtritt des
Stromes hat. Das Glimmlicht breitet sich auf
der Elektrode aus, welche negatives Potential
besitzt, bei Wechselstrom also auf beiden Elek-
troden. Es entsteht erst bei einer Spannung von
etwa 300 V und breitet sich mit wachsender
Stromstärke, dieser nahezu proportional, aus.
Das Glimmlicht wird in einem schnell um-
laufenden Spiegel betrachtet, dessen Drehachse
parallel zur Elektrodenebene liegt. Die Licht-
linie erscheint dann zu einem Bande ausein-
andergezogen, dessen Breite an den einzelnen
Stellen der Stromstärke proportional ist. Zur

Aufnahme von Spannungskurven wird ein Widerstand (Wasserwiderstand) vor-
geschaltet, derart, daß etwa 0,04 bis 0,1 A durch die Röhre fließen. Das Bild im
rotierenden Spiegel kann photographisch aufgenommen werden. Vollständige
Glimmlichtoszillographen werden von der Firma Boas, Berlin, hergestellt.

C. Helmholtzsches Pendel.

Ein herabfallendes Pendel öffnet nacheinander zwei Kontakte in einem meßbar
veränderlichen Zeitintervall. Der erste Kontakt löst den zu beobachtenden Vor-
gang aus, der zweite unterbricht ihn. Mit Hilfe einer Mikrometerschraube wird
die Zeit zwischen dem ersten und dem zweiten Kontakt verändert und damit bei
jeder Neueinstellung die Schwingung in einem anderen Zustande unterbrochen.
Die Aufnahme erfolgt punktweise. Es sind mehrere Schaltanordnungen möglich.
In der Regel wird die zurückgebliebene Ladung eines Kondensators mit einem
Elektrometer oder einem ballistischen Galvanometer gemessen. Bei Schwingungs-
beobachtungen liegt die obere Grenze bei Frequenzen von 10 000 bis 20 000 Hertz.

D. Braunsch'sches Rohr²⁾.

In einer hochevakuierten Glasröhre werden durch Anlegen einer hohen Gleich-
spannung Kathodenstrahlen erzeugt, die sich von der Kathode aus durch eine
Blende geradlinig fortpflanzen. Beim Auftreffen auf einen Fluoreszenzschirm
leuchtet dieser punktartig auf. Durch magnetische oder elektrische Felder wird

¹⁾ Gehrke, E.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **25**, S. 33 u. 278. 1905. Verh. d. D. Phys. Ges. **6**, S. 176. 1904. — Engelhardt, V., u. E. Gehrke: Zeitschr. f. techn. Phys. **6**, S. 153, 438. 1925; **7**, S. 146. 1926.

²⁾ Hausrath, H.: Apparate und Verfahren zur Aufnahme und Darstellung von Wechselstromkurven und elektr. Schwingungen. Leipzig 1913. — Hull, L. M.: Proc. Inst. Rad. Eng. **9**, S. 130. 1921. — Alberti, E., u. G. Zickner: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **19**, S. 2. 1922. — Behnken, H.: Arch. f. Elektrotechn. **11**, S. 181. 1922. — Rogowski, W., u. E. Fiegler: Arch. f. Elektrotechn. **15**, S. 297. 1925. — Rogowski, W., u. W. Grösser: Arch. f. Elektrotechn. **15**, S. 377. 1925.

der Kathodenstrahl von seiner geradlinigen Bahn und gleichzeitig der Lumineszenz-fleck auf dem Schirm abgelenkt. Die Stärke und der zeitliche Verlauf der ablenkenden Felder ergibt sich aus der Größe der Ablenkung und bei veränderlichen magnetischen und elektrischen Feldern aus der Spur des Lumineszenzflecks. Um ein möglichst scharfes Bild zu erhalten, werden die Kathodenstrahlen in dem Gebiet, in welchem sie noch nicht abgelenkt sind, durch ein Striktionsfeld zusammengezogen, dessen Richtung mit der Bahn der Kathodenstrahlen zusammenfällt.

Die Stärke des Striktionsfeldes (etwa 1000 Amperewindungen) muß veränderlich sein und der jeweiligen Härte des Rohres angepaßt werden. Zur genauen Justierung des Feldes muß die Spule verschiebbar und in jeder Richtung drehbar angeordnet werden. Die Hochspannung, welche zwischen Kathode *K* und Anode *A* (Anode geerdet) liegt, kann man entweder einer Influenzmaschine entnehmen oder der Sekundärseite eines Hochspannungstransformators *T* über eine in Reihe geschaltete Gleichrichteranordnung (Abb. 617). Im letzteren Falle ist dem Braunschens Rohre zweckmäßig eine Kapazität *C* parallel zu schalten, die um so kleiner sein kann, je höher die Frequenz des den Transformator speisenden Wechselstromes ist. *FW* ist ein Flüssigkeitswiderstand von etwa $10^7 \Omega$, der das Braunschens Rohr vor Stromüberlastung schützt. Das Braunschens Rohr ist so aufzustellen, daß die Achse des Rohres mit der Richtung des magnetischen Erdfeldes zusammenfällt. Die Metallteile innerhalb des Rohres sind zweckmäßig aus Aluminium herzustellen.

Abb. 618 gibt eine für Hochfrequenzmessungen geeignete Ausführung des Braunschens Rohres¹⁾. Bei höheren Frequenzen lagert sich über das magnetische Feld der Ablenkungsspulen noch ein elektrostatisches, welches von der Kondensatorwirkung der Spulen herrührt. Die störende Kondensatorwirkung kann durch eine besondere Wicklung der Spulen und durch elektrische Abschützung (Schutzwicklung, dichtes Umwickeln des Braunschens Rohres mit einem sehr dünnen, geerdeten Draht) aufgehoben werden. Der Kathodenstrahl ist durch Schutzhüllen gegen fremde, elektrostatische Felder zu schützen. Für den Fluoreszenzschirm wird Zinksulfid (ZnS), Willemit (Zn_2SiO_4) oder Kalzium-

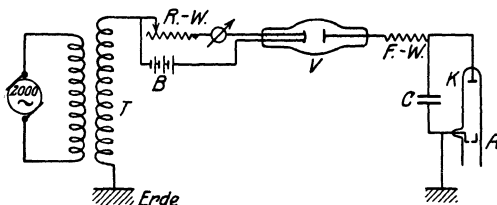


Abb. 617. Hochspannungsgleichrichteranordnung für Braunschens Röhren.

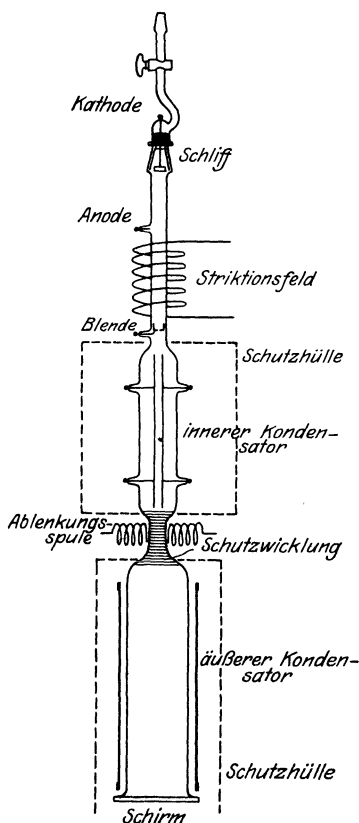


Abb. 618. Braunschens Rohr für Hochfrequenz.

¹⁾ Alberti, E., u. G. Zickner: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 2. 1922.

wolframat (CaWO_4) benutzt. CaWO_4 fluoresziert blau und ist deshalb besonders gut für photographische Aufnahmen, während ZnS wegen seines hellgrünen Leuchtens für Beobachtungen mit dem Auge vorteilhaft ist.

Die Leuchtsubstanz wird am besten auf einer Spiegelglasscheibe niedergeschlagen und diese mit weißem Siegelack gegen den ebengeschliffenen Rand des unteren Glaszylinders aufgekittet. Zum Niederschlagen der Leuchtsubstanz auf die Glasplatte wird diese in eine Schale mit Alkohol gelegt und dann aus einiger Höhe das Leuchtpulver durch ein sehr feines Gazesieb aufgestreut, bis eine gleichmäßige dünne Schicht von geeigneter Stärke entsteht. Die Platte wird dann vorsichtig herausgenommen und getrocknet; die Schicht haftet genügend fest, bleibt aber leicht verletzlich. Da der Leuchtfleck überwiegend in der Durchsicht zu beobachten ist, muß der Schirm außerordentlich dünn sein, damit der Fleck hinreichend lichtstark ist.

Die photographische Aufnahme erfolgt zweckmäßig in der Durchsicht. Bei gutem Aufbau des Rohres (scharfem Lumineszenzfeld) genügt für stehende Figuren eine Belichtungszeit von $\frac{1}{10}$ bis $\frac{1}{20}$ sec. Für Momentaufnahmen nur einmal überschriebener Figuren ist eine sehr lichtstarke photographische Optik nötig¹⁾. (Blendenöffnung zu Bildweite = 1 : 4 bis 1 : 3.)

Die Braunsche Röhre wird im allgemeinen mit kalter Kathode ausgeführt und liefert dann harte Kathodenstrahlen (Anodenspannung 10 000 bis 20 000 V). Kommt es darauf an, sehr schwache Felder zu messen, so muß man möglichst weiche Kathodenstrahlen benutzen. Diese erhält man mit Hilfe von Glühkathoden²⁾ und niedrigen Anodenspannungen (500 bis 1000 V). Über die Verwendung des Braunschen Rohres s. S. 709.

4. Wellenmesser und Frequenznormale.

Die wesentlichsten Teile eines Wellenmessers sind: Meßkreis, Wellenanzeiger und Wellenerreger. Der Meßkreis setzt sich zusammen aus Kondensatoren, Selbstinduktionen und Widerständen. Wichtig ist eine sehr geringe Dämpfung des Meßkreises. Kondensatoren und Spulen müssen daher möglichst verlustfrei sein. Als Wellenanzeiger dienen: 1. Leuchtröhren mit verdünnten Gasen (Helium, Argon oder Neon), die einem Kondensator parallel geschaltet werden. 2. Glühlampen (für Spannungen von 2 V), Hitzdrahtamperemeter oder Hitzdrahtluftthermometer (Riess), welche entweder in den Meßkreis selbst oder in einen induktiv gekoppelten, aperiodischen Kreis eingeschaltet werden. 3. Kurzschlußbringdynamometer (vgl. S. 605). 4. Bolometer, Baretter oder Kreise mit Thermoelementen und Galvanometer. 5. Detektoren (Kristalldetektoren, magnetische, elektrolytische Detektoren, Tikker oder Schleifer und Röhrendetektoren) in Verbindung mit einem Hörer oder Galvanometer. Zur Erregung des Wellenmessers, wenn er als Oszillator benutzt werden soll, dienen meist Stromquellen für Ströme mittlerer Frequenzen (Funkenstrecke mit Induktor, Saitensummer, Mikrophonsummer oder neuerdings auch Röhrensummer).

Das Anwendungsgebiet des Wellenmessers erstreckt sich im wesentlichen auf: 1. Wellenlängenmessungen am Sender bei Resonatorschaltung, am Empfänger bei Oszillatorschaltung; 2. Dämpfungsmessungen; 3. Kapazitätsmessungen; 4. Bestimmung von Induktivitäten; 5. Messung des Kopplungsgrades gekoppelter Systeme.

Über die Eichung von Wellenmessern s. S. 674.

A. Resonanzwellenmesser.

Ein aus Kapazität und Selbstinduktion bestehender Schwingungskreis, dessen Einstellung so lange verändert wird, bis seine Eigenwelle mit der zu messenden Welle übereinstimmt. Die stetige Änderung erfolgt entweder mit Hilfe eines Drehkondensators, oder mittels eines Variometers, oder durch gleichzeitige Änderung von Kapazität und Selbstinduktion. Da der Wellenmesser meist induktiv mit

¹⁾ Behnken, H.: Arch. f. Elektrotechn. 11, S. 131. 1922.

²⁾ Rogowski, W., u. W. Grösser: Arch. f. Elektrotechn. 15, S. 377. 1925. — Engelhardt, V.: Phys. Zeitschr. 24, S. 239. 1923.

dem Erregerkreis gekoppelt wird, so wird bei Verwendung von Variometern die Koppelung beim Abstimmen verändert. Man benutzt deshalb beim Aufbau von Wellenmessern zweckmäßiger Drehkondensatoren und feste oder stufenweise veränderliche Selbstinduktionen. Die Änderung des Meßbereiches erfolgt durch stufenweise Änderung des konstanten Teiles der Anordnung. Zur Erhöhung der Empfindlichkeit schaltet man dem Drehkondensator einen festen Kondensator parallel bzw. mit dem Variometer eine feste Selbstinduktion in Serie.

Von großer Bedeutung beim Bau von Wellenmessern ist seine Dämpfung, weil die Resonanzeinstellungen um so schärfer sind, je geringer die Dämpfung. Ferner spielt sie eine Rolle bei der Verwendung des Wellenmessers zur Bestimmung der Dämpfung anderer Kreise, da sich hier die Eigendämpfung zu der zu bestimmenden Dämpfung addiert. Es ist deshalb erforderlich, die Eigendämpfung des Wellenmessers möglichst gering und konstant zu machen.

a) Resonanzwellenmesser mit stetig veränderlicher Kapazität.

Die älteste Ausführung dieser Art und damit der erste technisch brauchbare Wellenmesser wurde von Franke-Dönitz¹⁾ angegeben (Abb. 619). Der Apparat

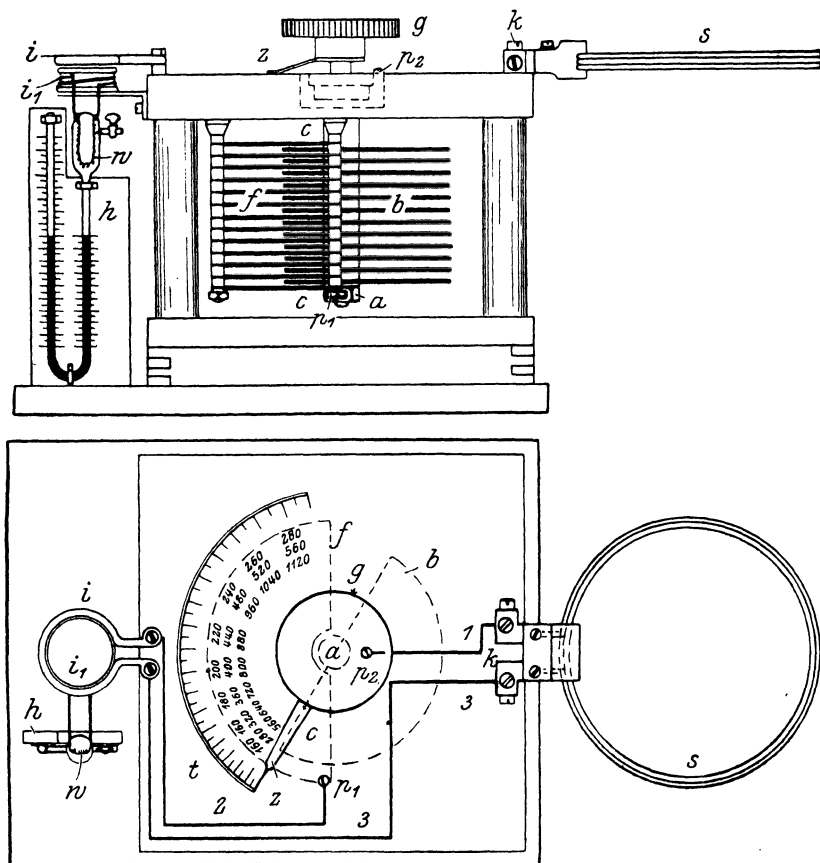


Abb. 619. Franke-Dönitz-Wellenmesser.

¹⁾ Dönitz, J.: ETZ 24, S. 920. 1903.

bestand aus einem Koe pselschen Drehplattenkondensator mit Ölfüllung, mehreren auswechselbaren Selbstinduktionsspulen und einem Rießschen Luftthermometer als Wellenanzeiger. Dieser ist induktiv durch einige Windungen mit dem Wellenmesser gekoppelt. Die Dämpfung ist gering (im Mittel etwa 0,04), aber im Meßbereich variabel. Eine große Anzahl von Wellenmessern ist seitdem nach diesem Prinzip gebaut worden (Telefunken, Seibt, Marconi, Lorenz, Hirsch usw.), die ursprünglich vorhandenen Mängel allmählich beseitigt. Die Abänderungen beziehen sich in der Hauptsache auf Ersatz des Oldrehkondensators durch einen Luftdrehkondensator, Ersatz des Hitzdrahtluftthermometers durch Hitzdraht-ampere meter, Leuchtröhren, Glühlampen oder Detektoren in Verbindung mit Gleichstromgalvanometern oder Telephonen. Die variable Dämpfung, welche vor allen Dingen bei Dämpfungsmessungen fehlerhaft ist, wurde durch verschiedene Maßnahmen, wie z. B. geeignete Wahl und Schaltung des Resonanzanzeigers, nahezu konstant gemacht und erheblich verringert. Das logarithmische Dämpfungskoeffizient guter, moderner Wellenmesser beträgt etwa 0,015 bis 0,02. Die Selbst-

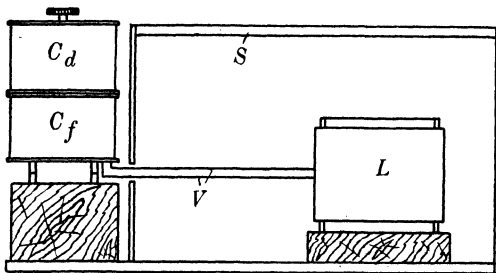


Abb. 620. Normalwellenmesser der P.-T. Reichsanstalt.

induktionsspulen werden zur Verringerung des Eigenverlustes aus Flachspulen mit fein unterteilter Emaillitze gebildet (vgl. S. 369). Parallel zum Drehkondensator ist eine kleine Funkenstrecke zur Vermeidung von Überschlügen am Kondensator geschaltet. Durch Zuschalten einer Summeranordnung wird der

Wellenmesser auch als Strahler benutzbar. Die Bedienung des Wellenmessers von Hand hat Hirsch dadurch vermieden, daß er mit dem Drehkondensator einen kleinen Motor koppelt und gleichzeitig ein Neonrohr mit umlaufen läßt, das über der Skala an der Stelle aufleuchtet, an welcher der Kondensator die Resonanzstellung durchläuft.

Der Normalwellenmesser der P.-T. Reichsanstalt¹⁾ ist ebenfalls nach dem Dönitz-Prinzip mit stetig veränderlicher Kapazität gebaut. Er hat das in Abb. 620 skizzierte Aussehen. Als Kapazität dient ein Satz von abgeschützten Normalluftkondensatoren (vgl. S. 341), bestehend aus acht auswechselbaren festen Kondensatoren (C_f) und einem Drehkondensator (C_d). Die Kapazität des Drehkondensators ist ein Bruchteil der Gesamtkapazität. Um auch die Eigenkapazität der Selbstinduktionsspulen (L) eindeutig zu definieren, sind die Spulen ebenfalls durch eine allseitig umschließende leitende Hülle (S) aus unterteiltem Stanniol abgeschützt und die Hülle mit dem Gehäuse der Kondensatoren leitend verbunden. Der Schwingungskreis ist damit völlig unbeeinflussbar durch äußere elektrische Felder, die häufig als lästig empfundene Beeinflussung des Wellenmessers bei Annäherung und Entfernung des Beobachters wird völlig vermieden. Die Erregung des Kreises erfolgt durch rein magnetische Kopplung mit dem Sender. Eine merkliche Energieentziehung durch Wirbelströme im Stanniol findet bei genügender Unterteilung der Hülle nicht statt. Die Genauigkeit des Wellenmessers beträgt bei Wellenlängen von 1000 bis 100 000 m etwa 0,01 bis 0,02 %.

¹⁾ Giebe, E., u. E. Alberti: Tätigkeitsber. d. P.-T. Reichsanstalt. Zeitschr. f. Instrumentenkunde **40**, S. 120. 1920; **42**, S. 104. 1922; Zeitschr. f. techn. Phys. **6**, S. 92. 1925.

b) Resonanzwellenmesser mit stetig veränderlicher Selbstinduktion¹⁾.

Hierher gehören z. B. der Variometer-Frequenzmesser von Ives-de Forest, die Frequenzmesser von Rendahl und Péri, deren Variometerspulen nierenförmig gewickelt sind, sowie die Variometer-Frequenzmesser von Ferrié, Seibt und Lorenz. Wellenmesser dieser Typen werden wegen der oben besprochenen Mängel kaum noch gebaut.

c) Resonanzwellenmesser mit veränderlicher Kapazität und Selbstinduktion¹⁾.

Wellenmesser, bei denen gleichzeitig zwangsläufig Selbstinduktion und Kapazität verändert werden, sind das Cymometer von Fleming und der Wellenmesser von Boas.

B. Wellenmesser mit zwei Wechselstromwiderständen.

Die verschiedenartige Abhängigkeit kapazitiver, induktiver und Ohmscher Widerstände von der Frequenz wird zur Konstruktion dieser Wellenmesser benutzt.

Schaltet man zwei Wechselstromwiderstände, die nicht die gleiche Abhängigkeit von der Frequenz besitzen, parallel, so wird sich das Verhältnis der in den beiden Zweigen fließenden Ströme mit der Frequenz ändern. Schaltet man sie dagegen in Serie, so ist das Verhältnis der beiden Spannungen an den Enden dieser Widerstände abhängig von der Frequenz. Wellenmesser, welche nach diesen Gesichtspunkten gebaut sind, haben den Resonanzwellenmessern gegenüber den großen Vorteil, daß sie leicht zu selbstanzeigenden Wellenmessern ausgebaut werden können, andererseits besitzen sie jedoch im allgemeinen eine erheblich geringere Genauigkeit und sind meistens nicht unabhängig von der Stärke der Erregung.

a) Wellenmesser mit parallelgeschalteten Wechselstromwiderständen.

α) Hitzdrahtwellenmesser.

Abb. 621 stellt die Schaltung des Hitzdrahtwellenmessers von Ferrié dar. Im einen Zweige liegt ein Ohmscher Widerstand w , im anderen eine Selbstinduktion L , in Serie mit einem Hitzdrahtampere-meter. Baut man beide Hitzdrahtampere-meter in einem Apparat zusammen und läßt man ihre Zeiger

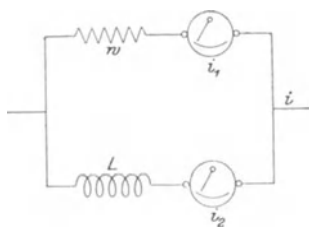


Abb. 621. Schaltung des Hitzdrahtwellenmessers von Ferrié.



Abb. 622. Hitzdrahtwellenmesser von Ferrié.

¹⁾ Ausführliche Beschreibungen dieser Wellenmesser bei E. Nesper: Handbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. Berlin: Julius Springer. 1921.

sich über einer gemeinsamen Skala kreuzen (s. Abb. 622), so gibt die Lage des Kreuzungspunktes das Verhältnis der beiden Teilströme und damit die gesuchte Wellenlänge an. Statt der Selbstinduktion L läßt sich auch ein Kondensator verwenden, oder man kann in den einen Zweig eine Selbstinduktion, in den anderen eine Kapazität schalten.

β) Dynamometrische Wellenmesser.

Ersetzt man die beiden Hitzdrahtamperemeter durch die beiden Spulen eines Kurzschlußringdynamometers (L. Mandelstam und Papalexis S. 605) (Abb. 623),

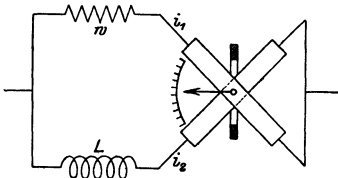


Abb. 623. Wellenmesser nach dem Prinzip des Kurzschlußringdynamometers (Mandelstam und Papalexis).

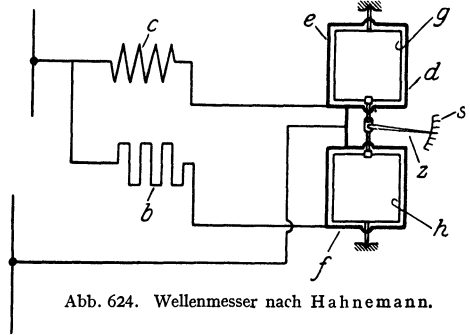


Abb. 624. Wellenmesser nach Hahnemann.

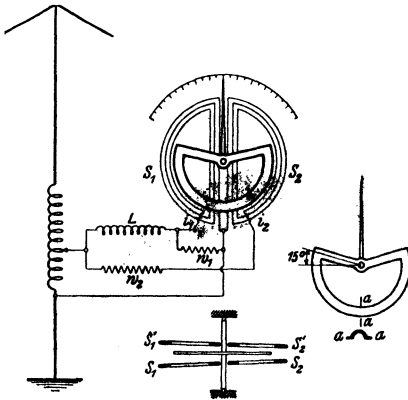


Abb. 625. Wellenmesser nach Seibt.

so erhält man ebenfalls eine Vorrichtung zur Wellenmessung. Die beiden von den Strömen i_1 und i_2 erzeugten magnetischen Spulenfelder setzen sich zu einem elliptischen Drehfeld zusammen, in dessen Hauptachsenrichtung die Ebene des Kurzschlußringes einzuspielen sucht. Nach diesem Prinzip ist ein Wellenmesser von W. Hahnemann gebaut (Abb. 624), bei dem das Dynamometer aus zwei festen, senkrecht zueinander stehenden und untereinander angeordneten Spulen e und f besteht, deren Mittelachse gemeinsam ist, und zwei um diese Mittelachse frei drehbaren, kurzgeschlossenen und miteinander starr verbundenen Spulen g und h , an denen der Zeiger befestigt ist.

Auf demselben Prinzip beruht ein Wellenmesser von Seibt, dessen Schaltungs-schemata in Abb. 625 gegeben ist. An Stelle der rechtwinklig zueinander stehenden festen Dynamometerspulen sind halbkreisförmige Flachspulen getreten, deren Windungsflächen in einer Ebene liegen. In praxis sind sogar zwei derartige Systeme parallel geschaltet, so daß im ganzen vier Spulen vorhanden sind, von denen je zwei ($S_1 S'_1$ bzw. $S_2 S'_2$) übereinander liegen. Dadurch ist der gesamte induktive Widerstand derart verringert, daß zur Erregung des Wellenmessers kleine Spannungen genügen. In dem sehr engen Zwischenraum zwischen den Spulen bewegt sich der Kurzschlußanker. Die Spulen sind so geschaltet, daß ihre Felder im entgegengesetzten Sinne drehend auf den Anker wirken. Dadurch heben sich die im Anker induzierten elektromotorischen Kräfte auf, der Ankerstrom wird nahezu Null. Parallel zur Spule S_1 ist ein Widerstand w_1 geschaltet, wodurch die Größe des erforderlichen Widerstandes w_2 stark herabgesetzt wird.

b) Wellenmesser mit zwei in Serie geschalteten Wechselstromwiderständen.

Der von W. Hahne mann angegebene Wellenmesser (S. 618) läßt sich bequem in Serienschaltung umschalten und auch in dieser verwenden. Die Spulen des Dynamometers werden alsdann gleichfalls in Serie geschaltet.

Die Serienschaltung zweier Wechselstromwiderstände hat ferner O. Scheller zum Bau eines selbstanzeigenden Wellenmessers benutzt (Abb. 626). Jeder der beiden Widerstände setzt sich zusammen aus einer Kapazität in Serie mit einer Selbstinduktion. Sie sind auf zwei voneinander verschiedene Wellenlängen λ_1 und λ_2 ($\lambda_1 > \lambda_2$) abgestimmt, für die sie bei Vernachlässigung des Ohmschen Widerstandes den Wert Null annehmen. Parallel zu den Widerständen liegen die Spulen eines Kurzschlußringdynamometers. Ist die zu messende Wellenlänge gleich einer der beiden Eigenwellen der Widerstände, so ist die Spannung an der entsprechenden Dynamometerspule Null. Der Kurzschlußring stellt sich mit seiner Windungsfläche in die Feldrichtung der vom Strome durchflossenen Spule. Liegt die zu messende Wellenlänge zwischen den beiden Eigenwellenlängen der Widerstände, so wirkt der eine Widerstand als Kapazität, der andere als Selbstinduktion. Der Kurzschlußring wird in irgendeine Zwischenstellung einspielen. Ist die Welle kleiner als λ_2 oder größer als λ_1 , so wirken beide Widerstände kapazitiv oder beide induktiv. Der Zeiger stellt sich in einen der beiden benachbarten Sektoren der gekreuzten Spulen ein. Die Genauigkeit des Wellenmessers kommt der eines guten Resonanzwellenmessers gleich.

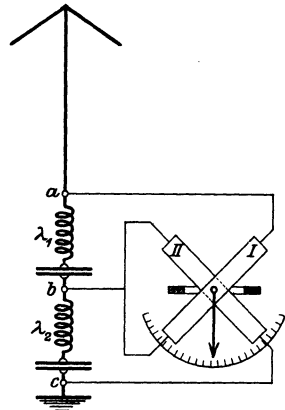


Abb. 626. Wellenmesser nach O. Scheller.

C. Wellenmesser mit Resonanzbrückenschaltung. (Nullmethode.)

In der Resonanzbrücke von Grüneisen und Giebe¹⁾ (Abb. 627) liegen Kapazität und Selbstinduktion in Reihe in einem Zweige der Brücke, während die drei anderen Zweige reine Widerstände enthalten. Die Abgleichung erfolgt durch Änderung der Kapazität und eines Widerstandes. Der Brückenstrom verschwindet, wenn $w_1/w_2 = w_3/w_4$ und $\omega^2 LC = 1$ ist. Aus der Resonanzbedingung ergibt sich somit die Wellenlänge. Bedingung für genaue Messungen ist, daß die Erregungsspannung außerordentlich reine Sinusform hat, da sonst der Ausschlag des Nullinstrumentes nicht genau auf Null gebracht werden kann.

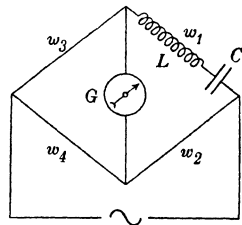


Abb. 627. Resonanzbrücke nach Grüneisen u. Giebe.

Dieselbe Schaltung ist später auch von Heydweiller und Hagemeister²⁾, sowie von Giebe und Alberti³⁾ zu Frequenzmessungen benutzt worden.

Ein Wellenmesser nach diesem Prinzip ist von H. W. Sullivan⁴⁾, London, für Wellenlängen von 150 bis 20 000 m gebaut.

¹⁾ Grüneisen, E., u. E. Giebe: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **30**, S. 147. 1910; **31**, S. 152. 1911.

²⁾ Heydweiller, A., u. H. Hagemeister: Verh. d. D. Phys. Ges. **18**, S. 52. 1916.

³⁾ Giebe, E., u. E. Alberti: Zeitschr. f. techn. Phys. **6**, S. 92. 1925.

⁴⁾ Pad. Rev. **3**, S. 79. 1922.

D. Wellenmesser mit harmonischen Oberschwingungen.

Das Prinzip des Wellenmessers mit harmonischen Oberschwingungen beruht auf dem von verschiedenen Seiten vorgeschlagenen und oft zu Eichzwecken benutzten Verfahren, mit Hilfe eines Senders mit zahlreichen Oberschwingungen aus einer einzigen bekannten Frequenz eine Frequenzskala aufzustellen. Die

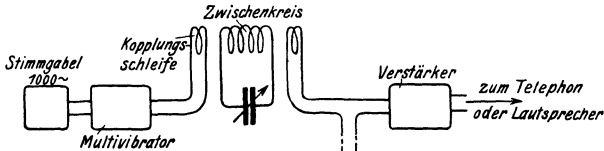


Abb. 628. Wellenmesser von Sullivan mit Multivibrator nach Abraham und Bloch.

Apparatur besteht im wesentlichen aus einem Röhrensender mit stark verzerrter Kurvenform (**Multivibrator** von Abraham und Bloch). Abb. 628 gibt den Aufbau des Wellenmessers zur Eichung eines Senders. Eine Stimmgabel von etwa 1000 Hertz dient zur Festlegung der Grundfrequenz des Multivibrators. Mit Hilfe der Kopplungsschleife und eines abstimmbaren Zwischenkreises geringer Dämpfung wird eine Oberwelle, welche in der Nähe der Grundfrequenz des zu eichenden Senders liegt, herausgeholt und dann mit Schwebungszählen die Differenz der Frequenzen bestimmt (vgl. 4. Teil, VI. 1. F, S. 671). Ein Wellenmesser nach diesem Prinzip ist zuerst von Abraham und Bloch, später auch von Sullivan gebaut¹⁾.

E. Frequenznormale (Quarzresonatoren)²⁾.

Piezoelektrische Kristalle, wie z. B. Quarz, werden durch elektrische Wechselfelder bestimmter Frequenz in starke longitudinale Schwingungen versetzt. Die Abhängigkeit von der Frequenz ist so ausgeprägt, daß diese Kristalle sich in hervorragender Weise als Frequenznormale eignen.

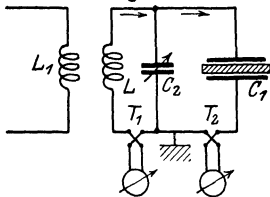


Abb. 629. Schaltung des Quarzresonators zur Frequenzmessung.

Das Kristall wird zweckmäßig in der Form einer Platte oder eines Stabes geschnitten, und zwar mit zwei gegenüberliegenden Endflächen *senkrecht zur optischen Achse*, mit zwei anderen Flächen *senkrecht zur elektrischen Achse*; die letzten beiden Flächen stehen senkrecht auf der ersten. Zur Erzeugung des elektrischen Wechselfeldes wird der Quarz zwischen zwei metallische Belegungen gebracht, die somit einen Kondensator bilden. Dieser Kondensator C_1 wird z. B. nach Abb. 629 parallel zu einem Schwingungskreis geschaltet. Durch die Spule L_1 wird in der Spule L eine Wechselfeldspannung induziert, die in den beiden Kreisen die Ströme J und i aufrechterhält. Die beiden Ströme können mit den Thermoelementen T_1 und T_2 gemessen werden. In Abhängigkeit von der Frequenz f ergeben sich die in Abb. 630 wiedergegebenen charakteristischen Kurven für die Ströme J bzw. i und die Kapazität C_2 . Der Strom J sinkt bei Resonanz nahezu auf Null, die Dielektrizitätskonstante und der Widerstand des Quarzes ändern sich in der Nähe der Resonanz sehr stark, die scheinbare elektrostatische Kapazität wird negativ.

1) Abraham, H., u. Bloch: Ann. de Phys. **12**, S. 237. 1919; Cpt rend. **168**, S. 1105. 1919; Electrician **94**, S. 119. 1925. — Hund, A.: Proc. Inst. Rad. Eng. **13**, S. 207. 1925.

2) Cady, W. G.: Phys. Rev. **17**, S. 531. 1921; **18**, S. 142. 1921; Proc. Inst. Rad. Eng. **10** S. 83. 1922. — v. Laue, M.: Zeitschr. f. Phys. **34**, S. 347. 1925.

Für die Anwendung der Kristalle als Frequenznormale kommen im wesentlichen drei Schaltungen in Frage:

1. Der Quarzresonator wird parallel zum Abstimmungskondensator einer Senderschaltung für ungedämpfte Schwingungen geschaltet und ein Telefon entweder direkt in den Abstimmungs-kreis oder in einen induktiv gekoppelten Detektorkreis gelegt. In unmittelbarer Nähe der Resonanz hört man einen Ton, der durch Schwebungen zwischen der Senderfrequenz und den angeregten Eigenschwingungen des Resonators zustande kommt.

2. Schaltung nach Abb. 629, jedoch ohne Thermoelement T_2 . Statt des Thermoelements T_1 kann etwa ein induktiv gekoppelter Detektorkreis mit Galvanometer treten. Die

Resonanz erkennt man an dem plötzlichen Absinken des Stromes J .

3¹⁾. Eine Belegung des Resonators wird in geringem Abstände von der Quarzplatte gehalten und der ganze Resonator in einen luftverdünnten Raum gebracht. Bei Verwendung in einer der obigen Schaltungen tritt bei Resonanz Glimmlicht in der verdünnten Gasschicht auf.

Die Wellenlänge der elektrischen Schwingungen, welche vom Quarzresonator gesteuert werden, ist (in m) etwa 100 mal so groß als die Länge des Resonators (in mm). Der Temperaturkoeffizient des Quarzes ist äußerst gering. Zwischen 20 und 110° C nimmt die Frequenz pro Grad Temperaturzunahme um 0,0005% ab.

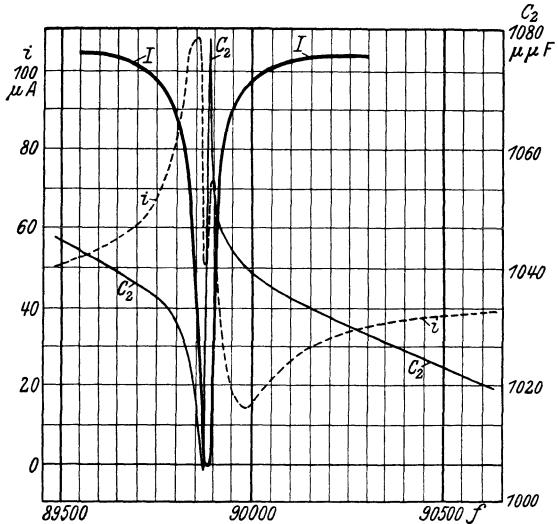


Abb. 630. Charakteristische Kurven eines piezoelektrischen Resonators.

5. Dämpfungsmesser ²⁾.

Fast alle technischen Dämpfungsmesser beruhen auf der Bjerknesschen Resonanzkurvenmethode. Sie bestehen aus einem veränderlichen Schwingungskreis und einem Meßinstrument zur Ablesung der Stromintensität. Der Kreis, dessen Dämpfung gemessen werden soll, wird mit gedämpften elektrischen Schwingungen, die auf seine Eigenfrequenz abgestimmt sind, erregt. Sodann wird mit ihm der Dämpfungsmesser gekoppelt, mit Hilfe des Meßinstrumentes auf Resonanz eingestellt, die Stromstärke abgelesen und nun der Dämpfungsmesser so weit verstimmt, bis die Stromstärke auf einen vorgegebenen Betrag der Resonanzstromstärke gesunken ist. Aus der Eichkurve ergibt sich die zugehörige Dämpfung. Nur wenige Dämpfungsmesser haben in die Praxis Eingang gefunden, die wichtigsten sind:

¹⁾ Giebe, E., u. A. Scheibe: Zeitschr. f. Phys. **33**, S. 335. 1925.

²⁾ Rein-Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum. 3. Aufl. Berlin: Julius Springer 1922. — Nesper, E.: Handbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. Berlin: Julius Springer 1921.

A. Dämpfungsmesser nach P. Ludewig, E. F. Huth und H. Behne.

Das Charakteristische dieser Dämpfungsmesser besteht darin, daß einem großen Drehkondensator ein etwa zehnmal so kleiner parallel geschaltet ist. Mit Hilfe des großen Drehkondensators wird auf Resonanz eingestellt, mit Hilfe des kleinen auf Verstimmung (auf halben Resonanzausschlag am Meßinstrument). Durch Kombination der beiden Einstellungen ergibt sich mit Hilfe der Bjerknes'schen Formel auf einer Eichkurve direkt ablesbar der Wert der Dämpfung.

B. Dämpfungsmesser nach F. A. Kolster.

Er besteht aus einem Wellenmesser, bei dem die beweglichen Platten des Drehkondensators eine derartige Randkurve besitzen, daß bei Änderung des Kondensators der in der Dämpfungsformel auftretende Faktor $\frac{C_2 - C_{2r}}{C_{2r}} = \frac{\Delta C_2}{C_{2r}}$ für jede gegebene Winkelverschiebung zwischen 0° und 180° konstant bleibt. Es sind zwei Skalen vorhanden, eine Wellenlängenskala, welche zwangsläufig mit dem Drehkondensator verbunden ist, und eine Dekrementskala, welche sich auch unabhängig vom Kondensator drehen läßt (Abb. 631). Die Messung erfolgt in folgender Weise: Es

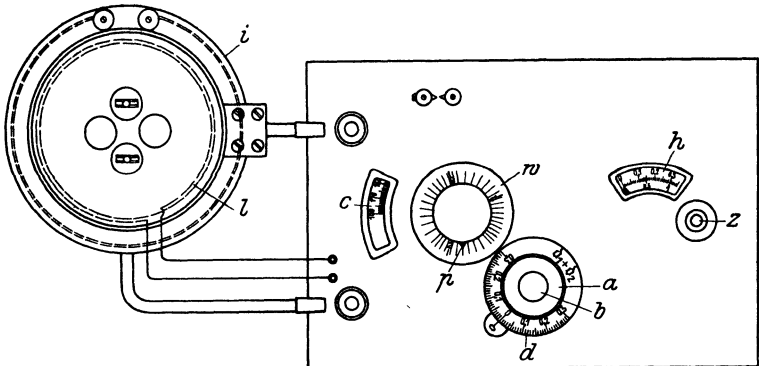


Abb. 631. Dämpfungsmesser nach F. A. Kolster.

wird zunächst durch Änderung des Drehkondensators der Resonanzausschlag des Hitzdrahtinstrumentes aufgesucht, dann der Drehkondensator so lange geändert, bis der Ausschlag auf die Hälfte gesunken ist. Nun wird die für sich bewegliche Dekrementskala auf Null gestellt und mittels der Klemmschraube *b* festgeklemmt, so daß sie sich bei einer weiteren Drehung des Kondensators mitdreht. Alsdann wird der Drehkondensator stetig verändert, bis der Zeiger des Hitzdrahtinstrumentes einen ganzen Hin- und Hergang von einem Halbwertausschlag bis zum Höchstauschlag und wieder zurück zum Halbwertausschlag zurückgelegt hat. Dann ergibt die Ablesung auf der Skala, die jetzt auf der anderen Seite des Nullpunktes steht, die Summe der Dämpfungsdekremente $\delta_1 + \delta_2$, wobei δ_1 das Dekrement des zu untersuchenden Schwingungskreises und δ_2 das bekannte Dekrement des Dämpfungsmessers ist, das von der Summe der Dekremente abgezogen wird.

C. Dämpfungsmesser von Wiesent.

Zur Konstruktion ist das von Mandelstam und Papalexi stammende Kurzschlußringdynamometer mit zwei in 45° gegeneinander geneigten, beweglichen Spulen verwandt worden. Jede der beiden festen Spulen ist mit einem Kondensator zu einem Schwingungskreis vereinigt. Beide Kreise werden mit dem Erregerkreis induktiv gekoppelt. Der eine ist in Resonanz mit dem Erregerkreis gebracht, der andere um einen festen Betrag verstimmt.

Vierter Teil.

Meßmethoden und Meßtechnik.

I. Kapazitäts- und Induktivitätsmessungen¹⁾.

Bearbeitet von G. Zickner.

I. Allgemeines.

Absolutmessungen führen die zu messende Größe auf mehrere andere Größen zurück, von denen in der Regel eine durch eine Zeitbestimmung (Frequenzmessung) gegeben ist.

Relativmessungen vergleichen die zu messende Größe mit einer gleichartigen, die gewöhnlich eine Einheit oder ein Vielfaches davon ist (Normal).

Durch Anwendung des Substitutionsverfahrens lassen sich viele Absolutmessungen in Relativmessungen verwandeln.

Allgemein führen Messungen an Scheinwiderständen nur dann zu brauchbaren Ergebnissen, wenn diese Widerstände im wesentlichen induktiver bzw. kapazitiver Natur sind, also nicht zu große energieverzehrende Komponenten haben. Für die Ausführbarkeit exakter Messungen gilt daher die Bedingung: *Der Blindwiderstand ωL einer Induktivität darf nicht klein gegen ihren Wirkwiderstand, der Blindleitwert ωC einer Kapazität nicht klein gegen ihre Ableitung sein²⁾.*

Mit Rücksicht auf die im allgemeinen vorhandene Frequenzabhängigkeit der zu messenden Größen (Kapazität, Verlustwinkel, Induktivität, Wirkwiderstand) ist es für genauere Messungen zweckmäßig, möglichst mit der Frequenz zu arbeiten, bei der die zu prüfenden Apparate gebraucht werden.

Bei der Untersuchung von Kondensatoren ist zu überlegen, welche Betriebskapazität (vgl. S. 330) in die Messung eingeht. Der Anschluß des Kondensators an die Meßanordnung ist dementsprechend zu wählen. Induktivitätsmessungen können durch etwa vorhandene fremde magnetische Felder (insbesondere durch Streufelder anderer in der Anordnung etwa befindlicher Spulen) gefälscht werden.

Soweit möglich, reduziert man ihren Einfluß dadurch, daß man die Achsen mehrerer etwa vorhandener Spulen senkrecht zueinander anordnet. Fremdfelder werden in der Regel durch Kommutieren der Prüfspule erkannt. Sofern die fremde Einwirkung nur gering ist, kann sie durch Mitteln der beobachteten Werte eliminiert werden.

Für viele Zwecke ist ein Substitutionsverfahren empfehlenswert, da bei einem solchen die durch die Meßanordnung bedingten Korrekturen größtenteils fortfallen.

¹⁾ Literatur: Orlich, E.: Kapazität und Induktivität. Vieweg 1909. — Linker, A.: Elektrotechnische Meßkunde. Berlin: Julius Springer 1912. — Martens, F. F.: Physikalische Grundlagen der Elektrotechnik. Vieweg 1915. — Streckler, K.: Hilfsbuch für die Elektrotechnik, 9. Aufl. Berlin: Julius Springer 1921. — Jaeger, W.: Elektrische Meßtechnik, 2. Aufl. Barth 1922. — Rein-Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum, 3. Aufl. Berlin: Julius Springer 1922. — Hund, A.: Hochfrequenzmeßtechnik. Berlin: Julius Springer 1922. — Kohlrausch, F.: Lehrbuch der praktischen Physik, 14. Aufl. Teubner 1923. — Bureau of Standards: Radio Instruments and Measurements. Circular Nr. 74. Washington 1924.

²⁾ Die Ableitung eines Kondensators kann streng = 0 gemacht werden (vgl. S. 340), der Wirkwiderstand einer Spule dagegen nicht. Die für eine Kapazität geforderte Bedingung ist daher bei praktisch ausgeführten Kondensatoren fast stets erfüllt.

Als Maßeinheit für die Kapazität dient im technischen Maßsystem das Farad [F] (im praktischen Gebrauch Mikrofarad [μF] = 10^{-6} F und Mikromikrofarad [$\mu\mu\text{F}$] = 10^{-12} F); für die Induktivität das Henry [H] (im praktischen Gebrauch Millihenry [mH] = 10^{-3} H und Mikrohenry [μH] = 10^{-6} H).

Soweit im folgenden Maßangaben gemacht sind, ist das technische System zugrunde gelegt. Nur an wenigen Stellen sind auch die Einheiten des elektrostatischen Systems (cm) herangezogen worden. Über die Umrechnung der Systeme ineinander vgl. S. 326 u. 345.

Bei Leitern mit verteilter Kapazität bzw. Induktivität unterscheiden sich die bei Hochfrequenz gemessenen Werte infolge der nicht mehr quasistationären Strom- und Spannungsverteilung u. U. erheblich von den mit Niederfrequenz ermittelbaren. Näheres hierüber vgl. S. 642.

2. Messung von Kapazitäten

(einschließlich der Bestimmung des Verlustwinkels und der Dielektrizitätskonstante).

A. Absolutmethoden.

Die genaueren absoluten Meßverfahren bieten nicht unerhebliche meßtechnische Schwierigkeiten; sie kommen im allgemeinen nur für die Eichung von Normalen in Frage¹⁾. Einige leichter ausführbare Methoden zur absoluten Messung von Kapazitäten eignen sich auch für praktische Zwecke. Solche sind z. B. die Bestimmung der Kapazität

a) durch Strom- und Spannungsmessung.

Die Methode (Abb. 632) setzt außer Sinusförmigkeit des Stromes voraus, daß der Strom im Spannungsmesser gegen den Strom im Kondensator verschwindet und daß letzterer keine Verluste aufweist. Als Spannungsmesser ist daher ein statisches Instrument geeignet. Bei kleineren Kapazitäten ist dann eine Korrektion infolge der parallelgeschalteten Kapazität des Spannungsmessers erforderlich. Wird i_{eff} in Ampere, e_{eff} in Volt gemessen, so ist

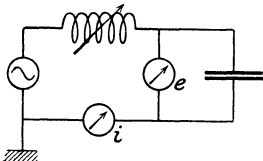


Abb. 632. Kapazitätsmessung durch Strom- und Spannungsmessung.

$$C = \frac{i_{\text{eff}}}{e_{\text{eff}} \cdot \omega} \cdot 10^6 [\mu\text{F}]. \quad (1)$$

Zur Erzielung möglichst sinusförmigen Stromes stimmt man den Stromkreis mit Hilfe einer regelbaren Selbstinduktion auf die Erregerfrequenz ab. Ist der Kondensator nicht verlustfrei, so ist eine besondere Leistungsmessung erforderlich. (Vgl. die Messung einer Selbstinduktion durch Strom-, Spannungs- und Leistungsmessung S. 632.)

Bei niedriger Frequenzen eignet sich die Methode nur für verhältnismäßig große Kapazitäten. Man schließt alsdann Kondensator und Meßinstrumente zweckmäßig auf der Sekundärseite eines zwischen geschalteten Transformators an.

Ein auf dem oben genannten Prinzip beruhendes, direkt zeigendes Meßinstrument (Mikrofaradmeter) wird von der Weston Electrical Instrument Co. Newark, U. S. A., hergestellt. Genauigkeit etwa 0,5%.

b) aus dem Widerstande des mit einem Elektrolyten gefüllten Kondensators²⁾.

Der Kondensator wird so in einen Elektrolyten vom Leitvermögen σ (S/cm) eingetaucht, daß dieser den gesamten Bereich des Feldes erfüllt. Ist dann r der zwischen den Klemmen gemessene Widerstand in Ohm, so gilt

$$C = \frac{1}{4\pi r \sigma} [\text{cm}]. \quad (2)$$

Die Größe $r\sigma$ wird als „Widerstandskapazität“ bezeichnet.

¹⁾ Näheres hierüber vgl. E. Orlich: Kap. u. Ind. S. 198. — Eine scharfe Grenze zwischen beiden Arten der Messung kann nicht gezogen werden. Es erschien daher zweckmäßig, die Vergleichung von Kapazitäten mit Induktivitäten in einem besonderen Abschnitt (4) zu behandeln.

²⁾ Kohlrausch, F.: Verh. D. Phys. Ges. 8, S. 151. 1906. — Über den Zusammenhang zwischen Widerstandskapazität und elektrostatischer Kapazität vgl. S. 332.

Die Methode ist nur bei gasförmigem oder flüssigem Dielektrikum anwendbar.

Weitere Absolutmethoden sind z. B. die Bestimmung der Kapazität

1. durch Messung der Entladungsdauer¹⁾,
2. durch Messung des Ausschlages eines ballistischen Galvanometers, über welches der Kondensator entladen wird²⁾,
3. durch Frequenzbestimmung der periodischen Entladung des über einen bekannten Widerstand auf geladenen Kondensators³⁾,
4. durch Messung periodisch wiederholter Lade- oder Entladestromstöße des Kondensators mit Hilfe eines Galvanometers⁴⁾,
5. durch deren Kompensation mit Gleichstrom in einem Differentialgalvanometer⁵⁾,
6. durch deren Kompensation mit Gleichströmen in einer Brückenschaltung [Maxwell-Thomson⁶⁾].

Die unter 2. und 3. genannten Methoden werden meist durch Anwendung einer Substitution in relative Meßverfahren umgewandelt (vgl. S. 629).

Bei den vier letztgenannten Methoden ist die Kenntnis der (Ladungs- und) Entladungsfrequenz erforderlich (Zeitmessung). Die beiden letzten Methoden liefern die genauesten Resultate.

B. Relativmethoden⁷⁾.

Einige der wichtigsten sind: die Bestimmung der Kapazität (bzw. des Verlustwinkels)

a) in der Wechselstrombrücke.

α) Allgemeines⁸⁾.

Brückenbedingung. Da die Spannungen an den Enden des Indikatorzweiges bei Stromlosigkeit des Indikators nach Amplitude und Phase übereinstimmen müssen, so erhält man für das Brückengleichgewicht zwei Bedingungen. Ersetzt man in der Gleichgewichtsbedingung für die Wheatstonesche Widerstandsbrücke

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (3)$$

die Widerstände der vier Brückenarme durch die entsprechenden Widerstandsoperatoren einer Wechselstrombrücke, so erhält man nach Trennung der reellen und imaginären Bestandteile die zwei Gleichgewichtsbedingungen der Wechselstrombrücke:

$$S_1 S_4 = S_2 S_3, \quad (4)$$

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \quad (5)$$

Beim Brückengleichgewicht sind die Produkte der Scheinwiderstände und die Summen der Phasenwinkel für je zwei gegenüberliegende Brückenarme gleich.

Man hat daher im allgemeinen zwei veränderliche Größen so lange abzugleichen, bis die Stromlosigkeit des Indikators erreicht ist.

Indikator. Den Vorzug großer Selektivität besitzt das Vibrationsgalvanometer. Es ist auf eine bestimmte Frequenz abstimmbare und reagiert daher auf die übrigen vorhandenen nicht oder nur in geringem Grade.

Die folgenden Instrumente sprechen in einem größeren Frequenzbereich an.

Das Telephon eignet sich für etwa 500 bis 5000 Hz. Die Empfindlichkeit hängt häufig stark von der Frequenz ab; sie besitzt bei den üblichen Konstruktionen in der Gegend von etwa 800 bis 1000 Hz ein Maximum. Beim Resonanztelephon⁹⁾ ist die Membran abstimmbare.

Für höhere Frequenzen kommen Detektor und Röhrengleichrichter in Verbindung mit Galvanometern in Frage, ferner Thermokreuz (Thermo-

¹⁾ Kohlrausch, F.: Lehrb. d. prakt. Phys. S. 681. — Loewe, S., u. W. Kunze: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 25, S. 67. 1925.

²⁾ Kohlrausch, F.: Lehrb. d. prakt. Phys. S. 634.

³⁾ Würschmidt, J.: Verh. d. D. Phys. Ges. 11, S. 360. 1909. — Rschewkin, S., u. B. Wewedensky: Phys. Zeitschr. 23, S. 150. 1922.

⁴⁾ Orlich, E.: Kap. u. Ind. S. 207.

⁵⁾ Rosa, E. B., u. N. E. Dorsey: Bull. Bur. Stand. 3, S. 545. 1907.

⁶⁾ Rosa, E. B., u. F. W. Grover: Bull. Bur. Stand. 1, S. 172. 1905; Rosa, E. B., u. N. E. Dorsey: ebenda 3, S. 433. 1907; Giebe, E.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 29, S. 269. 1909.

⁷⁾ Über Kapazitätsvergleichen im Schwingungskreise vgl. S. 637.

⁸⁾ Über die Empfindlichkeit der Brücke siehe Nachtrag am Schlusse des Buches.

⁹⁾ Seibt, G.: ETZ 41, S. 625. 1920.

kreuzbrücke, Thermogalvanometer) und Bolometer (Baretter), bei höheren Meßspannungen auch Elektrometer oder Leuchtröhren.

Der günstigste Scheinwiderstand des Indikators ist dem Scheinwiderstand S_B der Brücke, gemessen zwischen den Klemmen des Indikators, konjugiert komplex. Dieser ergibt sich aus den Scheinwiderständen der Brückenarme nach der Beziehung

$$S_B = \frac{(S_1 + S_2)(S_3 + S_4)}{\Sigma S} \quad (6)$$

Praktisch kann man sich den günstigsten Scheinwiderstand des Nullinstrumentes häufig durch Vorschalten eines kleinen Transformators von geeigneter Übersetzung vor das Instrument, sowie durch Verwendung zusätzlicher Kapazitäten oder Selbstinduktionen im Indikatorzweig herstellen.

Stromquelle. Für rohe Messungen genügt ein Summer oder ein Induktorium in Verbindung mit einem geeigneten Unterbrecher (Wagnerscher Hammer, rotierender Unterbrecher). Für höhere Anforderungen an Genauigkeit sind Mittelfrequenzmaschine, Poulsenbogen oder Röhrensender (Röhrensummer, Tonsender) geeignet, letzterer besonders infolge seiner Konstanz und seiner leichten Regulierbarkeit in großem Frequenzbereich. Häufig ist ein Transformator in Verbindung mit dem Generator zur Herstellung der erforderlichen Spannungen zweckmäßig.

Zur Erzeugung möglichst sinusförmiger Ströme legt man die Brücke direkt oder über einen Transformator in einen Schwingungskreis, der auf die Erregerfrequenz abgestimmt wird. Für manche Zwecke genügt auch Einschalten einer Drosselspule in die Brückenleitung. Bessere Reinigung von Oberschwingungen erhält man durch Kettenleiter (vgl. S. 574).

Vorsichtsmaßregeln¹⁾. Um die Selbstinduktion der Zuleitungen in jedem Brückenarme sowie ihre gegenseitige induktive Beeinflussung möglichst herabzusetzen, legt man nach Giebe²⁾ die vier Brückeneckpunkte nahe aneinander und führt die Zuleitungen bifilar (vgl. Abb. 641). Verdrillte Leitungen sind ihrer großen Kapazität wegen unzulässig. Strom- und Indikatorzuleitung werden von unten bzw. oben senkrecht herangeführt. Sämtliche Zweige samt Zuleitungen einschließlich der Strom- und Indikatorleitungen sind zur Vermeidung kapazitiver Beeinflussung durch einander oder durch den Beobachter mit Hilfe leitender Hüllen

elektrisch abzuschirmen. Die Hüllen werden, je nach ihrer Lage, entweder geerdet oder mit einem benachbarten Brückeneckpunkt verbunden³⁾. Je nach dem Anschluß der Belegungen des Kondensators bzw. seiner Hülle an Spannung, Indikator oder Erde mißt man die verschiedenen Betriebs- bzw. Teilkapazitäten des Kondensators.

Zu erden ist im allgemeinen derjenige Stromzuführungspunkt, der durch den kleineren Scheinwiderstand vom Indikatorzweig getrennt ist, meistens also der bei symmetrischen Brücken zwischen den beiden Widerständen liegende Eckpunkt (d in Abb. 633). Dadurch erhält der Indikator eine möglichst geringe Spannung gegen Erde. Aus demselben Grunde werden auch die genannten Widerstände nach Möglichkeit klein gehalten. Oder man bringt den Indikator dadurch auf Erdpotential, daß man der Brücke einen Stromzweig parallel legt (hk in Abb. 633), der dieselbe Spannungsverteilung wie die Brücke aufweist⁴⁾ und in diesem Zweige den gegen den Indikatorzweig spannungslosen Punkt erdet (e in Abb. 633). Man gleicht durch abwechselndes Einschalten des Indikators zwischen a und b und zwischen a und e die Brücke ab.

Die Widerstände sind nach Möglichkeit winkelfrei zu wählen. Geeignet sind bifilar gespannte Drähte, deren Phasenwinkel sehr klein sind; ferner auch

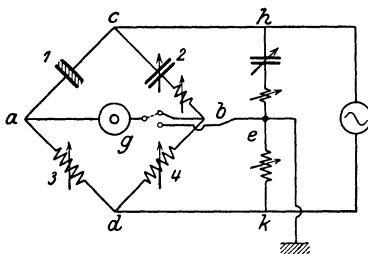


Abb. 633. Brückenschaltung.

¹⁾ Vgl. E. Orlich: Kap. u. Ind., S. 226 bis 241.

²⁾ Giebe, E.: Ann. d. Phys. 24, S. 941. 1907; Zeitschr. f. Instrumentenkunde 31, S. 6. 1911.

³⁾ Über eine zweckmäßige Brückenform s. E. Giebe u. G. Zickner: Arch. f. Elektrot. II, S. 109. 1922.

⁴⁾ Wagner, K. W.: ETZ 32, S. 1001. 1911.

Widerstände mit Chaperonwicklung oder besser solche nach Wagner¹⁾. Bifilar gewickelte Widerstände sind bei größeren Widerstandswerten ihrer großen Kapazität wegen, bei kleineren Stufen ihrer verhältnismäßig großen Selbstinduktion wegen nicht winkelfrei und daher für genauere Messungen oft unzuweckmäßig. Bei Stöpsel- und Kurbelwiderständen stört zuweilen die Kapazität der Kontaktklötze. Für hohe Genauigkeit sind Korrekturen infolge der Winkelfehler der Widerstände erforderlich. Bei völlig symmetrisch gebauter Brücke oder bei Anwendung eines Substitutionsverfahrens fallen die Korrekturen heraus. Ist die Brücke frequenzabhängig (Resonanzbrücke, Ableitungsmessungen), so ist sinusförmiger Erregerstrom erforderlich, da bei mehrwelligem Strom im allgemeinen nur ein Minimum, aber keine Nulllage erreichbar ist. Auch bei prinzipiell frequenzunabhängigen Brücken kann durch Kapazität oder Induktivität von Widerständen, Erdkapazitäten von Zuleitungen, gegenseitige Beeinflussung der Brückenarme usw. eine Abhängigkeit der Einstellung von der Frequenz entstehen. Häufig ist die Verwendung auf eine bestimmte Frequenz abstimmbare Indikatoren zweckmäßig, da diese auch bei verzerrten Stromformen brauchbar sind. *Eine Brückenmessung, bei welcher der Indikator nicht völlig zur Ruhe gebracht werden kann, kann nicht als zuverlässig gelten.*

β) Messungen in der Brücke.

Kapazität. Zwei Zweige enthalten die Kapazitäten, die beiden anderen Widerstände (Abb. 633). Für verlustfreie Kondensatoren gilt:

$$C_1 : C_2 = R_4 : R_3. \quad (7)$$

Die Bedingung ist, wenn C_1 den zu messenden Kondensator bedeutet, durch Ändern von C_2 oder des Verhältnisses R_3/R_4 zu erfüllen. Die zweite Bedingung lautet $\varphi_3 = \varphi_4$, sie ist bei Verwendung gleich großer und gleich gebauter Widerstände stets erfüllt. R_2 in Abb. 633 = 0. Zweckmäßig ist das Substitutionsverfahren. Man wechselt nach Einstellung der Brücke den zu messenden Kondensator C_x gegen ein veränderbares Normal C_N aus und stellt mit diesem das Gleichgewicht wieder her. Alsdann ist:

$$C_x = C_N. \quad (8)$$

Die prinzipiell gleichwertige Schaltung, bei der Stromquelle und Nullinstrument gegen Abb. 633 vertauscht sind, hat praktisch meist den Nachteil geringerer Empfindlichkeit, da man aus konstruktiven Gründen mit den Widerstandswerten unterhalb von 10000 Ω bleibt.

Verlustwinkel³⁾. Ist C_1 nicht verlustfrei, so kann gleichzeitig mit der Kapazität der Verlustwinkel ermittelt werden. Es ist außer Gl. (7) noch die Bedingung

$$\delta_1 - \delta_2 = \varphi_3 - \varphi_4 \quad (9)$$

zu erfüllen, was man nach Wien⁴⁾ durch Vorschalten eines Widerstandes R_2 vor das verlustfreie C_2 erreicht (Abb. 633). Dann gilt für $\varphi_3 = \varphi_4 = 0$ die Bedingung:

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \operatorname{tg} \delta_2 = \omega R_2 C_2. \quad (10)$$

Auch hier kann man mit Vorteil substituieren, d. h. C_x durch C_N mit vorgeschaltetem R_N ersetzen. Die Kenntnis von C_2 und δ_2 (R_2) ist in diesem Falle nicht erforderlich. Ist $\delta_2 \neq 0$, so ist dem Kondensator C_x ein Widerstand R_x vorzuschalten. Man erhält dann außer Gl. (8)

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega (R_N - R_x) C_N. \quad (11)$$

Hat das Normal C_N einen bekannten Verlustwinkel δ_N , so tritt $\operatorname{tg} \delta_N$ auf der rechten Seite der Gl. (11) additiv hinzu.

Anstatt in den Zweig 2 einen Widerstand einzuschalten, kann man die Bedingung (9) nach Schering⁵⁾ auch dadurch erfüllen, daß man zu R_4 einen Kon-

¹⁾ Wagner, K. W., u. A. Wertheimer: ETZ 34, S. 613. 1913. — Wagner, K. W.: ETZ 36, S. 606. 1915. ²⁾ Über Normalkondensatoren vgl. S. 340.

³⁾ Grover, F. W.: Bull. Bur. Stand. 3, S. 371. 1907. — Wagner, K. W., u. A. Wertheimer: Phys. Zeitschr. 13, S. 368. 1912. Andere Verfahren zur Messung des Verlustwinkels vgl. S. 640 u. 641.

⁴⁾ Wien, M.: Wied. Ann. 44, S. 689. 1891.

⁵⁾ Schering, H.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 40, S. 124. 1920. — Semm, A.: Arch. f. Elektrot. 9, S. 30. 1920.

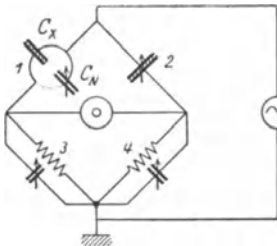


Abb. 634. Meßbrücke für Kapazitäten und Verlustwinkel.

Die Kapazität der Zuleitung im Zweige 1 bedingt auch bei Anwendung des Substitutionsverfahrens eine Korrektur des Verlustwinkels. Kenntnis von C_2 und δ_2 ist nicht erforderlich. Ist δ_2 groß, so empfiehlt es sich, auch R_3 einen Kondensator C_3 parallel zu schalten (vgl. Abb. 634). Die Gleichungen bleiben dadurch unberührt.

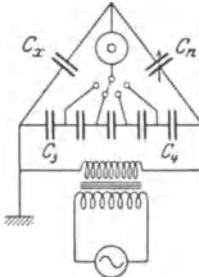


Abb. 635. Schaltung der Kapazitätsmeßbrücke von Telefunken.

Der Meßbereich umfaßt die Kapazitäten zwischen etwa 50 und 100 000 $\mu\mu\text{F}$.

Über eine Meßbrücke für Hochfrequenz vgl. S. 640.

densator C_4 parallel legt (Abb. 634). Die Methode hat den praktischen Vorzug, daß die Phasenbedingung durch Verwendung eines Drehkondensators kontinuierlich einstellbar wird. Ist $\delta_2 = \varphi_3 = 0$, so erhält man außer Gl. (7) die Bedingung:

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \omega R_4 C_4. \quad (12)$$

Bei Anwendung des Substitutionsverfahrens unterscheiden sich beide Einstellungen von C_4 um ΔC_4 , und man erhält¹⁾ außer Gl. (8), wenn δ_N den Verlustwinkel des Normals bedeutet:

$$\operatorname{tg} \delta_X = \omega R_4 \Delta C_4 + \operatorname{tg} \delta_N. \quad (13)$$

γ) Technische Brückenkonstruktionen.

Zur schnellen Bestimmung von Kapazitäten mit geringer Genauigkeit (statische Antennenkapazitäten) ist eine Reihe von Konstruktionen im Handel, deren Einzelteile zu einem Meßgerät vereinigt sind. Sie arbeiten mit Summer. Die Einstellung erfolgt entweder durch kontinuierliche Veränderung des Widerstandsverhältnisses (Lorenz) oder durch diskontinuierliche Veränderung dieses Verhältnisses und Feineinstellung mittels Drehkondensators (Seibt). Die Konstruktion der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie (Telefunken) ersetzt auch die Widerstände R_3 und R_4 durch Kondensatoren (Abb. 635). Einstellung wie bei der Seibtschen Konstruktion. Abb. 636 zeigt das letztere Gerät. Der Meßbereich umfaßt die Kapazi-



Abb. 636. Kapazitätsmeßbrücke von Seibt.

¹⁾ Giebe, E., u. G. Zickner: Arch. f. Elektrot. II, S. 109. 1922.

b) mit dem Differentialtransformator¹⁾.

Der zu messende Kondensator C_X und das veränderbare Normal C_N sind in die beiden Zweige eines Differentialtransformators eingeschaltet (Abb. 637). Die Zuführung zu beiden Zweigen geschieht über regelbare Widerstände R_X und R_N (Schleifdraht). Als Indikator dient einer der auf S. 626 genannten Apparate; er wird an die Sekundärspule des Transformators angeschlossen. Sehr zweckmäßig als Indikator ist eine Thermokreuzbrücke (vgl. S. 660). Ein Induktivitätsvariator im Hauptkreis dient zur Abstimmung des Systems auf eine bestimmte Frequenz. Für Stromlosigkeit des Indikators gelten wieder Gl. (8) und Gl. (11), ebenso die an Gl. (11) angeknüpfte Bemerkung.

Vor der Messung ist die symmetrische Lage der Sekundärspule durch eine Hilfsmessung mit gegenseitig hinter-einander geschalteten Primärspulen zu prüfen.

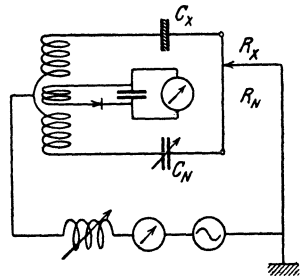


Abb. 637. Messung von Kapazität und Verlustwinkel mit Differentialtransformator.

c) mit dem ballistischen Galvanometer.

Diese Methoden geben zuverlässige Resultate nur bei rückstandsfreien Kondensatoren von vorzüglicher Isolation. Der unbekannte Kondensator C_X und der veränderbare Meßkondensator C_N werden auf gleiche Spannung geladen und durch dasselbe ballistische Galvanometer nacheinander entladen. Sind die Ausschläge gleich, so ist $C_X = C_N$. Bei Kondensatoren mit dielektrischer Absorption findet man C_X von der Ladungs- bzw. Entladungsdauer abhängig; die Messungen müssen alsdann mit Hilfe besonderer Stromschlüssel ausgeführt werden²⁾.

Ist C_N ein festes Normal, so stellt man Gleichheit der Ausschläge durch Spannungsänderung her. Dann ist

$$C_X : C_N = e_N : e_X. \quad (14)$$

Man kann auch nach Aufladen der Kondensatoren auf dieselbe Spannung beide gleichzeitig gegeneinander durch dasselbe Galvanometer entladen, so daß nur die Differenz ihrer Entladeströme zur Wirkung kommt. Ist diese = 0, so ist $C_X = C_N$.

Schaltet man beide Kondensatoren in eine Wheatstonesche Brücke (Abb. 638) und stellt die Widerstände R_X und R_N so ein, daß beim Wenden des Stromes kein Ausschlag entsteht, so gilt:

$$C_X : C_N = R_N : R_X. \quad (15)$$

Zweckmäßig schaltet man bei diesem Verfahren einen rotierenden Kommutator vor die Brücke und stellt auf Verschwinden des dann entstehenden Daueraus-schlages ein.

d) mit dem Glimmrelais.

Dem über einen hohen Widerstand an Gleichspannung liegenden Kondensator ist eine Glimmlampe parallel geschaltet, durch welche sich der Kondensator periodisch entlädt. Die Entladungsfrequenz hängt außer von der Größe der Kapazität auch von der des Widerstandes sowie von der Zünd- und Löschspannung der Glimmröhre ab. Durch passende Wahl der genannten Konstanten wird die Frequenz auf einen Wert gebracht, der einem hörbaren Ton entspricht, und mittels eines eingeschalteten Telefons akustisch wahrnehmbar gemacht. Der unbekannte

¹⁾ Hund, A.: Hochfrequenzmeßtechnik S. 98.

²⁾ Zeleny, A.: Phys. Rev. 22, S. 65. 1906.

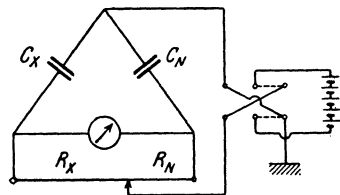


Abb. 638. Kapazitätsmessung mit ballistischem Galvanometer.

Kondensator wird gegen ein veränderbares Kapazitätsnormal ausgewechselt und dieselbe Tonhöhe durch Verändern des letzteren wiederhergestellt. Dann gilt Gl. (8).

Durch Benutzung eines Parallelwiderstandes zum Normal kann auch eine etwa vorhandene Ableitung des zu prüfenden Kondensators bestimmt werden. Der gemessene Wert gilt allerdings nur bei intermittierendem Gleichstrom der benutzten Frequenz.

Ein nach diesem Verfahren arbeitendes Meßgerät bringt die Firma Dr. Erich F. Huth, Berlin, unter dem Namen „Glimmbrücke“ in den Handel¹⁾. Mit dem Apparat können auch Messungen hochohmiger Widerstände ausgeführt werden. Die Meßgenauigkeit beträgt etwa 1%.

Über Relativmessungen der Kapazität im Schwingungskreise vgl. S. 637.

C. Messung der Dielektrizitätskonstante.

Die Messung erfolgt durch Bestimmung der Kapazität eines Kondensators, der nacheinander mit Luft und mit dem zu untersuchenden Dielektrikum gefüllt wird. Die Messung mit Luft als Dielektrikum kann durch eine Berechnung ersetzt werden. Das Feld muß möglichst vollständig im Prüfungsdielektrikum verlaufen; Teilkapazitäten, deren Kraftfluß diese Bedingung nicht erfüllt, können fälschend wirken.

a) Feste Dielektrika.

Man benutzt einen Zweiplattenkondensator, dessen kreisförmige Belegungen erheblich kleiner sind als die zwischen ihnen befindliche planparallele Platte aus dem Versuchsmaterial. Die zugehörige Luftkapazität C_0 wird nach Formel (11), S. 330 unter Berücksichtigung der durch die Randstreuung verursachten Korrektur [Formel (14) ebenda] berechnet. Durch einen Schutzring²⁾ (vgl. S. 330) läßt sich die Korrektur vermeiden. Neuerdings ist von Schering eine Brücke für sehr genaue Messungen der Dielektrizitätskonstanten und des Verlustwinkels an kleinen Materialproben entwickelt worden³⁾. Die Probe befindet sich in einem allseitig abgeschirmten Schutzringkondensator, der mit einem ebenfalls völlig abgeschützten, verlustfreien Normalluftkondensator verglichen wird. Die Methode ist in einem weiten Frequenzbereich brauchbar.

Sehr genau ist auch die Messung mit dem Dreiplattenkondensator⁴⁾, da der Einfluß der Umgebung fortfällt. Zwei planparallele Platten aus dem Versuchsmaterial tragen beiderseitig erheblich kleinere, zentrisch angeordnete Metallbelegungen gleicher Größe. Sie werden so aufeinandergelegt, daß zwei Belegungen sich decken, während die beiden anderen verbunden werden. Die Zuführung zu den inneren Belegungen bildet ein dünner Draht. Die Luftkapazität C_0 des Gebildes wird nach Formel (17), S. 331 unter Berücksichtigung der Randkorrektur [Formel (19) ebenda] berechnet. Besser ist es noch, die Außenbelegungen größer als die inneren zu machen. Man berechnet dann die Randkorrektur nach Formel (21). Ist C der gemessene Wert in cm, so gilt

$$\varepsilon = C/C_0. \quad (16)$$

Wichtig ist stets, daß die Belegungen gut am Versuchsmaterial anliegen. Zu empfehlen ist das Aufbringen von Metallbelegungen nach dem Schoopschen Spritzverfahren. Bei schlechter Isolation oder dielektrischen Verlusten des Materials ist für die Kapazitätsmessung eine der Methoden zu wählen, welche gleichzeitig die Bestimmung des Verlustwinkels ermöglichen. In diesem Falle ist auch die Messung mit höheren Frequenzen zweckmäßig. Bei sehr starker Ableitung ist die Bestimmung der Dielektrizitätskonstante nach dieser Methode nicht mehr möglich; die gemessene Größe C/C_0 kann nach Schering als „Dielektrizitätsfaktor“ bezeichnet werden

b) Flüssige Dielektrika.

Da flüssige Körper oft ein mehr oder minder ausgeprägtes Leitvermögen besitzen, so mißt man ihre Dielektrizitätskonstante nach Nernst⁵⁾ in der Brücke entweder mit sehr schnellen Schwingungen, bei welchen der Einfluß der Leitfähig-

¹⁾ Geffcken, H., u. H. Richter: Zeitschr. f. techn. Phys. 5, S. 511. 1924.

²⁾ Über einen zweckmäßig konstruierten Schutzringkondensator, der sich auch zur Bestimmung der Dielektrizitätskonstanten und des Verlustwinkels sehr dünner Schichten eignet, s. Zeitschr. f. Instrumentenkunde 46, S. 114. 1926.

³⁾ Zeitschr. f. Instrumentenkunde 45, S. 190. 1925.

⁴⁾ Grüneisen, E., u. E. Giebe: Verh. D. Phys. Ges. 14, S. 921. 1912.

⁵⁾ Nernst, W.: Zeitschr. f. phys. Chem. 14, S. 622. 1894.

keit verschwindet, oder unter Kompensation des Leitvermögens durch entsprechende Veränderung parallelgeschalteter Flüssigkeitswiderstände. Schaltung nach Abb. 639. C ist der Meßkondensator (in Gefäßform), der mit der zu untersuchenden Flüssigkeit gefüllt wird. Die Flüssigkeitswiderstände R_1 und R_2 sind gleich groß. Die Ausgleichskondensatoren C_3 und C_4 sind Zweiplattenskondensatoren mit verschiebbarer Glasplatte (vgl. S. 343), von denen einer (C_4) geeicht sein muß. Man schaltet C zunächst parallel zu C_3 und reguliert C_4 und die Widerstände, bis das Telephon schweigt. Dann wird C parallel C_4 gelegt und wiederum an C_4 und den Widerständen abgeglichen. Die Veränderung ΔC_4 ergibt die doppelte Kapazität C . Wird diese Messung bei Füllung des Meßkondensators mit Luft (C_0), der Versuchsflüssigkeit (C_X) und einer Eichflüssigkeit (C_N) mit der bekannten Dielektrizitätskonstante ϵ_N gemacht, so gilt

$$\epsilon = (\epsilon_N - 1) \cdot \frac{C_X - C_0}{C_N - C_0} + 1. \quad (17)$$

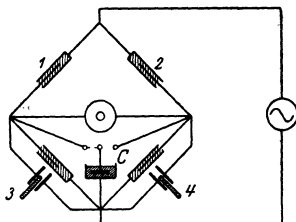


Abb. 639. Brückenschaltung nach Nernst.

D. Messung des Verlustwinkels.

Methoden zur Messung des Verlustwinkels sind auf S. 627 bis 630 angegeben¹⁾.

Zur Messung des Verlustwinkels eines Isolierstoffes wird das Versuchsmaterial zweckmäßig in Plattenform gebracht. Als Meßkondensator wählt man einen Zwei- oder besser Dreiplattenskondensator (über deren Bemessung vgl. die Messung der Dielektrizitätskonstante, S. 630). Berechenbarkeit des Feldes (Planparallelität der Isolatorplatten) ist nicht Bedingung.

Schlechtes Anliegen der Metallbelegungen an dem Versuchskörper sowie undefinierte Teilkapazitäten können die Ergebnisse u. U. erheblich fälschen. Bei Untersuchung einer Flüssigkeit muß diese den gesamten Feldraum völlig ausfüllen. (Für Drehkondensatoren mit Glasgefäß ist diese Bedingung nicht erfüllt.) Die Zuleitungskapazität geht als Korrektur ein.

3. Messung von Induktivitäten²⁾

(einschließlich der Bestimmung des Wirkwiderstandes).

A. Absolute Messungen der Selbstinduktion³⁾.

Praktisch in Frage kommt nur die absolute Messung einer Selbstinduktion

a) durch Bestimmung des Scheinwiderstandes⁴⁾.

Die Spannung an der Spule sowie an einem vorgeschalteten Widerstand r wird mit einem Elektrometer gemessen. Sind beide Spannungen gleich, mithin r gleich dem Scheinwiderstande der Spule, so gilt

$$L = \frac{\sqrt{r^2 - R^2}}{\omega} [H], \quad (18)$$

wobei R den Wirkwiderstand der Spule und ω die Kreisfrequenz bedeutet. Die Methode verlangt sinusförmigen Strom. Für niedrige Frequenzen kann R dem Gleichstromwiderstand der Spule gleichgesetzt werden. Bei Hochfrequenz ist der

¹⁾ Über eine Röhrenmeßmethode zur Bestimmung der Verluste in Kondensatoren bei Hochfrequenz s. E. Offermann: *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* **26**, S. 152. 1925. — Über Messung von Verlustwinkeln mit dem Dekremeter s. Bureau of Standards: *Radio Instruments and Measurements*, S. 196. — Weiteres siehe unter Dämpfungsmessungen S. 675 ff.

²⁾ Über die Abhängigkeit des wirksamen Selbstinduktionskoeffizienten sowie des Wirkwiderstandes von der Frequenz vgl. S. 353, desgl. über den Einfluß von Eisenkernen. Alle angegebenen Meßmethoden gelten, soweit nichts anderes bemerkt ist, nur für eisenfreie Spulen.

³⁾ Über Absolut- und Relativmethoden vgl. S. 623.

⁴⁾ Rosa, E. B., u. F. W. Grover: *Bull. Bur. Stand.* **1**, S. 125. 1905. — Nach einem ähnlichen Prinzip werden neuerdings direkt zeigende Meßinstrumente für Selbstinduktionen gebaut (Weston El. Inst. Co.).

Wirkwiderstand der Spule meist klein gegen den Scheinwiderstand; man erhält daher durch Messung der Spannung e_{eff} an der Spule mit Hilfe eines elektrostatischen Instrumentes sowie des Stromes i_{eff} und der Wellenlänge λ (Abb. 640) die Selbstinduktion nach der Gleichung

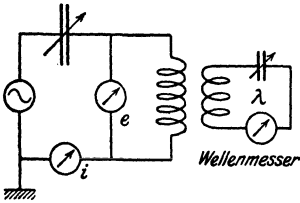


Abb. 640. Schaltung zur Messung des Scheinwiderstandes.

$$L = \frac{\lambda}{2\pi v} \cdot \frac{e_{eff}}{i_{eff}} [H], \quad (19)$$

wobei e_{eff} in Volt, i_{eff} in Ampere und λ in cm einzusetzen sind ($v = 3 \cdot 10^{10}$ cm sec⁻¹).

Ein Kapazitätsvariator im Stromkreise dient zur Abstimmung auf die Erregerfrequenz.

Es ist zu beachten, daß Eigenschwingungen des aus Spule und Voltmeter bestehenden Kreises das Ergebnis der Messung fälschen können.

b) durch Spannungs-, Strom- und Leistungsmessung.

Ist der Wirkwiderstand der Spule nicht gegen den Blindwiderstand zu vernachlässigen, aber auch vom Gleichstromwiderstand merklich verschieden (Mittelfrequenz; eisenhaltige Spulen), so ist außer Frequenz, Spannung und Strom auch die Leistung (N) an der Spule zu messen (vgl. S. 624). Man erhält dann

$$\text{(Scheinwiderstand)} S = \frac{e_{eff}}{i_{eff}} [\Omega], \quad (20)$$

$$\text{(Wirkwiderstand)} R = N/i_{eff}^2 [\Omega], \quad (21)$$

$$L = \frac{\sqrt{S^2 - R^2}}{\omega} [H]. \quad (22)$$

Der Eigenverbrauch der Meßinstrumente verursacht Korrekturen¹⁾.

Weitere Absolutmessungen sind ausführbar

1. durch Messung des bei Stromunterbrechung in der Spule entstehenden Extrastromes in einer Brückenschaltung mit ballistischem Galvanometer;
2. durch Dauerablenkung eines Galvanometers bei periodisch rasch wiederholter Öffnung des Hauptstromes in derselben Schaltung;
3. in der Wechselstrombrücke unter Parallelschaltung eines winkelfreien Widerstandes zu der Spule²⁾.

Sehr genaue Bestimmungen einer Selbst- oder Gegeninduktion erhält man durch Vergleichung mit einer absolut gemessenen Kapazität (vgl. S. 640).

B. Selbstinduktionsvergleichen (Relativmessungen³⁾).

Die unbekannte Selbstinduktion wird mit einem Normal verglichen

a) in der Wechselstrombrücke.

α) Allgemeines.

Zwei Zweige enthalten die zu messende Spule L_1 und das Normal L_2 , die beiden anderen winkelfreie Widerstände.

Über zweckmäßigen Aufbau der Brücke vgl. S. 626. Unter Berücksichtigung der dort mitgeteilten Gesichtspunkte erhält man die von Giebe⁴⁾ für sehr genaue Selbstinduktionsmessungen angegebene Brückenform (Abb. 641).

Die Widerstände R_3 und R_4 , die nach Möglichkeit klein (etwa 10 Ω) zu wählen sind, sowie der Zusatzwiderstand (s. unten) sind bifilar gespannte Manganindrähte mit versch. ebaren Kontakten. Zwischen R_3 und R_4 ist ein kurzer, stärkerer Schleifdraht eingeschaltet, der eine Veränderung des Verhältnisses R_3/R_4 um einige Promille gestattet. Für Präzisionsmessungen höchster Genauigkeit ist die Eigenkapazität größerer Spulen (von etwa 0.1 H an) durch Abschätzung zu definieren (vgl. S. 370). Auch die Spulenzuleitungen sind bei größeren Spulen abgeschützt, bei kleineren sind bifilar geführte Litzen zweckmäßiger, deren Selbstinduktion in einfacher Weise

¹⁾ Vgl. z. B. F. F. Martens: Phys. Grdl. d. Elektrot. II, S. 118.

²⁾ Wien, M.: Ann. d. Phys. 58, S. 553. 1896.

³⁾ Über Selbstinduktionsvergleichen im Schwingungskreis vgl. S. 637.

⁴⁾ Giebe, E.: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 31, S. 6. 1911.

(vgl. S. 347) berechenbar ist. Zur Vermeidung kapazitiver Beeinflussung zwischen den die Spulen abschützenden Hüllen und den Bifilarwiderständen werden zwischen beiden geerdete Stanniolschirme angebracht.

Der Indikator erhält zwei Hüllen; die innere wird mit demjenigen Brückeneckpunkt verbunden, der durch den kleineren Widerstand vom Erdungspunkt getrennt ist; die äußere wird geerdet.

Vertauscht man Stromquelle und Indikator, so verliert die Anordnung an Empfindlichkeit, wird aber, sofern sie nicht völlig abgeschützt ist, außerordentlich kapazitätsempfindlich und ist daher für Präzisionsmessungen unbrauchbar.

β) Messungen in der Brücke.

Aus den allgemeinen Bedingungen für Brückengleichgewicht ergibt sich:

$$L_1 : L_2 = R_3 : R_4. \quad (23)$$

$$R_1 : R_2 = R_3 : R_4. \quad (24)$$

Die erste Bedingung ist durch Einstellung des Schleifdrahtkontaktes, die zweite durch Änderung des Zusatzwiderstandes R (Abb. 641), der bei gleicharmiger Brücke zu der Spule kleineren Widerstandes zuzuschalten ist, erreichbar. Nach Einstellung der Brücke wird das Verhältnis R_3/R_4 unter Abschaltung der Zweige 1 und 2 durch Vergleichung mit Normalwiderständen ermittelt.

Ersetzt man den Wechselstrom durch Gleichstrom und benutzt ein Galvanometer als Indikator, so ergibt die jetzt zu beobachtende Änderung von R die Widerstandserhöhung, wenn die Widerstandserhöhung des Normal bei der Meßfrequenz bekannt ist. Die beim Übergang zu einer zweiten Frequenz zu beobachtende Änderung des Verhältnisses R_3/R_4 ist ein Maß für die Spulenkapazität und gestattet eine Berechnung derselben unter der Voraussetzung bekannter Spulenkapazität des Normal¹⁾.

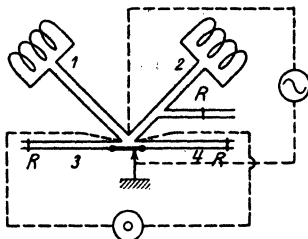


Abb. 641. Brückenordnung nach Giebe.

Voraussetzung für die Anwendbarkeit dieses Verfahrens ist, daß die Widerstandserhöhung durch Hautwirkung bei den Meßfrequenzen zu vernachlässigen ist (Litzenspulen; vgl. auch S. 354 und 358). Die Schwierigkeiten der Messung werden um so größer, je kleiner die zu messenden Selbstinduktionen sind, da das Verhältnis von Blindwiderstand zu Wirkwiderstand mit sinkender Selbstinduktion im allgemeinen kleiner wird. Bei kleinen Spulen arbeitet man zweckmäßig mit stark ungleicharmiger Brücke ($L_1/L_2 = \text{etwa } 1/10^2$).

Eine einfachere, aber auch weniger genaue Anordnung erhält man, wenn man die Normalspule durch eine veränderbare Meßspule (vgl. S. 370) ersetzt. Man kann dann mit festem Widerstandsverhältnis arbeiten, da außer der Meßspule nur noch der Zusatzwiderstand R zu ändern ist. Selbstinduktion der Widerstände kann das Ergebnis stark fälschen.

Für rohe Messungen an größeren Spulen genügt ein gewöhnlicher Schleifdraht, der zweckmäßig durch passende Widerstände beiderseitig verlängert werden kann. Auch als Zusatzwiderstand kann ein Schleifdraht brauchbar sein. Durch Einstellung des ersteren (s s' in Abb. 642) wird die Induktivitätsbedingung, durch Einstellung des letzteren (z z' in Abb. 642) die Widerstandsbedingung der Brücke erfüllt.

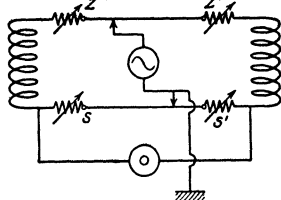


Abb. 642. Brückenschaltung mit zwei Schleifdrähten.

¹⁾ Näheres s. bei E. Giebe: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **31**, S. 6. 1911. — Über Normalspulen vgl. S. 369.

²⁾ Über die Messung kleiner Selbstinduktionen bei großem Widerstand (Selbstinduktion von Widerstandsrollen) s. E. Giebe: Ann. d. Phys. **24**, S. 941. 1907.

γ) Technische Brückenkonstruktionen.

Sie arbeiten mit hörbaren Frequenzen und genügen für geringere Ansprüche an die Meßgenauigkeit.

Für größere Selbstinduktionen von etwa 10^{-3} H ab wird von Siemens & Halske eine Brücke in den Handel gebracht, die nach einem ähnlichen Schema wie Abb. 642 gebaut ist (Abb. 643).

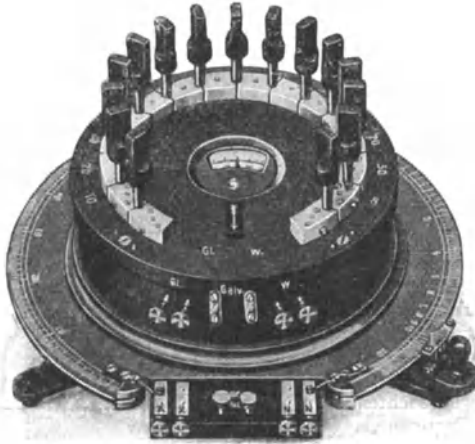


Abb. 643. Selbstinduktionsmeßbrücke von S. & H.

Die Zusatzwiderstände umgeben kreisförmig ein Galvanometer. Der Schleifdraht ist am kreisförmigen Außenrande des Instrumentes angeordnet; seine Skala ist nach Verhältnissen R_2/R_1 geteilt. Die Anschlußklemmen für Gleichstrom, Wechselstrom, Telefon und die Spulen sind in Abb. 643 vorn sichtbar. Ein Umschalter erlaubt direktes Übergehen vom Gleichstrom- zum Wechselstrombetrieb und umgekehrt.

Für kleinere Selbstinduktionen ist eine andere, von derselben Firma konstruierte Brücke geeignet (Abb. 644), welche außer Schleifdraht und Zusatzwiderstand noch einen kleinen, mikrometrisch einstellbaren Zusatzschleifdraht enthält. Als Selbst-

induktionsnormal dient ein Variometer, dessen Induktivität durch meßbares Einschleiben eines mit Eisenfeilicht versetzten Paraffinkerns geändert wird¹⁾.

Über eine Meßbrücke für Hochfrequenz vgl. S. 640.

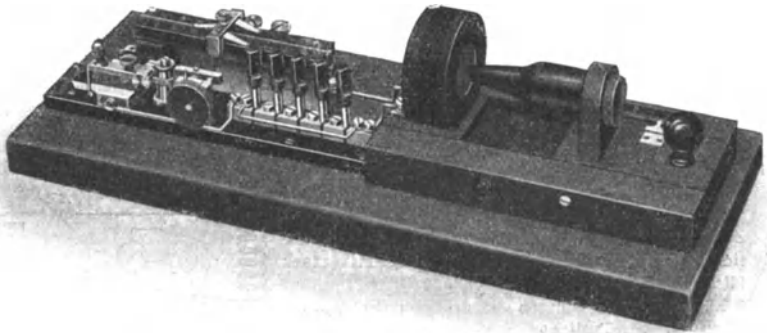


Abb. 644. Meßbrücke für kleine Selbstinduktionskoeffizienten von S. & H.

b) mit dem Differentialtransformator.

Schaltung wie Abb. 637. An Stelle der Kondensatoren C_X und C_N sind die Selbstinduktionen L_X und L_N eingeschaltet. L_N ist veränderbar. Im Hauptkreise liegt eine regelbare Kapazität. Die beiden primären Transformatorwickelungen (P_1 und P_2 in Abb. 645) sind auf demselben Eisenkern so angeordnet, daß die von ihnen

¹⁾ Näheres s. bei F. Dolezalek: Zeitschr. f. Instrumentenkunde 23, S. 240. 1903.

im Eisen erzeugten Induktionen sich entgegenwirken, also bei Stromgleichheit aufheben¹⁾. An die Sekundärspule S ist der Indikator angeschlossen (Telephon, s. Abb. 645), für dessen Stromlosigkeit die Gleichungen gelten:

$$L_X = L_N, \quad (25)$$

$$R_X + r_X = R_N + r_N. \quad (26)$$

Die Bedingung (26) ist durch Einstellung der Widerstände r_X und r_N zu erfüllen. Ist R_N bekannt, so kann aus (26) der wirksame Widerstand R_X ermittelt werden. Die Methode eignet sich in dieser Form nur für hörbare Frequenzen.

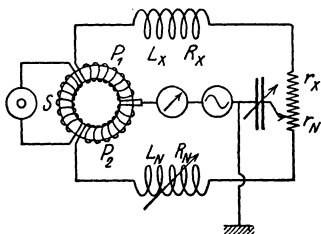


Abb. 645. Selbstinduktionsmessung mit Differentialtransformator.

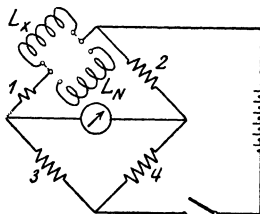


Abb. 646. Selbstinduktionsmessung mit ballistischem Galvanometer.

c) mit dem ballistischen Galvanometer.

In einem Zweige einer Wheatstoneschen Brücke (Abb. 646) liegt L_X ; die 3 anderen Zweige sind einander gleiche Widerstände. Mit Hilfe eines regelbaren Zusatzwiderstandes wird der Widerstand des Zweiges 1 gleich dem der anderen Zweige gemacht. Als Indikator dient ein ballistisches Galvanometer, welches beim Öffnen des Hauptstromes den Ausschlag α_X zeigt. Nach Ersetzen von L_X durch L_N und Wiederherstellen des ursprünglichen Widerstandes im Zweige 1 mit Hilfe von R ergibt sich beim Öffnen des Hauptstromes der Ausschlag α_N . Dann gilt:

$$L_X : L_N = \alpha_X : \alpha_N. \quad (27)$$

Über Relativmessungen von Induktivitäten im Schwingungskreise vgl. S. 637.

C. Messung der Gegeninduktion.

Gegeninduktionen spielen in der Hochfrequenztechnik eine weit geringere Rolle als Selbstinduktionen. Praktisch wichtig als Maß für die induktive Beeinflussung zweier Leiter ist vielmehr der Koppelungskoeffizient, für dessen Ermittlung die Kenntnis der Gegeninduktion zuweilen erwünscht ist. Daher genügt hier die Angabe einiger einfacher Meßverfahren.

Absolutmessungen sind mit Hilfe des ballistischen Galvanometers oder mit Wechselstrom ausführbar²⁾. Sehr genaue Werte erhält man durch Vergleichung mit einer absolut gemessenen Kapazität (vgl. S. 641).

Relativmessungen. Gegeninduktionen und Selbstinduktionen lassen sich, da sie dieselbe Maßeinheit besitzen, ohne weiteres aufeinander beziehen.

a) Zurückführung auf eine Selbstinduktion.

Durch Hintereinanderschaltung der Spulen ist eine Gegeninduktion L_{12} auf eine Selbstinduktion zurückführbar, welche nach einem der oben angegebenen Verfahren gemessen wird. Die beiden möglichen Schaltungsarten ergeben die

¹⁾ Prüfung des Transformators auf Symmetrie wie S. 629.

²⁾ Vgl. F. Kohlrausch: Lehrb. d. prakt. Phys., S. 645.

Selbstinduktionswerte $L_a = L_1 + L_2 + 2L_{12}$ und $L_b = L_1 + L_2 - 2L_{12}$, woraus man erhält:

$$L_{12} = \frac{1}{4}(L_a - L_b). \quad (28)$$

b) Vergleichung mit einer Selbstinduktion.

Durch Spannungsmessung an oder Strommessung in der Primär- und Sekundärspule läßt sich die Gegeninduktion mit der Selbstinduktion der Primärspule bzw. Sekundärspule vergleichen. Haben die Spannungen die Werte e_1 (primär) und e_2 (sekundär), die Ströme die Werte i_1 und i_2 , so gilt

$$L_{12} = L_1 \cdot \frac{e_1}{e_2} = L_2 \cdot \frac{i_2}{i_1}. \quad (29)$$

Das Verfahren erfordert hohe Frequenzen, bei denen die Verlustwiderstände klein gegen die Blindwiderstände sind. Es eignet sich besonders in Fällen, in denen L_{12} wesentlich kleiner als L_1 oder L_2 ist.

Fehler können dadurch entstehen, daß die Meßfrequenz gleich einer der Eigenfrequenzen der Spulen ist, so daß Resonanzerscheinungen eintreten. Man mißt daher zweckmäßig bei mehreren Frequenzen.

Eine Vergleichung von Gegeninduktion und Selbstinduktion bei Niederfrequenz ist in der Brücke möglich¹⁾.

c) Vergleichung von Gegeninduktionen

α) in der Brücke.

Die beiden Primärspulen werden hintereinander und mit der Stromquelle in Reihe geschaltet, die Sekundärspulen (Eigenwiderstände R_X und R_N) bilden mit zwei Widerständen r_X und r_N eine Brücke (Abb. 647). Als Normal kann man vorteilhaft einen Variator der Gegeninduktion benutzen (vgl. S. 370). Für Stromlosigkeit des Indikators gilt

$$\frac{L_{12X}}{L_{12N}} = \frac{R_X + r_X}{R_N + r_N}. \quad (30)$$

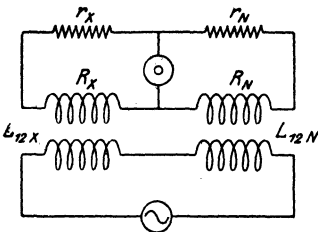


Abb. 647. Schaltung zur Vergleichung von Gegeninduktionen.

Liegt L_{12X} innerhalb des Bereiches von L_{12N} , so schaltet man unter Weglassung der Widerstände die Sekundärspulen gegeneinander und mit dem Nullinstrument in Reihe. Bei Stromlosigkeit des letzteren ist dann

$$L_{12X} = L_{12N}. \quad (31)$$

β) mit dem ballistischen Galvanometer.

Als Indikator ist in Schaltung Abb. 647 ein ballistisches Galvanometer verwendbar, wenn im Primärkreis ein Gleichstrom unterbrochen wird (bei periodischer Stromunterbrechung ein gewöhnliches Galvanometer, wenn durch eine geeignete Vorrichtung, z. B. einen rotierenden Kommutator, dafür gesorgt wird, daß nur die Öffnungsströme hindurchfließen). Dann gilt wieder Gl. (30). Das Galvanometer kann auch an jede der Sekundärspulen nacheinander einzeln angeschlossen werden. Wird durch einen Zusatzwiderstand in beiden Fällen der gleiche Gesamtwiderstand des Sekundärkreises eingestellt, so verhalten sich die Gegeninduktionen zueinander wie die Ausschläge.

D. Messung des wirksamen Widerstandes.

Meßmethoden sind auf S. 632, 633 und 635 angegeben. Weitere Verfahren s. unter „Dämpfungsmessungen“ (S. 675).

¹⁾ Vgl. F. Kohlrausch: Lehrb. d. prakt. Phys. S. 647. — Jaeger, W.: El. Meßtechnik S. 389.

4. Vergleichung von Kapazitäten mit Induktivitäten

A. im Schwingungskreis.

Die Wellenlänge λ (in cm) des aus Spule L (in H) und Kondensator C (in F) gebildeten Schwingungskreises wird mit einem Wellenmesser gemessen; dann gilt

$$\lambda^2 = 4\pi^2 v^2 (C + c) (L + l). \quad (32)$$

c bedeutet die Spulen- und Zuleitungskapazität, l die Selbstinduktion des Kondensators nebst Zuleitungen, v die Lichtgeschwindigkeit.

Mit dieser Methode läßt sich C durch L oder L durch C bestimmen. Sie wird praktisch meist durch eine Substitution in ein Verfahren zur relativen Messung von Kapazitäten oder Selbstinduktionen verwandelt.

a) Substitutionsverfahren zur Vergleichung zweier Kapazitäten oder zweier Selbstinduktionen.

Im folgenden sind der besseren Übersicht halber die Korrektionsgrößen c und l der Gl. (32) unberücksichtigt gelassen. Diese Korrekturen sind jedoch für höhere Ansprüche an die Genauigkeit überall in der Weise anzubringen, daß c zu C parallel, l mit L in Reihe geschaltet zu denken ist. Spulen- und Zuleitungskapazität sind bei Präzisionsmessungen von höchster Genauigkeit durch Abschätzung zu definieren (vgl. S. 370). Vielfach ist es zweckmäßig, die Spule so zu definieren, daß die Kapazität der Zuleitungen zur Spulenkapazität, ihre Selbstinduktion zur Selbstinduktion der Spule addiert erscheint, d. h. die Definition der Spule die Zuleitung mit einschließt.

α) Vergleichungsobjekte von gleicher Größenordnung.

Der aus C_X und einer Spule L , deren Wert nicht bekannt zu sein braucht, gebildete Kreis werde mit seiner Eigenwelle erregt. Ersetzt man C_X durch den veränderbaren Meßkondensator C_N und stellt mit diesem die Resonanz wieder her, so ist $C_X = C_N$.

Man braucht hier λ nicht zu kennen, kann also statt des Wellenmessers einen geeigneten Resonanzanzeiger (z. B. einen aperiodischen Kreis mit Thermokreuz und Galvanometer) benutzen.

Ist C_N verlustfrei, C_X dagegen nicht, so wird der Resonanzausschlag des Indikators bei Einschaltung des Normals C_N größer sein als vorher. Bringt man ihn durch Zuschalten von Widerstand R_N wieder auf den früheren Wert, so ist $\omega C_N R_N = \operatorname{tg} \delta$ der Verlustwinkel (vgl. S. 332 und 631), also das logarithmische Dämpfungsdekrement des Kondensators

$$\vartheta = \pi \cdot \operatorname{tg} \delta = \frac{2\pi^2 v}{\lambda} \cdot C_N R_N = \pi R_N \sqrt{\frac{C_N}{L}}. \quad (33)$$

Diese Gleichung erfordert die Kenntnis von L oder λ .

Ersetzt man die unbekannt Selbstinduktion L_X eines Kreises durch das Normal L_N und ändert die Kapazität C zur Wiederherstellung der Resonanz um den Betrag $\pm \Delta C$, so ist

$$L_X = L_N \left(1 \pm \frac{\Delta C}{C} \right). \quad (34)$$

Ähnliche Meßverfahren lassen sich bei Verwendung eines Induktivitätsvariators angeben. Man kann, analog wie oben den Verlustwinkel eines Kondensators, hier durch Gleichmachen der Resonanzausschläge mit Hilfe von Widerstand den Wirkwiderstand einer Spule messen.

Sehr empfindliche Indikatorverfahren für die Messung sehr kleiner Kapazitäts- oder Selbstinduktionsänderungen mit Hilfe von Röhrensensoren sind nach dem Resonanzverfahren neuerdings von verschiedenen Seiten ausgearbeitet worden¹⁾.

¹⁾ Pungs, L., u. G. Preuner: Phys. Zeitschr. **20**, S. 551. 1919. — Herweg, J.: Verh. d. Phys. Ges. **21**, S. 572. 1919. — Hammer, W.: Ber. d. Naturf. Ges. Freiburg (Br.) **22**, S. 2. 1920. — Falckenberg, G.: Ann. d. Phys. **61**, S. 167. 1920. — (Sammelreferat Jahrb. d. drahtl. Tel. **16**, S. 372. 1920.)

β) Vergleichsobjekte von verschiedener Größenordnung.

In diesem Falle kann die Vergleichung ausgeführt werden:

Durch Parallel- oder Reihenschaltung des Normal mit der zu messenden Größe. Ist C_N (Vergleichung von Kapazitäten) erheblich größer als C_X , so macht man eine Einstellung mit C_N allein, wobei $C_N = C_a$, und eine Einstellung mit $C_N \parallel C_X$ und findet $C_N = C_b$. Man erhält

$$C_X = C_a - C_b. \quad (35)$$

Ist C_N erheblich kleiner als C_X , so macht man die zweite Messung mit C_X und C_N in Reihe und erhält:

$$C_X = \frac{C_a C_b}{C_a - C_b}. \quad (36)$$

Bei Reihenschaltung geben Teilkapazitäten der Kondensatoren sowie die Spulenkapazität häufig zu beträchtlichen Meßfehlern Anlaß. Diese Schaltung ist daher nur mit Vorsicht und auch dann nur für rohe Messungen benutzbar.

Erfolgt die Abgleichung des Kreises mit einer regelbaren Induktivität (Vergleichung von Selbstinduktionen), so ist bei kleinem L_X Hintereinanderschaltung anzuwenden. Es gilt dann analog wie oben:

$$L_X = L_a - L_b. \quad (37)$$

Im anderen Falle (Parallelschaltung eines großen L_X mit dem Induktivitätsvariator) hat man

$$L_X = \frac{L_a L_b}{L_a - L_b}. \quad (38)$$

Gl. (38) gilt nur, wenn die Blindwiderstände groß gegenüber den Wirkwiderständen sind. In beiden Schaltungen ist darauf zu achten, daß die Spulen sich gegenseitig nicht beeinflussen. Diese Methoden lassen sich in verschiedener Weise modifizieren.

Mit Hilfe von Oberschwingungen. Ist C_N erheblich kleiner als C_X , so kann man nach Abstimmung der Erregerfrequenz auf die Eigenwelle des C_X enthaltenden Kreises C_X durch C_N ersetzen und nun mit C_N auf eine Oberschwingung des Erregers einstellen. Wählt man die n te Oberwelle, so gilt:

$$C_X = n^2 C_N. \quad (39)$$

Ähnlich verfährt man bei Selbstinduktionsmessungen. Für die Messung mit L_X sei $C = C_a$. Mit dem erheblich kleineren L_N an Stelle von L_X werde auf die n te Oberwelle der Erregerfrequenz eingestellt ($C = C_b$). Dann gilt:

$$L_X = n^2 L_N \cdot \frac{C_a}{C_b}. \quad (40)$$

Analoge Meßverfahren erhält man bei Verwendung eines Variators der Selbstinduktion an Stelle einer veränderbaren Kapazität.

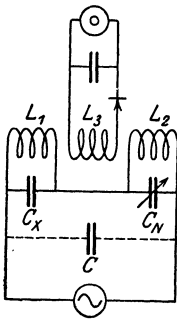


Abb. 648. Schaltung zur Kapazitätsvergleichung nach Seibt.

b) Verfahren von Seibt

zur Vergleichung kleiner Kapazitäten (Abb. 648). Die Stromquelle ist ein Summer. Die beiden völlig gleichen Spulen L_1 und L_2 sind so gewickelt, daß ihre Felder entgegengesetzt gerichtet sind. Es werden folgende Messungen ausgeführt:

1. C_X und C_N entfernt, C eingeschaltet. L_3 wird so justiert, daß das Telephon schweigt.

2. C abgeschaltet, C_X und C_N eingeschaltet. Einstellung von $C_N = C_a$.

3. Wiederholung der Messung nach Vertauschung von L_1 mit L_2 . Einstellung von $C_N = C_b$. Dann ist

$$C_X = \sqrt{C_a C_b}. \quad (41)$$

c) Messung der Kapazität von Spulen¹⁾.

Die verteilte Kapazität einer Spule kann durch einen der (kapazitätsfreien) Spule parallelgeschalteten Kondensator ersetzt gedacht werden. Sie ist bis hinauf zur Eigenfrequenz der Spule praktisch konstant.

Außer der Messung in der Brücke (vgl. S. 633), die nur für größere Spulen brauchbare Ergebnisse liefert, werden folgende Verfahren häufiger benutzt:

Aus der Grundschiwingung der Spule²⁾. Die offene Spule wird durch einen geeigneten Generator (Röhrensender) erregt und ihre Grundwelle λ mit einem Wellenmesser bestimmt. Dann ist

$$c = \frac{\lambda^2}{4\pi^2 v^2 \cdot L} \cdot 10^{25} [\mu\mu F]. \quad (42)$$

(λ in m, L in cm.)

Durch Extrapolation. Der Spule wird ein Drehkondensator C parallelgeschaltet und die Eigenwellenlänge λ des Kreises für zwei Einstellungen des Drehkondensators bestimmt. Trägt man λ^2 in Abhängigkeit von C graphisch auf und verlängert die durch beide Meßpunkte A und B gelegte Gerade bis zum Schnittpunkt P mit der Abszisse (Abb. 649), so ist die Entfernung dieses Punktes vom Nullpunkt O ein Maß für die Spulenkapazität. Die Einheit ist die für C zugrunde gelegte. In ganz analoger Weise kann die Aufgabe auch analytisch gelöst werden. Das Verfahren erfordert die Kenntnis des Selbstinduktionskoeffizienten der Spule nicht³⁾.

Über die Bestimmung der Spulenkapazität durch Kopplungsmessung vgl. S. 644.

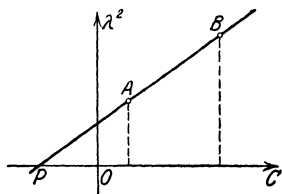


Abb. 649. Graphische Bestimmung von Spulenkapazitäten.

d) Messung der Selbstinduktion von Kondensatoren.

Man schaltet den Kondensator zu einer bekannten Selbstinduktion L von der Größenordnung der Selbstinduktion des Kondensators (am besten kleine berechenbare Selbstinduktion, z. B. Drahtkreis oder -rechteck) parallel und mißt die Eigenschwingung λ_1 des Systems. Die Eigenschwingung des kurzgeschlossenen Kondensators ohne Spule sei λ . Dann ergibt sich die Selbstinduktion des Kondensators zu

$$l = \frac{L}{\left(\frac{\lambda_1}{\lambda}\right)^2 - 1}. \quad (43)$$

Kennt man den Wert des Kondensators, so ergibt sich seine Selbstinduktion aus der Eigenschwingung λ nach Gl. (32), wenn c und L gleich Null gesetzt werden.

Aus dem nach Gl. (27), S. 334, zu erwartenden Unterschied der wirksamen Kapazität bei Nieder- und Hochfrequenz läßt sich die Selbstinduktion des Kondensators gleichfalls in einfacher Weise berechnen.

e) Kapazität und Selbstinduktion von Schaltungsteilen,

z. B. Leitungen, Isolatoren, Apparaten usw., mißt man zweckmäßig in der auf S. 638 auseinandergesetzten Weise. Handelt es sich um die Messung der Kapazität c , so wird diese dem Kondensator C des Kreises parallel gelegt; während bei Messung der Selbstinduktion l Reihenschaltung mit der Selbstinduktion L des Kreises gewählt wird. Nach Ausschaltung der zu messenden Größe und Wiederherstellung

der Resonanz ergeben die Änderungen ΔC bzw. $\Delta C \cdot \frac{L}{C}$ den Kapazitäts- bzw. Selbstinduktionswert des Prüfobjektes.

Besitzt letzteres Kapazität (c) und Selbstinduktion (l), so schaltet man es für die Kapazitätsbestimmung mit einer bekannten Selbstinduktion L , die groß gegen die Selbstinduktion des Objektes ist, zu einem Kreise zusammen und mißt

¹⁾ Über die Berechnung einfacher Fälle s. Breit, G.: Phys. Rev. 17, S. 649 u. 18, S. 433. 1921.

²⁾ Dieselhörst, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 1, S. 262. 1907.

³⁾ Über die Messung von Spulenkapazitäten in einem weiten Frequenzbereich s. E. Giebe u. E. Alberti: Zeitschr. f. techn. Phys. 6, S. 136. 1925.

dessen Eigenschwingung λ . Man erhält alsdann c aus Gl. (32), wenn man $C = 0$ und $l \ll L$ setzt. Für die Messung von l benutzt man eine gegen c große Kapazität C und verfährt ebenfalls nach Gl. (32), indem man $L = 0$ und $c \ll C$ setzt.

B. in der Brücke.

Über Vorsichtsmaßregeln beim Arbeiten mit der Brücke vgl. S. 626 und 632. C in F, L in H, R in Ω .

a) Resonanzbrücke¹⁾.

In einem Brückenweig (1) liegen Kapazität und Selbstinduktion in Reihe, in den drei anderen Zweigen winkelfreie Widerstände (Abb. 650). Es gelten die Gleichgewichtsbedingungen:

$$\omega^2 LC = 1, \quad (44)$$

$$R_1 R_4 = R_2 R_3, \quad (45)$$

wobei R_1 den Wirkwiderstand des Zweiges 1 bedeutet.

Die Methode erfordert sehr konstanten, sinusförmigen Wechselstrom von bekannter Frequenz.

Ein nach diesem Prinzip gebauter, technischer Meßapparat für die Bestimmung von Kapazitäten und Selbstinduktionen mit Hochfrequenz ($\lambda = 30000$ bis 600 m) wird von der Firma H. W. Sullivan, London, in den Handel gebracht. Als Indikator dient ein Thermogalvanometer.

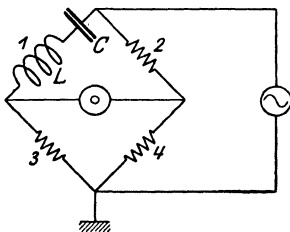


Abb. 650. Resonanzbrücke.

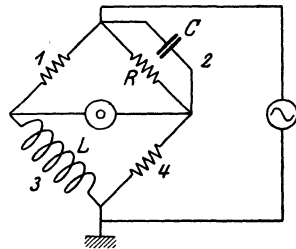


Abb. 651. Schaltung nach Maxwell.

b) Nach Maxwell.

Schaltung nach Abb. 651. Die eine Gleichgewichtsbedingung ist Gl. (45), die andere hat die Form

$$\frac{L}{C} = R_1 R_4. \quad (46)$$

Kapazität und Induktivität der Widerstände bedingen Korrekturen. Diese werden durch eine Hilfsmessung vermieden, bei der L durch einen äquivalenten Widerstand von kleiner, berechenbarer Selbstinduktion l (Bifilardraht) und C entsprechend durch eine kleine Kapazität c ersetzt ist.²⁾

$$\frac{L - l}{C - c} = R_1 R_4. \quad (47)$$

Neuerdings ist die Methode auch zur Messung des Verlustwinkels von Kondensatoren angewandt worden³⁾. Ersetzt man den verlustfreien Kondensator C im Zweige 2 durch den zu prüfenden, so muß zur Wiederherstellung des Gleichgewichts in Zweig 3 ein Widerstand r_3 zugeschaltet werden. Hieraus berechnet sich

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{r_3}{\omega L}. \quad (48)$$

¹⁾ Grüneisen, E., u. E. Giebe: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **30**, S. 147. 1910. — Vgl. auch S. 619.

²⁾ Grüneisen, E., u. E. Giebe: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **34**, S. 160. 1914. Ann. d. Phys. **63**, S. 179. 1920. Ausführlicher: Wissensch. Abh. d. Physikal.-Techn. Reichsanst. **5**, S. 1. 1921. Dort s. auch Angaben über die Konstruktion einer Brücke für sehr genaue Messungen.

³⁾ Meyer, U.: ETZ **44**, S. 779. 1923.

Bei direkter Messung der Verluste (ohne Anwendung einer Substitution) gilt Gl. (48), abgesehen von Korrekturen, ebenfalls, doch bedeutet r_3 dann den gesamten Wirkwiderstand des Zweiges 3. Ist C ein fester Kondensator (Kabel), so verwendet man zur Einstellung im Zweige 3 einen Induktivitätsvariator.

Die Maxwell'sche Schaltung ist vom Verf. zur Konstruktion eines technischen Meßapparates für Selbstinduktionen benutzt worden¹⁾. Diese Meßbrücke besitzt ungefähr die handlichen Abmessungen des Gerätes Abb. 636 und gestattet, Selbstinduktionen zwischen 10^4 und 10^8 cm in wenigen Augenblicken mit einer Genauigkeit von etwa 1 bis 2% zu messen. Durch einen Umschalter kann die Schaltung Abb. 651 in die Schaltung Abb. 633 (ohne Hilfszweig) übergeführt werden. Dadurch wird der Apparat gleichzeitig als Kapazitätsmeßbrücke von etwa gleicher relativer Genauigkeit benutzbar.

c) Nach Anderson.

Schaltung nach Abb. 652. Die Gleichgewichtsbedingungen sind Gl. (45) und

$$\frac{L}{C} = R_1 R_4 + R(R_1 + R_3). \quad (49)$$

Die Bedingung Gl. (45) erfüllt man zweckmäßig zuerst mit Gleichstrom; nach Umschalten auf Wechselstromerregung läßt sich die Stromlosigkeit des Indikators allein durch Veränderung von R erreichen. Stets muß jedoch $\frac{L}{C} > R_1 R_4$ sein. Wählt man $R_2 = R_4$, so erhält man die Bedingungen

$$R_1 = R_3, \quad (50)$$

$$\frac{L}{C} = R_3(R_2 + 2R). \quad (51)$$

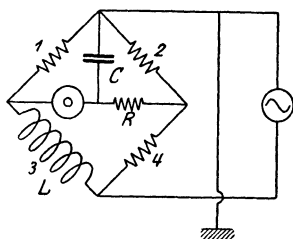


Abb. 652. Schaltung nach Anderson.

Die Methode ist in analoger Weise wie die vorige zur Messung des Verlustwinkels von Kondensatoren brauchbar. Die Bedingungsgleichung hat die Form der Gl. (48).

Ähnliche Methoden sind von Stroud und Oates²⁾, Iljovici³⁾ und Orlich⁴⁾ angegeben worden.

d) Nach Carey Foster.

Das Verfahren gestattet die Vergleichung einer Selbst- oder Gegeninduktion mit einer Kapazität. Schaltung nach Abb. 653. Bedeutet L die Selbstinduktion der in der Brücke liegenden Spule, L_{12} die Gegeninduktion beider Spulen, so gelten für Stromlosigkeit des Indikators die Bedingungen

$$\frac{L_{12}}{C} = R_1(R_3 + R_4), \quad (52)$$

$$\frac{L}{C} = (R_1 + R_2)(R_3 + R_4). \quad (53)$$

Hieraus folgt:

$$L = L_{12} \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (54)$$

Für $L = L_{12}$ (Gegeninduktivitätsnormal) wird $R_2 = 0$. C muß dann ein verlustfreier Kon-

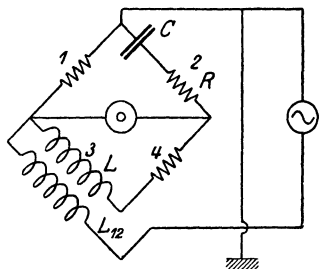


Abb. 653. Schaltung nach Carey Foster.

¹⁾ Wird demnächst veröffentlicht. Die Herstellung des Apparates hat die Firma Dr. G. Seibt, Berlin-Schöneberg, übernommen.

²⁾ Stroud u. Oates: Phil. Mag. 6, S. 707. 1903.

³⁾ Iljovici: C. R. 138, S. 1411. 1904.

⁴⁾ Orlich, E.: Kap. u. Ind., S. 260.

densator sein. Praktisch wird in der Regel R_1 klein, R_4 groß gewählt. Ist dann $R_3 \ll R_4$, so wird

$$\frac{L_{12}}{C} = R_1 R_4 . \quad (55)$$

e) Nach Pirani und Roiti.

Diese Methode geht aus der vorigen dadurch hervor, daß man den Brücken-
zweig 4 (Abb. 653) mit der Indikator diagonale vertauscht. Dadurch verliert die
Anordnung allerdings den Charakter einer Brücke. Bedeutet dann R den Wider-
stand in der Diagonale, so gilt für $R_2 = 0$

$$\frac{L_{12}}{C} = R_1 R . \quad (56)$$

Die beiden Methoden d) und e) gehen durch Vertauschung von Stromquelle und Indikator
in die von Schering und Engelhardt¹⁾ angegebenen über. Bei geeigneter Wahl der Verhält-
nisse (niedere Meßfrequenz) wird bei diesen Methoden eine der Gleichgewichtsbedingungen irre-
levant; die Stromlosigkeit des Indikatorzweiges ist alsdann mit einer einzigen Einstellung er-
reichbar.

5. Messung der wirksamen Kapazität und Induktivität von Antennen²⁾.

A. Bedeutung der wirksamen Werte.

Mißt man die verteilte Kapazität eines Leiters mit einer Frequenz, die klein
ist gegen die Frequenz seiner Eigenschwingung, so erhält man einen Wert, der
einer gleichmäßigen Ladungsverteilung auf dem Leiter entspricht (**statische Kapa-
zität**). Ist die Meßfrequenz dagegen von der Größenordnung der Eigenfrequenz
des Leiters oder höher, so ist die Strom- und Spannungsverteilung auf dem Leiter
nicht mehr quasistationär, man erhält daher als wirksame Kapazität einen
bedeutend geringeren Wert (**dynamische Kapazität**), der von der Meßfrequenz
abhängig ist. Entsprechend kommt auch beim praktischen Betriebe einer Antenne
mit Hochfrequenz nicht die statische, sondern die dynamische Antennenkapazität
zur Wirkung. Für die Grundschiwingung λ_0 stehen statische (C) und dynamische
Kapazität (C_w) eines geraden Luftleiters³⁾ in der Beziehung

$$C_w = \frac{2}{\pi} \cdot C . \quad (57)$$

Die Änderung von C_w mit der Wellenlänge ist am stärksten zwischen λ_0 und $2\lambda_0$.
Mit zunehmender Wellenlänge wächst C_w und erreicht für sehr lange Wellen
(niedrige Frequenzen) den Wert der statischen Kapazität.

Das Entsprechende gilt für die verteilte Selbstinduktion eines Leiters. Für
die wirksame Selbstinduktion (L_w) einer Linearantenne bei der Grundschiwingung gilt

$$L_w = \frac{2}{\pi} \cdot L , \quad (58)$$

wobei L den für die quasistationäre Strömung geltenden Wert darstellt.

¹⁾ Schering, H., u. V. Engelhardt: Zeitschr. f. Instrumentenkunde **40**, S. 122. 1920 u. **41**,
S. 139. 1921.

²⁾ Literatur: Rein-Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum. Berlin: Julius Springer 1922. —
Wagner, K. W.: Arch. f. Elektrot. **18**, S. 145. 1919.

³⁾ Über Formeln zur Berechnung der statischen Werte von Kapazität bzw. Selbstinduktion
einer Linearantenne aus den Abmessungen vgl. S. 328 u. 347.

B. Absolutbestimmung

der wirksamen Werte aus Eigenwelle und Dämpfung. Die Eigenwelle λ_0 der Antenne sei bekannt¹⁾. Das logarithmische Dämpfungsdekrement²⁾ ϑ_0 wird durch Einschalten eines winkelfreien Widerstandes R in den Strombauch auf den Wert ϑ gebracht. Dann gilt:

$$\vartheta - \vartheta_0 = \pi R \sqrt{\frac{C_w}{L_w}}. \quad (59)$$

Da ferner

$$\lambda_0 = 2\pi v \sqrt{C_w \cdot L_w}, \quad (60)$$

so folgt

$$C_w = \frac{\lambda_0}{2\pi^2 v} \cdot \frac{\vartheta - \vartheta_0}{R}, \quad (61)$$

$$L_w = \frac{\lambda_0}{2v} \cdot \frac{R}{\vartheta - \vartheta_0}. \quad (62)$$

C_w in F, L_w in H, R in Ω , λ_0 in cm, $v = 3 \cdot 10^{10}$ cm sec⁻¹.

Praktisch darf R nicht mehr als 20% des Antennenwiderstandes betragen. Dadurch wird aber die Differenz der Dekremente klein und die Meßgenauigkeit gering.

C. Relativbestimmungen³⁾

a) durch Wellenlängenmessung.

λ_0 sei bekannt. In den Strombauch des Luftleiters wird die bekannte Kapazität C_N eingeschaltet und die Eigenwelle λ des Systems gemessen. Alsdann gilt:

$$C_w = C_N \cdot \frac{\lambda_0^2 - \lambda^2}{\lambda^2}. \quad (63)$$

Wählt man C_N so, daß $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2}}$ wird, so ergibt sich

$$C_w = C_N. \quad (64)$$

Bei einer derartig starken Verkürzung erhält man jedoch infolge der Verschiedenheit der Spannungsverteilung (s. unten!) nur angenäherte Werte.

Schaltet man statt des Kondensators eine Selbstinduktion L_N in den Strombauch der Antenne ein, so erhält man (Einheiten oben)

$$C_w = \frac{\lambda^2 - \lambda_0^2}{4\pi^2 v^2 L_N} \quad (65)$$

und

$$L_w = L_N \cdot \frac{\lambda_0^2}{\lambda^2 - \lambda_0^2}. \quad (66)$$

Jede der beiden wirksamen Größen kann auch nach Messung der anderen aus Gl. (60) ermittelt werden.

Voraussetzung des Verfahrens ist, daß C_w und L_w sich durch das Einschalten von C_N bzw. L_N nicht ändern, d. h. daß die Spannungsverteilung auf der Antenne dieselbe bleibt. Da dies nur angenähert zutrifft, so ist die Methode nicht streng. Liegen C_N bzw. L_N nicht im Strombauch, so können erhebliche Fehler auftreten. λ und λ_0 dürfen aus dem gleichen Grunde nicht zu weit auseinanderfallen. Liegen sie andererseits zu nahe beieinander, so verursachen kleine Fehler in λ oder λ_0 große Fehler in der Differenz ihrer Quadrate, und die Messung wird ungenau⁴⁾.

¹⁾ Über die Messung der Eigenwelle eines Luftleiters vgl. S. 673.

²⁾ Über die Messung von Dämpfungsdekrementen vgl. S. 675 ff.

³⁾ Über ein Differentialverfahren s. Hund, A.: Hochfrequenzmeßtechnik, S. 196.

⁴⁾ Über die Vermeidung dieser Fehler s. Rein-Wirtz: Radiotelegr. Prakt., S. 316.

b) durch Kopplungsmessung¹⁾.

Nach Einschaltung einer Selbstinduktion L_N in die Antenne wird die Eigenwelle λ des Systems gemessen, hierauf die Antenne durch einen Drehkondensator C_N ersetzt und dieser auf dieselbe Wellenlänge eingestellt. Dann wird die Antenne wieder angeschlossen, also dem Drehkondensator parallel gelegt und der Kopplungskoeffizient κ der beiden nunmehr vorhandenen Schwingungssysteme (am besten durch Messung der Kopplungswellen λ_1 und λ_2 , vgl. S. 647) bestimmt. Dann erhält man:

$$C_w = \kappa^2 \cdot C_N, \quad (67)$$

$$L_w = \frac{1 - \kappa^2}{\kappa^2} \cdot L_N. \quad (68)$$

κ darf nicht zu groß gewählt werden. Andererseits wird die Bestimmung von κ um so ungenauer, je kleiner es gewählt wird, d. h. je geringer der Unterschied zwischen λ_1 und λ_2 ist. κ darf also auch einen Minimalwert nicht unterschreiten.

Das gleiche Verfahren läßt sich auch zur Bestimmung der Eigenkapazität von Spulen benutzen (vgl. S. 639). Man ersetzt die Antenne durch die zu untersuchende Spule. Bedingung ist, daß die Eigenkapazität der Zusatzspule L_N klein gegen die unbekanntene Spulenkapazität c ist. Diese ergibt sich aus Gl. (67), in der c statt C_w zu setzen ist.

c) in der Brücke.

Ein Zweig der Brücke (Abb. 654) enthält das zu untersuchende Luftleitergebilde, die drei anderen je eine Kapazität und eine Selbstinduktion in Reihe.

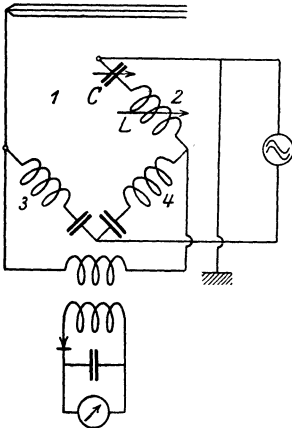


Abb. 654. Brückenschaltung zur Messung der wirksamen Kapazität und Selbstinduktion von Antennen.

Es sei $C_3 = C_4$, $L_3 = L_4$. C_2 und L_2 sind veränderbar und von der Größenordnung von C_w bzw. L_w . Das Verfahren erfordert also die Kenntnis angenäherter Werte von C_w und L_w . Als Indikator kann ein aperiodischer Kreis mit Detektor und Galvanometer dienen, bei Messung mit gedämpften Wellen (Eichhornsche Summerregung) ist letzteres durch ein Telefon ersetzbar. Die Brücke wird abwechselnd mit einer längeren Welle (λ_1) und einer kürzeren Welle (λ_2) erregt. Bei Erregung mit λ_1 wird die Brücke nur mit C_2 , bei Erregung mit λ_2 nur mit L_2 abgeglichen. Beide Einstellungen nähern sich alsdann einem Grenzwert, und man erhält

$$C_w = C_2, \quad (69)$$

$$L_w = L_2. \quad (70)$$

Auch dieses Verfahren ist nicht streng, da C_w und L_w durch Messungen mit verschiedener Wellenlänge bestimmt werden, obwohl sie selbst etwas von der Wellenlänge abhängen.

¹⁾ Behnken, H.: Phys. Zeitschr. 14, S. 430. 1913.

II. Bestimmung von Kopplungskoeffizienten.

Bearbeitet von N. v. Korshenewsky.

Die drei Kopplungskoeffizienten (s. auch S. 561) für zwei gekoppelte Kreise sind

$$\text{für magnetische (induktive) Kopplung } k_m = \sqrt{\frac{\mathcal{L}_{12} \mathcal{L}_{21}}{\mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2}},$$

$$\text{für elektrische (kapazitive) Kopplung } k_e = \sqrt{\frac{\mathcal{C}_1 \mathcal{C}_2}{\mathcal{C}_{12} \mathcal{C}_{21}}},$$

$$\text{für Widerstandskopplung (galvanische) } k_w = \sqrt{\frac{\mathcal{R}_{12} \mathcal{R}_{21}}{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}},$$

wo $\mathcal{L}_1, \mathcal{L}_2, \mathcal{C}_1, \mathcal{C}_2, \mathcal{R}_1, \mathcal{R}_2, \mathcal{L}_{12}, \mathcal{L}_{21}, \mathcal{C}_{12}, \mathcal{C}_{21}, \mathcal{R}_{12}, \mathcal{R}_{21}$, die Werte der wirksamen Selbstinduktionen, Kapazitäten und Widerstände der gegenseitigen Selbstinduktion oder gegenseitigen Kapazität und des gemeinsamen Widerstandes sind. Diese Kopplungskoeffizienten sind eindeutig definiert bei quasistationären Stromkreisen.

Bei den kompliziertesten Kopplungen zweier elektrischer Systeme kann stets die Abhängigkeit des Stromes oder der Spannung oder der Elektrizitätsmenge in dem einen Kreise von den entsprechenden Größen des anderen Kreises so ausgedrückt werden, daß die Kopplungskoeffizienten der angegebenen Art gebildet werden können (vgl. S. 561).

Die Bestimmung der Werte der Kopplungskoeffizienten kann nach folgenden Methoden erfolgen:

A. Durch Ermittlung der wirksamen elektrischen Größen.

Durch diese ist der den obigen Beziehungen entsprechende Kopplungskoeffizient definiert, und die Berechnungen erfolgen nach diesen Formeln.

Diese Methode ist dann anwendbar, wenn die einzelnen Größen der elektrischen Systeme bekannt sind.

B. Bestimmung durch Spannungsmessungen.

Durch Bestimmung der Spannungen an den Wechselstromwiderständen der gekoppelten Kreise wird das für die Kopplungskoeffizienten wesentliche Verhältnis der Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände ermittelt.

a) Im Falle zweier rein induktiv gekoppelter Kreise I und II, wie in der Abb. 655 angegeben, erregt man den Kreis I, so daß in ihm ein Strom I_1 fließt, dessen Frequenz gleich oder annähernd gleich der Betriebsfrequenz der Kreise sei. Die Erregung kann z. B. erfolgen

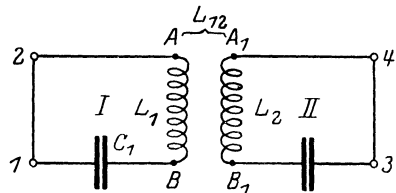


Abb. 655. Induktive Kopplung.

durch Einschaltung des Kreises in einen Lichtbogenkreis, so daß der Lichtbogen zwischen die Punkte 1 und 2 geschaltet ist, oder durch einen anderen un-

gedämpften Sender, den man mit dem Schwingungskreise I koppelt, wobei die Kopplung nur so vorzunehmen ist, daß dadurch kein zusätzliches Feld die Spule L_1 durchdringt (beispielsweise durch kapazitive Kopplung, durch den Kondensator des Kreises oder durch Einschaltung einer kleinen Kopplungsspule in den Kreis, auf die man den Sender einwirken läßt). Dann mißt man bei geöffnetem Kreise II die Spannung V_1 zwischen den Punkten A und B . $V_1 = j\omega L_1 I_1$ ¹⁾. Darauf mißt man die Spannung V_{12} zwischen $A_1 B_1$ und erhält $V_{12} = j\omega L_{12} I_1$; dann ist $\frac{L_{12}}{L_1} = \frac{V_{12}}{V_1}$. Darauf wird umgekehrt der Kreis II in analoger Art erregt, wie vorher der Kreis I (etwa durch Einschaltung der Hochfrequenzquelle zwischen den Punkten 3 und 4) und für I_2 bei geöffnetem Kreis I die Spannung V_{21} an den Punkten AB bestimmt und an den Punkten $A_1 B_1$ die Spannung V_2 gemessen. Es ist

$$\frac{L_{21}}{L_2} = \frac{V_{21}}{V_2}.$$

Daraus folgt:

$$k_m = \sqrt{\frac{V_{12}}{V_1} \frac{V_{21}}{V_2}}.$$

b) Bei Kopplung durch eine **gemeinsame Selbstinduktion** (Abb. 656) bestimmt man die Spannung an der Spule L_{12} zwischen den Punkten AB und die Spannung an der Serienschaltung beider Spulen zwischen den Punkten A und 1, wenn der Kreis II geöffnet und der Kreis I erregt ist. $V_{12} = j\omega L_{12} I_1$; $V_1 = j\omega (L_1 + L_{12}) I_1$ und darauf umgekehrt bei geöffnetem Kreis I und erregtem Kreise II die Spannung

$V_{21} = j\omega L_{21} I_2$; und zwischen A und 3 die Spannung $V_2 = j\omega (L_2 + L_{21}) I_2$ und erhält wie oben:

$$k_m = \sqrt{\frac{V_{12}}{V_1} \frac{V_{21}}{V_2}}.$$

Die Erregung kann in beliebiger Weise, nur nicht durch Kopplung mit den Spulen der Schwingungskreise, erfolgen.

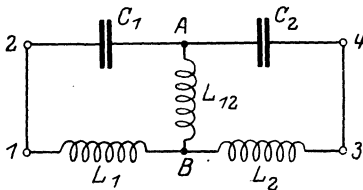


Abb. 656. Direkte Kopplung.

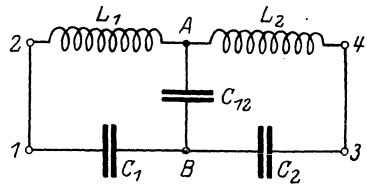


Abb. 657. Kapazitive Kopplung.

c) Sind die Kreise auf nachstehende Art **kapazitiv gekoppelt** (Abb. 657), so öffnet man den Kreis II, erregt den Kreis I und bestimmt die Spannung zwischen den Punkten A, B : $V_{12} = \frac{I_1}{j\omega C_{12}}$ und darauf die Spannung zwischen den Punkten A und 1, d. h. $V_1 = \frac{I_1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_{12}} \right)$ der Serienschaltung der Kondensatoren. Darauf wird umgekehrt der Kreis I geöffnet und der Kreis II erregt und die Spannungen zwischen den Punkten A, B : $V_{21} = \frac{I_2}{j\omega C_{12}}$ und die Span-

¹⁾ Das j gibt die Phase an und wird von manchen Autoren weggelassen, da die Phase im vorliegenden Fall nicht gemessen wird.

nung zwischen A und 3 gemessen: $V_2 = \frac{I_2}{j\omega} \left(\frac{1}{C_{12}} + \frac{1}{C_2} \right)$.

$$k_e \text{ ist} = \sqrt{\frac{\mathfrak{C}_1 \mathfrak{C}_2}{\mathfrak{C}_{12} \mathfrak{C}_{21}}},$$

wo unter der Wurzel die wirksamen Kapazitäten enthalten sind. Es ist, wie leicht ersichtlich:

$$\mathfrak{C}_{12} = \mathfrak{C}_{21} = C_{12}; \quad \mathfrak{C}_1 = \frac{C_1 C_{12}}{C_1 + C_{12}} \quad \text{und} \quad \mathfrak{C}_2 = \frac{C_2 C_{12}}{C_2 + C_{12}}.$$

Daraus folgt:

$$k_e = \sqrt{\frac{V_{12} V_{21}}{V_1 V_2}}.$$

d) Bei Widerstandskopplungen, wie in Abb. 658 angegeben, öffnet man den Kreis II und schaltet zwischen die Punkte 1 und 2 eine Hochfrequenz-Spannungsquelle ein. Dann bringt man den Kreis in Resonanz mit der aufgedrückten Frequenz und bestimmt die Spannungen am Kopplungswiderstand w_{12} $V_{12} = I_1 w_{12}$ zwischen den Punkten AB und die Spannung zwischen den Punkten 1 und 2, die da gleich ist $V_1 = I_1 (w_{12} + w_1)$, wo w_1 der gesamte, nicht an der Kopplung teilnehmende Widerstand ist, da für Resonanz der Spannungsabfall an der Serienschaltung von Spule und Kondensator verschwindet. Durch Division der beiden Ausdrücke für die Spannungen erhält man

$$\frac{w_{12}}{w_1 + w_{12}} = \frac{V_{12}}{V_1} = \frac{\Re_{12}}{\Re_1}.$$

Analog verfährt man mit dem Kreise II, wo die Spannung etwa zwischen den Punkten 3 und 4 anzulegen ist. Man mißt ebenfalls die Spannung zwischen den Punkten A und B $V_{21} = I_2 w_{12}$ und die Spannung zwischen den Punkten 3 und 4 $V_2 = I_2 (w_{12} + w_2)$ und erhält durch Division

$$\frac{w_{21}}{w_2 + w_{12}} = \frac{V_{21}}{V_2} = \frac{\Re_{21}}{\Re_2}.$$

Daraus ergibt sich der Kopplungskoeffizient

$$k_w \text{ ist} = \sqrt{\frac{V_{12}}{V_1} \frac{V_{21}}{V_2}}.$$

C. Aus den Kopplungsschwingungen.

Nach dieser Methode werden die Koeffizienten auf Grund des Zusammenhanges zwischen dem Kopplungsgrad und den beiden Koppelfrequenzen bzw. Wellen und den ungekoppelten Frequenzen bzw. Wellen der beiden Kreise errechnet.

Der Kopplungsgrad k' ist nahezu gleich dem Kopplungskoeffizienten k und kann durch diesen in allen Fällen, wo die Kreise nicht überaus stark gedämpft oder extrem lose gekoppelt sind, ersetzt werden (vgl. S. 561). Die vorliegende Methode wird nur bei festerer Kopplung, bei der die zu beobachtende Wellenerlegung eintritt, angewendet, auch ist die Dämpfung in der Praxis im allgemeinen vernachlässigbar, so daß $k' = k$ gesetzt ist.

Es ist hierbei zu beachten, daß als ungekoppelte Frequenz eines der beiden Kreise im Falle einer „Kopplung ohne Stromverzweigung“ die Frequenz des

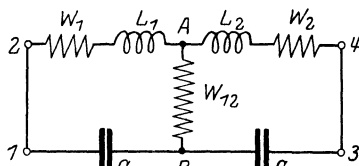


Abb. 658. Widerstandskopplung.

Kreises bei Abwesenheit oder bei geöffnetem zweiten Kreise zu verstehen ist. Bei „Kopplungen mit Stromverzweigungen“ jedoch ist die ungekoppelte Frequenz die Frequenz des Kreises, wenn keine Energieentziehung durch den zweiten Kreis erfolgt, wohl aber eine Modifikation der Konstanten des Kreises durch die Kopplungsgrößen gegeben ist, also bei geöffnetem zweiten Kreis (nicht aber bei entferntem!). Der Unterschied wird erläutert durch die beiden praktisch wichtigen Fälle. Abb. 659 stellt eine rein induktive Kopplung dar, dann ist die ungekoppelte Frequenz des Kreises I durch den Ausdruck $f_{0I} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$ bestimmt, die ungekoppelte Frequenz des Kreises II durch den Ausdruck $f_{0II} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$.

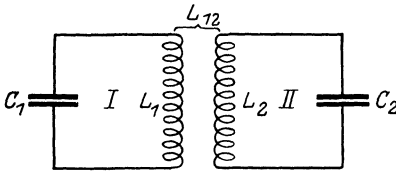


Abb. 659.

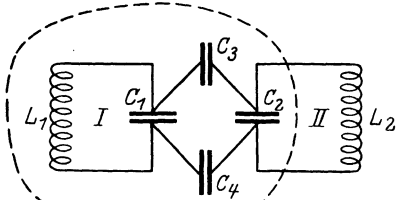


Abb. 660.

Während bei einer rein kapazitiven Kopplung nach Abb. 660 die ungekoppelte Frequenz des Kreises I die Frequenz des durch die punktierte Linie umgrenzten Systems ist und die durch die Selbstinduktion L_1 und die modifizierte Kapazität \mathcal{C}_1 bestimmt ist, wo

$$\mathcal{C}_1 = C_1 + \frac{C_2 C_3 C_4}{C_2 C_3 + C_3 C_4 + C_4 C_2} \text{ ist.}$$

Danach ist

$$f_{0I} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \mathcal{C}_1}}$$

und

$$f_{0II} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \mathcal{C}_2}},$$

zu setzen, wo

$$\mathcal{C}_2 = C_2 + \frac{C_1 C_3 C_4}{C_1 C_3 + C_3 C_4 + C_4 C_1}$$

ist.

Die Anwendung dieser Methode bei induktiv und kapazitiv gekoppelten Kreisen ist folgende:

a) Bei **rein induktiver Kopplung** zweier Kreise, deren Resonanzfrequenz verschieden ist, wird der eine durch Stoßerregung erregt (z. B. durch eine Summerschaltung) und durch einen extrem lose gekoppelten Meßkreis die Frequenzen der Wellenlängen oder Kapazitäten des Meßkreises für eine Kopplungsschwingung f_1, λ_1, C_1 und für die Resonanzschwingung jedes Kreises $f_{0I}, f_{0II}, \lambda_{0I}, \lambda_{0II}, C_{0I}, C_{0II}$ bestimmt.

Eine gebräuchliche Schaltung ist in der Abb. 661 angegeben. Der Kreis I wird an eine Batterie B mit dem Summer S angeschlossen und mit dem Kreise II ein abstimbarer Meßkreis M extrem lose gekoppelt. Der Meßkreis hat einen Indikator J (z. B. Leuchtröhre), durch den die Resonanzeinstellungen kenntlich gemacht werden. Auf diese Weise werden die Werte für die Koppelungsschwingungen bestimmt. Um die ungekoppelten Schwingungen des Kreises I zu bestimmen, wird der Meßkreis mit diesem Kreise gekoppelt und der Kreis II geöffnet und

darauf umgekehrt der Kreis I geöffnet und der Kreis II erregt und auf den Meßkreis zur Wirkung gebracht, um die ungekoppelte Frequenz des Kreises II zu ermitteln.!

Aus den gefundenen Werten erhält man den Kopplungskoeffizienten nach einer der folgenden Formeln:

$$k_m^2 = \frac{(f_1^2 - f_{0I}^2)(f_1^2 - f_{0II}^2)}{f_1^4} = \frac{(\lambda_{0I}^2 - \lambda_1^2)(\lambda_{0II}^2 - \lambda_1^2)}{\lambda_{0I}^2 \lambda_{0II}^2} = \frac{(C_{0I} - C_1)(C_{0II} - C_1)}{C_{0I} C_{0II}}$$

An Stelle der Werte für die Kopplungsschwingung 1 können natürlich auch die Werte für die andere Kopplungsschwingung eingesetzt werden.

Die Formeln vereinfachen sich wesentlich, wenn die Kreise I und II auf die gleiche Resonanzfrequenz gebracht sind. (Die Abstimmung muß, um die induktive Kopplung nicht zu verändern, durch den Kondensator erfolgen.)

Ist demnach

$$f_{0I} = f_{0II} = f,$$

$$\lambda_{0I} = \lambda_{0II} = \lambda,$$

$$C_{0I} = C_{0II} = C,$$

so gilt

$$\begin{aligned} k_m &= \frac{f_1^2 - f^2}{f_1^2} = \frac{f^2 - f_2^2}{f_2^2} = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \\ &= \frac{\lambda^2 - \lambda_1^2}{\lambda^2} = \frac{\lambda_2^2 - \lambda^2}{\lambda^2} = \frac{\lambda_2^2 - \lambda_1^2}{\lambda_1^2 + \lambda_2^2} \\ &= \frac{C - C_1}{C} = \frac{C_2 - C}{C} = \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2} \end{aligned}$$

Angenähert ist

$$k_m = \frac{f_1 - f_2}{f} = \frac{\lambda - \lambda_1}{\lambda} \quad \text{oder auch} \quad k_m = \frac{1}{2} \frac{C_2 - C_1}{C}$$

b) Bei rein kapazitiver Kopplung verfährt man ganz analog wie unter a). Der Kopplungskoeffizient ist in diesem Falle mit den Werten für die Kopplungsschwingungen durch nachstehende Beziehungen verbunden:

$$k_e^2 = \frac{(f_1^2 - f_{0I}^2)(f_1^2 - f_{0II}^2)}{f_{0I}^2 f_{0II}^2} = \frac{(\lambda_{0I}^2 - \lambda_1^2)(\lambda_{0II}^2 - \lambda_1^2)}{\lambda_1^4} = \frac{(C_{0I} - C_1)(C_{0II} - C_1)}{C_1^2}$$

Sind die ungekoppelten Frequenzen der beiden Kreise miteinander in Resonanz gebracht (hier muß die Abstimmung durch Verändern der Selbstinduktion erfolgen, falls keine Änderung der kapazitiven Kopplung eintreten soll), so gelten die Beziehungen:

$$\begin{aligned} k_e &= \frac{f^2 - f_1^2}{f^2} = \frac{f_2^2 - f^2}{f^2} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_1^2 + f_2^2} \\ &= \frac{\lambda_1^2 - \lambda^2}{\lambda_1^2} = \frac{\lambda^2 - \lambda_2^2}{\lambda^2} = \frac{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}{\lambda_1^2 + \lambda_2^2} \\ &= \frac{C_1 - C}{C_1} = \frac{C - C_2}{C_2} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \end{aligned}$$

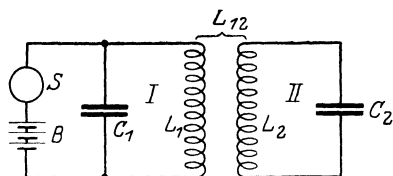
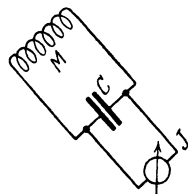


Abb. 661.
Schaltung zur
Kopplungsmessung.



Angenähert ist

$$k_e = \frac{f_2 - f_1}{f} = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda} \quad \text{oder} \quad k_e = \frac{1}{2} \frac{C_1 - C_2}{C}.$$

c) Sind die Kreise sowohl **induktiv als auch kapazitiv** miteinander gekoppelt, so gelten für den Fall der Abstimmung der beiden Kreise aufeinander für die beiden Kopplungskoeffizienten folgende relativ einfache Beziehungen:

$$k_m = \frac{2f^2 - (f_1^2 + f_2^2)}{f_2^2 - f_1^2} = \frac{2\lambda_1^2 \lambda_2^2 - (\lambda_1^2 + \lambda_2^2)}{\lambda_1^2 - \lambda_2^2} = \frac{2C_1 C_2 - (C_1 + C_2)}{C_1 - C_2}$$

$$k_e = \frac{2f_1^2 f_2^2 - (f_1^2 + f_2^2)}{f_1^2 - f_2^2} = \frac{2\lambda^2 - (\lambda_1^2 + \lambda_2^2)}{\lambda_2^2 - \lambda_1^2} = \frac{2C - (C_1 + C_2)}{C_2 - C_1}.$$

Aus diesen Gleichungen folgt, daß für

$$k_m = 0 \quad \text{gilt} \quad f_1^2 + f_2^2 = 2f^2,$$

für

$$k_e = 0 \quad \text{ist} \quad \lambda_1^2 + \lambda_2^2 = 2\lambda^2.$$

d) Für **induktive Kopplungen** läßt sich ein einfaches Verfahren nach Kiebitz anwenden, das sich auf die Messung der Frequenz des einen Kreises beschränkt, und zwar einmal, wenn die Sekundärspule geöffnet und das andere Mal, wenn sie kurzgeschlossen ist.

Wird nämlich die Sekundärspule kurzgeschlossen, so hat dieser Kreis die Frequenz 0, und die Gleichung für den Kopplungskoeffizienten vereinfacht sich zu

$$k_m^2 = \frac{f'^2 - f^2}{f'^2},$$

wo f' die Frequenz bei kurzgeschlossener Sekundärspule ist und f die Frequenz bei geöffneter Sekundärspule.

Die Schaltung kann entsprechend Abb. 661 gemacht werden (der Meßkreis ist mit dem Kreise I zu koppeln).

Ist die Eigenfrequenz der Sekundärspule von der Größenordnung der Resonanzfrequenz des Kreises I, so genügt es nicht, zur Bestimmung von f den Sekundärkreis zu öffnen, sondern er muß in diesem Falle entfernt werden, da sonst eine merkliche Rückwirkung vorhanden ist, die das Resultat fälscht.

Werden die entsprechenden Kapazitätswerte des Meßkreises abgelesen, so ist die Beziehung gültig:

$$k_m^2 = \frac{C - C'}{C},$$

wo C' der Wert bei kurzgeschlossener, C bei geöffneter Sekundärspule ist.

III. Spannungsmessungen, Funkenpotentiale¹⁾.

Bearbeitet von E. Alberti (1 A bis C, 2) und A. Gehrts (1 D).

1. Messung von Spannungseffekten

Wirksame, effektive Spannung.

$$e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e_t^2 dt} \quad (\text{vgl. S. 99})$$

Zur Messung des Spannungseffektes benutzt man elektrostatische Voltmeter, Hitzdrahtvoltmeter und unter gewissen Voraussetzungen auch Schaltanordnungen mit Elektronenröhren (Röhrenvoltmeter).

A. Mit dem elektrostatischen Voltmeter (vgl. S. 597).

Elektrostatische Voltmeter wendet man vor allen Dingen dort an, wo es darauf ankommt, daß das Instrument selbst keinen Eigenverbrauch hat und von der Frequenz unabhängig ist. Bei ihrer Benutzung muß indessen die Eigenkapazität des Instrumentes, die sich mit dem Ausschlage selbst ändert, berücksichtigt werden, besonders wenn es sich um Resonanzmessungen handelt. Wichtig sind deshalb für Hochfrequenzmessungen Elektrometer mit kleiner Eigenkapazität. Die Instrumente sind häufig abhängig von elektrostatischen Beeinflussungen der Umgebung, gegen die sie durch Abschirmung geschützt werden müssen.

Das absolute Elektrometer wird man im allgemeinen nur für sehr genaue Messungen im Laboratorium benutzen, da es einer besonderen Bedienung bedarf. Für Spannungsmessungen an Sendern kommen in Frage alle auf dem Prinzip des Quadranten- oder des Blattelektrometers aufgebauten Konstruktionen; am gebräuchlichsten sind Multizellular- und Schalttafelvoltmeter. Sollen sehr hohe Spannungen gemessen werden, so kann man eine Erhöhung des Meßbereiches durch verlustfreie Kondensatoren erreichen, die entweder mit dem Elektrometer in Reihe oder als Spannungsteiler geschaltet werden. Da das Elektrometer selbst eine reine Kapazität darstellt, so bleiben seine Angaben bei Verwendung eines kapazitiven Spannungsteilers unabhängig von der Frequenz. Bei Spannungsmessungen an Empfängern kommen hauptsächlich Saitenelektrometer in Frage.

Die **Eichung** elektrostatischer Voltmeter geschieht am besten mit bekannten Gleichspannungen oder durch Vergleich mit einem absoluten Elektrometer. Ist das Voltmeter abhängig von der Aufstellung und der Umgebung, so muß die Eichung am Platz der Aufstellung erfolgen.

B. Mit dem Hitzdrahtvoltmeter (vgl. S. 661).

Spielt der Eigenverbrauch der Instrumente (bei Maximalausschlag 70 bis 150 mA, vgl. S. 602) bei den Messungen keine Rolle, so sind Hitzdrahtvoltmeter

¹⁾ Literatur: Rein-Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum. 3. Aufl. Berlin 1921 (Springer). — Hund, A.: Hochfrequenzmeßtechnik. Berlin 1922 (Springer).

im allgemeinen bequemer und zuverlässiger als elektrostatische Voltmeter. Für genaue Messungen müssen sie jedoch darauf untersucht werden, ob ihre Angaben von der Frequenz unabhängig sind. Dies ist im allgemeinen nur bis zu 20 000 Perioden ($\lambda = 15\,000\text{ m}$) der Fall, es rührt daher, daß die eingebauten Vorschaltwiderstände nicht immer kapazitiv- und induktionsfrei sind. Statt eines Vorschaltwiderstandes kann man jedoch auch einen Vorschaltkondensator benutzen, wenn der Ohmsche Widerstand des Hitzdrahtes gegen den kapazitiven Widerstand des Kondensators zu vernachlässigen ist. Dann wird die Spannung aus dem Ladestrom eines bekannten Kondensators ermittelt.

Die **Eichung** von Hitzdrahtvoltmetern geschieht ebenfalls am zweckmäßigsten mit bekannten Gleichspannungen oder durch Vergleich mit einem absoluten Elektrometer. Es ist jedoch (etwa durch Vergleich mit einem geeichten elektrostatischen Voltmeter) zu prüfen, wie weit die Angaben des Instrumentes von der Frequenz unabhängig sind; dies ist im allgemeinen nur für Frequenzen unter etwa 20 000 Perioden in der Sekunde ($\lambda = 15\,000\text{ m}$) der Fall.

C. Mit dem Thermovoltmeter (vgl. S. 602).

Für die Messung mit Thermovoltmetern gilt im allgemeinen das gleiche wie für die Messung mit Hitzdrahtvoltmetern, doch sind sie in viel höherem Maße unabhängig von der Frequenz. Bis zu einer Million Per/s sind sie praktisch nahezu fehlerfrei.

D. Mit dem Röhrevoltmeter¹⁾.

Liegt der Arbeitspunkt einer Eingitterröhre in einem Knickpunkt der Anodenstrom-Anodenspannungs- oder der Anodenstrom-Gitterspannungskennlinie (i_a , e_a - oder i_a , e_g -Kennlinie) oder wird die Eingitterröhre in Audionschaltung benutzt, so wirkt sie als Gleichrichter²⁾ und bietet so die Möglichkeit, kleine Wechselspannungen mit Hilfe hochempfindlicher Gleichstrominstrumente zu messen; Derartige „Röhrevoltmeter“ besitzen große Empfindlichkeit³⁾ bei hohem inneren Widerstand und sind — soweit keine Übertrager Verwendung finden — frequenzunabhängig. Doch hängen ihre Angaben von der Kurvenform⁴⁾ der zu messenden Wechselspannung ab: Wirkt die Röhre als vollkommener Gleichrichter, so mißt das Gleichstrominstrument in der Röhrevoltmeterschaltung die „mittlere halbsseitige Spannung“, die im allgemeinen von dem Halbwert der effektiven Spannung erheblich abweicht. Es empfiehlt sich, einen Kommutator vorzuschalten, beide Halbwellen einzeln zu messen und den Mittelwert zu bilden. Das Röhrevoltmeter eignet sich besonders für Vergleichsmessungen zwischen Spannungen (Größenordnung 10^{-3} bis 10^2 V) gleicher Kurvenform (z. B. sinusförmige Wechselspannungen). Nach der Art der benutzten Gleichrichterwirkung lassen sich folgende prinzipielle Schaltungen unterscheiden:

¹⁾ Zusammenfassende Berichte über das Röhrevoltmeter: v. Hippel, A.: Die Elektronenröhre in der Meßtechnik. Leipzig 1925; Radio-Export Nr. 4 u. 5. — Hering, W.: Radio-Amateur 3, S. 79 bis 86. 1925. — Über Scheitelspannungsmessungen mittels gitterloser Glühkathodenröhren (Ventilröhren) s. M. Schenkel: ETZ 45, S. 490 bis 492. 1924. — Paris, M.: Elettrotecnica 11, S. 686 bis 689. 1924. — Craighead, J. R.: Gen. El. Rev. 22, S. 104 bis 109. 1919.

²⁾ Moullin, E. B. u. L. B. Turner: Journ. Inst. El. Eng. 60, S. 706 bis 724, Nr. 310. 1922. — Székely: Wien. Ber. 131, S. 39. 1922.

³⁾ Die Empfindlichkeit von Röhrevoltmetern in Ruhestromschaltung läßt sich nicht durch Verwendung empfindlicherer Gleichstrominstrumente beliebig steigern; sie wird durch das Konstantwerden des Verhältnisses $\frac{d^3 i_a}{d e_g^3} i_a$, bedingt durch die Maxwellsche Geschwindigkeitsverteilung der Glühelktroden, begrenzt: Schottky, W.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern I, H. 2, S. 110 bis 125. 1921. — Über eine Steigerung der Empfindlichkeit durch Kompensation des Ruhestromes in dem Anzeiginstrument vgl. E. Hulburt u. G. Breit: Phys. Rev. 15, S. 405 bis 408. 1920 sowie L. Bergmann: Zeitschr. f. Phys. 9, S. 369 bis 371. 1922 und A. v. Hippel: l. c. S. 12.

⁴⁾ Salinger, H.: TFT 9, S. 28 bis 31. 1920.

a) **Röhrenvoltmeter von Hohage**¹⁾ (Abb. 662a): Die zu messende Wechselspannung wird zwischen Anode und Kathode gelegt, die Gittervorspannung bestimmt die Lage des Meßbereiches: Die Schaltung verwertet die Krümmung der i_a, e_a -Kennlinie. Da der innere Widerstand einer Röhre mit der angelegten Anodenspannung veränderlich ist, so mißt man mit dem Röhrenvoltmeter nach Hohage streng genommen nicht die EMK, sondern die Klemmenspannung an der Röhre.

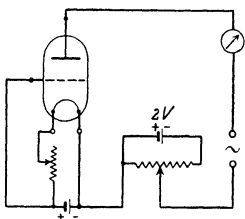


Abb. 662 a. Röhrenvoltmeter von Hohage.

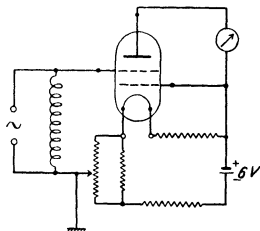


Abb. 662 b. Meßrichtschaltung von S. & H.

b) Um diesen Fehler zu beheben, wird in der **Meßrichtschaltung**²⁾ von **Siemens & Halske** (Richtverstärker) (Abb. 662b) die zu messende Wechselspannung in den Gitterkreis verlegt und über einen Resonanztransformator mit Stufenschalter einem negativen Gitterpotential der Röhre überlagert. Anoden- und Gitterspannung werden zweckmäßig der Heizspannung entnommen. Die Schaltung verwertet die Krümmung der i_a, e_p -Kennlinie. Die Eigenschwingung des als Spartransformator ausgebildeten Resonanztransformators mag im mittleren Sprachgebiet ($\omega = 5000$) liegen; dann ist der Widerstand der Primärwicklung für $\omega = 5000$ und die Nachbarfrequenzen sehr groß, d. h. die Spannung an seinen Enden ist praktisch gleich der zu messenden EMK, und da der Widerstand im Gitterkreis unendlich groß ist, stimmt die ans Gitter übertragene Spannung mit der zu messenden Wechsel-EMK multipliziert mit dem Übersetzungsverhältnis des Übertragers überein. — Ähnlich geschaltet — nur ohne Resonanztransformator — ist das Röhrenvoltmeter von Moullin³⁾.

c) **Röhrenvoltmeter von R. A. Heising**⁴⁾: Ist die Gittervorspannung so gewählt, daß gerade kein Anodenstrom fließt, so wird durch eine dem Gitter aufgedrückte Wechsel-EMK wieder ein Anodenstrom hervorgerufen; eine Verschiebung der Gittervorspannung um V_0 V möge diesen Anodenstrom zum Verschwinden bringen. Dann ist V_0 ein Maß für die Scheitelspannung der dem Gitter aufgedrückten Wechsel-EMK. Durch eine weitere Verstärkerröhre läßt sich nach R. H. Wilson die Meßempfindlichkeit steigern.

d) **Audionvoltmeter**: Verriegelt man das Gitter einer Röhre durch einen Kondensator, stellt den Gitterschluß durch einen großen Widerstand her und führt

¹⁾ Hohage, K.: Techn. Mitt. d. Versuchskomp. Tafeln Nr. 2, S. 21 bis 32. 1917; Helios, Fachzeitschr. 25, S. 193 bis 199, 201 bis 206. 1919; Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 7, S. 49 bis 51. 1926. — Verbesserungen an dem Röhrenvoltmeter von Hohage bei F. Trautwein: TFT 9, S. 101 bis 104, 119 bis 123. 1920; 10, S. 69 bis 74, 81 bis 88. 1921.

²⁾ Höpfner, K.: TFT 4. Sonderh., S. 128. 1919; D. R. P. 338 093 (Siemens & Halske) vom 13. Juni 1920.

³⁾ Moullin, E. B.: Journ. Inst. El. Eng. 61, Nr. 315, S. 297, Abb. 4. Um die Störwirkungen herabzudrücken, liegt bei dem Voltmeter von Moullin eine Kapazität parallel dem Gleichstrommeßinstrument und der Anodenbatterie; eine ähnliche Schaltung s. auch bei A. v. Hippel: Die Elektronenröhre usw. S. 13.

⁴⁾ Heising, R. A.: Amerik. Pat. 1 232 949 vom 7. Sept. 1915 (ert. 10. Juli 1917). — Vgl. auch H. J. van der Bijl: The Thermionic Vacuum Tube, S. 367 bis 369. New York 1920. — Ferner A. Hamm: TFT 12, S. 38 bis 40. 1923. — Fitch, A. L.: Journ. Opt. Soc. of America 12, S. 71. 1926. — Round, H. J.: Rad. Rev. 2, S. 303 bis 307. 1921. — Bergmann, L.: Telefonzeitung 7, Nr. 37, S. 28 bis 30. 1924 schaltet an Stelle des Anodenstrominstrumentes ein Telefon mittels eines geeigneten Transformators ein (bei Hochfrequenzmessungen unter Hinzufügung eines Überlagerers).

in Reihe zu ihm die nötige Vorspannung dem Gitter zu (Audionschaltung), so tritt beim Auftreffen einer Wechsel-EMK im Gitterkreis Gleichrichtung ein. Auf diesem Prinzip beruhen die Röhrevoltmeter von Moullin¹⁾ (Abb. 662c) und Möller¹⁾. Mit dem Audionvoltmeter lassen sich (ohne Vorschaltung von

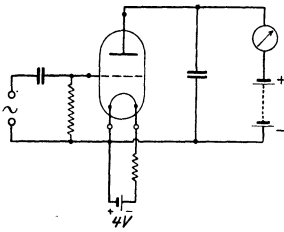


Abb. 662c. Audionvoltmeter (Moullin).

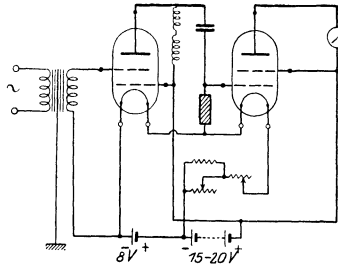


Abb. 663. Röhrevoltmeter von S. & H.

Transformatoren) auch Wechselspannungen messen, die einer Gleichspannung überlagert sind. Doch nur bei stark positiver Anodenspannung oder großer Amplitude der an das Gitter gelegten Wechselspannung tritt normale Audionwirkung infolge Gleichrichtung durch die Krümmung der i_a, e_g -Kennlinie ein, d. h. Abnahme des Anodenstromes bei wachsender Gitterspannung. Bei genügend kleiner Anodenspannung und genügend negativem Gitter überwiegt dagegen die Gleichrichtung durch die Krümmung der i_a, e_g -Kennlinie und die Anordnung (Sperrröhrevoltmeter von Hohage) verhält sich wie die unter a) und b) beschriebenen Röhrevoltmeter. — In dem zweistufigen Röhrevoltmeter²⁾ von Siemens & Halske wird die zu messende Wechselspannung erst durch eine Raumladegitterröhre verstärkt und dann in der als Audionröhre geschalteten Schutznetzröhre gleichgerichtet (Abb. 663).

2. Messung von Scheitelspannungen³⁾.

Die Kenntnis von Scheitelspannungen ist hauptsächlich von Wert für die Wahl und Beurteilung von Isolatoren. Hat man ungedämpfte Schwingungen und kennt man ihren Scheitelfaktor, so genügt die Messung des Spannungseffektes. Meistens ist der Scheitelfaktor jedoch nicht bekannt, dann muß die Scheitelspannung experimentell bestimmt werden.

A. Mit dem Funkenmikrometer⁴⁾ (vgl. S. 602).

Die Entladungsspannung zwischen Spitzen ist abhängig von der Feuchtigkeit der Luft, der Schärfe der Spitzen usw. Man verwendet daher zweckmäßig Ent-

¹⁾ Moullin, E. B.: Journ. Inst. El. Eng. **61**, Nr. 315, S. 295 bis 307. 1923; Wireless World **10**, S. 1. 1922. — Möller, H. G.: Zeitschr. f. Fernmeldetechn. **5**, S. 96 bis 100. 1924. — Nach einem Vorschlag der Gen. El. Co. (D. R. P. 401 982 vom 28. Sept. 1922) wirkt die zu messende Wechselspannung auf die Gitter zweier Röhren; in der ersten Röhre Gleichrichtung durch Krümmung der i_a, e_g -Kennlinie, in der zweiten Röhre Gleichrichtung durch Audionwirkung; die beiden Anodenströme durchfließen zwei Windungen desselben Galvanometers und verstärken sich in ihrer Wirkung. — Vgl. auch D. R. P. 401 983 vom 16. Aug. 1923.

²⁾ Abraham, H., E. Bloch u. L. Bloch: Journ. de Phys. (6) **1**, S. 44 bis 57. 1920 geben ein Audionvoltmeter mit 2 Verstärkeröhren und 2 parallelen Audionröhren an. — Vgl. auch E. u. L. Bloch: Bulletin de la Société française des électriciens **10**, S. 9. 1920.

³⁾ Über die Messung von Scheitelspannungen bei Niederfrequenz s. Orlich, E.: Aufnahme und Analyse von Wechselstromkurven. Braunschweig 1906. — Schimpf, R.: ETZ **46**, S. 75. 1925.

⁴⁾ Weicker, W.: ETZ **32**, S. 436. 1911. — Peek, F. W.: Proc. Amer. Inst. of Electr. Eng. Juni 24, S. 889. 1914; Trans. Amer. Inst. Electr. Eng. **35**, S. 783. 1916. — Estorff, W.: ETZ **37**, S. 60. 1916. — Leontiewa, A.: Phys. Zeitschr. **23**, S. 33. 1922. — Schumann, W. O.: Arch. f. Elektrotechn. **11**, S. 1. 1922. — Klemm, A.: Arch. f. Elektrotechn. **12**, S. 553. 1923. — Schumann, W. O.: Arch. f. Elektrotechn. **12**, S. 593. 1923. — Schumann, W. O.: Elektrische Durchbruchfeldstärke von Gasen. Berlin 1923.

ladungen zwischen Kugeln, ebenen Platten oder zylindrischen Elektroden. Mit dem Abstand der Kugeln soll man nicht über den dreifachen Kugelradius hinausgehen. Der Spannungsmeßbereich für einen gegebenen Kugeldurchmesser ist damit nach oben begrenzt. Für höhere Spannungen müssen Kugeln von größerem Durchmesser verwendet werden. Die Stärke der Zuleitungen soll $\frac{1}{5}$ des Kugeldurchmessers nicht übersteigen. Zuleitungen nicht mit Isolationsmaterial überziehen. Bei kleinen Schlagweiten ist für genaue Messungen eine Bestrahlung der Funkenstrecke mit ultravioletem Licht (frei brennende Bogenlampe) erforderlich. Es empfiehlt sich eine Anordnung mit symmetrischer Spannungsverteilung mit geerdeter Spannungsmitte oder ohne Erdung zu benutzen. Vor die Funkenstrecke ist ein Wasserwiderstand von ungefähr $1 \Omega/V$ zu schalten. Ist eine Elektrode geerdet, so muß dieser Widerstand auf der ungeerdeten Seite liegen; sind beide Pole ungeerdet, so muß je die Hälfte des Widerstandes vor jeder Elektrode liegen.

a) Berechnung der Funkenspannungen.

Bei symmetrischer Anordnung kann die Funkenspannung zwischen Kugeln aus den folgenden Gleichungen angenähert berechnet werden:

$$e = g \frac{s}{u} \text{ (Effektivwert in kV),}$$

$$g = 19,3 p \left(1 + \frac{0,54}{\sqrt{r p}} \right) \text{ [kV/cm],}$$

wenn s die Schlagweite in cm, r der Kugelradius in cm,

$$p = \frac{3,92 b}{273 + t}.$$

b der Barometerstand in cm, t die Temperatur in $^{\circ}C$ und

$$u = \frac{1}{4} \left(\frac{s}{r} + 1 + \sqrt{\left(\frac{s}{r} + 1 \right)^2 + 8} \right)$$

ist. Für g , p und u sind nachstehend eine Anzahl Werte zusammengestellt.

Tabelle 76.

Für $p = 1$		p			$\frac{s}{r}$	u
r cm	g kV _{eff}	t $^{\circ}C$	$b = 72,0$ cm	$b = 76,0$ cm		
2,5	25,90	10	1,052	0,998	0,1	1,035
5	23,95	15	1,034	0,980	0,2	1,068
7,5	23,10	20	1,017	0,963	0,3	1,103
10,0	22,60	25	1,000	0,947	0,4	1,140
12,5	22,27	30	0,984	0,932	0,5	1,175
15,0	22,0				0,6	1,212
20,0	21,65				0,7	1,250
					0,8	1,288
					1,0	1,367

Trägt man b als Abszisse und p als Ordinate auf, so ist für $t = \text{const.}$ die Kurve für p eine gerade Linie.

b) Gemessene Funkenspannungen.

Tabelle 77 gibt eine (der 5. Auflage der Landolt-Börnsteinschen Tabellen entnommene) Übersicht über experimentell beobachtete Anfangsspannungen.

Tabelle 77.

Anfangsspannungen (Gleichstrom) in kV

für zwei gleiche Kugeln oder ebene Platten bei symmetrischer Spannungsverteilung, in Luft. Druck 760 mm Hg, Temperatur 20° C.

Für effektive Wechselfspannungen durch $\sqrt{2}$ zu dividieren. Genauigkeit 1 bis 2%.

Schlagweite in cm	Kugeldurchmesser in cm								Ebene Platten
	1,1	2	2,5	5	6,25	6,66	7,5	10	
0,05	2,90	—	—	—	—	2,65	—	—	2,65
0,1	4,95	—	—	—	—	4,60	—	—	4,47
0,2	8,70	—	8,32	—	—	8,09	—	—	7,96
0,3	12,0	—	11,6	—	—	11,3	—	—	11,3
0,4	15,0	—	14,8	—	—	14,4	—	—	14,4
0,5	17,9	—	17,9	—	17,5	17,5	—	—	17,4
0,6	20,6	—	21,0	—	—	20,5	—	—	20,3
0,7	23,3	—	24,0	—	—	23,5	—	—	23,2
0,8	25,6	—	27,0	—	—	26,4	—	—	26,1
0,9	27,7	—	29,8	—	—	29,4	—	—	28,9
1,0	29,5	32,0	32,5	32,4	32,4	32,2	32,1	32,1	31,7
2,0	—	52,1	—	59,3	59,7	—	59,7	60,0	59,6
3,0	—	64,2	—	80,7	82,4	—	83,8	85,4	87,0
4,0	—	71,9	—	97,7	102	—	104	108	114
5,0	—	76,8	—	111	117	—	122	128	140

Während für kleine Abstände die Funkenspannung unabhängig vom Kugeldurchmesser ist, tritt später ein Anwachsen der Funkenspannung mit zunehmendem Kugeldurchmesser ein.

Bei **hochfrequenten Schwingungen** liegen die Funkenspannungen im allgemeinen niedriger als bei Gleichspannung, doch liegen sie den Gleichspannungswerten um so näher, je besser die Kugeloberflächen auf Hochglanz poliert sind. Für genaue Messungen ist die Funkenstrecke mittels eines Niederfrequenztransformators zu eichen, dessen Sekundärspannung aus der Primärspannung und dem Übersetzungsverhältnis bestimmt wird.

B. Mit der Glimmröhre¹⁾.

Die Glimmröhre wird über einen variablen Spannungsteiler an die Spannung gelegt, deren **Scheitelwert** gemessen werden soll, und der Spannungsteiler so lange geändert, bis das Glimmen einsetzt. Aus dem Übersetzungsverhältnis des Teilers und der durch Eichung zu bestimmenden Glimmspannung der Röhre berechnet sich die gesuchte Scheitelspannung. Als Spannungsteiler können Widerstände (Abb. 664) oder in Serie geschaltete Kondensatoren verwandt werden, von denen der eine zweckmäßig ein Drehkondensator ist. Der Drehkondensator kann für eine bestimmte Glimmröhre direkt in Werten der Scheitelspannung geeicht werden. Bei Wechselfspannungen von Hörfrequenz kann man das Einsetzen des Glimmstromes auch mit einem in Serie geschalteten Telephone abhören. Schaltet man der Glimmröhre ein Voltmeter parallel, das die Effektivspannung mißt, so erhält man aus der Glimmspannung und dem Werte der Effektivspannung beim Einsetzen des Glimmens den

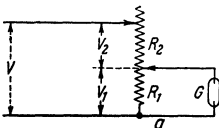


Abb. 664. Glimmröhre mit Spannungsteiler zur Messung von Scheitelspannungen.

¹⁾ Palm, A.: Zeitschr. f. techn. Phys. 4, S. 233 u. 258. 1923; Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Telephonie 26, S. 13. 1925.

Scheitelfaktor. Die Spannungsunterteilung braucht bei der Messung des Scheitelfaktors nicht bekannt zu sein. Bei allen diesen Messungen wird der Spannungsteiler vielfach eine Rückwirkung auf die sonstige Versuchsanordnung haben, was berücksichtigt werden muß. Für Hochfrequenzmessungen ist von Palm ein besonderes Hochspannungsvoltmeter in Metallgehäuse konstruiert. Das Instrument hat sich bis 13000 V und 10^6 Hertz in Dauerschaltung gut bewährt. Seine Kapazität, die sich mit dem Ausschlag etwas ändert, beträgt etwa 15 cm.

Als Glimmröhre¹⁾ wird zweckmäßig eine Röhre mit Zylinderelektroden aus Aluminium und mit Edelgasfüllung (Neon oder Helium) gewählt. Der Gasdruck soll nahe dem Optimum der Spannungs-Druckkurve liegen, da hierbei die Glimmspannung von der Temperatur und dem Einfluß fremder magnetischer Felder nahezu unabhängig ist. Die **Eichung** der Glimmröhre, d. h. die Bestimmung derjenigen Spannung, bei welcher das Glimmen einsetzt, erfolgt am besten mit einer bekannten Wechselfrequenz rein sinusförmiger Kurvenform. Die Glimmspannung kann bei der Wahl ungeeigneter Elektroden und eines ungeeigneten Gasdruckes stark von der Frequenz abhängig sein. Das Glimmrohr muß daher auf seine Frequenzabhängigkeit geprüft werden oder bei entsprechender Frequenz geeicht werden. Der Glimmstrom beträgt 10^{-4} bis 10^{-6} A bei Spannungen von etwa 100 V.

C. Mit der Photozelle.

Über die Messungen von Scheitelspannungen mit der Photozelle s. den Abschnitt VIII über die Messung von Empfangslautstärken S. 687, im besonderen S. 692.

D. Mit dem Röhrenvoltmeter (vgl. S. 652).

E. Durch Aufladung eines Kondensators.

Nach Büge²⁾ kann man die Höhe einer Spannungsspitze sehr einfach dadurch messen, daß man eine Reihe hintereinandergeschalteter fester Kondensatoren über einen Glühkathodengleichrichter auflädt und einem der Kondensatoren ein statisches Voltmeter parallel schaltet.

IV. Strommessungen.

Bearbeitet von E. Alberti.

Ströme in Senderanordnungen sind von ganz anderer Größenordnung als die Ströme in Empfangskreisen, Wellenmessern und aperiodischen Kreisen. Es sind daher in beiden Fällen wesentlich verschiedene Strommessungen erforderlich.

Sind **Hochfrequenzströme** zu messen, die sich einem Gleichstrom überlagern, oder ist es erforderlich, das Meßinstrument möglichst weit von der übrigen Apparatur aufzustellen, so kann man die auf S. 604 erwähnten Stromwandler zwischen-schalten, auch einfache induktive oder kapazitive Kopplungen sind anwendbar. Für absolute Strommessungen ist dann das Übersetzungsverhältnis zu bestimmen oder das Meßinstrument in der gegebenen Schaltung zu eichen.

1. Messung großer Stromstärken.

A. Mit Hitzdrahtamperemetern.

Zur Messung großer Stromstärken kommen fast ausschließlich Hitzdrahtamperemeter (S. 603) in Frage, die den Stromeffekt messen. Die pro Sekunde

¹⁾ Palm, A.: Zeitschr. f. techn. Phys. 4, S. 233 u. 258. 1923.

²⁾ Hilpert, G. u. H. Seydel: ETZ 47, 472. 1926.

im Hitzdraht entwickelte Wärmemenge¹⁾ ist $Q = R \cdot \frac{1}{t} \int_0^t i^2 dt$, wenn R den Wirkwiderstand des Hitzdrahtes bedeutet. Bei ungedämpften sinusförmigen Schwingungen wird $Q = \frac{R}{2} J_0^2$, bei gedämpften Schwingungen, deren Amplitudenkurve eine Exponentialkurve ist: $Q = \frac{R z J_0^2}{4 f \vartheta}$, wenn z die Zahl der Entladungen pro Sekunde, ϑ das logarithmische Dekrement und f die Frequenz der Schwingungen ist. Danach läßt sich aus dem mit einem Hitzdrahtinstrument gemessenen Stromeffekt bei ungedämpften sinusförmigen Schwingungen auch die Stromamplitude berechnen, bei gedämpften Schwingungen nur, wenn außerdem noch das logarithmische Dekrement, die Frequenz und die Zahl der Entladungen pro Sekunde bekannt sind. Da Q auch vom Widerstand des Hitzdrahtes abhängt, so würde Q mit R von der Frequenz abhängen. Über Maßnahmen, die Angaben der Hitzdrahtamperemeter von der Frequenz unabhängig zu machen, s. unter XV 1 A b, S. 599.

Anordnungen zur Erhöhung des Meßbereiches von Hitzdrahtamperemetern folgen aus den XV 2 A a, S. 603 gegebenen Richtlinien für den Bau von Nebenschlüssen und Stromwandlern.

Die **Eichung** von Hitzdrahtamperemetern kann mit Gleichstrom erfolgen, falls keine Stromschleifen in den Geräten vorhanden sind und der Hitzdraht so dünn ist, daß eine Hautwirkung selbst bei den höchsten Frequenzen unmerklich bleibt (z. B. bei Hitzdrahtmilliamperemetern). Für die meisten technischen Zwecke genügt eine Eichung mit Gleichstrom auch bei denjenigen Instrumenten, bei welchen infolge ihrer Bauart eine Frequenzabhängigkeit vermieden ist [insbesondere bei Hitzbandstrommessern, die bis zu Frequenzen von etwa $6 \cdot 10^6$ ($\lambda = 50$ m) von der Frequenz unabhängig sind]. In den anderen Fällen kann eine Eichung entweder in Serienschaltung mit einem Normalinstrument oder in der Schaltung Abb. 665 mit Hilfe eines Thermoelements durch Vergleich mit einem Normalinstrument erfolgen. Es wird zunächst die Konstante c der Anordnung aus der Gleichung

$$c = \frac{i_n}{\sqrt{\alpha_n}}$$

Abb. 665. Schaltung zur Eichung von Hitzdrahtamperemetern mit Hilfe eines Thermoelements.

für die gewünschte Wellenlänge λ aus dem Ausschlag α_n des Galvanometers und dem am Normalinstrument gemessenen Strom i_n bestimmt. Dann wird das zu eichende Amperemeter eingeschaltet und aus den Ausschlägen des Galvanometers die jeweilige Stromstärke nach der Gleichung

$$i_x = c \sqrt{\alpha_x}$$

berechnet. In dieser Anordnung können auch Amperemeter mit vorgeschalteten Stromwandlern oder mit Nebenschlüssen geeicht werden.

¹⁾ Der Ausschlag eines Hitzdrahtinstrumentes ist im allgemeinen nahezu proportional der entwickelten Wärmemenge.

B. Nach dem indirekten Verfahren.

Man mißt die Spannung e_0 (z. B. mit einem elektrostatischen Voltmeter) an den Klemmen eines Kondensators von bekannter Kapazität und bestimmt gleichzeitig die Wellenlänge λ , dann ist

$$i = 0,209 \frac{C \cdot e_0}{\lambda}$$

(C in cm, e_0 in Volt und λ in cm gemessen).

2. Messung kleiner Stromstärken.

A. Mit direkt anzeigenden Strommessern.

Dynamometer und Hitzdrahtamperemeter für kleine Stromstärken (Milliamperemeter und sog. Wattzeiger) werden hauptsächlich in Verbindung mit Wellenmessern benutzt. Sie dienen hier zur Anzeige der Stromresonanz und zur Aufnahme von Resonanzkurven oder zu Dämpfungsmessungen. Hitzdrahtluftthermometer sind erheblich ungenauer und deswegen heute nicht mehr in Gebrauch.

Über die Eichung von Hitzdrahtamperemetern s. S. 658, die Eichung von Dynamometern kann in Serienschaltung mit einem Normalinstrument oder mit Hilfe eines Thermoelementes erfolgen (vgl. S. 660).

B. Mit thermischen Detektoren.

Diese beruhen auf zwei verschiedenen Wärmeeffekten, nämlich erstens auf dem Thermostrom bei Erwärmung der Kontaktstelle zweier verschiedener Metalle (Thermoelemente) und zweitens auf der Widerstandsänderung eines Drahtes mit der Temperatur (Bolometer).

a) Mit Thermoelementen.

α) Mit Thermokreuz in einfacher Schaltung.

Ein Thermokreuz setzt sich aus zwei Thermoelementen (S. 437) zusammen, die kreuzförmig angeordnet sind. In der einfachen Schaltung wird das eine Element von dem zu messenden Strom durchflossen, während das andere Element über ein niederohmiges Galvanometer geschlossen wird. Der Ausschlag des Galvanometers ist dem Quadrat des Stromes proportional. Blockkondensatoren und Drosselspulen sind bei dieser Schaltung im allgemeinen nicht erforderlich, da der Hochfrequenz- und der Gleichstromkreis sich nur in einem Punkte berühren, doch treten durch fremde induzierte Schwingungen im Galvanometerkreis, besonders bei sehr hohen Frequenzen, leicht Störungen auf, die sich durch einen Nullausschlag kenntlich machen. Diesen Nullausschlag kann man dadurch beseitigen oder verringern, daß man nach Droysen¹⁾ zwei gleiche Thermokreuze (T_1 und T_2) hintereinander so in die Galvanometerleitung schaltet, daß sich ihre EMKE aufheben (Abb. 666). Der zu messende Strom wird nur einem Thermokreuz (T_1) durch die Punkte 1, 2 zugeführt.

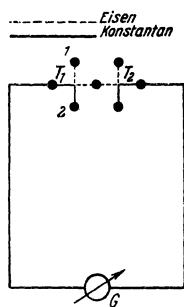


Abb. 666. Thermokreuzanordnung nach Droysen.

¹⁾ Droysen, O.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 7, S. 153. 1913.

β) Mit Thermogalvanometer.

Aus der vorigen Schaltung hervorgegangen, aber erheblich empfindlicher als diese ist das Duddelsche Thermogalvanometer (S. 606); es gehört zu den direkt anzeigenden Strommessern.

 γ) Mit Thermokreuzbrücke¹⁾.

Die Thermokreuzbrücke ist eine Brückenordnung (Abb. 667) zur Messung sehr kleiner Stromstärken und wird daher als Nullinstrument für Hochfrequenzmessungen vielfach benutzt, sie setzt jedoch

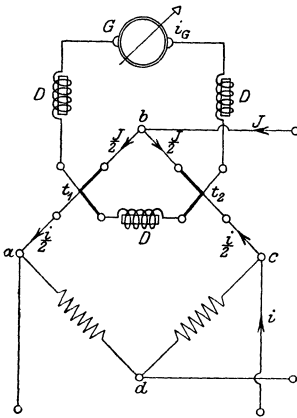


Abb. 667. Thermokreuzbrücke.

ein Hilfsstrom derselben Frequenz und möglichst der gleichen Phase voraus. In den Zweigen ab und bc der Brücke liegen zwei Thermoelemente t_1 und t_2 , die gleiche thermoelektrische Kräfte liefern und gleichen Widerstand haben. Sie sind durch eine mittlere Drossel D überbrückt und andererseits über zwei weitere Drosseln DD mit einem Galvanometer verbunden. In den beiden anderen Zweigen der Brücke liegen zwei gleiche, kapazitäts- und induktionsfreie Widerstände. Führt man den zu messenden Strom i an den Punkten a und c zu und andererseits einen Hilfsstrom j der gleichen Frequenz an den Punkten b und d , so fließt durch das Galvanometer ein Gleichstrom, der sich aus der Differenz der beiden Thermoströme ergibt und durch die Gleichung $i_{galv} = k j i \cos \varphi$

gegeben ist, wo $k = \frac{2k_1}{r}$ ist und k_1 die Kon-

stante der beiden gleichen Thermokreuze, r den Widerstand des Galvanometerkreises bedeutet. Wird der Hilfsstrom j konstant gehalten, so ist die Ablenkung des Galvanometers proportional dem zu messenden Strome i . Die Empfindlichkeit der Schaltung ist am größten, wenn die beiden Ströme in Phase sind, sie kann ferner erhöht werden durch Vergrößerung des Hilfsstromes.

δ) Die **Eichung** von einzelnen Thermokreuzen erfolgt in der Weise, daß man eine Gleichspannung e über einen Widerstand an das eine der beiden Elemente anlegt, während das andere Element über das Galvanometer, welches bei den Strommessungen benutzt werden soll, geschlossen bleibt. Sind beim Kommutieren der Gleichspannung die Ausschläge des Galvanometers α_1 und α_2 und ist w der Gesamtwiderstand des Gleichstromkreises, so ist die Konstante des Thermokreuzes

$$k_1 = \frac{e}{w \sqrt{\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}}}$$

Kommutieren des Gleichstromes ist wegen des Peltiereffektes erforderlich.

b) Mit Bolometern (Barrettern).

Der zu messende Strom wird durch einen sehr dünnen Metallfaden (wenige tausendstel Millimeter Stärke) geschickt und die durch Joulesche Wärme hervorgerufene Widerstandsänderung in einer Wheatstoneschen Brücke (Abb. 668) gemessen. Der Barretterfaden stellt einen Zweig der Brücke dar, deren Wider-

¹⁾ Hund, O.: Diss. Karlsruhe 1913. — Isakow, L.: Phys. Zeitschr. 12, S. 1224. 1911.

stände so abgeglichen sind, daß bei einem bestimmten Gleichstrom I der Strom im Brückenweig verschwindet. Fließt nun ein Hochfrequenzstrom durch den Bolometerdraht, so wird das Gleichgewicht der Brücke gestört, das Galvanometer zeigt einen Ausschlag, der ziemlich genau dem Stromeffekt proportional ist. Um zu verhindern, daß die Hochfrequenzströme außer den Barreterfaden auch die anderen Zweige der Brücke durchfließen, sind zwei Drosselspulen in den Barreterzweig geschaltet. Zur weiteren Erschwerung des Eindringens von Hochfrequenz in die anderen Brückenweige ist die Anordnung eines Blockkondensators zwischen den dem Barreterfaden abgewendeten Enden der beiden Drosseln zweckmäßig (in Abb. 668 nicht eingezeichnet). Sein kapazitiver Widerstand muß klein gegen den an den Drosselenden auftretenden Kombinationswiderstand der Brücke sein. Die Induktivität der Drosseln richtet sich nach den in Frage kommenden Frequenzen, und zwar muß die Impedanz der Drosseln groß gegen den Widerstand des Barreterfadens sein. Die Eigenkapazität der Drosseln muß vernachlässigbar und ihr Gleichstromwiderstand klein gegen den Widerstand des Barreterfadens sein. Zwei Blockkondensatoren verhindern den Übertritt des Gleichstromes in die Hochfrequenzanordnung. Die Empfindlichkeit einer Barreteranordnung ist bestimmt durch die an den Galvanometeranschlußklemmen auftretende Spannungsdifferenz, wenn der Bolometerfaden von einem Wechselstrom bestimmter Effektivstärke durchflossen wird und der Widerstand des Galvanometers unendlich groß ist. Für einen endlichen Widerstand des Galvanometers ist dann die Reduktion des Empfindlichkeitswertes aus der Gleichung: $\eta = \frac{w}{w + k}$ zu berechnen, wobei w den Galvanometerwiderstand und k eine aus den Widerstandsgrößen der Brücke zu berechnende Konstante bedeutet. Wechselströme von der Größenordnung 10^{-4} A lassen sich noch bequem mit Zeiger galvanometern am Barreter messen, während mit Spiegelgalvanometer noch 10^{-5} A meßbar sind.

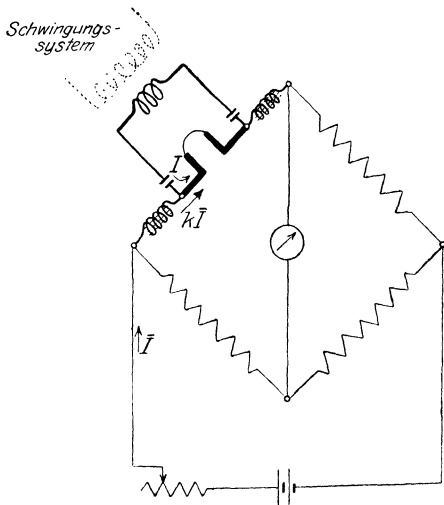


Abb. 668. Bolometerschaltung.

Hochempfindliche Barretergeräte werden von der Firma Dr. R. Hase, Hannover, gebaut. Der Barreterfaden hat einen Widerstand von etwa 350Ω , der bei Maximalbelastung von 1 mA bis etwa 650Ω ansteigt. Die anderen Brückenweige werden durch drei unveränderliche Manganinwiderstände gebildet. Die Abgleichung der Brücke im kalten Zustande erfolgt durch Änderung der Gleichspannung (etwa 2 V) mit einem Potentiometer. Der eigentliche Barreterfaden ist in ein hochgradig evakuiertes Glasgefäß eingeschmolzen und in einer leicht auswechselbaren Einsatzdose thermisch gut isoliert. Für sehr genaue Messungen ist es zweckmäßig, die eingebauten Drosseln durch solche größerer Induktivität und geringerer Kapazität zu ersetzen.

Eine andere Bolometeranordnung ist in Abb. 669 dargestellt; diese hat den Vorteil, daß die Punkte C und D bei variablem Wechselstrom sehr annähernd die gleiche Spannung haben, womit die Drosselspulen, falls sie überhaupt nötig sind, sehr viel kleiner dimensioniert werden können.

Um den Meßbereich eines Barretters zu erweitern, kann man Nebenschlüsse zum Galvanometer legen. Hierbei ist darauf zu achten, daß die Maximalbelastung

des Fadens nicht überschritten und der aperiodische Schwingungszustand nicht verändert wird. Ferner kann man zur Erweiterung des Meßbereiches Nebenschlüsse zum Barretter legen, diese müssen selbstinduktions- und kapazitätsfrei sein. Außerdem muß ein Kondensator großer Kapazität zwischen Nebenschluß und Barretter gelegt werden.

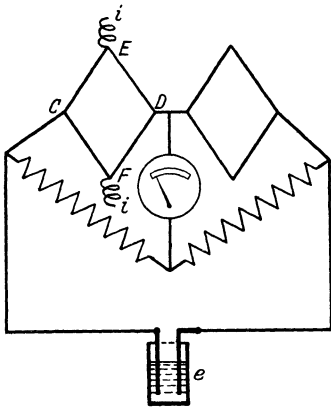


Abb. 669. Bolometerschaltung.

Die **Eichung** der Barretteranordnung geschieht für Hochfrequenz am besten nach dem Stromwandlerprinzip, das unter „Empfangsmeßmethoden“ (S. 700) beschrieben ist. Auf die Primärseite des Stromwandlers schaltet man ein geeignetes Thermoelement, auf die Sekundärseite den zu eichenden Barrettersatz. Für Tonfrequenz kann man die Widerstandsverzweigungsmethode verwenden, wie sie allgemein zum Eichen eines empfindlichen Instrumentes mit einem unempfindlichen angewandt wird. Nur ist auf möglichst geringe Kapazität und Induktivität der Widerstände zu achten.

C. Mit Gleichrichterdetektoren.

Die größte Empfindlichkeit für die Messung hochfrequenter Wechselströme erhält man bei Benutzung von Gleichrichtern in Verbindung mit Gleichstrominstrumenten oder in Verbindung mit einem Telephon. Als geeignete Gleichrichter kommen in erster Linie in Frage Kristalldetektoren und Elektronenröhren, wobei es dahingestellt bleiben mag, ob bei Kristalldetektoren die Gleichrichterwirkung allein wirksam ist oder ob noch andere Effekte in Erscheinung treten. Als Gleichstrominstrumente werden Drehspulgalvanometer oder zur Messung kurzdauernder Ströme auch Fadengalvanometer benutzt (s. S. 610). Über Strommessungen mit Detektor und Telephon s. den Abschnitt über quantitative Empfangsmessungen (S. 687). Die Schaltungen sind verschieden, je nach der Art des angewandten Detektors.

a) Mit Kristalldetektoren.

Über die Gleichrichterwirkung eines Kristalldetektors, d. h. das Verhältnis des Wechselstromes zum Gleichstrom läßt sich kein allgemeingültiges Gesetz aufstellen (vgl. S. 424), bei kleinen Stromstärken ist der Gleichstrom nahezu proportional dem Quadrat des zu messenden Wechselstromes. Will man daher Detektor und Galvanometer nicht nur als Resonanzanzeiger, sondern zu Strommessungen benutzen, so ist vorher die Aufnahme einer Eichkurve erforderlich. Da sich überdies die Empfindlichkeit eines Kristalldetektors leicht ändert, z. B. bei Erschütterungen und bei Überlastung, so ist bei genauen Strommessungen eine Nachprüfung der Empfindlichkeit von Zeit zu Zeit erforderlich. Der Kristalldetektor muß aus eben diesem Grunde auch möglichst erschütterungsfrei aufgestellt werden. Trotz dieser Mängel ist der Kristalldetektor wegen seiner außerordentlich großen Empfindlichkeit und wegen der Einfachheit der Schaltung auch heute noch unentbehrlich.

Schaltung. Wegen des hohen Widerstandes des Detektors kommt eine direkte Schaltung in den Stromkreis nur selten in Frage. Am gebräuchlichsten ist die Anwendung des lose gekoppelten aperiodischen Kreises (Abb. 670); Spule, Detektor und Kapazität liegen in Serie, parallel zum Kondensator das

Gleichstrominstrument. Die Kopplung mit dem Stromkreise kann induktiv, kapazitiv, galvanisch oder gemischt sein, die Art und der Grad der Kopplung richten sich nach den jeweiligen Verhältnissen und dem Zweck, der mit der Strommessung verfolgt wird. Bei Empfangsaufnahmen, Resonanzeinstellungen von Schwingungskreisen, Aufnahme von Resonanzkurven, Dämpfungsmessungen usw. kann es einerseits auf Erzielung großer Resonanzschärfe, andererseits auf Erzielung größter Empfindlichkeit ankommen. Zur Erzielung größter Empfindlichkeit wird man möglichst

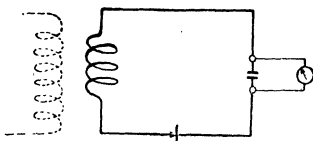


Abb. 670. Aperiodischer Detektorkreis.

feste Kopplung wählen, zur Erzielung großer Resonanzschärfe möglichst lose, damit die Dämpfung des Stromkreises durch den angekoppelten Detektorkreis nicht merklich vergrößert wird. In der Schaltung Abb. 670 kann der

Detektor mit dem Blockkondensator vertauscht werden. Ein Beispiel kapazitiver Kopplung gibt die Schaltung Abb. 671, die kapazitive Kopplung ist sehr lose, wenn man den Detektorkreis nur an einem Punkt mit dem Stromkreis verbindet. ($C_3' = 0$, sog. Einpunktschaltung.) Der Blockkondensator, welcher im allgemeinen parallel zum Galvanometer liegt, kann in manchen Fällen, besonders bei hoher Frequenz, fortfallen, da hier die Kapazität der Zuleitungen zum Galvanometer einen für die hochfrequenten Schwingungen genügenden Nebenschluß zum Instrument darstellt. In einigen Fällen wird auch ein abgestimmter Detektorkreis mit Vorteil angewendet. Bei der Benutzung des Detektorkreises ist sorgfältig darauf zu achten, daß keine fremden Streufelder in den Kreis hineininduzieren, da sonst leicht größere Fehler auftreten. Solche Streufelder äußern sich im allgemeinen durch einen Nullausschlag des Galvanometers, sie treten häufig auf bei Wellenmessern, wenn vom Erregerkreis magnetische oder elektrische Streulinien zum Detektor gehen. Symmetrische Schaltung¹⁾ des Detektorkreises (Detektor in der Mitte einer aus zwei gleichen Teilen bestehenden Detektorspule) führt zu weitgehender Beseitigung des Nullausschlages.

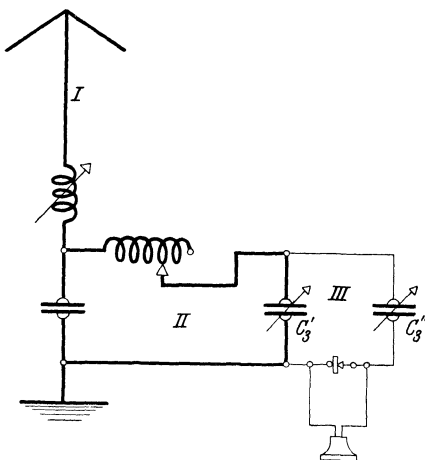


Abb. 671. Kapazitiv gekoppelter Detektorkreis.

b) Mit dem Röhrendetektor.

Die Elektronenröhre kann in zweifacher Weise eine Gleichrichterwirkung ausüben; erstens für jede beliebige Frequenz infolge ihrer zweimal geknickten Anodenkennlinie (vgl. S. 232), zweitens in der Audionschaltung für Gruppenfrequenzen (vgl. S. 253). Die Gleichrichterwirkung, welche auf der Form der Kennlinie beruht, ist um so vollkommener, je mehr die Kennlinie sich einer aus drei geradlinigen Stücken zusammengesetzten Linie nähert. Die Empfindlichkeit ist um so größer, je größer die Steilheit ist. Besonders geeignet sind Zweigitterröhren (Langmuir'sches Raumladenetz). Der Vorzug des Röhrengleichrichters gegenüber den Kristall-

¹⁾ Giebe, E. u. E. Alberti: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 16, S. 242. 1921.

detektoren besteht in weitgehender Konstanz, die Empfindlichkeit ist im allgemeinen geringer. Man mißt in dieser Anordnung den mittleren halbseitigen Strom (bzw. die Spannung an einem Hochfrequenzwiderstand). Der effektive Strom ergibt sich daraus erst, wenn man die Kurvenform und bei genaueren Messungen außerdem die Stromspannungskurve der Röhre kennt¹⁾. Über die Gleichrichterwirkung in der Audionschaltung s. S. 254.

V. Leistungs- und Verlustmessungen.

Bearbeitet von E. Alberti.

Technische Leistungsmesser für Hochfrequenz sind bisher noch nicht in der Vollkommenheit ausgeführt worden, daß sie in der Praxis Eingang gefunden hätten. Die für Niederfrequenz ausgebildeten Leistungsmesser sind wegen starker induktiver und kapazitiver Störungen im Bereich schneller Schwingungen nicht verwendbar. Eine spezielle Konstruktion für Hochfrequenz ist von Eastham²⁾ angegeben worden; sie beruht auf dem Dynamometerprinzip und ist als Torsionsgerät ausgebildet. Bei kleinen Leistungsfaktoren und sehr hohen Frequenzen sind jedoch merkliche Fehler zu erwarten. Eine andere Konstruktion für Hochfrequenzmessungen ist von Chireix³⁾ angegeben. Es handelt sich um ein thermisches Wattmeter, bei dem der Nadelausschlag durch die Differenz der Ausdehnungen zweier Hitzdrähte hervorgerufen wird (Stromverteilungsprinzip). Die im folgenden angegebenen Meßmethoden gelten auch für Mittel- und Niederfrequenz⁴⁾.

Über **Verlustmessungen an Kondensatoren** s. S. 627.

I. Aus Strom und Wirkwiderstand.

Die einfachste und am häufigsten angewandte Methode zur Bestimmung einer Hochfrequenzenergie besteht in der Messung des Wirkwiderstandes (S. 675) und der effektiven Stromstärke, aus denen sich die Leistung zu

$$N = \frac{R}{2} J_{\text{eff}}^2$$

ergibt. Diese Methode ist die wichtigste für **Leistungs- und Verlustmessungen an der natürlichen Antenne**. Hierbei muß die Strommessung im Strombauch (S. 213) erfolgen, der bei geerdeten Antennen in der Nähe der Erdung (je nach dem Leitvermögen der Erde), bei Antennen mit Gegengewicht nahe dem Gegengewicht liegt. Je nachdem welchen Widerstand man in die Leistungsgleichung einsetzt, erhält man die gesamte Leistung, die ausgestrahlte Leistung oder die Leistungsverluste. Über die Messung der verschiedenen Antennenwiderstände s. S. 686.

¹⁾ Salinger, H.: T.F.T. 9, S. 28. 1920.

²⁾ Eastham, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 11, S. 266. 1916.

³⁾ Chireix, H.: Radioélectricité. Bull. Techn. 1924, Nr. 57.; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 23, S. 91. 1924.

⁴⁾ Weitere Methoden für Mittel- und Niederfrequenz siehe z. B. Martens, F.: Phys. Grundlagen der Elektrotechnik. Braunschweig 1915. — Jaeger, W.: Elektrische Meßtechnik. Leipzig 1922. — Skirl, W.: Meßgeräte für Wechselstrom-Leistungsmessungen. Berlin 1923. — Kohlrausch, F.: Lehrbuch d. prakt. Physik. Leipzig-Berlin 1923.

2. Mit dem Elektrometer¹⁾.

Die Messungen mit dem Elektrometer, welche bei Niederfrequenz gerade dort angewandt werden, wo es auf höchste Genauigkeit ankommt, sind für Hochfrequenz im allgemeinen nicht zu empfehlen, da durch kapazitive und induktive Störungen leicht große Meßfehler entstehen, die nur durch größte Sorgfalt zu vermeiden sind. Am einfachsten ist wohl die Messung mit dem Binantenelektrometer (S. 599) in der Schaltung Abb. 672. Der Leistungsverbraucher w_x , (in der Abbildung ein Kondensator C) wird in Serie mit einem rein Ohmschen Widerstande w geschaltet, an den die beiden Nadelhälften des Elektrometers angeschlossen sind, während die beiden Schachteln (Binanten) am Kondensator liegen. Die Leistung ist dann proportional dem Ausschlag α der Nadel:

$$N = k \alpha = i^2 w_x.$$

Die Elektrometerrausschläge werden schon durch geringfügige Änderungen der Versuchsanordnung, z. B. der Leitungsführung und durch Wirbelstromverluste beeinflusst. Die Eichung des Elektrometers muß daher bei Hochfrequenz von

möglichst der gleichen Periodenzahl erfolgen, wobei jede Änderung der Leitungsführung, die zur Verlustmessung selbst diene, zu vermeiden ist. Zur Eichung schaltet man in Serie mit dem Leistungsverbraucher w_x einen zweiten Ohmschen Widerstand w' , so daß ihre Summe $w_x + w'$ zwischen den Binanten liegt. Die Ablenkung α geht dadurch über in α' , der Strom i in i' . Die Elektrometerkonstante k ergibt sich dann aus der Gleichung

$$k = \frac{w'}{\frac{\alpha'}{i'^2} - \frac{\alpha}{i^2}}.$$

Für die Ablenkungen α und α' ist das Mittel aus den vier Einzelwerten zu bilden, die man erhält, wenn sowohl die Binanten als auch die Nadelhälften vertauscht werden.

3. Durch drei Spannungsmessungen.

In Reihe mit dem Verbrauchskreis wird ein rein Ohmscher Widerstand R geschaltet und mit einem Elektrometer die effektiven Spannungen e_{12} , e_{23} und e_{13} gemessen. Die Leistung ist dann:

$$N = \frac{e_{13}^2 - e_{12}^2 - e_{23}^2}{2R}.$$

Die Methode ist in dieser Art nur anwendbar für größere Werte von φ . In der Abänderung von Hohage²⁾ läßt sie sich jedoch auch für kleine Werte von φ benutzen. Abb. 673 gibt die Anordnung von Hohage. Parallel zu dem Stromverbraucher w_w und dem in Serie geschalteten, induktionslosen Widerstande R wird eine Spule mit großer Selbstinduktion und kleinem Gleichstromwiderstand gelegt, die in der Mitte eine Abzweigung 4 erhält, so daß $e_{14} = e_{34}$. Wird dann R geändert bis $e_{12} = e_{23}$, so ist der Scheinwiderstand des Verbrauchers $w_w = R$.

¹⁾ Rein-Wirtz: Radiotelegr. Praktikum. 3. Aufl. Berlin 1922, S. 247. — Mayer, E.: Phys. Zeitschr. 14, S. 394. 1913.

²⁾ Hohage, K.: Techn. Mitt. d. Versuchskomp. d. Tafeln Nr. 2. 1917; Helios 25, S. 193 u. 201. 1919. — Salinger, H.: TFT. 9, S. 28. 1920.

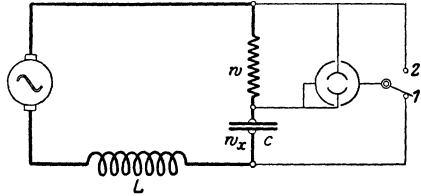


Abb. 672. Schaltung zur Leistungsmessung mit Binantenelektrometer.

Greift man nun an einem Teile r des Widerstandes R die Spannung e_{25} ab und ändert r so lange, bis $e_{25} = e_{24}$ ist, dann ist, wie aus dem Diagramm Abb. 674 hervorgeht, $\sin \frac{\varphi}{2} = \frac{r}{R}$. Der Leistungsverbrauch in w_w berechnet sich zu

$$N = e_{12} i \cos \varphi = \frac{e_{12}^2}{R} \cos \varphi .$$

Zur Feststellung, ob der Strom im Verbraucher der Spannung vor oder nach-eilt, wird noch ein induktionsfreier Widerstand R' in Serie mit einem Konden-

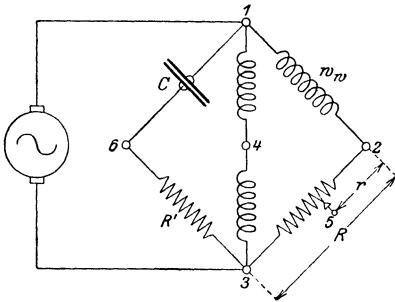


Abb. 673. Anordnung zur Leistungsmessung nach Hohage.

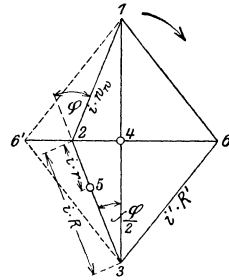


Abb. 674. Diagramm zur Dreispannungsmethode von Hohage.

sator C der Anordnung parallel geschaltet, und zwar so, daß die beiden Anschlüsse kommutiert werden können, R' und C sind so zu wählen, daß $e_{16} = e_{36}$. In beiden Kommutatorstellungen wird die Spannung e_{26} gemessen. Ist e_{26} größer, wenn R' an 1 liegt, so eilt der Strom der Spannung e_{26} voraus und umgekehrt, wie sich aus Abb. 674 leicht ergibt. Statt des Elektrometers kann zur Spannungsmessung auch ein Röhrenvoltmeter (S. 652) benutzt werden, doch ist dabei zu berücksichtigen, daß dieses nicht die effektive Spannung, sondern die mittlere halbsseitige Spannung mißt. Die effektive Spannung ergibt sich daraus erst, wenn man die Kurvenform und bei genaueren Messungen außerdem die Stromspannungskurve der Röhre kennt (Salinger).

4. Mit der Thermokreuzbrücke¹⁾.

Die Anordnung der Abb. 667, S. 660 kann zu Leistungsmessungen benutzt werden, wenn man in die vier Zweige der Brücke vier gleiche Blockkondensatoren legt. Die Spannung wird über einen hohen Vorschaltwiderstand an die Brückenpunkte a und c angelegt, während der Strom an den Punkten b und d zugeführt wird. Die Leistung ist dann $N = \frac{\alpha}{k}$, wenn α der Galvanometerausschlag und k die Brückenkonstante ist. Die Eichung erfolgt am besten mit zwei bekannten Strömen J_1, J_2 gleicher Frequenz und gleicher Phase nach der Gleichung $k = \frac{\alpha}{J_1 J_2}$.

5. Mit dem Differentialtransformator²⁾.

Der Verbraucher wird in den einen Zweig des Differentialsystems (Abb. 675) gelegt, während in den anderen Zweig ein Variometer L_s , ein veränderlicher Luft-

¹⁾ Hund, A.: Hochfrequenzmeßtechnik. Berlin 1922, S. 152.

²⁾ Hund, A.: Diss. Karlsruhe 1913. Berlin: Julius Springer 1913.

kondensator C_S und ein rein Ohmscher Widerstand r geschaltet wird. L_S , C_S und r werden so lange verändert, bis der Stromeffekt in der Sekundärspule des Transformators verschwindet. Die Leistung ist dann:

$$N = \frac{J^2}{4} r,$$

wenn J den mit einem Hitzdrahtinstrument im Hauptzweige gemessenen Strom bedeutet. Bei sehr kleinen Verlusten ist der Widerstand des Variometers zu berücksichtigen. Es ist ferner darauf zu achten, daß durch induktive oder kapazitive Störungen keine Fehler hervorgerufen werden, was erst dann erreicht ist, wenn der Indikator vollkommene Stromlosigkeit anzeigt.

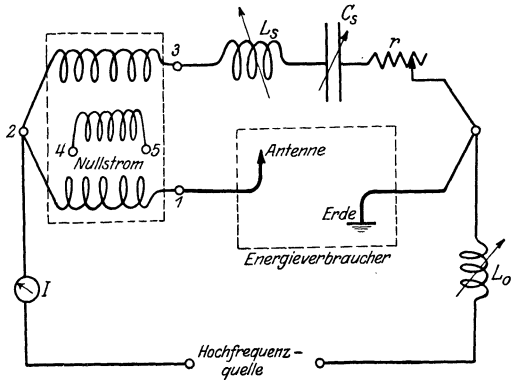


Abb. 675. Leistungsmessung mit Differentialtransformator.

6. Mit der Braunschen Röhre¹⁾.

Man benutzt eine Braunsche Röhre mit zwei zueinander senkrecht stehenden elektrischen Ablenkungsfeldern, von denen das eine der Spannung, das andere dem Strom proportional gemacht wird. Dabei wird der Strom über einen Kondensator geschickt, der dem einen Ablenkungskondensator parallel geschaltet ist. Der Flächeninhalt der von dem Kathodenstrahl beschriebenen, geschlossenen Lissajous'schen Figur ist dann proportional der Leistung. Die Bestimmung des Proportionalitätsfaktors geschieht mit Hilfe von Gleichspannungen. Die Methode ist nicht sehr zuverlässig, weil jede Härteänderung der Röhre zwischen der Leistungsmessung und der Gleichstromeichung zu Fehlern führt.

7. Kalorimetrische Verlustmessung²⁾.

In Fällen, in welchen die zu messende Energie in einem beschränkten Raume nur in Wärme umgesetzt wird, läßt sich die kalorimetrische Methode vielfach mit Vorteil anwenden, z. B. bei der **Bestimmung des Verlustes in Senderöhren**, wo die elektrische Methode erhebliche meßtechnische Schwierigkeiten bietet, oder bei **Verlustmessungen an Spulen**. Die kalorimetrische Methode bleibt jedoch, da sie ziemlich zeitraubend ist, im wesentlichen auf Laboratoriumsversuche beschränkt. Es wird die Temperaturerhöhung der Kalorimeterflüssigkeit mit der Zeit unter ständigem Rühren der Flüssigkeit beobachtet. Es ist dann die Leistung

$$N = \frac{W}{0,239} \frac{T}{t},$$

wo W den Wasserwert des Kalorimeters, T die korrigierte Temperaturerhöhung und t die Einschaltdauer bedeutet. Bei der Anwendung für hochfrequente Schwingungen ist darauf zu achten, daß durch Wirbelströme in den Metallteilen des Kalorimeters (Gefäßwände, Rührer, Quecksilberthermometer) keine zusätzlichen

¹⁾ Hund, A.: Hochfrequenzmeßtechnik. Berlin 1922, S. 151.

²⁾ Preuner, G., u. L. Pungs: Verh. D. Phys. Ges. **21**, S. 594. 1919; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **15**, S. 469. 1920. Ferner Lehms, L.: Arch. f. Elektrotechn. **12**, S. 443. 1923.

Verluste auftreten. Als Kalorimeterflüssigkeit eignet sich gut Paraffinöl. Die Eichung geschieht am besten empirisch durch elektrische Erwärmung eines in das Kalorimeter getauchten Widerstandsdrahtes unter gleichzeitiger Messung der elektrischen Energie.

Die kalorimetrische Messung ist außerordentlich genau, wenn man sich einer **Differentialschaltung** bedient. Dazu sind jedoch zwei gleiche Kalorimeter sowie

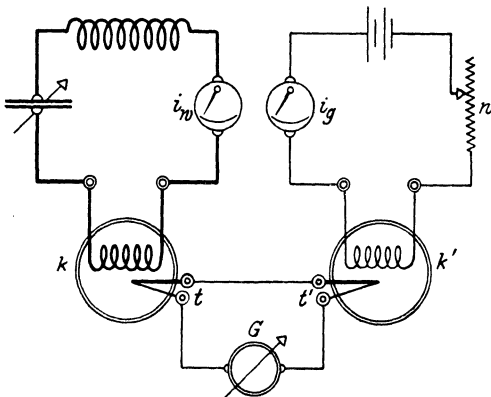


Abb. 676. Kalorimeter-Differentialschaltung zur Verlustmessung an Spulen.

der Gegenstand, in welchem die zu messende Leistung verbraucht wird, in zwei gleichen Ausführungen erforderlich. Abb. 676 zeigt die Schaltung für die Bestimmung des Verlustwiderstandes einer Spule. In die beiden einander gleichen Ölkalorimeter k und k' sind die beiden gleichen Spulen eingetaucht, durch eine Spule wird Hochfrequenzstrom, durch die zweite Gleichstrom geschickt. Die Thermoelemente t und t' sind über ein Galvanometer G von kleinem Widerstand gegeneinander geschaltet. Der Gleichstrom i_g wird durch Änderung des Widerstandes w so eingestellt und von Zeit zu

Zeit so nachreguliert, daß beim schließlich eintretenden Dauerzustand der Galvanometerausschlag völlig verschwindet. Durch Vertauschen der Kalorimeter und Wiederholung der Versuche werden die Ungleichheiten in den Kalorimetern und Spulen ausgeglichen. Aus den abgelesenen Mittelwerten ergibt sich

$$i_w^2 w_w = i_g^2 w_y.$$

VI. Bestimmung von Wellenlängen und Wellengruppenfrequenzen.

Bearbeitet von E. Alberti.

Die Methoden zur Bestimmung von Wellenlängen seien nach praktischen Gesichtspunkten eingeteilt in Meßmethoden, welche bei Sendern (Oszillatoren) und Meßmethoden, welche bei Empfängern (Resonatoren) Anwendung finden. Die Methoden greifen teilweise ineinander über. Zu den Meßmethoden bei Empfängern gehören sinngemäß auch die Methoden zur Bestimmung der Eigenfrequenz von Schwingungskreisen, Spulen, Kondensatoren, sowie die Eichung von Wellenmessern. Die Bestimmung von Wellengruppenfrequenzen ist gesondert behandelt (S. 674).

Über die Beziehung zwischen Wellenlänge, Schwingungsdauer und Fortpflanzungsgeschwindigkeit s. S. 181.

1. Wellenlängenmessungen bei Sendern (Oszillatoren).

A. Durch Auswertung von Schwingungskurven.

Diese Methoden sind Absolutmethoden, im wesentlichen auf Laboratoriumsmessungen beschränkt und haben hauptsächlich historisches Interesse. Sie sind außerdem nur für die Bestimmung großer Wellenlängen anwendbar.

a) Nach der Methode von Feddersen¹⁾.

Enthält der Schwingungskreis eine Funkenstrecke und beobachtet man die Funken in einem rotierenden Spiegel, so sieht man eine Reihe von abwechselnd hellen und dunklen Streifen. Der Abstand zweier aufeinanderfolgender heller oder dunkler Streifen entspricht der Zeit einer halben Periode. Aus der Tourenzahl (n) des Spiegels in der Minute, dem Abstände (S) des Spiegels von der photographischen Platte und dem doppelten Abstand (a) zweier heller Streifen (entsprechend einer vollen Periode) voneinander berechnet man die Zeit einer Periode und damit die Wellenlänge zu:

$$\lambda = \frac{60}{4\pi} \cdot 3 \cdot 10^8 \frac{a}{nS} \text{ [m].}$$

b) Mit dem Gehrkeschen Glimmlichtoszillographen²⁾.

Man beobachtet im Glimmlichtoszillographen (S. 612) den Strom oder unter Vorschaltung eines hohen Widerstandes die Spannung, deren Frequenz bestimmt werden soll. Im rotierenden Spiegel beobachtet man wieder abwechselnd helle und dunkle Streifen, aus deren Abstand man wie bei der Feddersenschen Methode die Frequenz bestimmt. Nimmt man eine zweite Schwingung hinzu, welche mit der zu untersuchenden Schwingung Schwebungen ergibt, so braucht man die Umlaufgeschwindigkeit des Spiegels nicht zu kennen (Scheller).

B. Mittels des Paralleldrahtsystems von Lecher³⁾.

Die Methode kommt nur für sehr kleine Wellenlängen (bis zu etwa 500 m) und für Laboratoriumsmessungen in Frage, sie ist eine absolute Methode und besonders geeignet für Eichzwecke. Man koppelt den Schwingungskreis induktiv mit einem System paralleler Drähte, deren gegenseitiger Abstand klein ist gegen ihre Länge (z. B. 1 mm dicke Drähte bei 20 bis 25 mm Abstand, die Länge richtet sich in der Hauptsache nach der benutzten Wellenlänge). Das Paralleldrahtsystem wird am stärksten erregt, wenn seine Länge $\frac{1}{2}$ oder $\frac{1}{4}$ Wellenlänge der Schwingung in Luft oder ein Vielfaches davon beträgt, je nachdem das Drahtsystem beiderseits oder nur an einem Ende leitend überbrückt ist. Als Brücke dient ein Drahtstück gleicher Sorte. Die Abstimmung erfolgt durch Verschiebung der einen Brücke. Zweckmäßiger ist es noch, statt des Brückendrahtes eine Plattenbrücke⁴⁾ zu verwenden, d. h. eine Metallscheibe, deren Ebene senkrecht auf den Paralleldrähten steht. Die Paralleldrähte werden durch zwei Öffnungen der Plattenbrücke hindurchgeführt und durch Schleiffedern metallisch mit ihr verbunden. Der Vorteil dieser Anordnung besteht in der größeren Abstimmenschärfe. Die Resonanz erkennt man am Aufleuchten einer zwischen den Brücken oder am offenen Ende über die Drähte gelegten Heliumröhre. Statt der Spannungsknoten kann man auch die Strommaxima beobachten. Infolge der gegenüber der Lichtgeschwindigkeit etwas verringerten Ausbreitungsgeschwindigkeit längs der Drähte ist eine kleine Korrektur von etwa 1% anzubringen (Hund).

¹⁾ Feddersen, W.: Pogg. Ann. 113, S. 437. 1861; 116, S. 132. 1862.

²⁾ Diesselhorst, H.: Verh. D. Phys. Ges. 5, S. 320. 1907; 6, S. 306. 1908; ETZ 29, S. 703. 1908.

³⁾ Gehrke, E.: ETZ 26, S. 697. 1905. — Diesselhorst, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 1, S. 262. 1908. — Hund, A.: Scient. Pap. Bur. of Stand. 19, S. 487. 1924.

⁴⁾ Schriever, O.: Ann. d. Phys. 63, S. 645. 1920.

C. Bei Hochfrequenzmaschinen aus ihrer Umdrehungszahl.

Man bestimmt die Umdrehungszahl der Maschine mit einem Tachometer oder bei sehr genauen Messungen zweckmäßig mit einem Chronographen. Unter Berücksichtigung evtl. vorhandener Frequenztransformationen erhält man die Frequenz der Schwingung und daraus die Wellenlänge absolut:

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{n(1/\text{sec})} \text{ [m] .}$$

D. Durch Strom- und Spannungsmessung.

Man mißt die Wechselspannung e an einem Kondensator von bekannter Kapazität C und bestimmt gleichzeitig den Strom i , der durch den Kondensator fließt. Dann ist die Wellenlänge:

$$\lambda = 6 \pi \frac{C e}{i} \cdot 10^8 \text{ [m] ,}$$

wenn e in Volt, i in Ampere und C in Farad gemessen wird. Der Wechselstromwiderstand des Spannungsmessers muß groß gegen den kapazitiven Widerstand von C sein. Es ist ferner darauf zu achten, daß keine Gleichstromspannung am Voltmeter liegt, oder es ist die abgelesene Spannung e um den Betrag der Gleichstromspannung e_g nach der Gleichung

$$e^1 = \sqrt{e^2 - e_g^2}$$

zu korrigieren.

E. Mit einem geeichten Wellenmesser (in Resonatorschaltung).

Mit dem Oszillator (Sender), dessen Frequenz gemessen werden soll, koppelt man möglichst lose einen geeichten technischen Wellenmesser (S. 614) oder, falls ein solcher nicht zur Verfügung steht, einen aus Kapazität und Selbstinduktion zusammengesetzten, geeichten Schwingungskreis. Nach der Einstellung auf Resonanz liest man die zugehörige Wellenlänge auf der Skala oder Eich-tabelle des Wellenmessers ab. Ist die Kopplung nicht lose genug, so erhält man unsymmetrische Resonanzkurven oder Resonanzkurven, welche zwei Maxima besitzen (z. B. infolge von Funken- oder Büschelentladungen zwischen den Belegungen des variablen Kondensators). Die Ursache für unsymmetrische Resonanzkurven ist häufig auch darin zu suchen, daß der Oszillator direkt oder über irgendwelche Leitungen auf den Indikatorkreis induziert. In allen diesen Fällen stimmt die abgelesene Wellenlänge nicht mit der vom Sender ausgestrahlten überein¹⁾. Vielfach beobachtet man bei Wellenmessern, besonders wenn ungeschützte Kondensatoren verwandt werden, einen Einfluß der Umgebung, z. B. beim Nähern der Hand. Es ist dann der Wellenmesser möglichst bei derselben Anordnung zu eichen bei der er benutzt wird, der Beobachter muß sich bei der Einstellung möglichst weit entfernen.

Außer den auf S. 614 angeführten, bei technischen Wellenmessern üblichen Resonanzindikatoren kann man zur Feststellung der Resonanz auch Dynamometer benutzen (S. 605). Die Methode ist außerordentlich genau, weil der Dynamometereffekt bei Resonanz beider Schwingungskreise sehr schnell durch Null geht²⁾.

Über die Eichung von Wellenmessern s. S. 674.

¹⁾ Zenneck, J.: Lehrb. d. drahtl. Telegr. 4. Aufl. Stuttgart 1916, S. 139ff. — Wien, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 1, S. 462. 1908; Ann. d. Phys. 25, S. 625. 1908. — Loewe, G.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 6, S. 325. 1912. — Giebe, E., u. E. Alberti: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 16, S. 242. 1921.

²⁾ Mandelstam, L., u. N. Papalexi: Ann. d. Phys. 33, S. 490. 1910. — Rohmann, H.: Ann. d. Phys. 34, S. 979. 1911. — Dieckmann, M.: Ann. d. Phys. 24, S. 771. 1907.

F. Mit Schwebungsmethoden¹⁾.

Diese sind nur anwendbar, falls es sich um die Bestimmung der Wellenlänge ungedämpfter oder sehr schwach gedämpfter Schwingungen handelt, nicht für tönende Funkensender.

a) Mit einer Hilfsschwingung bekannter Frequenz.

Man induziert auf einen Telephonkreis die Schwingung, deren Frequenz bestimmt werden soll und gleichzeitig eine ungedämpfte oder sehr schwach gedämpfte Hilfsschwingung bekannter Frequenz. Ändert man eine der beiden Frequenzen, so hört man im Telephon einen Schwebungston, sobald die beiden Schwingungen oder zwei ihrer harmonischen Oberschwingungen nahezu in Resonanz sind. Beiderseits der Resonanz liegt je ein Tonspektrum, bei der Resonanzlage selbst verschwindet der Schwebungston. Es gilt dann $w_1 : w_2 = p : q$, wo p und q irgendwelche kleinste ganze Zahlen sind. Ist der Näherungswert der gesuchten Frequenz w_2 bekannt, so lassen sich leicht die kleinsten ganzen Zahlen p und q angeben, welche in die obige Gleichung zur genauen Berechnung von w_2 einzusetzen sind. Ist kein Näherungswert bekannt oder ist man im Zweifel, welche ganzen Zahlen p und q in Frage kommen, so ist eine zweite analoge Messung mit zwei anderen harmonischen Oberschwingungen erforderlich. Es gilt dann $w_1 : w_2 = r : s$, wo r und s wieder zwei kleinste ganze Zahlen sein müssen. p , q , r und s sind so zu wählen, daß sich aus beiden Messungen das gleiche w_2 ergibt.

Liegt die Frequenz $w_1/p = w_2/q$ im hörbaren Bereich, was z. B. beim Vergleich mit der Frequenz einer Stimmgabel der Fall ist, so hört man auf dieser Frequenz in der Nähe der genauen Abstimmung $w_1 : w_2 = p : q$ Schwebungen, welche bei der richtigen Einstellung verschwinden. Die genaueste Messung ergibt sich jedoch in der Nähe der Resonanz, wo die Schwebungen ganz langsam erfolgen, durch Zählen der Schwebungen pro Sekunde mit Stoppuhr oder Chronograph. Aus der Zahl der Schwebungen ergibt sich die Differenz der beiden Schwingungsfrequenzen. Wird die Zahl der Schwebungen größer, wenn man die bekannte Hilfsfrequenz erhöht, so ist die gesuchte Frequenz um die berechnete Differenz tiefer als die Hilfsfrequenz.

Anstatt die Schwebungen mit dem Telephon abzuhören, was auf die Dauer ermüdend wirkt, kann man auch ein Galvanometer als optischen Schwebungsanzeiger benutzen. Der Zeiger steht still, wenn die beiden Frequenzen genau übereinstimmen²⁾.

b) Aus der Verstimmung der Hilfsfrequenz³⁾.

Ein elektrischer Schwingungskreis mit der Selbstinduktion L und einem geichteten Kondensator von der Kapazität C wird (z. B. mittels einer Senderöhre) in elektrische Schwingungen versetzt. Vorausgesetzt wird, daß für die Frequenz die Thomsonsche Formelt gelte. Die Frequenz dieser Hilfsschwingung wird dann so lange geändert, bis sich aus dem Verschwinden des Schwebungstones die Resonanzlage ergibt. Dann wird der Kondensator C um den kleinen Betrag ΔC geändert, der so groß sein muß, daß man die Zahl Δn der nun wieder auftretenden Schwebungen noch bequem und sicher zählen kann. Aus der ganzen Kapazität C des Schwingungskreises, der Änderung dieser Kapazität ΔC und der Zahl der Schwebungen Δn berechnet man die gesuchte Schwingungszahl:

$$n = -2C \frac{\Delta n}{\Delta C}$$

¹⁾ Lindemann, F.: Verh. D. Phys. Ges. 14, S. 624. 1912. — Abraham, H., u. Bloch: Ann. de phys. 12, S. 237. 1919. — Wien, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 608. 1919. — Grüneisen, E., u. E. Merkel: Zeitschr. f. Phys. 2, S. 277. 1920.

²⁾ Hund, A.: Proc. Inst. Rad. Eng. 13, S. 207. 1925.

³⁾ Weller, R.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 599. 1919.

Bei ganz hohen Frequenzen, wenn die Schwebungen nicht mehr zählbar sind, bestimmt man den entstehenden Schwebungston Δn durch Vergleich mit einer Stimmgabel bekannter Tonhöhe.

Verhält sich die Frequenz des Vergleichskreises zu der gesuchten Frequenz wie $p : q$ (p und q kleinste ganze Zahlen), so bleibt die Methode anwendbar, doch ist in obiger Gleichung statt ΔC einzusetzen $p \Delta C$.

Die Genauigkeit der Methode ist beschränkt (etwa 1%).

Über Wellenlängenmessungen mit Quarzresonatoren s. S. 620.

2. Wellenlängenbestimmung bei Empfängern (Resonatoren).

A. Durch Rechnung aus der Thomsonschen Formel.

Die Eigenfrequenz eines Schwingungskreises kann nach der Thomsonschen Formel aus den gemessenen oder berechneten Werten der Selbstinduktion L und der Kapazität C berechnet werden, wenn Selbstinduktion und Kapazität möglichst getrennt und gut definiert sind. Geeignet sind als Selbstinduktion einlagige Spulen aus Drahtlitze auf Glas- oder Porzellanzyklindern von großem Durchmesser. Bei diesen Spulen ist der Hauteffekt gering, die für langsame Wechselströme gefundene Selbstinduktivität gilt auch für Hochfrequenzströme. Zur Kapazität des Kondensators C ist die der Spule c zu addieren, die man etwa aus der mit einem Wellenmesser bestimmten Eigenfrequenz der Spule ohne Kondensator bestimmt. Zu L tritt als Korrektion l die Selbstinduktion des Kondensators und die der bifilaren Zuleitung, die man aus den Dimensionen berechnet. Die Wellenlänge ist dann:

$$\lambda = 2 \pi v \sqrt{(L + l)(C + c)},$$

wo λ in cm, L in Henry, C in Farad zu rechnen sind und $v = 3 \cdot 10^{10}$ ist.

Um genau definierte Kapazitäten zu haben, ist es zweckmäßig, die Kondensatoren elektrisch abzuschützen. Für sehr genaue Messungen ist es erforderlich, auch die Spulen (durch Schutzhüllen aus unterteiltem Stanniol) abzuschützen, da sonst die Spulenkapazität von der Umgebung abhängig ist (s. Normalwellenmesser der P.-T. Reichsanstalt S. 616).

Die aus der Thomsonschen Formel errechnete Eigenfrequenz eines Schwingungskreises ist nur richtig, solange der Schwingungskreis mit anderen Kreisen äußerst lose gekoppelt ist. Infolgedessen kann man z. B. bei Sendern die Wellenlänge der ausgestrahlten Schwingung nur näherungsweise aus den Daten der Schwingungskreise berechnen.

Tabellen und Tafeln zur Berechnung der Frequenz und Wellenlänge nach der Thomsonschen Formel s. S. 1160.

B. Mit einem geeichten Wellenmesser in Oszillatorschaltung.

Der Wellenmesser wird in Oszillatorschaltung durch eine Wechselstromquelle (Funkenstrecke mit Induktor, Saitensummer, Mikrophonsummer oder Röhrensummer) zu Eigenschwingungen erregt und mit dem zu untersuchenden Schwingungskreis möglichst lose gekoppelt. Die Resonanzeinstellung erfolgt mit Hilfe eines aperiodischen Detektorkreises oder mit einem Dynamometer aus dem Dynamometereffekt. Dann ist die Eigenfrequenz des Schwingungskreises gleich der des Wellenmessers, evtl. multipliziert mit der Ordnungszahl der benutzten Oberschwingung. Der Wellenmesser muß in der Schaltung geeicht sein, in welcher er benutzt wird.

Diese Methode wird vielfach angewandt, um bei Empfängern die Wellenlänge der von außen aufgenommenen Schwingungen zu bestimmen. Die Genauigkeit

der Methode ist ziemlich beschränkt, da die Resonanzkurven der mit Summer erregten Wellenmesser im allgemeinen ziemlich flach sind. Genauer sind die folgenden Methoden.

C. Mit einem geeichten Wellenmesser in Resonatorschaltung.

a) Über eine Hilfsschwingung.

Man erregt den zu eichenden Schwingungskreis in loser Kopplung mit einer Hilfsschwingung und stimmt beide aufeinander ab. Die Wellenlänge der Hilfsschwingung bestimmt man dann nach der Methode 1, E oder F (S. 670). Diese Methode ist besonders zur Bestimmung der Eigenfrequenz von Selbstinduktionen oder Kondensatoren und zur Eichung von Wellenmessern geeignet. Sie ist vergleichbar der bei Oszillatoren gebräuchlichen Schwebungsmethode mit einer Hilfsschwingung bekannter Frequenz (1, F, a).

Handelt es sich um die Bestimmung von Fernwellenlängen, so stimmt man zunächst die Empfangsanordnung, mit welcher man die Fernwellen aufnimmt, auf diese ab. Sodann erregt man den Empfänger mit der Hilfsschwingung und sucht durch Änderung der Frequenz der Hilfsschwingung die Resonanz. Dann ist die Wellenlänge der von außen aufgenommenen Schwingung gleich der Wellenlänge der Hilfsschwingung.

b) Durch Energieentziehung bei Audionschaltung¹⁾.

Diese Methode ist nur anwendbar beim Empfang ungedämpfter Schwingungen. Die Schaltung geht aus Abb. 677 hervor. Mit dem Antennenkreis (PC_1) ist eine

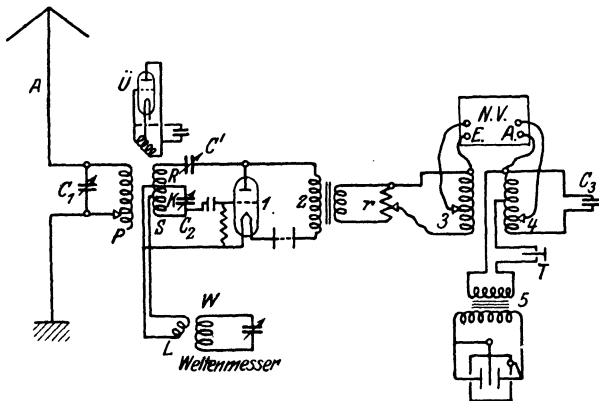


Abb. 677. Wellenlängenmessung beim Empfänger nach Alberti-Leithäuser.

Audionschaltung [Leithäuser²⁾] lose gekoppelt. Die sehr empfindliche kapazitive Rückkopplung des Audions wird so eingestellt, daß Eigenschwingungen noch nicht einsetzen, daß aber die geringste in die Antenne einfallende Schwingung gleicher Frequenz genügt, Schwingungen im Audion aufrechtzuerhalten, die jedoch sofort wieder aussetzen, sobald die Energiezufuhr aus der Antenne aufhört. Durch einen Überlagerer werden die Schwingungen hörbar gemacht. Wird nun der Schwin-

¹⁾ Alberti, E., u. G. Leithäuser: ETZ 44, S. 1027. 1923.

²⁾ Leithäuser, G.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 30. 1923.

gungskreis des Audions sehr lose mit einem Wellenmesser (W) gekoppelt, so bewirkt die geringste Energieentziehung ein Absinken des Anodenwechselstromes der Elektronenröhre. Das Absinken ist am größten bei Resonanz. Die Änderung des Anodenstromes wird hinter einem Niederfrequenzverstärker mit einem Einfadenelektrometer beobachtet. Bei Abstimmung haben die in die Antenne einfallende Schwingung, der Schwingungskreis des Audions und der Wellenmesser die gleiche Frequenz. Die Anordnung ist so empfindlich, daß selbst die Wellenlängen der entferntesten Stationen damit gemessen werden können. Die Genauigkeit der Methode beträgt wenige Zehntel Promille.

Um das Fadenelektrometer, das beim Betrieb vielleicht nicht immer angebracht ist, als Indikator zu vermeiden, ist die Methode von Herzog¹⁾ dahin abgeändert, daß als Indikator ein sehr empfindliches Gleichstrominstrument mit Kompensation benutzt und, statt die Wellenlänge der Empfangsenergie direkt zu messen, die Frequenz eines auf die Empfangswelle abgestimmten Hilfssenders bestimmt wird.

D. Eichung von Wellenmessern.

Wegen der praktischen Bedeutung sei im folgenden ausgeführt, welche von den im vorhergehenden besprochenen Methoden am zweckmäßigsten für die Eichung von Wellenmessern sind.

Die aus der Thomsonschen Formel berechneten Wellenlängen (2, A) sind bei Berücksichtigung der Spulenkapazität und der Selbstinduktion des Kondensators und der Zuleitungen außerordentlich genau, bei Verwendung abgeschützter Kondensatoren und Spulen bis auf wenige Zehntel Promille.

Die Eichung eines Wellenmessers durch Vergleich mit einem Normalwellenmesser erfolgt nach 1, E, wenn der Wellenmesser in Oszillatorschaltung (als Sender) geeicht werden soll, nach 2, B oder genauer nach 2, C, a, wenn er in Resonatorschaltung geeicht werden soll. Die beiden Eichkurven sind nicht identisch. Bei der Eichung mit einer Hilfsschwingung nach der Methode 2, C, a kann man die Eichung des Wellenmessers bei Benutzung der harmonischen Oberschwingungen auf eine einzige bekannte Wellenlänge aufbauen. Der Hilfssender muß außerordentlich konstant sein, zweckmäßig benutzt man einen Röhrensender mit nicht zu starker Heizung und koppelt den Wellenmesser mit einer in den Anodenkreis geschalteten Kopplungsspule.

Für sehr kurze Wellenlängen (etwa unter 20 m) ist die Eichung mittels des Paralleldrahtsystems von Lecher die genaueste.

3. Messung von Wellengruppenfrequenzen.

Bei Funkenentladung wie bei jeder Stoßerregung wird eine bestimmte Anzahl von Wellenzügen in der Sekunde ausgestrahlt, welche gleich der Funkenzahl pro Sekunde ist. Diese kann bei Verwendung eines Funkeninduktors und eines Motorunterbrechers aus der Tourenzahl des Unterbrechers bestimmt werden. Die Entladungszahl ist gleich der Tourenzahl, wenn nur eine Entladung bei jeder Unterbrechung erfolgt. Finden Partialentladungen statt, so ist die einfachste Methode zur Bestimmung der Wellengruppenfrequenz die stroboskopische.

Eine schwarze Kreisschreibe mit einem eingezeichneten weißen Radius wird durch einen Motor in Umdrehungen versetzt und die Umdrehungsgeschwindigkeit so lange geändert, bis der weiße Radius bei Belichtung mit der Funkenentladung

¹⁾ Herzog, A.: Telefunken-Zeitung 7, S. 56. 1924.



Abb. 678. Entladungsanalysator nach Fleming.

stillzustehen scheint. Zweckmäßiger ist die Verwendung des

Entladungsanalysators

(Abb. 678) nach J. A. Fleming¹⁾, bei dem an Stelle des weißen Zeigers auf der schwarzen Scheibe eine Geißlersche (Helium- oder Neon-) Röhre tritt, die durch Schleifringe vom Meßkreis erregt wird. Man reguliert die Tourenzahl des Motors so, daß das Bild der Röhre stillstehend erscheint. Die Zahl der leuchtenden Radien mal der Tourenzahl des Motors gibt die Entladungszahl. Aus der Art des sichtbaren Sternes ist zu entnehmen, ob Partialentladungen stattfinden oder nicht. Bei Abb. 679 finden vier Entladungen während jeder Umdrehung statt, bei Abb. 680 vier Gruppen von je drei Partialentladungen.



Abb. 679.



Abb. 680.

Aufnahmen mit dem Entladungsanalysator.

VII. Messung des Dämpfungsdekrementes und des Wirkwiderstandes von Schwingungskreisen²⁾.

Bearbeitet von E. Alberti.

Das logarithmische Dämpfungsdekrement ϑ und der Wirkwiderstand W eines Schwingungskreises sind durch folgende Beziehungen miteinander verbunden:

$$\vartheta = D \cdot \pi = \frac{w_{\Omega}}{2 L_H} \cdot T = \frac{w_{\Omega}}{2 L_H} \cdot \frac{1}{f} = \pi w_{\Omega} \sqrt{\frac{C_F}{L_H}} = \frac{\lambda_{cm}}{2 \cdot c} \cdot \frac{w_{\Omega}}{L_H} = 2 \pi^2 c \frac{w_{\Omega} C_F}{\lambda_{cm}}$$

¹⁾ Fleming, J. A.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 1, S. 68. 1907.

²⁾ Rein-Wirtz, Radiotelegr. Praktikum. 3. Aufl. Berlin: Julius Springer 1922. — Zenneck, J., u. H. Rukop: Lehrb. d. drahtl. Telegr. 5. Aufl. Stuttgart: Ferd. Enke 1925.

wo $c (= 3 \cdot 10^{10})$ die Lichtgeschwindigkeit ist und D eine mitunter gebrauchte, auch als Dämpfung bezeichnete Größe bedeutet. Aus dem Wirkwiderstand ergibt sich der Leistungsverbrauch zu $i^2 w$, wenn i die wirksame Stromstärke ist. Der Wirkwiderstand bei Hochfrequenz wird gelegentlich auch als Hochfrequenzwiderstand bezeichnet.

1. Bestimmung des Dämpfungsdekrementes aus der Resonanzkurve des Stromeffektes über der Verstimmung.

Die Art der Messung ist verschieden, je nachdem man zur Erregung gedämpfte oder ungedämpfte Schwingungen benutzt.

A. Erregung mit gedämpften Schwingungen (Bjerknessche Resonanzmethode).

Der Meßkreis II wird in extrem loser Kopplung durch einen Primärkreis I erregt und durch Veränderung der Kapazität des Kreises II der Verlauf des Stromeffektes in der Nähe der Resonanz aufgenommen. Zur Messung des Stromeffektes dient zweckmäßig ein ebenfalls mit dem Kreise II lose gekoppelter aperiodischer Hilfskreis mit Thermoelement und Galvanometer (vgl. S. 608). Man erhält zunächst die Summe der beiden Dämpfungen ϑ_1 des Primärkreises und ϑ_2 des Meßkreises. Zur Trennung der beiden Größen ist eine weitere Messung erforderlich, die man durch Zuschalten eines induktions- und kapazitätsfreien Widerstandes in den Meßkreis gewinnt.

Zur Bestimmung der Summe $\vartheta_1 + \vartheta_2$ ist nicht die vollständige Aufnahme der Resonanzkurve nötig, es genügt die Bestimmung des Stromeffektes bei Resonanz und einer Verstimmung. Sind die Kapazität C_r des Meßkreises bei Resonanz und die Kapazität C' bei Verstimmung bekannt, so ergibt sich bei nicht zu großer Verstimmung

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \pi \left(\frac{C' - C_r}{C'} \right) \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i} \right)^2 - 1}},$$

wo i_r und i den Strom im Meßkreis II bei Resonanz und bei Verstimmung bedeuten. Sind dagegen die Wellenlängen des Meßkreises für die beiden Einstellungen bekannt, so berechnet sich

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = 2\pi \cdot \left(\frac{\lambda' - \lambda_r}{\lambda'} \right) \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i} \right)^2 - 1}}.$$

Die Meßgenauigkeit wird erhöht, wenn man zwei Verstimmungen von der Resonanzlage aus vornimmt, eine zu größeren und eine zu kleineren Werten der Kapazität. Werden die Verstimmungen so gewählt, daß der Stromeffekt bei beiden der gleiche ist, so wird

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \pi \frac{\lambda'' - \lambda'}{\lambda_r} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i} \right)^2 - 1}} = \frac{\pi}{2} \frac{C'' - C'}{C_r} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i} \right)^2 - 1}}.$$

Die Methode vereinfacht sich, wenn man die Kapazität von der Resonanzlage aus nach beiden Richtungen so weit ändert, daß der Stromeffekt bei Verstimmung halb so groß ist wie bei Resonanz $i^2 = \frac{i_r^2}{2}$. Alsdann gilt für einfache Verstimmung:

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = 2\pi \frac{\lambda' - \lambda_r}{\lambda'} = \pi \frac{C' - C_r}{C'}$$

und für beiderseitige Verstimmung:

$$\vartheta_1 + \vartheta_2 = \pi \frac{\lambda'' - \lambda'}{\lambda_r} = \frac{\pi C'' - C'}{2 C_r}.$$

Die Gleichungen sind nur gültig, solange $\frac{C' - C_r}{C'}$ klein ist gegen 1.

Um nun die Einzeldekremente zu bestimmen, schaltet man einen bekannten kapazitäts- und induktionsfreien Widerstand W dem Meßkreise zu und vergrößert dadurch sein Dekrement ϑ_2 um $\vartheta'_2 = 2\pi^2 c \frac{C_F W \Omega}{\lambda_m}$, dabei sinkt der Resonanzstrom auf den Wert i'_r . Hieraus ergibt sich dann das Dekrement des Meßkreises

$$\vartheta_2 = \frac{\vartheta'_2}{\left(\frac{i_r}{i'_r}\right)^2 \cdot \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{\vartheta_1 + \vartheta_2 + \vartheta'_2} - 1}.$$

Ist der zugeschaltete Widerstand W nicht bekannt, so erhält man das vergrößerte Dämpfungsdekrement $\vartheta_1 + \vartheta_2 + \vartheta'_2$, indem man auch hier außer der Messung bei Resonanz noch eine Messung bei Verstimmung ausführt. Damit ist dann auch ϑ'_2 bestimmt.

Zur Messung erregt man die gedämpften Schwingungen entweder mit einem gewöhnlichen Funkensender oder mit Stoßerregung. Bei der Erregung mit einem Funkensender kann man leicht eine zu feste Kopplung haben. Es wird dann das Dämpfungsdekrement um den Wert $\frac{\pi^2 k^2}{\vartheta_1}$ zu groß gemessen. Falsche Werte für das Dekrement erhält man ferner, wenn die Resonanzkurve unsymmetrisch ist, was aus verschiedenen Ursachen eintreten kann¹⁾. Zuverlässiger ist die Stoßerregung. Zwischen den Meßkreis III und den Stoßkreis I wird dabei noch ein Zwischenkreis II geschaltet, dem man eine möglichst geringe Eigendämpfung gibt (Abb. 681). Die Schwingungen haben dann die Frequenz des Zwischenkreises.

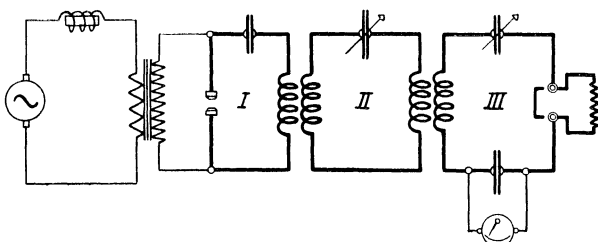


Abb. 681. Dämpfungsmessung nach der Resonanzmethode mit Stoßerregung.

Aus der Messung ergibt sich die Summe der Dekremente des Meßkreises und des Zwischenkreises.

Auf der Methode, die Dämpfung aus der Resonanzkurve durch Resonanzeinstellung und ein oder zwei Verstimnungen zu berechnen, beruhen die meisten technischen Dämpfungsmesser (s. S. 621). Sie verfolgen den Zweck, durch einen festen Aufbau und eine direkte Ablesevorrichtung die Berechnung aus den Gleichungen zu ersparen.

Wesentlich genauer und einfacher als die Messung mit gedämpften ist die Messung mit ungedämpften Schwingungen.

¹⁾ Zenneck, J., u. H. Rukop: Lehrb. d. drahtl. Telegr. 5. Aufl. Stuttgart: Ferd. Enke 1925, besonders S. 139.

B. Erregung mit ungedämpften Schwingungen.

a) Bei loser Kopplung [Rausch v. Trautenberg und Monasch¹⁾].

Zur Berechnung der Dämpfung ist wieder die Messung des Stromeffektes im Meßkreis bei Resonanz i_r und bei einer Verstimmung des Meßkreises i erforderlich. Man erhält hier im Gegensatz zu den vorigen Methoden unmittelbar die Dämpfung ϑ des Meßkreises. Es gilt, wenn die Kapazitäten bekannt sind:

$$\vartheta = \pi \left(\frac{C'}{C_r} - 1 \right) \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i} \right)^2 - 1}}$$

oder falls die den Kondensatoreinstellungen entsprechenden Wellenlängen bekannt sind:

$$\vartheta = \pi \left(\frac{\lambda'^2}{\lambda_r^2} - 1 \right) \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i} \right)^2 - 1}}.$$

Beobachtet man außer der Resonanz wieder zwei Verstimnungen beiderseits der Resonanz, die den gleichen Stromeffekt besitzen, so gelten die Gleichungen:

$$\vartheta = \frac{\pi}{2} \frac{C'' - C'}{C_r} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i} \right)^2 - 1}}$$

und

$$\vartheta = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda''^2 - \lambda'^2}{\lambda_r^2} \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{i_r}{i} \right)^2 - 1}}.$$

Ist die Verstimmung so gewählt, daß dabei der Stromeffekt halb so groß ist wie bei Resonanz $i^2 = \frac{i_r^2}{2}$, so gilt:

$$\vartheta = \frac{\pi}{2} \frac{C'' - C'}{C_r} = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda''^2 - \lambda'^2}{\lambda_r^2}.$$

Voraussetzung der Methode ist sehr lose Kopplung der beiden Kreise, damit eine merkliche Rückwirkung auf den Strom im Primärkreise i_1 und seine Wellenlänge λ_1 nicht eintritt, wovon man sich durch Messung überzeugen kann. Eine Änderung von i_1 bei zu fester Kopplung läßt sich dadurch berücksichtigen, daß man i_2/i_1 statt i in Rechnung setzt, eine Änderung von λ_1 läßt sich durch Messung der Änderung ebenfalls berücksichtigen. Zur Erregung der ungedämpften Schwingungen verwendet man wegen ihrer großen Konstanz zweckmäßig Röhrensender, doch ist, um lose Kopplung zu erzielen, große Leistung erforderlich. Aus demselben Grunde ist eine sehr empfindliche Strommessung im Meßkreise z. B. mit aperiodischem Kreis, Thermokreuz und Spiegelgalvanometer nötig. Die erreichbare Genauigkeit beträgt etwa 1 bis 3 Prozent.

b) Bei fester Kopplung (H. Pauli).

α) Durch Strommessung im Primär- und Sekundärkreis²⁾.

Die Schaltung geht aus Abb. 682 hervor, in welcher C_K, L_K, R_K den Kopplungs-
zweig bedeutet. Ist die Kopplung rein kapazitiv, so ist $L_K = R_K = 0$ zu setzen, ist sie rein induktiv, so ist $R_K = 0, C_K = \infty$. Für die Messung werde rein induktive oder rein kapazitive Kopplung mit dem Kreise I gewählt. Die Kapazität des

¹⁾ Trautenberg, R. v. u. B. Monasch: Phys. Zeitschr. **8**, S. 925. 1907.

²⁾ Pauli, H.: Zeitschr. f. Phys. **5**, S. 376. 1921; Mitt. a. d. Telegraphentechn. Reichsamt **9**, S. 183. 1921.

Sekundärkreises (II) ist $C_2 = \frac{C_S C_K}{C_S + C_K}$, seine Selbstinduktion $L_2 = L_S + L_K$, sein Widerstand $R_2 = R_S + R_K$. Zur Messung ist außer den in beiden Kreisen liegenden Strommessern ein empfindlicher Wellenmesser (am besten als Überlagerer) erforderlich. Verändert werden die Abstimmmittel des Kreises I (am zweckmäßigsten C_1) unter gleichzeitiger Beobachtung der zusammengehörigen Werte der Ströme i_1 und i_2 und der mittels eines dritten Kreises gemessenen Frequenz. Dabei muß ein Minimum des Wertes i_1/i_2 durchschritten werden, das bei kleiner Dämpfung zugleich die Resonanzwelle λ_r anzeigt.

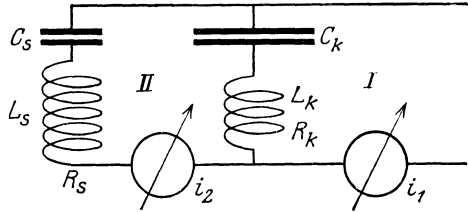


Abb. 682. Dämpfungsmessung durch Strommessungen bei fester Kopplung (H. Pauli).

Zur Auswertung der Beobachtungen suche man rechnerisch oder graphisch zu beiden Seiten der Resonanz solche Wellen λ' und λ'' , die zu gleichen Verhältnissen $i_1^2/i_2^2 = a$ gehören, und bilde bei rein induktiver Kopplung der beiden Kreise die Werte $\left(\frac{\lambda'^2 - \lambda''^2}{2\lambda_r^2}\right)^2 = x$, bei rein kapazitiver Kopplung dagegen die Werte $\left(\frac{\omega' - \omega''}{\omega_r}\right)^2 = x$. Dann trage man die a -Werte als Ordinaten über ihren x -Werten als Abszissen auf, verlängere die entstehende gerade Linie bis zum Schnitt mit der x -Achse, wo sie D^2 , das Quadrat der gesuchten Dämpfung, abschneidet (vgl. als Beispiel Abb. 683). Es ist $D = \frac{\vartheta}{\pi} = \frac{R_2}{\omega_r L_2} = \frac{R_2}{\omega_2 L_2} = \omega_2 C_2 R_2$. Die Steigung der

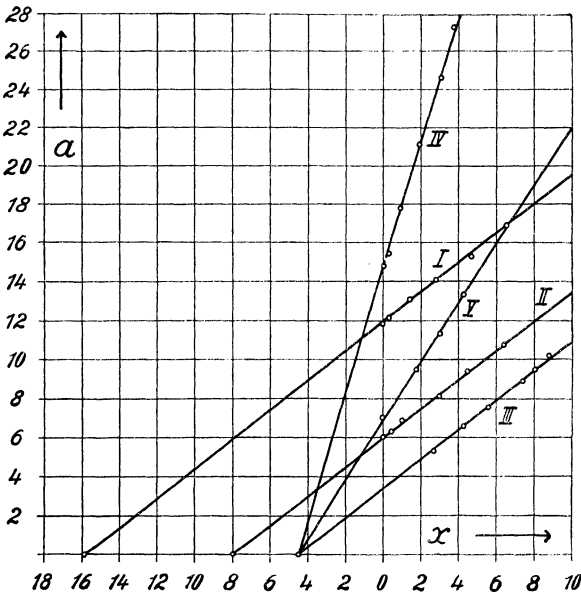


Abb. 683. Graphische Auswertung der Beobachtungen bei der Paulischen Dämpfungsmethode.

Geraden hängt von der Kopplung ab, andere Kopplung muß bei gleicher Dämpfung denselben Achsenabschnitt liefern (s. III, IV, V der Abb. 683). Bei Zuschaltung von reinen Widerständen verschiebt die Gerade sich parallel (s. I, II, III). Da bei der Messung der Widerstand des Meßinstrumentes im Sekundärkreis mitgemessen wird, so muß dieser nachträglich abgezogen werden. (Bei der im folgenden unter β beschriebenen Methode ist die Anbringung einer solchen Korrektur nicht erforderlich.) Zu berücksichtigen ist dabei, daß der Widerstand im allgemeinen von der Größe des Ausschlages abhängt. Die Änderung des Widerstandes R_2 mit der Frequenz infolge der Stromverdrängung ist in der Theorie in erster Annäherung berücksichtigt.

Vorausgesetzt werden auch bei dieser Methode reine Sinusschwingungen im Primärkreis. Der Wert der Kapazität und Selbstinduktion des zweiten Kreises braucht nicht bekannt zu sein. Der im ersten Kreise liegende Strommesser ist so anzubringen, daß er nicht zugleich von Gleichstrom durchflossen wird. Die mit der Methode erreichbare Genauigkeit beträgt etwa 1 bis 3 Prozent.

Ist bei der eben angegebenen Schaltung die gegenseitige Induktion M der beiden Kreise bekannt, so ist die Dämpfung auch aus der Gleichung

$$D = \omega M \left(\frac{i_1}{i_2} \right) \text{ min}$$

zu berechnen [Osnos¹⁾].

β) Durch Strommessung im Primärkreis und im Kopplungsweig
[Pauli²⁾].

Die Berücksichtigung des zusätzlichen Widerstandes des Meßinstrumentes im Sekundärkreise bei der eben beschriebenen Methode ist umständlich und bringt eine Fehlerquelle in die Messungen. Man kann sie umgehen, wenn man das Meßinstrument aus dem Sekundärkreise in den Kopplungsweig legt, die Messung im übrigen aber genau so durchführt, wie dort angegeben. Bei der rechnerischen oder graphischen Auswertung der Beobachtungen ist dann $a = i_k^2/i_1^2$ zu setzen, wo i_k der Strom im Kopplungsweig ist; im übrigen ist wieder bei rein kapazitiver Kopplung $x = \left(\frac{\omega' - \omega''}{\omega_r} \right)^2$ und bei rein induktiver Kopplung $x = \left(\frac{\lambda'^2 - \lambda''^2}{2\lambda_r^2} \right)^2$. Die reine Widerstandskopplung führt zur Methode der Stromspannungsmessung (vgl. S. 686).

2. Bestimmung des Dämpfungsdekrementes aus der Resonanzkurve des Stromeffektes über dem Frequenzverhältnis [Pauli, H. G. Möller³⁾].

Mißt man bei Veränderung des Sekundärkreises außer dem Stromeffekt die Frequenz der Schwingungen und trägt man das Effektverhältnis über dem Frequenzverhältnis auf, so erhält man Resonanzellipsen, aus welchen sich die Dämpfung gleich dem Verhältnis der Breite zur Höhe ergibt. Desgleichen läßt sich die Dämpfung bei Veränderung des Primärkreises durch Aufnahme der Kurve des Effektverhältnisses über dem Frequenzverhältnis bestimmen. Näheres s. Literatur.

¹⁾ Osnos, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **26**, S. 10. 1925.

²⁾ Pauli, H.: Zeitschr. f. Phys. **6**, S. 118. 1921.

³⁾ Pauli, H.: Zeitschr. f. Phys. **5**, S. 376 bis 386. 1921; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **18**, S. 338 bis 347. 1921; **19**, S. 42. 1922. — Möller, H. G.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **16**, S. 402. 1920.

3. Bestimmung des Dämpfungsdekrementes aus Frequenzverhältnis und Verstimmung [K. Heegner, H. Pauli¹⁾].

Bei Aufnahme der Frequenzresonanzkurve erhält man eine größte relative Differenz der entstehenden Frequenzen. Diese, addiert zu der zugehörigen relativen Verstimmungsbreite, ergibt die doppelte Dämpfung. Näheres s. Literatur.

4. Bestimmung des Dämpfungswiderstandes durch Vergleich mit einem bekannten Widerstande.

A. Aus der Änderung des Resonanzstromes mit der Größe eines Zusatzwiderstandes im Meßkreise.

Es besteht wieder ein Unterschied der Methode bei der Erregung mit ungedämpften oder mit gedämpften Schwingungen.

a) Erregung mit gedämpften Schwingungen.

α) Verfahren von Loewe²⁾.

Strommesser im Meßkreis. Die Schaltung geht aus Abb. 684 hervor. w'_2 ist der bekannte Zusatzwiderstand, w_1 ist ein zur Erhöhung der Dämpfung

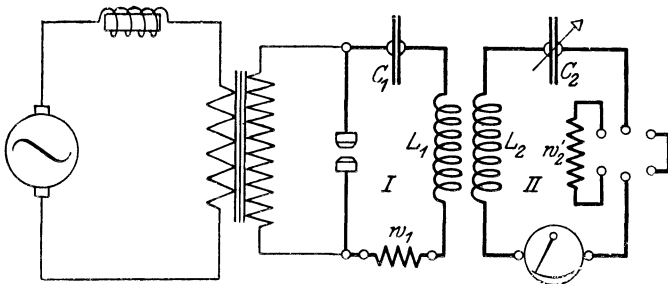


Abb. 684. Dämpfungsmessung nach der Vergleichsmethode von Loewe (Strommesser im Meßkreis).

in den Primärkreis geschalteter großer Widerstand (etwa 15 bis 150 Ω). Es wird bei Resonanz der Strom i_2 im Meßkreise II ohne ρ und der Strom i'_2 mit Zusatzwiderstand gemessen. Der gesuchte Dämpfungswiderstand w_2 berechnet sich aus der Gleichung:

$$w_2 \approx \frac{w'_2}{m-1} + \frac{m}{w_1} \frac{C_2}{C_1} \left(\frac{w'_2}{m-1} \right)^2,$$

wo $m = \left(\frac{i_2}{i'_2} \right)^2$ ist. Das letzte Glied der Gleichung berücksichtigt die Rückwirkung des Meßkreises auf den Erregerkreis, doch ist auch hier noch eine lose Kopplung der beiden Kreise vorausgesetzt.

Strommesser im Hilfskreis. Man kann die Kopplung des Sekundärkreises mit dem Primärkreis zur Beseitigung der Rückwirkung extrem lose machen, wenn

¹⁾ Heegner, K.: Arch. f. Elektrotechn. 9, S. 127. 1920. — Pauli, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 42. 1922.

²⁾ Loewe, S.: Dies. Jena 1913; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 7, S. 365. 1913.

man den Strom im Sekundärkreis mit einem induktiv gekoppelten aperiodischen Kreis und einem sehr empfindlichen Strommesser (z. B. Thermokreuz und Spiegelgalvanometer) mißt. Die Schaltung ist in Abb. 685 gegeben. Es tritt nun eine Rückwirkung des Hilfskreises III auf den Meßkreis II auf, man erhält eine scheinbare Vergrößerung des Widerstandes w_2 . Die gleiche Messung liefert jetzt $w_2 + w_K$ statt w_2 . Zur Bestimmung von w_2 ist daher eine zweite Messung mit veränderter Kopplung zwischen Meßkreis und Hilfskreis erforderlich. Für jede einzelne Messung gilt wieder Gl. S. 681 und ist jetzt $m = \left(\frac{i_3}{i_3'}\right)^2$. Liefere die beiden Messungen

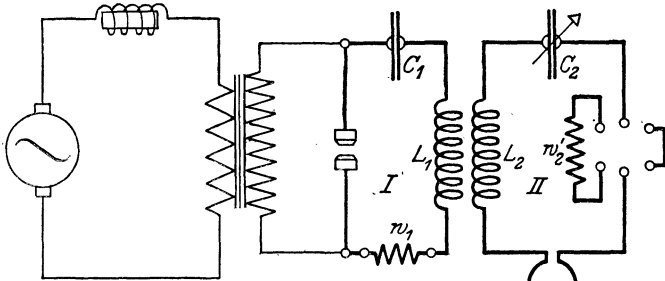


Abb. 685. Dämpfungsmessung nach der Vergleichsmethode von Loewe (Strommesser im Hilfskreis).

bei verschiedenen Kopplungen:

$$w_2 + w_K = a,$$

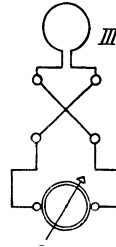
$$w_2 + w_K' = b,$$

so berechnet sich w_2 aus der Gleichung:

$$w_2 = a - \frac{b - a}{m'' - 1},$$

wo

$$m'' = \frac{b}{a} \left(\frac{i_{3K'}}{i_{3K}}\right)^2.$$



Geringe Verstimmungen zwischen dem Stromkreis und dem Meßkreis haben keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit.

β) Verfahren von Högelsberger¹⁾.

Es werden die drei Resonanzstromstärken gemessen, die man ohne Zusatzwiderstand im Meßkreise sowie nach dem Einschalten zweier verschiedener Zusatzwiderstände erhält.

b) Erregung mit ungedämpften Schwingungen.

α) Lose Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis [Lindemann, Fischer²⁾].

Die Schaltung geht aus Abb. 686 hervor. Der Schwingungskreis II, mit dem unbekanntem Widerstande w_2 wird von einem induktiv gekoppelten, auf ihn abgestimmten Schwingungskreis I zu ungedämpften Schwingungen erregt. Der Strom im Meßkreis II wird mit einem Hilfskreis III (meist aperiodisch mit Thermokreuz und Spiegelgalvanometer oder Bolometer) einmal ohne Zusatzwiderstand

¹⁾ Högelsberger, L.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 7, S. 182. 1913; s. a. Rein-Wirtz: Radiotelegr. Praktikum. Berlin: Julius Springer 1922.

²⁾ Lindemann, R.: Verh. D. Phys. Ges. 11, S. 28. 1909. — Fischer, C.: Ann. d. Phys. (4) 28. S. 57. 1909.

und dann beim Einschalten eines bekannten, induktivitäts- und kapazitätsfreien Zusatzwiderstandes w' gemessen. Vorausgesetzt ist eine so lose Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis, daß keine Rückwirkung stattfindet. Hierauf ist besonders zu achten, wenn als Primärkreis der Schwingungskreis eines Röhren-

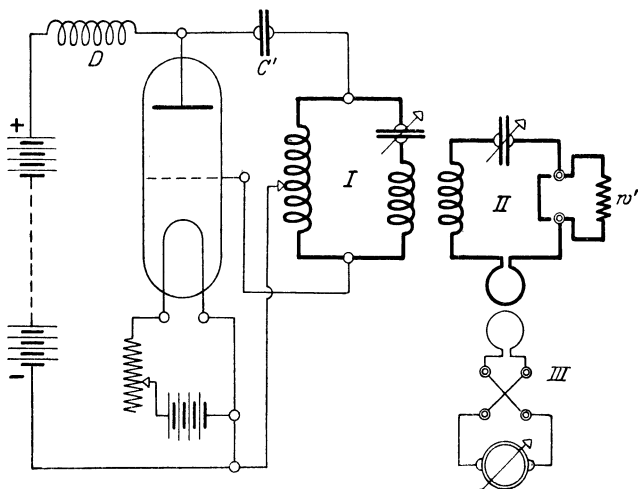


Abb. 686. Dämpfungsmessung nach der Vergleichsmethode von Lindemann und Fischer.

senders benutzt wird (wegen der bekannten „Zieherscheinung“). Dagegen ist eine Rückwirkung des Hilfskreises auf den Meßkreis zugelassen. Diese wird dadurch berücksichtigt, daß die gleiche Messung bei zwei verschiedenen Kopplungen zwischen Hilfs- und Meßkreis durchgeführt wird. Die mit und ohne Zusatzwiderstand im Schwingungskreis gemessenen Stromstärken seien i_{3K} und i'_{3K} .

Die erste Messung ergebe

$$\frac{w'}{i_{3K} - 1} = a$$

oder bei Benutzung eines Thermokreuzes mit Spiegelgalvanometer, wenn die Ausschläge mit α_0 und α bezeichnet werden:

$$\frac{w'}{\frac{\alpha_0}{\alpha} - 1} = a.$$

Die Messung bei veränderter Kopplung ergebe entsprechend:

$$\frac{w'}{i_{3K'} - 1} = b = \frac{w'}{\sqrt{\frac{\beta_0}{\beta_1} - 1}}.$$

Dann ist:

$$w = a - \frac{b - a}{m - 1},$$

wo

$$m = \left(\frac{b}{a}\right)^2 \left(\frac{i_{3K'}}{i_{3K}}\right)^2 = \left(\frac{b}{a}\right)^2 \frac{\beta_0}{\alpha_0}.$$

Bei höheren Frequenzen ist für die Bestimmung des Widerstandes einer Spule eine Korrektur wegen der Spulenkapazität erforderlich. Es berechnet sich der Leistungswiderstand w_2 einer Spule mit der Eigenkapazität γ , die frei von Kapazität den Widerstand w und den Selbstinduktionskoeffizienten L besitzen würde, zu:

$$w_2 = \frac{w}{(1 - \omega^2 \gamma L)^2 + \omega^2 \gamma^2 w^2}$$

oder angenähert zu:

$$w_2 = \frac{w}{(1 - \omega^2 \gamma L)^2}.$$

Die mit der Methode erreichbare Genauigkeit beträgt etwa 1 bis 3/0.

β) Feste Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis [Pauli¹⁾].

Mißt man außer der Stromstärke J_2 im Sekundärkreis auch die Stromstärke J_1 im Primärkreis, so darf die Kopplung so lange erhöht werden, als man die Resonanzfrequenz halten kann, d. h. bis zur kritischen Kopplung ($1 \gg k^2 = D^2$, wo $k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}$ die Kopplung und $D = \frac{\phi}{\pi} = \frac{R_2}{\omega_1 L_2}$ die Dämpfung ist). Man verwendet zweckmäßig eine Reihe von Zusatzwiderständen R_x und hat

$$R_x + R_z \approx \frac{J_1}{J_2}.$$

Bei der graphischen Darstellung von J_1/J_2 über R_x erhält man eine gerade Linie, die auf der R -Achse den gesuchten Widerstand R_x abschneidet. Auch bei dieser Methode läßt sich ähnlich wie bei dem von Pauli für feste Kopplungen erweiterten Rausch von Traubenberg- und Monaschsen Verfahren die Strommessung im Sekundärkreis durch eine Strommessung im Kopplungsweig ersetzen²⁾.

B. Nach der Substitutionsmethode.

Das Prinzip der Methode besteht darin, den Kreis oder das Gerät, dessen Wirkwiderstand gemessen werden soll, in einen Schwingungskreis einzuschalten, diesen durch eine von außen induzierte EMK zu Eigenschwingungen anzuregen, so daß der Kreis wie ein rein Ohmscher Widerstand wirkt, dann den zu messenden Gegenstand durch einen induktions- und kapazitätsfreien Ohmschen Widerstand W_x zu ersetzen und dessen Größe so lange zu verändern, bis der gleiche Strom im Schwingungskreis fließt. Der eingeschaltete Widerstand W_x ist dann gleich dem gesuchten Wirkwiderstand.

Als zweckmäßig hat sich für diese Messungen die in Abb. 687 dargestellte, von Telefunken zu einem Meßgerät ausgearbeitete Schaltanordnung erwiesen. K ist eine kleine Kopplungsspule von wenig Windungen zur Kopplung mit dem Schwingungserzeuger (z. B. einem Röhrensender), C' und L' ein Luftdrehkondensator und eine Selbstinduktionsspule aus Hochfrequenzlitze mit möglichst geringen Verlusten, A ein Hitzdrahtamperemeter (bis 0,5 A), W_x ein induktions- und kapazitätsfreier Widerstand. An die Klemmen xy wird der zu messende Gegenstand (z. B. ein Schwingungskreis CLW) angelegt. S ist ein Umschalter. Die Messung erfolgt in der Weise, daß zunächst der Meßsender auf die Eigenwelle ω_H des Schwingungskreises CLW abgestimmt, dann der Schwingungskreis I über die Kopplungsspule K mit dem Meßsender gekoppelt und durch Änderung

¹⁾ Pauli, H.: Zeitschr. f. Phys. 5, S. 376, besonders S. 385. 1921.

²⁾ Pauli, H.: Zeitschr. f. Phys. 6, S. 118. 1921.

von C' und L' auf ihn abgestimmt wird (Schalter S in Stellung I). Sodann wird durch Umlegen des Schalters S auf Stellung II der Kreis CLW an Stelle des Widerstandes W_x in den Kreis I eingeschaltet. Die Abstimmung dieses Kreises sollte dadurch nicht geändert werden, da ja beide Teile auf die Frequenz des Meßsenders abgestimmt sind. (Unter Umständen ist eine geringe Nachstimmung am Kondensator C erforderlich.) Nach Ablesen des Stromes am Amperemeter A wird der Schalter wieder auf Stellung I gelegt und der Widerstand W_x nun so lange geändert, bis das Amperemeter den gleichen Strom anzeigt. Die Messung ist nach Umpolen der Kopplungsspule K zu wiederholen und der Mittelwert zu bilden. W_x ist dann

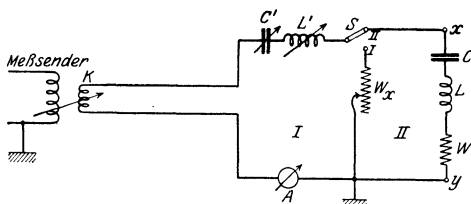


Abb. 687. Dämpfungsmessung durch Substitution.

gleich dem gesuchten Wirkwiderstand des Kreises CLW . Die Kopplung der Spule K mit dem Meßsender muß **äußerst lose** sein, ein „Ziehen“ darf auf keinen Fall eintreten. Eine Induktion des Meßsenders auf L oder L' sowie eine gegenseitige Induktion von L auf L' ist sorgfältig zu vermeiden. Kapazitive Kopplungen der einzelnen Teile zueinander können ebenfalls Störungen verursachen.

Ist der Verlust eines Kondensators zu bestimmen, so schaltet man ihn in Serie mit einer Selbstinduktion von möglichst geringer Dämpfung, bestimmt den gemeinsamen Wirkwiderstand, ersetzt dann den zu messenden Kondensator durch einen verlustfreien Luftkondensator, mißt wieder den gemeinsamen Wirkwiderstand und erhält aus der Differenz der beiden Wirkwiderstände den Verlust des Kondensators. Ist der Wirkwiderstand einer Spule zu bestimmen, so schaltet man sie mit einem verlustfreien Luftdrehkondensator in Serie und erhält unmittelbar den Dämpfungswiderstand der Selbstinduktion.

5. Bestimmung des Dämpfungswiderstandes durch Entladung eines Kondensators¹⁾.

Wird ein Kondensator C (s. Abb. 688) mit Hilfe einer Batterie B auf eine Spannung V_0 aufgeladen und dann nach Umlegen eines Schalters N von c nach b über eine Spule L entladen, so entstehen in dem Kreise CL gedämpfte Schwingungen. Die Potentialdifferenz an der Spule ist $L \frac{di}{dt}$, das zeitliche Integral E des Quadrates dieser Spannung kann mit Hilfe eines Elektrometers G an den Enden der Spule gemessen werden. Ist α_0 der Ausschlag des Elektrometers, β seine ballistische Konstante, so ist der Hochfrequenzwiderstand R der Spule:

$$R = \frac{L}{2E} V_0^2 = \frac{L}{2\beta\alpha_0} V_0^2.$$

Macht man eine zweite Messung nach Einschalten eines bekannten von der Frequenz

¹⁾ Pedersen, O.: Vid. Selsk. Math.-fys. Medd. 4, S. 5. 1922; Wireless World a. Rad. Rev. 1922, S. 135; Proc. Inst. Rad. Eng. 13, S. 215. 1925.

unabhängigen Widerstandes r in den Schwingungskreis, so ergibt sich aus beiden Messungen :

$$R = \frac{r \alpha_r}{\alpha_0 - \alpha_r}.$$

Hier ist also die Kenntnis von V_0 , L und β nicht mehr erforderlich. Die Methode ist anwendbar, wenn der Kondensator C verlustfrei ist. Ist dies nicht der Fall,

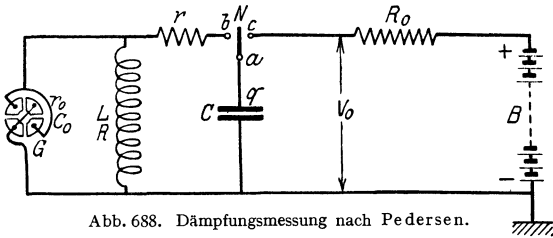


Abb. 688. Dämpfungsmessung nach Pedersen.

so wird der Kondensator C durch Überbrücken der Strecke $a-c$ dauernd an Spannung gelegt und durch den Schalter N nur noch a mit b verbunden. Es ist dann jedoch der wirksame Widerstand des Kreises um den Betrag:

$$W^0 = \frac{1}{R_0} \cdot \frac{L}{C}$$

vergrößert, welcher Betrag von dem nach obiger Gleichung berechneten Wert abziehen ist. Voraussetzung ist ferner, daß der Widerstand $R_0 \ll \rho$, den Verlustwiderstand des Kondensators, daß der Schalter N keine Verluste hat, und daß die Zuleitungen zum Elektrometer einen kleinen Widerstand haben. Über die Konstruktion des Schalters und des Elektrometers vgl. die Originalarbeit. Die Methode ist auch anwendbar zur Bestimmung des Hochfrequenzwiderstandes von Dielektrics. Die Fehlergrenze beträgt etwa 1 Promille.

6. Aus Strom- und Spannungsmessung [Pauli, Chireix, Osnos¹⁾].

Nimmt man in der Schaltung der Abb. 682 im Kopplungsweig k einen rein Ohmschen Widerstand, der seinem Betrage nach groß ist gegen R_s und legt man das Meßinstrument aus dem Sekundärkreise in den Kopplungsweig, d. h. legt man in den k -Zweig einen Wechselspannungsmesser mit geringem Stromverbrauch, so erhält man den Dämpfungswiderstand aus dem Ohmschen Gesetz:

$$R_s = \frac{E}{J_1}.$$

Diese von Pauli angegebene Methode hat eine bemerkenswerte Abänderung von Chireix und Osnos erfahren, die sich besonders **zur Messung von Antennenwiderständen** eignet.

Der Antennenkreis wird zu diesem Zweck mit einem Sender gekoppelt und angenähert auf die Senderfrequenz abgestimmt. Die Kopplung kann beliebig fest sein. Dann wird in den Antennenkreis nach Abb. 689 zwischen Kopplungsspole und Antenne ein angenähert abgestimmtes Glied $C_z L_z$ geschaltet und ein Volt-

¹⁾ Pauli, H.: Zeitschr. f. Phys. **6**, S. 209. 1921. — Chireix, H.: Radioélectricité **5**, S. 33. 1924. — Osnos, M.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. **26**, S. 10. 1925.

Die Methoden von Chireix und Osnos scheinen identisch zu sein, obwohl in der Anordnung eine kleine Abweichung besteht. Der von Osnos in die Antenne geschaltete Zusatzkondensator C_z (Abb. 689) fehlt bei Chireix. Obige Darstellung folgt dem Gedankengange von Osnos.

meter zwischen die mit P und Q bezeichneten Punkte gelegt. Beim Verschieben des Punktes Q längs der Spule L_z ergibt sich an einer bestimmten Stelle ein Spannungsminimum. Dieses tritt ein, sobald der zwischen P und Q liegende kapazitive Widerstand genau gleich dem induktiven Widerstand ist. Die Spannung E wird dann gleich dem Ohmschen Spannungsverlust in der Antenne und

$$r_a = \frac{E_{\min}}{i_a}$$

Das Verfahren kann natürlich auch im Zwischenkreise angewandt werden, wobei der Ohmsche Widerstand der Antenne und des Zwischenkreises zusammen gemessen wird.

7. Aus Leistungsmessung und Strom- oder Spannungsmessung.

Die Leistung mißt man zweckmäßig nach der kalorimetrischen Methode (vgl. S. 667), nach dem Dreisspannungsmeßverfahren (S. 665) oder durch Messung mit dem Binantelektrometer (S. 665). Aus der gleichzeitig gemessenen wirksamen Stromstärke oder der wirksamen Spannung ergibt sich der Dämpfungswiderstand nach der Gleichung:

$$N = i^2 w = \frac{e^2}{w}$$

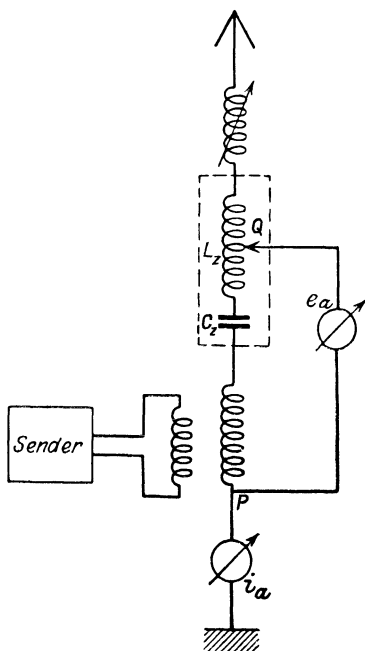


Abb. 689. Dämpfungsbestimmung durch Strom- und Spannungsmessung.

VIII. Messung der Empfangsintensität.

Bearbeitet von G. Anders.

1. Relative Bestimmung der Empfangslautstärke.

Das gebräuchlichste Verfahren zur Bestimmung von Lautstärken im Empfangstelephon ist die „**Parallelohm methode**“. Ein induktions- und kapazitätsarmer Widerstand wird parallel zum Hörer gelegt und so lange verkleinert, bis beim Telegraphieempfang die Morsezeichen, beim Telephonieempfang die Sprache oder Musik gerade noch zu erkennen sind. Das Verhältnis der Gesamtstromstärke i (Abb. 690) zu der Stromstärke im Hörer i_H , die gerade noch hörbare Zeichen liefert, bezeichnet man als **Hörbarkeit** H :

$$H = \frac{i}{i_H} = \frac{w + w_H}{w}$$

wenn w_H den Wechselstromwiderstand des Hörers und w den zum Hörer parallelgeschalteten Widerstand, bei dem die Zeichen gerade noch gehört werden, bedeuten.

Gut bewährt hat sich der Lautstärkenmesser der Signalgesellschaft Kiel in Form eines Kurbelwiderstandes mit 52 Kontakten. Schematisches Schaltbild: Abb. 690.

Die Hörbarkeiten sind logarithmisch von 1 bis 100 000 abgestuft, und zwar in Stufen von 25% Änderung der Hörbarkeit. Eine feinere Abstufung ist zwecklos, da das Ohr kleinere Änderungen der Lautstärke nicht wahrnimmt. Infolge der gewählten Spannungsteilerschaltung (Gesamtwiderstand: 14 500 Ω) bleibt bei Hörbarkeiten etwa über 50 der Klemmenwiderstand der ganzen Anordnung konstant; es ist dies eine Bedingung, die häufig gestellt wird. Ferner ist in diesem Bereiche die Hörbarkeit umgekehrt proportional dem vom Spannungsteiler abgegriffenen Widerstande. Die Eichung in „Hörbarkeiten“ gilt nur für die beigegebenen Hörer (1 Hör- und 1 Meßtelefon) von je 4000 Ω Gleichstrom- und 14 500 Ω Wechselstromwiderstand.

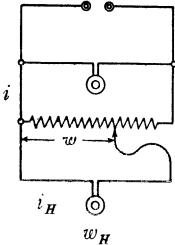


Abb. 690. Schaltung zur Lautstärkemessung.

Anwendungsmöglichkeiten: Vergleich der Lautstärke verschiedener Empfänger oder Tonfrequenzverstärker. Rohe Beurteilung von Schwankungen der Empfangslautstärke.

Zur Bestimmung von Empfangsstärken ist jedoch die Methode infolge subjektiver Einflüsse des Beobachters, Inkonstanz der Empfänger und Verstärker (namentlich bei Anwendung von Rückkopplung und Überlagerung), mangelnder Proportionalität zwischen Endlautstärke und Stromstärke in der Empfangsantenne, Luftstörungen und Frequenzschwankungen des Senders unzuverlässig¹⁾. Wenn irgend angängig, sollte daher für diese Zwecke eine der unten beschriebenen quantitativen Meßmethoden angewandt werden.

2. Quantitative Messung der Stärke des von einer Sendeanlage ausgestrahlten elektromagnetischen Feldes²⁾.

A. Messung der Strahlungsleistung einer Sendeanlage. Bestimmung von effektiven Höhen von Sende- und Empfangsantennen (Nahmessungen).

a) Verfahren von Braun³⁾ und Rausch von Traubenberg⁴⁾.

Bei diesen Verfahren wird ein Empfangsrahmen verwendet, der durch einen Drehkondensator auf die Empfangswelle abgestimmt und dessen Ebene in die Richtung größter Empfangsstärke gedreht ist. Der im Rahmenkreis durch das zu messende elektromagnetische Feld erzeugte Hochfrequenzstrom wird durch ein in den Kreis geschaltetes Hochfrequenzmeßinstrument bestimmt. Dem Stromzeiger wird die größte Leistung zugeführt, wenn sein Widerstand dem Wirkwiderstand des Rahmenkreises angepaßt ist [s. c) S. 691].

¹⁾ Klages, A., u. O. Demmler: Lautstärkemessungen nach der Parallelohmethode und ihre quantitative Brauchbarkeit. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 8, S. 212. 1914. — Bäumer, M.: Über die Brauchbarkeit der Parallelohmethode für Lautstärkemessung in der Funktelegraphie. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 20, S. 268. 1922.

²⁾ Bei allen im folgenden angeführten Meßverfahren ist nur ihre Anwendbarkeit für ungedämpfte Wellen berücksichtigt!

³⁾ Braun, F.: Eine absolute Messung des vom Eiffelturm ausstrahlenden Feldes in Straßburg. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 8, S. 132 u. 212. 1914.

⁴⁾ Traubenberg, H. Rausch von: Über die quantitative Bestimmung elektromagnetischer Strahlungsfelder in der drahtlosen Telegraphie. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 569. 1919.

Geeignet sind als Strommesser z. B. mit Gleichstrom eichbare niederohmige Vakuum-Thermoelemente nach Vöge, die von Siemens & Halske hergestellt werden, in Verbindung mit einem empfindlichen niederohmigen Galvanometer. Eine möglichst große Einstellungsgeschwindigkeit des Galvanometers ist erwünscht zur Erleichterung und Beschleunigung der Abstimmung und Abkürzung des erforderlichen Dauerstrichsendens der Sendestation, ferner bei mangelnder Amplituden- oder Frequenzkonstanz des Senders und für die Messungen unter b) und c) zur leichteren Feststellung von störenden Sendern und Luftstörungen.

Zur Bestimmung der **Stärke des elektromagnetischen Feldes** am Meßorte muß außer der Rahmenstromstärke J_2 (in mA) der Wirkwiderstand R_2 (in Ω) des Rahmenkreises (einschließlich Meßinstrument) bekannt sein. R_2 wird am besten nach dem Zusatzwiderstandsverfahren bestimmt (vgl. S. 681f.). Im Rahmenkreis wird vom elektromagnetischen Felde \mathcal{E} die EMK $E_2 = J_2 R_2$ (in mV) erzeugt. Aus E_2 , der Rahmenfläche A (in m^2), der Windungszahl n des Rahmens und der Wellenlänge λ (in m) bzw. der Kreisfrequenz ω ergibt sich die Feldstärke:

$$\mathcal{E} = \frac{E_2 \cdot \lambda}{2\pi \cdot A \cdot n} = \frac{3 E_2 \cdot 10^8}{A \cdot n \cdot \omega} \quad [\text{mV/m}]. \quad (1)$$

Zwischen der zu messenden Strahlungsleistung N_S einer Sendeanlage und der Feldstärke \mathcal{E} (in mV/m) an dem d km entfernten Meßorte besteht unter Annahme verlustloser Wellenausbreitung zwischen Sendeanenne und Meßrahmen und unter Vernachlässigung des „Nahwirkungsgliedes“ der Senderstrahlung die Beziehung:

$$N_S = 0,0111 \dots \cdot d^2 \cdot \mathcal{E}^2 \quad [\text{Watt}]. \quad (2)$$

Zur Vermeidung des Einflusses des Nahwirkungsgliedes der Senderstrahlung wird die Strahlungsmessung zweckmäßig einige Wellenlängen vom Sender entfernt vorgenommen.

Zur Bestimmung des **Strahlungswiderstandes** R_S (in Ω) und der **effektiven Höhe** h_1 (in m) der Sendeanenne muß noch die Sendeanntenstromstärke J_1 (in A) gemessen werden. R_S und h_1 ergeben sich aus den Beziehungen:

$$N_S = J_1^2 \cdot R_S = J_1^2 \cdot 160 \pi^2 \cdot \frac{h_1^2}{\lambda^2}, \quad (3)$$

oder unmittelbar nach der Ausbreitungsformel:

$$h_1 = \frac{\lambda \cdot d}{120 \pi \cdot J_1} \cdot \mathcal{E} \quad [\text{Meter}]. \quad (4)$$

Häufig verwendet man „Meterampere“ $h_1 J_1$ als Maß für die Sendeleistung:

$$h_1 J_1 = \frac{\lambda \cdot d}{120 \pi} \cdot \mathcal{E} \quad [\text{Meterampere}]. \quad (5)$$

Eine Erscheinung, die bei Nichtbeachtung zu Meßfehlern Veranlassung gibt, ist die **Antennenwirkung** des Rahmens, die bei Nisymmetrie der Schaltung (vor allem gegen Erde) auftritt. (Durch eine Erdung des Rahmens wird die Antennenwirkung meistens nur gesteigert.)

Der durch die Antennenwirkung hervorgerufene „Antennenstrom“ überlagert sich dem reinen Rahmenstrom im Meßinstrument. Man kann den Antennenstrom in eine Komponente in Phase mit dem Rahmenstrom und eine 90° gegen ihn verschobene zerlegen. Die letztere überwiegt, wenn nicht gerade der unerwünschte Antennenkreis ungefähr auf die Empfangswelle abgestimmt ist. Die Komponente in Phase mit dem Rahmenstrom verursacht, daß der Empfangsstrom in der einen Maximumstellung des Rahmens von dem in der anderen (Rahmen um 180° gedreht oder umgepolt) verschieden ist. Ferner liegen die Minima nicht mehr 180° gegenüber, sondern rücken zusammen (s. Einseitiger Richtempfang). — Die um 90° verschobene Komponente des Antennenstromes verursacht einen Reststrom in den Minimis, die aber in ihrer Lage durch diese Komponente nicht verdreht werden.

Man eliminiert den Einfluß der in Phase mit dem Antennenstrom befindlichen Komponente des Antennenstromes, indem man aus den beiden Stromstärken in den Maximis das arithmetische Mittel nimmt. Der Einfluß der phasenverschobenen Komponente verursacht wegen geometrischer Addition der Ströme erst dann einen Meßfehler größer als $1/2\%$, wenn der Reststrom in den Minimis mehr als 10% des maximalen Rahmenstromes beträgt.

Die Entfernung des Meßortes vom Sender ist aber bei der beschriebenen einfachen Methode durch die praktisch mögliche Größe des Rahmens und die Empfindlichkeit des Thermoelementes sehr beschränkt.

Die äußerste gut meßbare Empfangsfeldstärke \mathcal{E} beträgt z. B. bei Verwendung eines Rahmens von $A = 9 \text{ m}^2$, $n = 30$ und 10Ω Verlustwiderstand und eines Thermoelementes von 10Ω Widerstand, das noch $J_2 = 0,25 \text{ mA}$ mit einem niederohmigen Spiegelgalvanometer zu messen gestattet, bei $10\,000 \text{ m}$ Wellenlänge:

$$\mathcal{E} = \frac{J_2 \cdot R_2 \cdot \lambda}{2\pi \cdot A \cdot n} = \frac{0,25(10 + 10) \cdot 10^4}{2\pi \cdot 9 \cdot 30} = 30 \text{ [mV/m]}. \quad (6)$$

Unter Annahme verlustloser Wellenausbreitung wird diese Feldstärke z. B. von einem $31,6 \text{ km}$ entfernten Sender von 10 kW Strahlungsleistung oder bei $\lambda = 10 \text{ km}$ von $h_1 J_1 = 25\,200 \text{ Meterampere}$ erzeugt. Für $J_1 = 168 \text{ A}$ ergibt sich $h_1 = 150 \text{ m}$ und $R_s = 0,35 \Omega$.

b) Verwendung einer offenen Empfangsantenne.

Bei Verwendung einer offenen Empfangsantenne an Stelle des Rahmens ist die Bestimmung bedeutend geringerer Feldstärken möglich¹⁾. Das Verfahren ist aber verwickelter, weil die effektive Höhe h_2 der Empfangsantenne erst besonders bestimmt werden muß. Das Strommeßinstrument ist in die Erdleitung einzuschalten. Für die Meßzwecke muß eine genau definierte, gut isolierte Antenne und eine gute Erde mit konstantem Erdwiderstand verwendet werden. Der Spannungsknoten soll in möglichster Nähe der Apparatur liegen, was unter Umständen durch ein in Höhe derselben radial nach allen Seiten laufendes Gegengewicht erreicht werden muß. R_2 ist wie beim Rahmen so klein als möglich zu machen, was bei der Wahl der Abstimmmittel zu berücksichtigen ist. Bei Benutzung der „Schwungradschaltung“ (Parallelschaltung von Spule und Abstimmkondensator) darf daher die Kondensatorkapazität höchstens gleich der Antennenkapazität sein.

Bei Verwendung einer offenen Empfangsantenne ist:

$$\mathcal{E} = \frac{E_2}{h_2} \text{ [mV/m]}. \quad (7)$$

Die effektive Höhe h_2 der Empfangsantenne wird am besten unter Mitwirkung einer nahen Sendestation durch Vertauschung der Empfangsantenne mit einem Rahmen bestimmt:

$$h_2 = 2\pi \cdot A \cdot n \cdot \frac{E_{2A} \cdot \lambda_A \cdot J_{1R}}{E_{2R} \cdot \lambda_R^2 \cdot J_{1A}} \text{ [m]}. \quad (8)$$

Der Index A gilt für die beim Empfang mit Antenne, der Index R für die beim Rahmenempfang gemessenen Werte. Durch die Antenne darf keine Störung des Feldes für den Rahmen herbeigeführt werden. Die Antennenzuführung muß daher während der Rahmenmessung von den Abstimmmitteln und der Erde isoliert sein (frei hängen); nötigenfalls muß die Antenne herabgelassen werden.

Das soeben dargestellte Verfahren zur Bestimmung von h_2 hat den Vorteil, daß bei ihm keine Annahme über verlustlose Wellenausbreitung gemacht worden und daß nur eine Sendestation erforderlich ist. Vorausgesetzt wird lediglich die Gleichheit und Homogenität von elektrischem und magnetischem Felde am Empfangsorte, die bei ungestörter Wellenausbreitung immer vorhanden sind. Erscheint dies aber zweifelhaft, so verwendet man an Stelle des Rahmens eine durch ihre Dimension definierte Kondensatorantenne.

¹⁾ Reich, M.: Phys. Zeitschr. **14**, S. 934. 1913. (Versuche zwischen Köln und Göttingen; $\lambda = 2000$ bis 3000 m .)

Das **Dreiecksverfahren** zur Bestimmung von effektiven Höhen von Pession¹⁾ ist auf der Gültigkeit der Übertragungsformel (ohne Absorptionsglied) aufgebaut, die für den vorliegenden Fall umgeformt wird in:

$$h_1 \cdot h_2 = \frac{E_2}{J_1} \cdot \frac{\lambda \cdot d}{120 \pi} \quad (9)$$

Zur Ausführung des Verfahrens sind drei je einige Wellenlängen voneinander entfernte Stationen *a*, *b* und *c* erforderlich, von denen *a* und *b* in der Lage sein müssen, mit genügender Energie zu senden; ferner müssen *b* und *c* die in ihrer Antenne erzeugte Empfangs-EMK E_2 messen können.

Zunächst sendet Station *a* mit der Sendestromstärke J_{1a} , während die Stationen *b* und *c* die durch *a* in ihren Antennen erzeugten EMK E_{2b} und E_{2c} messen. Man hat dann die Beziehungen:

$$I) \quad h_a \cdot h_b = \frac{E_{2b} \cdot \lambda \cdot d_{ab}}{J_{1a} \cdot 120 \pi},$$

$$II) \quad h_a \cdot h_c = \frac{E_{2c} \cdot \lambda \cdot d_{ac}}{J_{1a} \cdot 120 \pi}.$$

Nach Beendigung dieser Messungen sendet Station *b* mit Stromstärke J_{1b} , während *c* E_{2c} bestimmt. Man erhält so:

$$III) \quad h_b \cdot h_c = \frac{E_{2c} \cdot \lambda \cdot d_{bc}}{J_{1b} \cdot 120 \pi}.$$

Aus diesen drei Gleichungen ergeben sich die drei gesuchten effektiven Höhen h_a , h_b und h_c . Zu berücksichtigen ist hierbei, daß die effektiven Höhen einer Antenne als Sende- oder als Empfangsantenne nur dann gleich sind, wenn die Stromverteilung in beiden Fällen die gleiche ist.

Die Empfangsmessung durch Strommessung unmittelbar in der Antenne ist aber weniger durch die Grenze der mit diesem Verfahren erzielbaren Empfindlichkeit, als durch die geringe Resonanzschärfe des Antennenkreises in ihrer Anwendbarkeit beschränkt. Ferner wird die Dämpfung durch das in den Kreis geschaltete Meßinstrument vergrößert. — Deshalb wird man bei Bestimmung geringer Empfangsfeldstärken nach diesem einfachen Verfahren häufig durch nahe starke Stationen auf benachbarten Wellen gestört. Wegen der geringen Selektivität können auch kräftige Luftstörungen sich störend bemerkbar machen, welche die Verwendung von Galvanometern großer Schwingungsdauer nicht gestatten. Dagegen wird der luftelektrische Antennenausgleichstrom (Vertikalstrom) bei normalen Empfangsantennen wegen seiner Kleinheit selten störend wirken können.

c) Strommessung im Sekundärkreis.

Die Einschaltung des Strommeßinstrumentes in einen abgestimmten Sekundärkreis, der mit dem abgestimmten Antennenkreis regelbar gekoppelt ist, verbessert die Selektivität, wenn der Sekundärkreis schwach gedämpft ist, kompliziert aber das Meßverfahren. Dagegen ist es durch die Anwendung eines Sekundärkreises möglich, eine vollkommene Leistungsentziehung aus dem Antennen- oder Rahmenkreis auch bei Verwendung von Strommeßinstrumenten mit vom Antennenkreiswiderstande um ein Vielfaches abweichenden Widerständen zu erzielen. Jedoch lohnt sich dieses Verfahren erst, soweit es lediglich zur Erhöhung der dem Instrumente zugeführten Leistung dient, wenn der Instrumentwiderstand mehr als das Doppelte oder weniger als ein Drittel des reinen Antennenkreiswiderstandes beträgt.

Die Induktivität des Sekundärkreises ist zur Erhöhung der Resonanzschärfe möglichst groß zu machen unter Berücksichtigung des Verlustwiderstandes der Spule, der nur einen Teil des Instrumentwiderstandes betragen darf.

Der Sekundärkreis ist zur Vermeidung kapazitiver Einflüsse, wie Abb. 691 zeigt, zu erden. Der vom abgestimmten Sekundärkreise mit dem Gesamtwider-

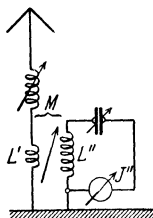


Abb. 691. Messung im Sekundärkreis.

¹⁾ Pession, G.: Rad. Rev. 2, S. 228. 1921.

stande R'' (in Ω) im Antennenkreise bei der Gegeninduktivität M (in H) und der Kreisfrequenz ω induzierte Widerstand R_K ist rein ohmsch:

$$R_K = \frac{(\omega M)^2}{R''} [\Omega]. \quad (10)$$

Bei einer bestimmten Gegeninduktivität $M = M_{\text{opt}}$ wird der Sekundärkreisstrom J'' ein Maximum. Dann ist R_K gleich dem Widerstande des abgestimmten Antennenkreises R' und:

$$\omega M_{\text{opt}} = \sqrt{R' \cdot R''}. \quad (11)$$

Das gesuchte E' (im Antennenkreis vom Sender erzeugte EMK) findet man aus den Beziehungen:

$$E' = J'(R' + R_K) = 2J'R' \quad (\text{für } M = M_{\text{opt}}) \quad (12)$$

und:

$$\omega M J' = E'' = J'' R'', \quad (J' = \text{Antennenstromstärke}). \quad (13)$$

Daraus folgt

$$J' = \frac{J'' R''}{\omega M_{\text{opt}}} = \frac{J'' R''}{\sqrt{R' \cdot R''}} \quad (14)$$

und

$$E' = 2J'' \sqrt{R' \cdot R''}. \quad (15)$$

Die Größe von M_{opt} braucht also nicht bekannt zu sein; man muß nur M_{opt} mit den verwendeten Spulen tatsächlich einstellen können. Außer R' ist also nur noch R'' (einschließlich des Instrumentwiderstandes) zu bestimmen.

Bei der Messung hat man die beiden Kreise abzustimmen und M so lange zu verändern, bis J'' ein Maximum ist; durch alle drei Einstellungen ist also J'' auf ein Maximum zu bringen. Die Feldstärke \mathcal{E} wird berechnet nach Gl. (1), S. 689.

Ein Strommeßinstrument von etwa der doppelten Leistungsempfindlichkeit eines Vakuumthermoelementes ist der Vakuumbarettersatz, wie er von der Firma Hase, Hannover, hergestellt wird [s. S. 661; Eichung desselben s. B. h) S. 700].

Wegen seines hohen (mit der Stromstärke veränderlichen!) Widerstandes von etwa 350 Ω ist er zur direkten Strommessung in der Antenne oder gar im Rahmenkreise kaum zu verwenden, dagegen sehr gut nach der eben beschriebenen Methode.

B. Messung der Feldstärke bei Fernempfang.

Zur Messung der Stärke des elektromagnetischen Feldes in größerer Entfernung von einer Sendeanlage ist sowohl die Empfindlichkeit wie die Selektivität der Meßanordnung zu steigern. Ferner muß in den meisten Fällen auf eine Mitwirkung der Sendestation verzichtet werden, sodaß die Empfangsfeldstärke während des normalen Textsendens der betr. Station zu messen ist.

Die unter A. b) und c) beschriebenen Meßverfahren sind zur Bestimmung geringerer Feldstärken bis herunter zu etwa 1 mV/m nur bei Abwesenheit naher starker Stationen und starker Luftstörungen anwendbar. Ferner kann man beim Textsenden der zu messenden Station selbst bei Verwendung von Saitengalvanometern Thermolemente und Barretter nicht mehr gebrauchen, weil ihre thermische Trägheit zu groß ist.

Eine bedeutende Steigerung der Empfindlichkeit und Verminderung der Trägheit wird durch den Kristalldetektor in Verbindung mit einem Saitengalvanometer oder Fadenelektrometer¹⁾ erzielt. Die Inkonzanz des Detektors macht aber eine längere Zeit gültige Eichung unmöglich, so daß man das weiter unten beschriebene Hilfssenderprinzip anwenden muß. — Der Nachteil der Inkonzanz wird durch die von H. Behnken beschriebene Verwendung der lichtelektrischen Zelle in Verbindung mit einem Fadenelektrometer vermieden²⁾. Die Empfindlichkeit der Anordnung ist nur wenig geringer als bei Anwendung eines Kristalldetektors.

¹⁾ s. S. 662.

²⁾ Behnken, H.: Verh. D. Phys. Ges. 16, S. 668. 1914.

Die weitere Steigerung der Empfindlichkeit, Selektivität und der Störfreiheit der quantitativen Empfangsmethoden ist durch die Anwendung der Elektronenröhre als Verstärker, Gleichrichter und Schwingungserzeuger ermöglicht worden.

Die Elektronenröhre gestattet die Verwendung des Rahmens auch für Messungen geringer Feldstärken. Schon bei Anwendung nur einer Röhre in nachstehend beschriebener Schaltung lassen sich mit einem Rahmen von 1,5 m Seitenlänge (Windungszahl und Windungsabstand optimal der betr. Wellenlänge entsprechend) Feldstärken bis herab zu etwa 3 mV/m messen.

a) Rahmenempfangsmessung mit Audion und Galvanometer.

Bei der Verwendung einer Audionröhre für die Empfangsmessung mit einem Rahmen wird nicht der Strom im Rahmenkreise, sondern die Spannung an den Rahmenenden bzw. am Abstimmkondensator für die Messung benutzt.

Durch Kompensieren des Anodenruhestromes der Röhre wird die Verwendung eines hochempfindlichen Galvanometers ermöglicht, das auch geringe, durch kleine Hochfrequenzspannungen auf der Gitterseite hervorgerufene Änderungen des Anodenstromes anzeigt. Schaltung: Abb. 692. Werden Heiz- und Anodenspannung konstant gehalten, so bleibt die Eichung der Anordnung lange Zeit unverändert, selbst bei häufigem Platzwechsel bei Messungen im Gelände¹⁾.

Die Einstellung der Anodenspannung geschieht mit einem Spannungsteiler und dem Präzisionsspannungsmesser P_a (Abb. 692). Die Heizstromstärke kann sehr genau unter Beobachtung des Emissionsstromes mit dem Präzisionsstrommesser J_e eingestellt werden (am besten nach Verbindung des Gitters mit der Anode). — Der Blockkondensator C_B dient zur Überbrückung der Instrumente und Batterien für die Hochfrequenz. Der Audionkondensator hat wie gewöhnlich ≈ 200 cm Kapazität, der (vor dem Einfluß der Feuchtigkeit gut zu schützende) Ableitungswiderstand $10^7 \Omega$. Alle Leitungen sind zur Vermeidung einer Antennenwirkung [s. A. a) S. 689] und kapazitiver Beeinflussung während der Eichung so kurz als möglich auszuführen.

Soll während des Sendens von Morsezeichen gemessen werden, so verwendet man als Galvanometer J ein Saitengalvanometer.

Die **Eichung** der Meßanordnung muß mit Hochfrequenz der betr. Wellenlänge ausgeführt werden. Da das Audion den Widerstand und die Abstimmung des Rahmenkreises beeinflusst, erfolgt die Eichung der Anordnung am besten als Ganzes. Als Hochfrequenzquelle dient ein kleiner Röhrensender, der (zur Unterdrückung von Oberschwingungen) auf einen Zwischenkreis arbeitet, in den ein geeichtes hochempfindliches Thermoelement, ein Dudellgalvanometer (Thermogalvanometer) oder ein Barrettersatz und ein Rahmen mit einer Windung zur induktiven Kopplung mit dem Empfangsrahmen eingeschaltet ist. Dieser (Sende-)Rahmen induziert in dem einige Meter entfernten Rahmen der Meßanordnung eine EMK von der Größe: $E_2 = \omega M J_1$ [mV], wobei ω die Kreisfrequenz, M die Gegeninduktivität zwischen beiden Rahmen in H und J_1 die Stromstärke in mA

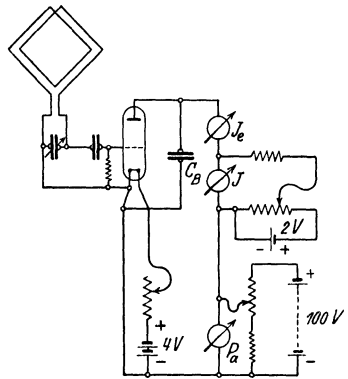


Abb. 692. Rahmenmessung mit Audion und Galvanometer.

¹⁾ Nach diesem Verfahren wurden vom Telegraphentechnischen Reichsamte, Berlin, erfolgreich Untersuchungen der Ausbreitungsvorgänge der vom Berliner und Hamburger Rundfunksender ausgestrahlten Energie vorgenommen. Vgl. Bäumlcr, M.: Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in der Großstadt. ENT 1, S. 160. 1924.

im Senderahmen sind. Die Rahmen werden am zweckmäßigsten koaxial angeordnet. Die Eichung geschieht dadurch, daß für verschiedene ω die Abhängigkeit des Audiongalvanometerausschlages α von der Stromstärke J_1 im Erregerrahmen festgestellt wird. Zur Bestimmung der Feldstärke \mathcal{E} folgt aus den Beziehungen:

$$E_2 = \omega M J_1 \text{ und } \mathcal{E} = \frac{3 E_2 \cdot 10^8}{A \cdot n \cdot \omega} \text{ [mV/m]}, \text{ wobei } A = \text{Rahmenfläche in m}^2 \text{ und}$$

$n = \text{Rahmenwindungszahl: } \mathcal{E} = \frac{3 M \cdot J_1 \cdot 10^8}{A \cdot n} \text{ [mV/m]}, \text{ so daß für die verschiedenen in Frage kommenden Frequenzen Kurven gezeichnet werden können, die unmittelbar } \mathcal{E} \text{ als Funktion von } \alpha \text{ darstellen.}$

M kann entweder berechnet (z. B. nach von A. Esau¹⁾ angegebenen Formeln) oder durch Messungen ermittelt werden. Am zweckmäßigsten ist es, folgendes Verfahren dazu zu verwenden: Ein empfindliches niederohmiges Thermoelement oder Thermogalvanometer wird in den abgestimmten Empfängerrahmenkreis nach Abschaltung des Audions gelegt und dieser bei der zu messenden Gegeninduktivität durch den Senderahmen erregt. Je nach der in letzterem erforderlichen Stromstärke ist ein Thermoelement oder Hitzdrahtinstrument auf der Senderseite zu verwenden. Außer den Stromstärken J_1 und J_2 ist noch der Widerstand R_2 des Rahmenkreises samt Thermoelement zu bestimmen. M ergibt sich $= \frac{J_2 R_2}{\omega \cdot J_1}$.

Bei der Rahmeneichung wie bei der Bestimmung von M ist darauf zu achten, daß die Kopplung zwischen Sender- und Empfängeranordnung lediglich durch die induktive Rahmenkopplung erfolgt. Kontrolle: Kurzschluß des Senderrahmens oder Umpolen des Empfängerrahmens. Schutz gegen kapazitive Kopplung bietet: Symmetrie der Anordnung und wirksame metallische Abschirmung des Senders [s. B. k), S. 701].

Die Anwendung von Rückkopplung bzw. Dämpfungsminderung zur Erhöhung der Empfindlichkeit der Meßanordnung ist nicht angängig, weil dann eine genügende Konstanz der Eichung nicht mehr gewährleistet ist.

Bei längeren Wellen kann die Empfindlichkeit durch Vorschaltung einer Hochfrequenzverstärkerröhre vor das Audion gesteigert werden, allerdings auf Kosten der Konstanz. Die Verwendung von mehr als zwei Röhren hintereinander ist ohne die Anwendung des im folgenden beschriebenen Hilfssenderprinzips nicht mehr möglich.

b) Verfahren von J. Hollingworth.

Bei der von J. Hollingworth im Londoner „National Physical Laboratory“ entwickelten Empfangsmeßmethode²⁾ wird die Empfindlichkeit des unter a)

beschriebenen Meßverfahrens durch die Anwendung eines Vielhöhrenverstärkers mit Widerstands-Kapazitätskopplung zwischen den einzelnen Röhren gesteigert. Dies macht aber die dauernde Anwendung eines „Hilfssenders“ notwendig. Schaltung: Abb. 693.

Durch den Umschalter wird der Verstärkereingang vom abgestimmten Empfangsrahmenkreis, der gleichzeitig unterbrochen wird, abgeschaltet und an eine durch die induktive Kopplung M mit dem Schwingungskreis eines kleinen Röhrensenders gekoppelte Spule gelegt. Mittels des als Indikator im Anodenkreis des letzten Rohres liegenden empfindlichen Galvanometers (Anodenruhestrom kompensiert!) wird durch Regelung

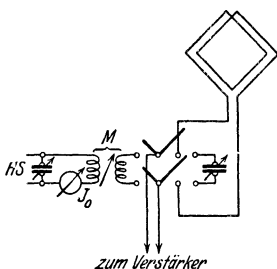


Abb. 693. Schaltung nach J. Hollingworth.

von M und des mit Thermoelement gemessenen Hilfssenderstromes J_0 die vom Hilfssender am Verstärkereingang erzeugte Hochfrequenzspannung $P = \omega \cdot J_0 \cdot M$ gleich

¹⁾ Esau, A.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 17, S. 242. 1921.

²⁾ Hollingworth, J.: Journ. Inst. El. Eng. 61, S. 501. 1923 u. Electrician Nr. 2338, S. 251. 1923.

der beim Empfang der Außenstation vorhandenen $P = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot A \cdot n \cdot \mathcal{E} \cdot \frac{\omega L_2}{R_2}$ gemacht. Die Rahmeninduktivität L_2 und der Widerstand R_2 des Rahmenkreises werden durch Messung ermittelt, R_2 wird bei angehängtem Verstärker nach der Zusatzwiderstandsmethode bestimmt und häufig kontrolliert. Die Einstellung des Hilfssenders auf die Frequenz der Außenstation und die Abstimmung des Rahmenkreises geschieht unter Verwendung von Überlagerer und Telefon. Aus den obigen Gleichungen ergibt sich die gesuchte Empfangsfeldstärke:

$$\mathcal{E} = \frac{J_0 \cdot M \cdot R_2 \cdot \lambda}{2\pi \cdot A \cdot n \cdot L_2}. \quad (16)$$

M wird ähnlich wie unter B. a) beschrieben mit Thermoelement und Dudellgalvanometer ermittelt.

Der Rahmen hat 1,5 m Seitenlänge und ist für 29, 50 und 79 Windungen unterteilt (Windungsabstand 3 mm) für Wellen von 3000 bis 25 000 m.

Bei diesem Verfahren ist eine elektrische Abschirmung des Hilfssenders oder des Verstärkers nicht nötig, da immer nur ein Schwingungskreis eingeschaltet ist (jedoch ist auf Vermeidung schädlicher kapazitiver Kopplungen zu achten!) und ein Verstärker ohne Zwischentransformatoren verwendet wird. Bei Benutzung eines Saitengalvanometers als Indikator ist die Messung während des normalen Sendens der zu messenden Station ausführbar.

Nachteile der Anordnung sind aber, daß sie (wegen des Widerstands-Kapazitätsverstärkers) nur für Wellen über 3000 m verwendbar ist und eine begrenzte Empfindlichkeit besitzt, so daß eine Meßmöglichkeit nur für europäische Großstationen besteht. Ferner ist die Selektivität wegen Primärempfanges und Fehlens der bei Überlagerung vorhandenen Tonselktion mangelhaft. Auch können Oberwellen des Hilfssenders leicht Meßfehler verursachen. Die starke Einwirkung des Eingangswiderstandes des Verstärkers auf den Widerstand des Rahmenkreises macht häufige Kontrollen des letzteren notwendig.

c) Verfahren von G. Vallauri.

Bei der Methode von G. Vallauri¹⁾ ist gegenüber den vorher beschriebenen Verfahren die Empfindlichkeit und Selektivität durch Anwendung von Mehrfach-Hochfrequenzverstärkung, Überlagerung und Niederfrequenzverstärkung bedeutend gesteigert. Die zur Messung des in der Nähe von Rom erzeugten elektromagnetischen Feldes der amerikanischen Großstation Annapolis ($\lambda = 17,3$ km) ausgearbeitete Methode beruht ferner auf der Verwendung zweier zueinander senkrecht stehender Goniometer-Großrahmen von je 1400 m² Fläche und je zwei Windungen. Der eine dieser Rahmen war zufällig fast genau auf Annapolis gerichtet, so daß in ihm eine maximale EMK induziert wurde, während im anderen Rahmen keine EMK vorhanden war. Schaltung: Abb. 694.

Mit dem abgestimmten Rahmenkreis, in den durch einen doppelpoligen Umschalter S abwechselnd die beiden Rahmen geschaltet werden können, ist durch die Gegeninduktivität M_1 ein abgestimmter Sekundärkreis gekoppelt, an dem der Empfangsverstärker (ein nicht rückgekoppelter 6-Rohr-Widerstands-Kapazitäts-Hochfrequenzverstärker und 2-Rohr-Niederfrequenzverstärker) liegt. Durch die Gegeninduktivität M_3 wirkt der Überlagerer \dot{U} auf den Sekundärkreis. In den Rahmenkreis ist außer den Abstimm- und Kopplungsmitteln eine Spule geschaltet, in der durch den Hilfssender HS über die Gegeninduktivität M_2 (in H) eine EMK $E_2 = \omega M_2 J$ [mV] erzeugt werden kann. Die Stromstärke J (in mA) in der Erregerspule wird mit Thermoelement und Galvanometer gemessen; M_2 wird aus den räumlichen Dimensionen berechnet.

Die Anwendung der Methode ist folgende: Bei eingeschaltetem Empfangsrahmen werden mittels des Empfangstelephons Rahmen-, Sekundärkreis und

¹⁾ Vallauri, G.: Measurement of the Electromagnetic Field of Transoceanic Radiographic Waves. Electrician **86**, S. 249. 1921; Referat: ETZ **42**, S. 408 u. 517. 1921.

Überlagerer auf die zu messende Station eingestellt, während der Hilfsender ausgeschaltet bleibt. Dann wird auf den Hilfsrahmen umgeschaltet und der Rahmenkreis durch den Hilfsender erregt. Unter häufigem Hin- und Herschalten von S wird durch Regelung der Hilfsenderfrequenz sowie von J und M_2 Frequenz und Amplitude der vom Hilfsender im Rahmenkreise induzierten EMK E_2 gleich

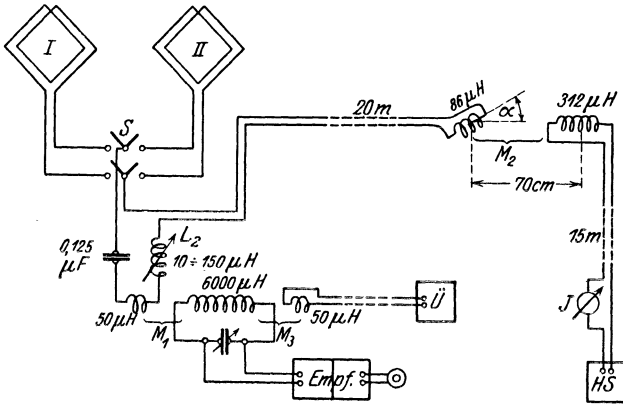


Abb. 694. Schaltung nach G. Valauri.

der vom Außensender erzeugten gemacht, was durch den Ton- und Lautstärkenvergleich im Empfangstelephon ermöglicht wird. Empfangs- und Hilfsrahmen sind elektrisch gleichwertig, so daß Kapazität, Induktivität und Widerstand des Rahmenkreises beim Umlegen von S sich nicht ändern. Aus E_2 (in mV), der Rahmenfläche A (in m²), der Windungszahl n und der Kreisfrequenz ω folgt die gesuchte Empfangsfeldstärke $\mathcal{E} = \frac{3 E_2 \cdot 10^8}{A \cdot n \cdot \omega}$ [mV/m], wobei dieser Ausdruck noch mit $\cos \beta$ zu dividieren ist, wenn die Fläche des Empfangsrahmens um den Winkel β von der Richtung der ankommenden Wellen abweicht. Setzt man $E_2 = \omega M_2 J$ (wobei M in H, J in mA) in obige Gleichung ein, so fällt ω heraus:

$$\mathcal{E} = \frac{3 M_2 J \cdot 10^8}{A \cdot n} \text{ [mV/m]}. \quad (17)$$

Der Rahmenwiderstand braucht also nicht bekannt zu sein. Zur Vermeidung unerwünschter kapazitiver und induktiver Kopplungen sind die betr. Bestandteile der Anordnung weit entfernt voneinander aufgestellt (s. Abb. 694). Auch bei diesem Verfahren ist die Empfangsmessung während des normalen Sendens der zu messenden Station ausführbar.

Die Meßgenauigkeit ist beim hier angewandten Lautstärkenvergleich viel geringer als bei Verwendung eines optisch anzeigenden Instrumentes als Indikator, besonders bei stärkeren Luftstörungen. Günstig ist jedoch im Gegensatz zu den später unter e) und f) beschriebenen Verfahren, daß auch im Hilfsrahmen Luftstörungen auftreten. Allerdings ist evtl. die mittlere Störungsstärke wegen der Richtwirkung der Rahmen in beiden Rahmen verschieden groß.

d) Verfahren von M. Guierre.

M. Guierre hat auf einer Fahrt des französischen Kreuzers „Aldebaran“ von Toulon nach Tahiti (Antipoden) fortlaufend die Empfangsfeldstärke von den Stationen Lyon und Nantes nach einer Methode¹⁾ bestimmt, die sich von der Vallaurischen nur durch die Verwendung einer normalen offenen Schiffs-

¹⁾ Guierre, M.: Rad. Rev. 2, S. 621. 1921.

antenne an Stelle des Empfangsrahmens und Weglassung des Ersatzkreises unterscheidet.

Dafür machte sich eine besondere Sendeweise der beiden Sendestationen zu verabredeten Zeiten nötig, und zwar wurden 10 Sekunden-Striche unterbrochen durch 10 Sekunden-Pausen gesandt. Auf dem „Aldebaran“ wurde mit einem selbsttätigen Umschalter jedesmal in der 10 Sekunden-Sendepause ein Hilfssender eingeschaltet, der in der Empfangsantenne eine regel- und berechenbare EMK induzierte. Im übrigen war das Verfahren das gleiche wie unter c) beschrieben.

e) Verfahren von H. J. Round und F. C. Lunnon.

Das Prinzip des von H. J. Round und F. C. Lunnon bei Messungen der Empfangsfeldstärke der amerikanischen Stationen New Brunswick, Marion und Tuckerton in Chelmsford (England) verwendeten Verfahrens¹⁾ ist das gleiche wie das von Vallauri angewandte. Ebenso wie von M. Guierre wird aber an Stelle des Rahmens eine offene Empfangsantenne verwendet. Um aber ein besonderes Senden für die Meßzwecke zu vermeiden, wird bei der Einschaltung des Hilfssenders die Empfangsantenne ab- und dafür eine künstliche Antenne angeschaltet. Das Fehlen des Luftstörungsgeräusches in derselben führt aber leicht dazu, daß die Hilfssenderenergie infolge subjektiver Beeinflussung zu schwach eingestellt wird. Ferner verursacht eine ungenaue Abgleichung der künstlichen Antenne Meßfehler. — Schaltung: Abb. 695.

Zum Schutz vor Oberwellen liegt zwischen Hilfssender *HS* und Antennenkreis ein abgestimmter Zwischenkreis, in dem die Stromstärke *J* durch Messung der

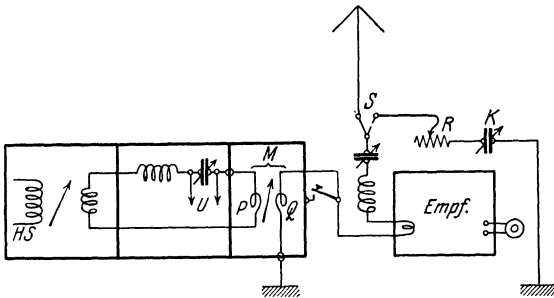


Abb. 695. Schaltung nach H. J. Round und F. C. Lunnon.

Kondensatorspannung *U* mit einer geeichten Röhrenanordnung bestimmt wird. Die über die berechenbare Gegeninduktivität *M* (zwischen 0,25 und 25 μH veränderbar) im Ersatzantennenkreise induzierte EMK E_2 ergibt sich wieder $= \omega M J$. Die kleine Spule *Q* wird durch ein Relais kurzgeschlossen, wenn der Schalter *S* auf die Empfangsantenne umgelegt wird, so daß der Hilfssender dauernd eingeschaltet bleiben kann.

Während Vallauri schädliche Kopplungen zwischen den einzelnen Teilen der Anordnung durch große Entfernungen zwischen denselben zu vermeiden sucht, wird dies hier durch Einkapselung von Hilfssender (samt Batterien), Meßkreis (samt Instrumenten) und Kopplungsspulen in einen innen und außen mit Kupferblech beschlagenen Kasten mit drei Abteilungen bezweckt. Eine Prüfung der Anordnung auf Zuverlässigkeit der Meßergebnisse geschah wie bei dem unter h) beschriebenen Verfahren. Die effektive Höhe der Empfangsantenne wurde nach dem Dreiecksverfahren von Pession (s. A. b, S. 691) bestimmt.

f) Verfahren von L. W. Austin.

L. W. Austin hat seit seinen ersten Versuchen zur Erforschung der Ausbreitungserscheinungen der elektromagnetischen Wellen im Jahre 1909 und 1910

¹⁾ Aus: Discussion on Long-Distance Wireless Transmission. Journ. Inst. El. Eng. **59**, S. 685. 1921. Das gleiche Prinzip hat die von L. Bergmann in der Telefunken-Zeitung **7**, S. 22. 1925 veröffentlichte Methode.

zwischen der Brant-Rock-Station und den Kreuzern „Birmingham“ und „Salem“ und im Jahre 1912 zwischen Arlington und dem Kreuzer „Salem“,

$$\frac{0,0015 d}{\lambda}$$

die zur Aufstellung des Absorptionsgliedes $e = \frac{V\lambda}{d}$ (wobei $e =$ Basis der natürlichen Logarithmen, $d =$ Entfernung in km, λ in km) führten, seine Meßmethoden fortwährend verbessert¹⁾.

Für Empfangsmessungen von Lafayette ($\lambda = 23,4$ km) und Nauen ($\lambda = 13$ km) in Washington hat Austin zuletzt folgende Methode angewandt²⁾: Mit der abgestimmten (offenen) Empfangsantenne ist ein abgestimmter Sekundärkreis induktiv gekoppelt. Ein Schwingaudion formt die Hochfrequenzspannung an dessen Kondensator in einen tonfrequenten Strom um, der das Empfangstelephon durchfließt. Mittels eines Stimmgabelgenerators wird nach Umschaltung im Telephon ein Strom erzeugt, der durch Ton- und Lautstärkenvergleich dem von der zu messenden Station erzeugten Telephonstrom gleichgemacht wird. Der von dem Generator erzeugte Tonfrequenzstrom wird mit einem Thermoelement gemessen und ein berechenbarer Teil dieses Stromes über einen Spannungsteiler dem Empfangstelephon zugeführt. Die Beziehung zwischen der Telephonstromstärke J_t und der von der zu messenden Station in der Empfangsantenne erzeugten Leistung N läßt sich erfahrungsgemäß durch die Gleichung ausdrücken: $\sqrt{N} = B \cdot J_t$. Die Konstante B wird von Zeit zu Zeit mit einem elektrisch abgeschirmten kleinen Röhrensender (Hilfssender) bestimmt, dessen Hochfrequenzenergie in meß- und berechenbarer Größe durch eine Widerstandskopplung in ähnlicher Weise in die Empfangsantenne eingeführt wird, wie im folgenden unter g) beschrieben.

Austins Methode unterscheidet sich prinzipiell von den unter c) bis h) beschriebenen Verfahren dadurch, daß nicht bei jeder Empfangsmessung unmittelbar mit dem hochfrequenten Hilfssender die Empfangsenergie der zu messenden Station festgestellt, sondern mittels des Stimmgabelgenerators nur die Stromstärke im Empfangstelephon bestimmt wird. Dieses Verfahren gestattet, ebenso wie das unter h) beschriebene, die Empfangsstärke einer Sendestation unabhängig von deren Sendeweise zu bestimmen und ohne Verwendung einer künstlichen Antenne. Es verlangt jedoch eine längere Zeit anhaltende Konstanz der Verstärkungseigenschaft der Empfangsanordnung, was die Anwendung nur einer Röhre gestattet. Ein weiterer Nachteil ist die Ungenauigkeit des akustischen Lautstärkenvergleichs und der schon unter e) erwähnte subjektive, fälschende Einfluß der Luftstörungen.

g) Verfahren von Pickard, Englund, Bown und Friis.

Die Entwicklung von Empfangsmeßmethoden in den Vereinigten Staaten von Amerika ist außer von Austin auch von anderen weitergeführt worden.

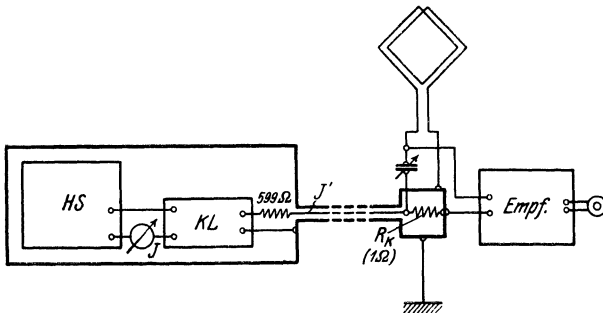


Abb. 696. Anordnung nach Englund.

Pickard verwendet das normale Hilfssenderverfahren und benutzt zum Empfang einen drehbaren Rahmen, in den er durch Widerstandskopplung die Hilfssenderenergie einführt. Beim Messen einer normalen textendenden Station muß der Rahmen zur Einstellung der Hilfssenderenergie in das Empfangsminimum gedreht werden.

Fast die gleiche Anordnung wie Pickard hat C. R. Englund (Western Electric Co., New York) zum Messen der Empfangsfeldstärke von Nauen ($\lambda = 13$ km) angewandt³⁾. Schaltung: Abb. 669.

¹⁾ Austin, L. W.: Scientific Papers of the Bureau of Standards No. 159. 1914. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 8, S. 575 u. 594. 1914; und Proc. Inst. Rad. Eng. 5, S. 239. 1917.

²⁾ Austin, L. W.: Proc. Inst. Rad. Eng. 12, S. 521. 1924; Ref. ENT 2, S. 257. 1925.

³⁾ Englund, C. R.: Proc. Inst. Rad. Eng. 11, Nr. 1, S. 26. 1923.

Im Rahmenkreis liegt der Kopplungswiderstand R_K von 1Ω . Aus R_K , dem Rahmenkreiswiderstand R_2 und der Stromstärke J' in der Zuführungsleitung läßt sich die vom Hilfssender HS im Rahmenkreis erzeugte EMK leicht berechnen. Die Stromstärke J' ist für die unmittelbare Messung zu schwach. Es wird daher der Strom J vor einem Schwächungsglied gemessen. Dieses ist aus einer aus Widerstands-H-Gliedern bestehenden künstlichen Leitung KL von 600Ω Eingangs- und Ausgangswiderstand mit bekanntem Schwächungsfaktor F gebildet. J' ist dann gleich $J \cdot F$, wobei die Stromstärke J auf der Eingangsseite von KL mit einem Thermoelement gemessen wird. Hilfssender, Meßinstrument, künstliche Leitung und Kopplungswiderstand sind mit einem geerdeten Kupfermantel umgeben, um eine schädliche kapazitive und induktive Beeinflussung des Rahmenkreises und des Empfängers zu vermeiden. Zur Prüfung der Wirksamkeit der Abschirmung dient die Kurzschlußprobe am Rahmenkopplungswiderstand R_K . Als Indikator dient auch bei dieser Methode das Empfangstelephon.

Widerstandskopplungen, so bestehend sie wegen der einfachen Berechenbarkeit der Stromverteilung erscheinen, sind aber immer mit der größten Vorsicht zu verwenden. Wie leicht Meßfehler bei ihrer Anwendung entstehen können, ist u. a. in einer Arbeit von H. G. Möller und E. Schrader¹⁾ gezeigt.

Für kurze Wellen ($\lambda = 200 \text{ m}$ bis 600 m) wurde die eben beschriebene Methode durch Anwendung mehrerer Kunstgriffe abgeändert, weil sich trotz sorgfältiger Abschirmung der Hilfssenderteile und des Einführungssystems eine schädliche Einwirkung der Hilfssenderenergie auf den Rahmen nicht vermeiden ließ²⁾. Durch diese Abänderungen ist aber das Meßverfahren bedeutend kompliziert worden.

h) Verfahren von G. Anders.

Nach Vorarbeiten³⁾ von G. Leithäuser und S. Wiedenhoff ist von G. Anders⁴⁾ das folgende Verfahren⁵⁾ entwickelt worden, das sich in der Praxis gut bewährt hat⁵⁾. Schaltung: Abb. 697.

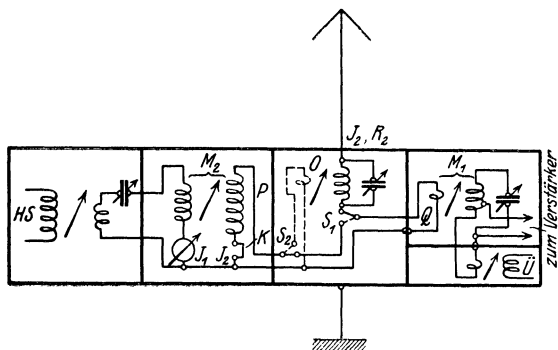


Abb. 697. Verfahren von G. Anders.

Verwendet wird eine offene Empfangsantenne; trotzdem ist eine künstliche Antenne selbst beim Messen einer beliebigen Text sendenden Station entbehrlich. Dies wird ermöglicht durch Kopplung des Sekundärkreises der Empfangsanordnung mit einer kleinen Spule Q (Erdschleife), die mit dem Schalter S_1 abwechselnd

¹⁾ Möller, H. G., u. E. Schrader: Über die Herstellung kleiner Wechselspannungen mit bekannter Amplitude. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 22, S. 56. 1923.

²⁾ Bown, Englund u. Friis: Radio Transmission Measurements. *Proc. Inst. Rad. Eng.* 11, Nr. 2. 1923, u. *ETZ* 45, S. 1439. 1924.

³⁾ Diese Arbeiten wurden im Telegraphentechnischen Reichsamt ausgeführt.

⁴⁾ Anders, G.: *ENT* 2, S. 401. 1925.

⁵⁾ Bäumlner, M.: Neue Untersuchungen über die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen. *ENT* 1, S. 50. 1924.

in die Erdleitung des Antennenkreises und an die Enden einer Spule P geschaltet wird, die durch die Gegeninduktivität M_2 wiederum mit einem vom Hilfssender HS erregten abgestimmten (Meß-) Kreis gekoppelt ist. So kann man abwechselnd die zu messende Station und den Hilfssender auf die Empfangsanordnung wirken lassen. Diese besteht aus abgestimmtem Sekundärkreis, Audion- oder 2-Rohr-Hochfrequenzverstärker, mit dem Sekundärkreis gekoppeltem Überlagerer \ddot{U} , Dreifach-Niederfrequenzverstärker mit Tonkreis (0,2 H Pupinspule und 0,1 μf Glimmerkondensator) und Indikatoranordnung. Letztere wird gebildet aus dem Empfangstelephon, das mit der Primärseite eines Verstärker-Zwischentransformators (15 000/60 000 Windungen) in Reihe in den Anodenkreis der letzten Niederfrequenzverstärkerröhre geschaltet ist, und einem Wulfschen Einfadenelektrometer, das in ideostatischer Schaltung an den Enden der Sekundärwicklung des Transformators liegt.

Das Fadenelektrometer als Indikator ist hier dem Empfangstelephon ganz bedeutend überlegen. Es gestattet eine schnelle exakte Abstimmung aller Kreise und eine genaue, zuverlässige und bei Dauerbeobachtungen nicht ermüdende Abgleichung der Hilfssenderenergie, und zwar wegen der geringen Trägheit und hohen Eigenschwingungszahl des Fadens. Außerdem ist der Elektrometerfaden durch die Sekundärwicklung des Elektrometertransformators geschützt. Fliegt der Faden infolge eines Spannungsstoßes gegen die ihn anziehende Schneide, so wird der Transformator kurzgeschlossen und dadurch leistungslos. Durch die Anwendung eines schwach gedämpften Tonkreises, der parallel zur Primärwicklung des ersten Zwischentransformators des Niederfrequenzverstärkers (als Stromresonanzkreis) liegt, wird eine äußerst scharfe Selektivität der Empfangsanordnung erzielt.

Ist die Antennenstromstärke J_2 so groß, daß sie in den Meßbereich eines Thermoelements oder eines Vakuumbarrettersatzes ($J_{\text{Min}} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ A}$) fällt, so kann die Meßschleife Q unmittelbar in den mit dem Hilfssender HS gekoppelten abgestimmten Meßkreis gelegt werden.

Zur Messung schwächerer Ströme (bis etwa 10^{-7} A möglich) wird eine Art Umkehrung des Stromwandlerprinzips (Messung starker Ströme mit Instrumenten für schwache Ströme) angewandt: Das Verhältnis des (mit Thermoelement oder Barretters gemessenen) Stromes J_1 in dem vom Hilfssender erregten Kreise zu dem Strome J_2 , der durch die Gegeninduktivität M_2 in dem aus den Spulen P und Q gebildeten Kreise erzeugt wird, ist:

$$\frac{J_1}{J_2} = \ddot{u} = \frac{\sqrt{R^2 + (\omega L_2)^2}}{\omega \cdot M_2}. \quad (18)$$

Dabei ist R der Verlustwiderstand des Spulenkreises und L_2 die Induktivität desselben. Bei verlustarmen Spulen ist $(\omega L_2)^2$ leicht $\gg R^2$ zu machen. Dann ist das „Stromübersetzungsverhältnis“ $\ddot{u} = \frac{L_2}{M_2}$, also unabhängig von Frequenz- und Widerstandsänderungen [solange $(\omega L_2)^2 \gg R^2$].

Zur Bestimmung von \ddot{u} schaltet man an die Stelle des Kurzschlußbügels K (s. Abb. 697) ein geeichtes Thermoelement, während primär ein weniger empfindliches Thermoelement oder Hitzdrahtinstrument verwendet wird. Durch Änderung der Spulenstellung kann M_2 und damit \ddot{u} in weiten Grenzen geändert werden. — Bei Empfangsmessungen wird nun die Spulenstellung so gewählt, daß J_1 bequem mit Thermoelement oder Barretter gemessen werden kann. Die gesuchte Antennenstromstärke J_2 ist dann einfach: J_1/\ddot{u} . — Ist \ddot{u} bestimmt, kann umgekehrt die Hochfrequenzzeichnung von Instrumenten und Strommeßanordnungen ausgeführt werden, die nicht mit Gleichstrom eichbar sind und eine größere Stromempfindlichkeit besitzen als Thermoelemente, wie z. B. Vakuumbarrettersätze. Beim Eichern der letzteren nach dem Stromwandlerverfahren ist besonders günstig, daß der sich mit der Stromstärke ändernde Widerstand des Barretters nicht berücksichtigt zu werden braucht. Voraussetzung ist aber immer, daß $(\omega L_2)^2 \gg R^2$, wobei dann in R der Verlustwiderstand des zu eichenden Instrumentes enthalten ist.

Zur Berechnung des bei Empfangsmessungen zu bestimmenden elektromagnetischen Feldes \mathcal{E} ist nun außer der Antennenstromstärke J_2 noch der Widerstand R_2 des Antennenkreises und die effektive Antennenhöhe h_2 zu bestimmen. R_2 wird unter den Empfangsverhältnissen nach dem Zusatzwiderstandsverfahren bestimmt. Dazu wird der Antennenkreis nach Umlegen des Schalters S_2 (s. Abb. 697) durch die Spule O vom Hilfssender erregt. Die Strommessung geschieht dabei entweder

nach dem gleichen Verfahren wie bei der Empfangsmessung oder bei Anwendung größerer Hilfssenderenergie durch Einschalten eines möglichst niederohmigen Thermoelements mit bekanntem Widerstande in die Antennenleitung. Die Bestimmung der effektiven Antennenhöhe h_2 geschieht am besten mittels Rahmens (s. A. b, S. 690).

Bei dem beschriebenen Empfangsmeßverfahren ist noch auf die Größe der Gegeninduktivität M_1 (zwischen Spule Q und Sekundär-Empfangskreisspule) Rücksicht zu nehmen. Denn der abgestimmte Sekundärkreis mit dem Widerstande R_3 induziert im Antennenkreis oder im Spulenkreise einen (rein Ohmschen) Widerstand:

$$R_K = \frac{(\omega M_1)^2}{R_3}. \quad (19)$$

Wie unter A. c) beschrieben, entzieht der Sekundärkreis dem Antennenkreis die größte Energie, wenn M_1 so eingestellt wird ($= M_{1\text{opt}}$), daß $R_K = R_2$ ($R_2 =$ Antennenwiderstand). Wegen der verschiedenartigen Wirkungen des im Antennenkreis und im Spulenkreis induzierten Widerstandes R_K muß aber hier R_K gegen R_2 vernachlässigbar sein. Soll z. B. R_K nicht mehr als 1% von R_2 betragen, so darf M_1 nur 10% von $M_{1\text{opt}}$ sein. Aber auch um zu vermeiden, daß der vom Überlagerer \dot{U} im Sekundärkreis induzierte Strom bei den beiden Stellungen des Schalters S_1 verschieden groß ist, muß die Kopplung zwischen Sekundär- und Antennen- bzw. Spulenkreis genügend lose sein. Praktisch wird die richtige Einstellung von M_1 leicht durch Bestimmung der Abhängigkeit des Meßergebnisses von der Spuleneinstellung gefunden.

Mit Rücksicht auf die Meßgenauigkeit ist darauf geachtet, daß der Elektrometerausschlag in dem in Frage kommenden Bereiche möglichst linear proportional der Antennenstromstärke ist.

Die Meßanordnung ist zum Zwecke leichter Transportfähigkeit in vier würfelförmigen Kästen (s. Abb. 697) von je 50 cm Kantenlänge untergebracht, die über- und nebeneinander aufgestellt werden, so daß sich alle Einstellvorrichtungen in Reichweite des am Elektrometer sitzenden Beobachters befinden.

Unerwünschte induktive Kopplungen sind durch die Ausführung aller Hochfrequenzspulen als „Differentialspulen“ fast vollkommen vermieden. Die störenden kapazitiven Kopplungen werden durch möglichstste Symmetrie der Schaltungen (z. B. Hilfssender in Eccles-2-Röhrenschtaltung) herabgesetzt. Die restlichen induktiven und kapazitiven Störkopplungen sind durch eine Umkleidung der einzelnen Kästen mit Kupferblech beseitigt. Infolge dieser wirksamen Abschirmungen kann die Meßanordnung bis zu 300 m Wellenlänge herunter verwendet werden (Spulen auswechselbar). Da Antenne bzw. Empfangsrahmen und Hilfssender bei den Empfangsmessungen nur abwechselnd eingeschaltet sind, verursacht die namentlich bei kurzen Wellen infolge der räumlichen Ausdehnung der Empfangsgebilde schwer zu vermeidende Einwirkung des Hilfssenders auf die Antenne (im Gegensatz z. B. zu dem unter g) beschriebenen Meßverfahren) keine Meßfehler.

Aus dem Vorstehenden ist ersichtlich, daß an eine Empfangsmeßanordnung schärfere Anforderungen zu stellen sind als an ein normales Empfangssystem, und daß (namentlich bei Messung des Fernempfanges) sehr leicht Meßfehler unterlaufen können. Jede zu Empfangsmeßzwecken dienende Anordnung muß daher als Ganzes objektiv auf die Zuverlässigkeit der mit ihr erzielten Ergebnisse geprüft werden.

IX. Messungen an Telephonen¹⁾.

Bearbeitet von E. Alberti.

Für den Zweck der drahtlosen Telegraphie sowie als Nullinstrument bei Meßanordnungen sind Telephone möglichst großer Empfindlichkeit bei einer bestimmten Frequenz erforderlich, für die Telephonie sind Telephone erwünscht, welche im ganzen Gebiet der Sprachfrequenzen (etwa $f = 100$ bis 5000 Hertz)

¹⁾ Vgl. hierzu S. 542ff.

gleich gute Empfindlichkeit ohne jede Eigenfrequenz besitzen. Doch hängt die Lautstärke außer von der Strom- oder Spannungsempfindlichkeit des Telephons auch von der Anpassung seines Wechselstromwiderstandes an den Widerstand der angeschlossenen Anordnung ab. Für die Beurteilung der Güte eines Telephons sind je nach dem Verwendungszweck folgende Messungen erforderlich.

1. Messung der Eigenfrequenz.

Für eine angenäherte Bestimmung der Eigenfrequenz genügt oft eine subjektive Beobachtung der Lautstärke, indem man die Spannung einer auslaufenden Wechselstrommaschine an die Klemmen des Fernhörers anlegt. Die Resonanz ergibt sich an der Stelle größter Lautstärke. Meistens sind mehrere Resonanzen vorhanden, von denen jedoch eine am ausgeprägtesten ist. Die Methode ist nur bei Telephonen mit ausgesprochener Eigenfrequenz anzuwenden, sie ist ungenau, da der Scheinwiderstand des Hörers mit der Frequenz steigt, die Maschinen-spannung mit abnehmender Tourenzahl sinkt und die Empfindlichkeit des Ohres von der Frequenz abhängt. Für eine genaue Bestimmung der Eigenfrequenzen ist die Aufnahme einer Charakteristik erforderlich (s. S. 708).

2. Messung der Empfindlichkeit.

Zur Messung der Empfindlichkeit stehen zwei Wege offen: Man bringt das Telefon in ein konstantes, starkes Schallfeld und mißt die elektrische Leistung, die infolge der Bewegung der Telefonmembran im Schallfelde abgegeben wird; oder man schickt durch das Telefon einen Wechselstrom bekannter Frequenz und Stärke und mißt die Lautstärke der vom Telefon erzeugten akustischen Schwingungen. Die beiden Methoden ergeben im allgemeinen, wenn auch nicht unbedingt, die gleichen Werte für die Empfindlichkeit. Mit Rücksicht auf die Verwendung des Telephons sind die Lautstärkemessungen vorzuziehen.

A. Ermittlung der Empfindlichkeit durch Messung der elektrischen Leistung [Pirani und Paschen¹⁾].

Die Anordnung geht aus Abb. 698 hervor. Das Telefon *T* wird in ein konstantes und starkes Schallfeld gebracht, das von einer Pfeife *P* durch einen kon-

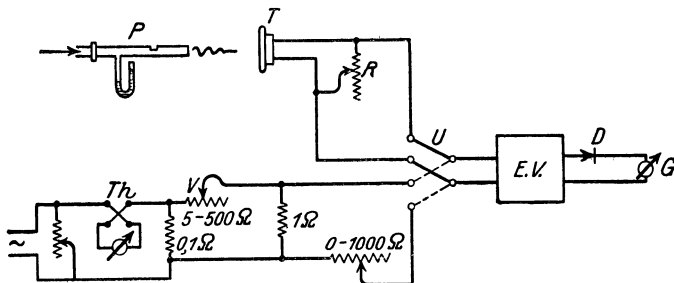


Abb. 698. Empfindlichkeitsmessung von Telephonen nach Pirani und Paschen.

stanten Luftdruck erzeugt wird. Die im Telefon von dem Schallfeld hervorgerufene elektrische Leistung wird durch Spannungsmessung an dem Widerstande *R* ermittelt. Die Spannung wird durch den Umschalter *U* zu dem Niederfrequenzverstärker *EV* geleitet, hinter dem mit Ausgangstransformator versehenen Verstärker durch einen Pyritdetektor (*D*) gleichgerichtet und durch ein Galvano-

¹⁾ Pirani, M., u. P. Paschen: Verh. D. phys. Ges. 21, S. 43. 1919.

meter G bestimmt. Hierauf wird der Umschalter U in die andere Stellung gelegt und der gleiche Ausschlag am Galvanometer durch Regulierung des Widerstandes V eines mit dem Tonsummer in Verbindung stehenden Spannungsteilers eingestellt. Da der Strom, der durch den Spannungsteiler fließt, mittels des Thermoelements Th gemessen wird, so berechnet sich, wenn man diesen Strom J nennt, die an dem Abzweigwiderstand von 1Ω des Spannungsteilers resultierende und dem Verstärker zugeführte Spannung e , wie eine einfache Rechnung ergibt, zu $\frac{0,1 \cdot J}{V + 1,1}$.

Die Methode ist von H. Sell¹⁾ etwas abgeändert worden, besonders durch Verwendung eines Röhren-Tonsenders an Stelle der Pfeife, von Durbin²⁾ ist statt dessen eine Lochsirene benutzt.

B. Ermittlung der Empfindlichkeit durch Messung der Lautstärke.

a) Durch Ermittlung der Reizschwelle.

Das Verfahren beruht auf dem Prinzip der Parallel-Ohmmethode (vgl. S. 687). Die Schaltung ergibt sich aus Abb. 699. Der Fernhörer wird parallel zu einem kleinen Teil w des kapazitäts- und induktionsfreien Widerstandes W gelegt. Durch Änderung eines Spannungsreglers wird der an einem Strommesser ablesbare Wechselstrom i so lange geändert, bis der Maschinton am Telephon gerade nicht mehr hörbar ist. Ist w_w der Wechselstromwiderstand des Telephons für die Periodenzahl f des benutzten Wechselstromes, so ist die geringste Stromstärke i' , welche das Telephon anzeigt:

$$i' = i \frac{w}{w + w_w}.$$

Die nach diesem Verfahren ermittelten Werte der Reizschwelle fallen je nach der Empfindlichkeit und der Ermüdung des Ohres des Beobachters verschieden aus, Unterschiede bis zu 200% sind möglich. Die Methode ist nur zur Vergleichung von Telephonen geeignet.

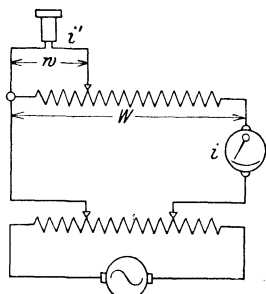


Abb. 699. Empfindlichkeitsbestimmung von Telephonen nach der Reizschwellenmethode.

b) Durch Vergleichung mit einem Normaltelephon.

α) Unter Verwendung eines Spannungsteilers [Pirani und Paschen³⁾].

Die beiden zu vergleichenden Telephone H_n und H_u werden über einen Regulierwiderstand R_1 an eine Wechselstromquelle gelegt (Abb. 700). Parallel zu den Hörern liegen zwei gegen die Wechselstromwiderstände der Hörer kleine (unter 5%) Widerstände R_n und R_u , die so lange verändert werden, bis die Lautstärke an beiden Telephonen als gleich empfunden wird. Die Spannungsempfindlichkeit des zu untersuchenden Telephons im Vergleich zu der des Normaltelephons ist dann:

$$E_e = \frac{e_n}{e_u} = \frac{R_n}{R_u}.$$

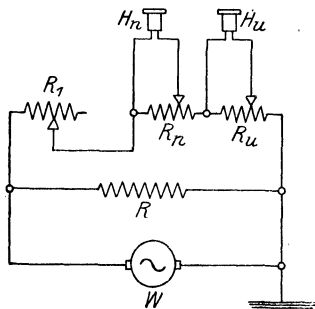


Abb. 700. Telephonvergleichsmessung mit Spannungsteiler.

¹⁾ Sell, H.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern 2, S. 349. 1922.

²⁾ Durbin, V.: amer. P. S. 4 562 545.

³⁾ Pirani, M., u. P. Paschen: Verh. D. Phys. Ges. 21, S. 43. 1919.

Sind andererseits die Wechselstromwiderstände w_w und die Verlustwiderstände w_h in der Brücke gemessen, so ergibt sich die Leistungsempfindlichkeit:

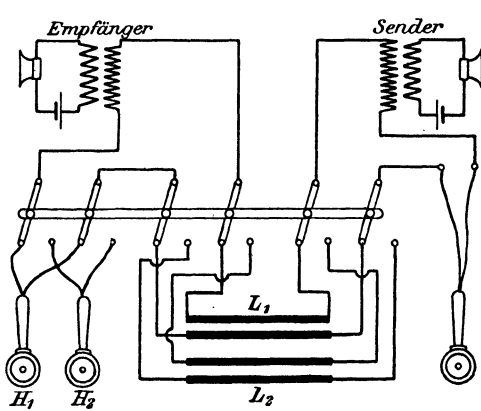


Abb. 701. Telefonvergleichsmessung mit künstlicher Leitung.

$$E_N = \frac{N_n}{N_u} = E_e^2 \cdot \left(\frac{w_w u}{w_h n} \right)^2 \frac{w_h n}{w_h u}$$

und die Stromempfindlichkeit:

$$E_i = \frac{i_n}{i_u} = E_e \cdot \frac{w_w u}{i_w w_n}$$

Die Empfindlichkeit des Normaltelefons muß vor jeder Vergleichung nachgeprüft werden. Dies geschieht z. B. nach dem Verfahren 2 A.

β) unter Verwendung einer künstlichen Leitung [K. W. Wagner¹⁾].

Schaltung nach Abb. 701.

Mit Hilfe eines Umschalters

wird der Sprechstrom abwechselnd über eine künstliche Leitung L_1 und den Fernhörer H_1 , abwechselnd über die künstliche Leitung L_2 und den Hörer H_2 geschaltet und dabei die Dämpfung von L_1 und L_2 so lange geändert (bei möglichst leiser Sprache), bis die beiden Telephone gleich lautstark sind. Es folgt dann, daß der Hörer H_1 nur den Bruchteil $e^{-2(\beta_1 l - \beta_2 l)}$ von der Energie braucht, die H_2 erhält, wenn $\beta_1 l$ bzw. $\beta_2 l$ die Dämpfungsexponenten der künstlichen Leitungen sind.

γ) mit der Phonometerbank [Nullmethode. Lichte²⁾].

Eine der Photometerbank analoge Methode zum Vergleich zweier Telephone ist von Lichte angegeben. Die Anordnung geht aus den Abb. 702 und 703 hervor. Die Enden eines zylindrischen Rohres R tragen je ein Telefon A und B , von denen A das Normaltelefon und B das zu prüfende Telefon sei. Das Rohr hat in

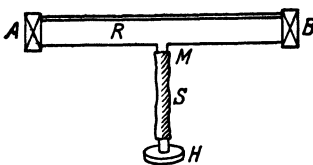


Abb. 702. Telefonvergleichung an der Phonometerbank.

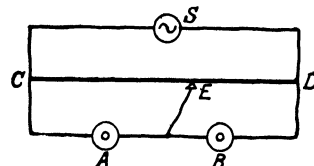


Abb. 703. Schaltung zur Phonometerbank.

der Mitte M einen Ansatz mit einem Hörschlauch S , mit dessen freiem Ende eine Hörmuschel H verbunden ist. An die Stelle der Hörmuschel kann auch ein Mikrophon in Verbindung mit einem Telefon oder einer Meßanordnung für schwache Wechselströme treten. Haben die beiden Telephone gleiche Empfindlichkeit, so verschwindet der Ton bei M , wenn sie von derselben Wechselstromquelle erregt werden. Bei verschiedener Empfindlichkeit wird zweckmäßig eine Anordnung nach Abb. 703 benutzt. S ist die Wechselstromquelle, die über einen

¹⁾ Wagner, K. W.: ETZ 82, S. 110. 1911.

²⁾ Lichte, H.: ENT 2, S. 26. 1925.

Widerstand CD geschlossen wird. Die Telephone A und B erhalten die an CE und ED liegenden Teilspannungen. Durch Verschieben des Kontaktes E wird auf Verschwinden des Tones bei M eingestellt. Das Verhältnis der Widerstände zwischen C und E und zwischen E und D gibt ein Maß für das Verhältnis der Empfindlichkeiten des Normaltelefons und des zu prüfenden Telefons.

c) Durch Vergleichung mit einem Thermophon [Trendelenburg¹⁾].

Unter einem Thermophon versteht man eine Anordnung, in welcher die in einem Leiter fließenden Wechselströme in der umgebenden Luft Schallwellen auslösen. Die Umsetzung der Temperaturschwankungen in Schallwellen erfolgt entweder mechanisch durch gekoppelte Membranen oder thermodynamisch durch die Druckschwankungen, welche im umgebenden Gas hervorgerufen werden. Für den vorliegenden Zweck sind Konstruktionen vorzuziehen, welche auf der thermodynamischen Wirkung beruhen. Als Stromleiter verwendet man dünne metallische Drähte (Haardrähte) oder Metallfolie (z. B. Aluminium von $0,5 \mu$).

Die Meßanordnung ist in Abb. 704 gegeben. Das Telefon wird an den einen Anker einer Frankeschen Maschine gelegt, während dem anderen Anker der Wechselstrom zur Speisung des Thermophons entnommen wird, die Felderregung wird konstant gehalten. Die Schallintensität des Thermophons wird subjektiv durch geeignete Wahl der Wechselstromstärke so abgeglichen, daß sie mit derjenigen des Telefons übereinstimmt. Macht man diese Messungen bei verschiedenen Frequenzen und trägt man über der Frequenz als Abszisse die Werte $\frac{i_{eff}^2}{\omega^3}$

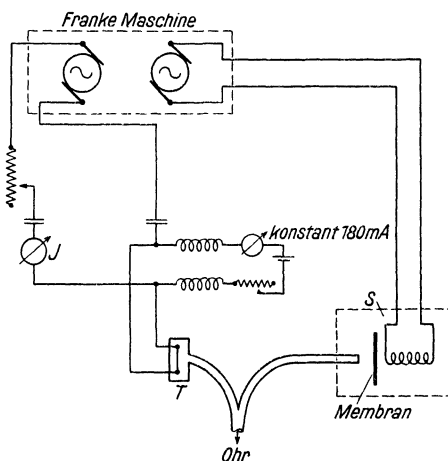


Abb. 704. Empfindlichkeitsbestimmung von Telefonen mit Hilfe eines Thermophons.

auf Koordinatenpapier auf, so ist die so erhaltene Kurve die Charakteristik des Telefons.

Die Methode läßt sich in der Empfindlichkeit steigern, wenn man von der Vergleichsmethode abgeht und eine Nullmethode verwendet. Man läßt Thermophon und Telefon gleichzeitig tönen und sorgt nun durch Phasenänderung des einen Ankers der Frankeschen Maschine gegen den anderen und durch geeignete Wahl der Stromstärke dafür, daß der von dem Thermophon ankommende Wellenzug den von dem Telefon herrührenden Wellenzug durch Interferenz auslöscht.

d) Mit Hilfe der Schalldüse [Sell²⁾].

Die Eigenschaft der Schalldüse, bei der Druckphase andere Stromlinien zu besitzen als bei der Saugphase, kann gewissermaßen als räumliche Gleichrichtung des Schalles aufgefaßt und zu Lautstärkemessungen verwandt werden. Die von Sell angegebene Anordnung besteht darin, daß der gleichgerichtete Luftstrom

¹⁾ Trendelenburg, F.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern 3, S. 212. 1923.

²⁾ Sell, H.: Zeitschr. f. techn. Phys. 5, S. 573. 1924.

entweder zur Bewegung eines mechanischen Systems oder zur Abkühlung eines Zweiges einer hochempfindlichen Brückenschaltung (Bolometeranordnung) benutzt wird. Die Methode ist sehr empfindlich und frei von irgendwelchen Eigenfrequenzen. Bei Verwendung eines Bolometers mit Galvanometer als Indikator sind die Galvanometerausschläge bei einer bestimmten Frequenz proportional den Schallamplituden.

e) Mit einem elektrodynamischen Telephon [Nullmethode. Gerlach¹⁾].

Der zu messende Schall fällt auf eine sehr dünne Aluminiummembran (wenige μ Dicke), die dadurch zu Schwingungen angestoßen wird. Durch kompensierende Gegenkräfte wird die Bewegung der Platte jedoch wieder aufgehoben, so daß aus der Ruhe der Membran die Gleichheit der Kräfte folgt. Die schallkompensierenden Gegenkräfte werden dadurch erzeugt, daß die Membran (ein Band, s. Abb. 705) sich in dem homogenen Felde eines Permanentmagneten NS befindet und in ihrer Längsrichtung von einem Strom durchflossen wird, dessen Frequenz übereinstimmt mit der Frequenz des zu messenden Schalles und dessen Stärke und Phase meßbar verändert werden kann. Die Kraftlinien des Permanentmagneten verlaufen parallel zu der Membranebene und senkrecht zur Längsrichtung des Bandes. Hinter der Membran ist luftdicht ein Hörrohr angeschlossen, durch das unmittelbar abgehört werden kann, ob noch Schall durch die Membran hindurchtritt oder nicht. Als Stromquelle dient die Frankesche Maschine. Der eine Anker der Maschine speist das zu messende Telephon T . Der Strom im Telephon wird auf den gewünschten Wert gebracht, die Klemmenspannung und die Phasenverschiebung gemessen. Dann wird durch die Membran M von dem zweiten Anker der Frankeschen Maschine aus ein Strom geschickt und dessen Stärke und Phase so lange verändert, bis in dem Hörrohr kein Ton mehr zu vernehmen ist.

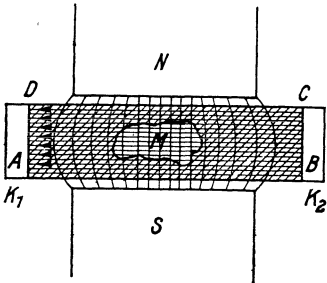


Abb. 705. Elektrodynamisches Telephon.

Hinter der Membran ist luftdicht ein Hörrohr angeschlossen, durch das unmittelbar abgehört werden kann, ob noch Schall durch die Membran hindurchtritt oder nicht. Als Stromquelle dient die Frankesche Maschine. Der eine Anker der Maschine speist das zu messende Telephon T . Der Strom

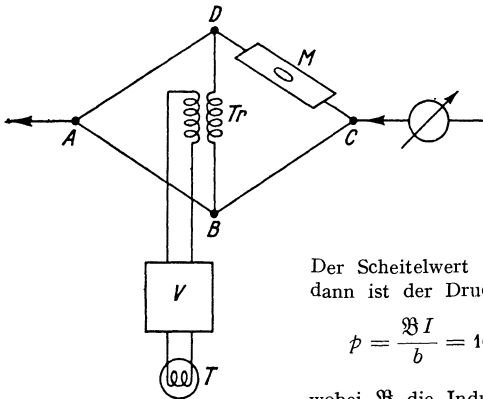


Abb. 706. Elektrodynamisches Telephon in Brückenschaltung.

im Telephon wird auf den gewünschten Wert gebracht, die Klemmenspannung und die Phasenverschiebung gemessen. Dann wird durch die Membran M von dem zweiten Anker der Frankeschen Maschine aus ein Strom geschickt und dessen Stärke und Phase so lange verändert, bis in dem Hörrohr kein Ton mehr zu vernehmen ist. Der Scheitelwert dieses Stromes wird gemessen, dann ist der Druck pro Flächeneinheit:

$$p = \frac{\mathfrak{B} I}{b} = 10^{-1} \frac{\mathfrak{H}}{\text{Gauß}} \frac{I}{\text{Amp.}} \frac{\text{cm}}{b} \frac{\text{Dyn}}{\text{cm}^2},$$

wobei \mathfrak{B} die Induktion, \mathfrak{H} die Feldstärke, I die Stromstärke und b die Breite des Bandes bedeuten.

Eine Verbesserung des Schallmeßapparates ergibt sich durch Anwendung einer Brückenschaltung

(Abb. 706). Die Membran M ist als Zweig in einer einfachen Brücke ausgebildet. Die Brücke ist abgeglichen, wenn die Membran in Ruhe ist. Alle vier Zweige der Brücke sind dann Ohmsche Widerstände. Fällt Schall auf die Membran, so ist die Brücke nicht mehr im Gleichgewicht, weil durch die

¹⁾ Gerlach, E.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern 3, S. 139. 1923.

Membranbewegung im Zweig CD eine EMK entsteht. Nun verändert man den Brückenspeisestrom nach Stärke und Phase so lange, bis die Membranbewegung kompensiert ist, dann ist gleichzeitig die Brücke wieder abgeglichen.

f) Mit einem Mikrophon als Schallempfänger [Sell¹⁾].

Als Schallempfänger kann jede Art von Mikrophon benutzt werden, wie Kohlekörnermikrophon (nur für große Lautstärken), Kathodophon, elektrodynamisches Telefon usw. Nach Umwandlung der Schallenergie in elektrische Energie ist es zweckmäßig, diese zunächst mit Hilfe von Elektronenröhren zu verstärken und dann einem Gleichrichter zuzuführen. Als Gleichrichter kann wieder eine Elektronenröhre verwandt werden, und zwar entweder in Audionschaltung oder in der Schaltung für Anodengleichrichtung (am oberen oder unteren Knick der Kennlinie). Den Gleichrichtereffekt mißt man mit einem Amperemeter im Anodenkreis.

3. Messung des Wirkungsgrades [Pirani und Paschen²⁾].

A. Mit Hilfe zweier gekoppelter Telephone.

Schickt man in ein Telefon T_s mit dem Verlustwiderstand R'_v den Strom i_s , so ist die Leistung $i_s^2 R'_v$. Die an die Luft abgegebene Leistung ist, wenn η_s den Wirkungsgrad bedeutet, $\eta_s i_s^2 R'_v$. Wird diesem Telefon ein zweites Telefon T_e mit dem Wirkungsgrad η_e gegenübergestellt, und gelingt es, die mechanische Energie ohne Verlust im Zwischenraum zwischen den beiden Telefonen auf das zweite zu übertragen, so gibt das Empfangstelephon die Leistung:

$$\eta_e \eta_s i_s^2 R'_v = i_e^2 (R''_v + R_{tn}).$$

Daraus folgt:

$$\eta_e \cdot \eta_s = \frac{i_e^2 R'_v + R_{tn}}{i_s^2 R'_v}.$$

Andererseits müssen sich die Wirkungsgrade der Telephone verhalten wie ihre Empfindlichkeiten: $\frac{\eta_e}{\eta_s} = \frac{E_{Ne}}{E_{Ns}}$, die z. B. nach dem Verfahren 2. A oder 2. B bestimmt werden können. Die Messung des Produktes der Wirkungsgrade geschieht nach der Schaltung Abb. 707. Es ist im wesentlichen die gleiche Schal-

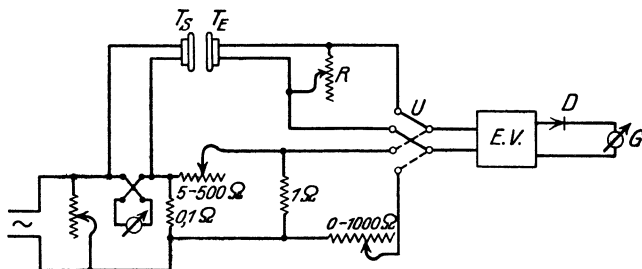


Abb. 707. Schaltung zur Bestimmung des Wirkungsgrades von Telefonen.

tung wie die der Abb. 698, nur daß parallel zum Thermoelement das Sendetelephon T_s liegt, welches an Stelle der Pfeife die Schallenergie für das Telefon T_e erzeugt. Die Messung der von diesem abgegebenen Leistung geschieht mit Hilfe

¹⁾ Sell, H.: Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern 2, S. 353. 1922.

²⁾ Pirani, M., u. P. Paschen: Verh. D. Phys. Ges. 21, S. 43. 1919.

des Spannungsteilers. Die Methode erfordert außerordentliche Sorgfalt und ist nicht überall anwendbar. Besondere Beachtung muß der Übertragung von einem Telephon aufs andere geschenkt werden. Eine nahezu verlustfreie Übertragung ist nur bei genauer Abstimmung beider Telephone möglich.

B. Durch Aufnahme von Resonanzkurven [Hahnemann und Hecht¹⁾].

Bei Messung der von einem Telephon aufgenommenen Leistung (z. B. mit Hilfe eines Wattmeters) in Abhängigkeit von der Frequenz erhält man eine Resonanzkurve. Verhindert man die Membran durch Festbremsen am Schwingen und mißt man wieder bei verschiedenen Frequenzen die Verluste, so erhält man die im Eisen des Telephons verbliebene Leistung, die eine Erwärmung desselben hervorruft. Die Differenz dieser beiden Leistungen gibt die mechanisch-akustische Leistung. Durch Aufnahme derartiger Meßreihen am Telephon in Luft und im Vakuum, mit Hörmuschel und ohne Hörmuschel, bei offener und bei geschlossener Schallöffnung, sowie wenn die Hörmuschel an das menschliche Ohr gelegt ist, erhält man eine Trennung der verschiedenen Verlustdämpfungen und der Nutzdämpfung, woraus man den Wirkungsgrad des Telephons berechnet. Bezüglich der Einzelheiten der Messung und Berechnung muß auf die Arbeit von Hahnemann und Hecht verwiesen werden.

Eine Vereinfachung der Methode ist von Carsten²⁾ durchgeführt worden, der bei der Aufnahme der Resonanzkurven den Strom konstant hält. Die Messung der reellen und imaginären Anteile des Scheinwiderstandes erfolgt nach dem Vorgehen von K. W. Wagner in einer Brückenordnung. Näheres s. Originalarbeit.

4. Aufnahme der Charakteristik.

Nimmt man die Empfindlichkeit des Telephons (nach einer der unter 2. B beschriebenen Methoden) in Abhängigkeit von der Frequenz auf und zeichnet sie in Koordinatenpapier ein, so erhält man eine für das Verhalten des Telephons charakteristische Kurve, die meist als „Resonanzkurve“ bezeichnet wird. Sie besitzt meistens zwei, mitunter auch mehr Maxima, welche daher kommen, daß im Telephon mehrere Schwingungssysteme gekoppelt sind. Die Charakteristik des Telephons ist wichtig für die Beurteilung seiner Güte für Sprachübertragung.

X. Aufnahme und Analyse von Schwingungen³⁾.

Bearbeitet von E. Alberti.

1. Mit dem rotierenden Spiegel (Fedderson).

Enthält die Versuchsanordnung eine Funkenstrecke, so läßt sich aus dem mit dem rotierenden Spiegel aufgelösten Bilde des Funkens der zeitliche Verlauf des Stromes entnehmen. Zu einer genauen Analyse der Schwingungen, abgesehen von der Ermittlung der Frequenz (vgl. S. 669), ist die Methode jedoch nicht geeignet.

¹⁾ Hahnemann, W., u. H. Hecht: Ann. d. Phys. (4) **60**, S. 454. 1919.

²⁾ Carsten, H.: Phys. Zeitschr. **22**, S. 501. 1921. Zeitschr. f. techn. Phys. **2**, S. 312. 1921

³⁾ Allgemeine Literatur: Orlich, E.: Aufnahme und Analyse von Wechselstromkurven. Braunschweig 1906. — Über die Messung von Scheitel- und Augenblickswerten hoher Wechselspannungen niedriger Frequenz s. ferner R. Schimpf: ETZ **46**, S. 75. 1925.

2. Mit Oszillographen.

A. Elektrodynamische Oszillographen

(vgl. S. 610) können nur zur Analyse nieder- oder mittelfrequenter Ströme und Spannungen benutzt werden. Die bequeme Handhabung der Apparate infolge ihrer guten technischen Konstruktionen und die recht getreue Wiedergabe von Kurvenformen hat jedoch dazu geführt, daß man sich vielfach bei der Untersuchung von Schwingungen auf Nieder- und Mittelfrequenz beschränkt hat.

B. Glimmlichtoszillographen

(vgl. S. 612). Der Glimmlichtoszillograph eignet sich besonders zur Aufnahme von Wellenzügen, weniger zur Aufnahme der Kurvenform von Strömen und Spannungen, weil die Glimmlichtrohre erst bei einer Anfangsspannung von 300 V anspricht und die Kurvenformen infolgedessen nicht getreu wiedergegeben werden. Um eine vollständige und getreue Abbildung beider Halbwellen zu bekommen, muß man dem Wechselstrom im Glimmlichtrohr einen Gleichstrom überlagern. Zur Analyse sehr schwacher Wechselströme, z. B. von Mikrophonströmen, ist es zweckmäßig, eine geeignete Hochfrequenzverstärkeranordnung anzuwenden¹⁾. Die obere Frequenzgrenze, bis zu welcher der Glimmlichtoszillograph anwendbar ist, ist durch die Umlaufgeschwindigkeit des Spiegels bestimmt. Die Bildlänge l in mm, die einer Periode des Wechselstroms, d. h. der Zeit $T = \frac{1}{f}$ entspricht, ist:

$$l = 4 \pi \frac{A n}{60} \cdot \frac{1}{f},$$

wenn A die Entfernung zwischen photographischer Platte und Spiegel in mm, n die Umdrehungszahl des Spiegels in der Minute bedeutet. [Z. B. für $n = 12000$, $A = 500$ mm, $f = 1,5 \cdot 10^5$ ($\lambda = 2000$ m), l etwa 8 mm.]

3. Mit dem Helmholtzschen Pendel

(s. S. 612). Die obere Frequenzgrenze liegt bei 10 000 bis 20 000 Hertz.

4. Mit der Braunschen Röhre

(s. S. 612). Durch Ablenkung des Kathodenstrahles mit Hilfe der zu untersuchenden Wechselgröße (Strom in den Ablenkungsspulen oder Spannung am Ablenkungskondensator) wird auf dem Schirm eine periodische Bewegung des Fluoreszenzfleckes hervorgerufen. Um ein Bild des zeitlichen Verlaufes der zu untersuchenden Wechselgröße zu erhalten, muß dem Lumineszenzfleck noch eine zweite, zweckmäßig zur ersten senkrecht stehende, scheinbare oder wirkliche Bewegung erteilt werden. In einer von Dufour²⁾ angegebenen Anordnung werden sogar zwei Hilfswechselströme benutzt, deren Ablenkungswirkungen auf den Strahl zueinander senkrecht stehen. Beispielsweise hat die erste Hilfsspannung eine Frequenz von 286 000; senkrecht zu dieser wirkt die zweite Hilfsspannung mit einer Frequenz von 12 Millionen; dieser endlich wird die zu untersuchende Spannung mit der Frequenz von etwa 1 Milliarde einfach überlagert.

Je nach der Art der Hilfsbewegung kann man drei prinzipiell verschiedene Methoden unterscheiden.

¹⁾ Engelhardt, V., u. E. Gehrke: Zeitschr. f. techn. Phys. 6, S. 153. 1925.

²⁾ Dufour, A.: C. R. 178, S. 1478. 1924.

A. Der Zeit proportionale Hilfsgröße.

Eine der Zeit proportionale Hilfsgröße erhält man bei Verwendung eines rotierenden Spiegels oder bei translatorischer oder rotatorischer Bewegung [Grix¹⁾] der photographischen Kamera. Für Hochfrequenz sind derartige mechanische Methoden wegen der erforderlichen hohen Geschwindigkeit unverwendbar. Man benutzt daher für Hochfrequenz elektrische oder magnetische Hilfsablenkungen, indem man der Zeit proportionale Ströme oder Spannungen anwendet, so z. B. sinusförmige Wechselströme in der Nähe ihres Nullwertes [Zenneck, Rogowski²⁾] oder den Entladestrom eines Kondensators zu Beginn der Entladung [Mandelstam³⁾]. Die sinusförmige Hilfsgröße bekommt zweckmäßig eine niedrigere Frequenz als die zu untersuchende Wechselgröße.

In allen diesen Fällen, in denen die Hilfsgröße der Zeit proportional ist, erhält man die zu ermittelnde Kurve direkt in Cartesischen oder Polarkoordinaten.

Auch eine rotatorische Bewegung des Kathodenstrahles kann man als Zeitablenkung benutzen [Kipping⁴⁾], wenn man die Ablenkung durch zwei um 90° phasenverschobene Spannungen erzeugt. Um die zu untersuchende Spannung beobachten zu können, wird nunmehr die zur Erzeugung der Kathodenstrahlen notwendige Anodenspannung der Braunschen Röhre geändert, indem die zu untersuchende Spannung der die Kathodenstrahlen erzeugenden Gleichspannung überlagert wird. Die Methode ist das elektrische Analogon zur Methode der rotatorischen Bewegung der photographischen Kamera von Grix.

B. Hilfsgröße bekannter, aber der Zeit nicht proportionaler Kurvenform.

Man erhält geschlossene Figuren (Lissajous-Figuren), aus denen man die Kurvenform der gesuchten Wechselgröße zwar nicht unmittelbar ansehen, aber

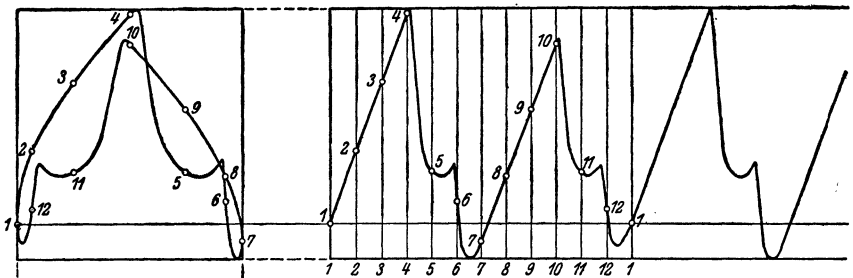


Abb. 708. Analyse einer Lissajous - Figur.

durch Umzeichnen leicht ermitteln kann. Im allgemeinen benutzt man rein sinusförmige Hilfsgrößen und erhält dann die Überführung der geschlossenen Kurven in periodische Funktionen der Zeit mit Hilfe eines sinoidal geteilten Maßstabes. In Abb. 708 ist als Beispiel eine derartige Analyse durchgeführt. Unterhalb der Lissajous-Figur (Ablenkung durch die Hilfsgröße in Richtung der Horizontalen) zeichnet man einen Kreis, dessen Durchmesser gleich

¹⁾ Grix, W.: ETZ 42, S. 717, 752. 1921.

²⁾ Zenneck, J.: Phys. Zeitschr. 14, S. 226. 1913. — Rogowski, W.: Arch. f. Elektrotechn. 9, S. 115. 1920.

³⁾ Mandelstam, L.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. I, S. 124. 1907.

⁴⁾ Kipping, N. V.: Electrical Communication 3, S. 78. 1924.

der Breite der Figur ist, und teilt den Umfang des Kreises in eine Anzahl gleicher Abschnitte (z. B. 12). Durch die Teilpunkte sind Senkrechte zu legen, die die Lissajous-Figur in den Punkten 1 bis 12 schneiden. Trägt man dann die Abstände der Schnittpunkte von der Grundlinie als Ordinaten über einer in gleiche Teile geteilten Abszissenachse auf, so erhält man die gesuchte Kurve. Die mittleren Teile der Lissajous-Figur werden genauer wiedergegeben als die in der Nähe der die Figur begrenzenden Senkrechten gelegenen. Durch eine zweite Aufnahme mit einer Hilfsgröße anderer Phase ist dieser Mangel zu beheben.

Die Frequenz der Hilfsgröße kann entweder gleich der Frequenz der gesuchten Wechselgröße sein, oder in einem ganzzahligen Verhältnis zu ihr stehen, oder, wenn es sich nur um die Aufnahme des zeitlichen Verlaufes der Amplitude der Schwingung handelt, gleich der Modulationsfrequenz sein [Mauz und Zenneck¹⁾].

C. Hilfsgröße proportional dem Differentialquotienten der gesuchten Wechselgröße [F. F. Martens²⁾].

Keine der beiden Bewegungen ist bekannt, die eine ist jedoch proportional dem ersten zeitlichen Differentialquotienten der anderen. Es ist also zu setzen:

$$y = f(t),$$

$$x = \frac{1}{\beta} f'(t),$$

wo β eine Konstante ist. Daraus ergibt sich:

$$\beta dt = \frac{dy}{x}.$$

Man kann danach bis auf den konstanten Faktor β die Zeit dt berechnen, welche der Lichtfleck braucht, um das Kurvenstück zu durchlaufen, dessen Projektion auf die y -Achse gleich dy , dessen mittlerer Abstand von der y -Achse gleich x ist. Bei der Ausführung verfährt man zweckmäßig so, daß man für eine Anzahl nahe benachbarter Punkte 1, 2, 3, ... k usw. die Ordinaten $y_1, y_2, y_3, \dots, y_k$ usw. und die Abszissen $x_1, x_2, x_3, \dots, x_k$ usw. bestimmt und dann nach der Gleichung:

$$\beta t_k = \sum_2^k \frac{y_k - y_{k-1}}{\frac{1}{2}(x_k + x_{k-1})}$$

für alle Punkte k die Zeit t_k berechnet, zu welcher der Lichtfleck die Stelle k überschreitet. Für den Punkt 1 ist die Zeit $t = 0$ gesetzt. Erstreckt man die rechtsstehende Summe über die ganze Kurve, so erhält man das Produkt βT . Die Analyse der resultierenden Bewegung des Lumineszenzfleckes ergibt dann gleichzeitig die beiden unbekanntenen Größen. Die Analyse der Figur führt in Sonderfällen zu unbestimmten Werten³⁾. Ein graphisches Verfahren zur Auswertung der nach dieser Methode aufgenommenen Lissajous-Figuren ist von Joos und Mauz⁴⁾ angegeben.

5. Mit Hilfe eines Wellenmessers [A. Meissner⁵⁾].

A. Bei Nieder- und Mittelfrequenz.

Die Schaltung (Abb. 709) entspricht derjenigen des normalen Hochfrequenz-Wellenmessers, bestehend aus einem Resonanzkreis 2 und einem damit gekoppelten aperiodischen Indikatorkreis 3. Der Wellenmesser wird mit dem Wechselstrom-

¹⁾ Mauz, E., u. J. Zenneck: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 22. 1923.

²⁾ Martens, F. F.: Verh. D. Phys. Ges. 21, S. 65. 1919.

³⁾ Alberti, E., u. G. Zickner: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 2. 1922.

⁴⁾ Joos, G., u. E. Mauz: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 268. 1922.

⁵⁾ Meissner, A., u. K.W. Wagner: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 15, S. 200. 1920; ETZ 44, S. 757. 1923.

kreis 1. dessen Stromkurve analysiert werden soll, so lose gekoppelt, daß keine merkliche Rückwirkung stattfindet. Darauf wird der Wellenmesser auf die verschiedenen harmonischen Oberschwingungen abgestimmt und der Strom i_3 im Indikatorkreis abgelesen. Dieser ist proportional der jeweiligen harmonischen Oberschwingung im Kreise 1:

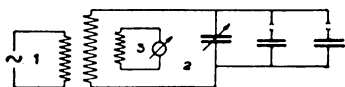


Abb. 709. Wellenmesseranordnung zur Kurvenanalyse.

$$i_1 = -i_3 \frac{W}{\omega^2} \frac{W_3 + j\omega L_3}{L_{12}L_{23}} = f i_3,$$

wo W der Gesamtwiderstand des Wellenmessers ist:

$$W = W_2 + \frac{\omega^2 L_{23}^2}{W_3^2 + \omega^2 L_3^2} W_3.$$

Wird der Scheinwiderstand $j\omega L_3$ klein gewählt gegen W_3 , so ist $\frac{W_3 + j\omega L_3}{L_{12}L_{23}}$ praktisch unabhängig von der Frequenz:

$$f = \text{const.} \frac{W}{n^2}.$$

Ist der Widerstand W in Abhängigkeit von der Frequenz experimentell bestimmt, so erhält man durch Division der W -Werte durch das Quadrat der zugehörigen Frequenz den Proportionalitätsfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Kopplung mit dem zu untersuchenden Kreis ist dabei im allgemeinen konstant zu halten. Wenn es darauf ankommt, Oberwellen von sehr kleiner Amplitude nachzuweisen, wird die Kopplung in angebbarem Maße fester gemacht, und zwar durch Verstimmen gegen die Grundwelle, bis der Ausschlag auf den m ten Teil des Maximalausschlages gesunken ist, und Wiederherstellen des nämlichen Ausschlages durch entsprechende Verringerung des Kopplungsabstandes. Die bei dieser m mal festeren Kopplung gemessenen Amplituden müssen dann, um im gleichen Maßstabe wie die Grundwelle zu erscheinen, durch m dividiert werden. Evtl. wird diese Kopplungsänderung mehrfach wiederholt.

B. Bei Hochfrequenz.

Die Meßmethode ist dieselbe wie bei Nieder- und Mittelfrequenz, doch ist jetzt im allgemeinen $j\omega L_3$ groß gegen W_3 , mithin

$$i_1 = \text{const.} \frac{W}{n} i_3.$$

Fünfter Teil.

Die Einrichtungen zum Senden und zum Empfang.

I. Sender.

1. Allgemeines.

Bearbeitet von A. Semm (A, B und D) und F. Weichart (C).

A. Definitionen.

Die in diesem Abschnitt definierten Begriffe sind noch nicht scharf umrissen. Sie sollen hier so wiedergegeben werden, wie sie sich im allgemeinen Gebrauch mit der Zeit eingebürgert haben.

Eine **Funksendeanlage** besteht aus einem Funksender, einer Vorrichtung zum Ausstrahlen von elektrischer Energie und einer Kraftanlage.

Ein Funksender dient zur Umformung von technischem Wechsel- oder Gleichstrom in hochfrequenten Wechselstrom.

Zu einem **Funksender** rechnet man:

1. den Hochfrequenzgenerator,
2. die Abstim- und Kopplungsmittel,
3. alle Instrumente, die zur richtigen Einstellung des Senders und zur Überwachung seines vorschriftsmäßigen Arbeitens nötig sind,
4. eine Tasteinrichtung für Telegraphie bzw. eine Vorrichtung zur Steuerung bei Telephonie,
5. Hilfsapparate.

Die Maschinen des Senders mit ihren Hilfsapparaten (Anlasser, Spannungs- und Drehzahlregler, Schalter, Sicherungen, Instrumente) und sonstige Energiequellen (Batterien usw.) werden im allgemeinen nicht zum Sender gerechnet. Nur bei den Hochfrequenzmaschinen ohne Frequenzwandler (Latour, Alexanderson) ist die Maschine zugleich der Hochfrequenzgenerator.

Bezüglich der Schaltung kann man die Sender in drei Arten einteilen:

1. **Sender in direkter Schaltung** (auch „direkter Sender“ genannt). Die vom Generator umgeformte Hochfrequenzenergie wird unmittelbar an den Antennenkreis abgegeben.

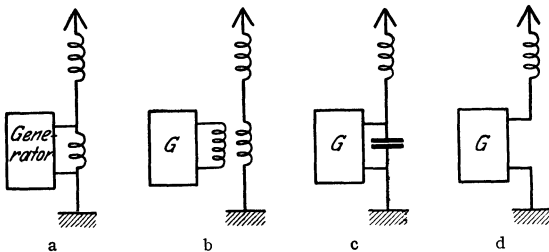


Abb. 710. Sender in direkter Schaltung.

Der Generator ist gemäß Abb. 710 „direkt“ [induktiv (a) und (b) oder kapazitiv (c)¹⁾] mit dem Antennenkreis gekoppelt oder liegt im Antennenkreis selbst (d).

¹⁾ Die in den Abb. 710 c, 711 b und 712 b dargestellte Art der kapazitiven Kopplung entspricht der in der Praxis üblichen Ausführung. Ausführlicheres über kapazitive Kopplung siehe S. 560.

2. **Zwischenkreissender** (Abb. 711). Der Hochfrequenzgenerator arbeitet zunächst auf einen geschlossenen abgestimmten Kreis, den Zwischenkreis, mit dem der Antennenkreis induktiv (a) oder kapazitiv (b)¹⁾ gekoppelt ist.

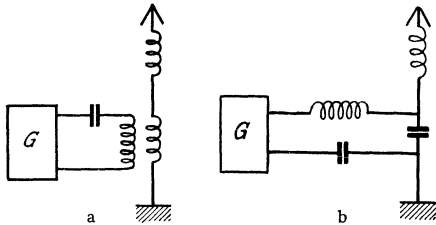


Abb. 711. Zwischenkreissender.

3. **Tertiärkreissender** (Abb. 712). Zwischen dem Zwischenkreis und dem Antennenkreis liegt noch ein weiterer Kreis, der Tertiärkreis. Die Kopplung geschieht induktiv (a) oder kapazitiv (b)¹⁾.

Als **Leistung** eines Senders für Telegraphie wird in Deutschland allgemein die von ihm bei Dauerstrich in den Antennenkreis gelieferte Energie angegeben:

$$N = i_A^2 \cdot w_A$$

(i_A Antennenstrom in Ampere, w_A Wirkwiderstand des Antennenkreises in Ohm),

während in anderen Ländern unter „Leistung eines Senders“ oft die vom Sender aufgenommene Energie verstanden wird.

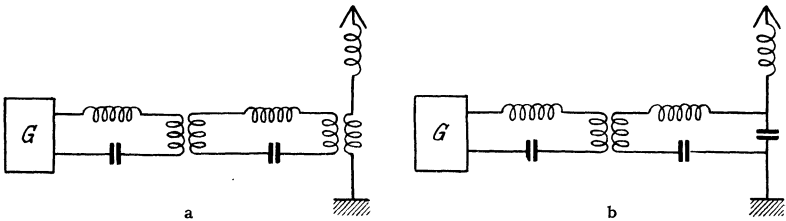


Abb. 712. Tertiärkreissender.

Unter Leistung eines Senders für Funktelephonie versteht man in Deutschland diejenige des gleichen Senders in Telegraphieschaltung bei Dauerstrich, d. i. also der Höchstwert der Senderleistung.

Nach einem Vorschlag des „Office International de Radiophonie“ soll die Telephonieleistung eines Röhrensenders definiert werden als das Produkt von Anodengleichspannung und Anodengleichstrom im nichtmodulierten Zustande des Senders. Eine entsprechende Definition für die Telephonieleistung eines Maschinensenders fehlt z. Z. noch.

Zur Bestimmung der Leistung einer Funkseudeanlage dient die **Strahlleistung**:

$$N_s = i_s^2 \cdot w_s$$

(w_s Strahlwiderstand der Antenne bzw. des Rahmens).

Die obige Definition für „Leistung“ trifft wohl nach dem Energiegesetz zu, gibt aber kein gutes Maß für die Güte eines Senders. Denn der Widerstand des Antennenkreises w_A setzt sich zusammen aus dem Strahlwiderstand w_s , den Verlustwiderständen der Antennen- und Erdanlage und dem Verlustwiderstand der im Antennenkreis liegenden Senderteile. Die Strahlleistung hängt also von dem Wirkwiderstand der Antennenverlängerungs- oder -verkürzungsmittel ab, d. h. zwei Sender gleicher „Leistung“ ergeben unter gleichen Verhältnissen

¹⁾ S. Fußnote S. 713.

verschiedenen Antennenstrom und damit verschiedene Strahlleistung, wenn die Antennenabstimmittel verschiedenen Hochfrequenzwiderstand haben.

Ferner muß hervorgehoben werden, daß die „Leistung“ eines Senders von den Betriebsverhältnissen, insbesondere von der Wellenlänge, der Kapazität und dem Widerstand der Antenne abhängig ist; in welchem Maße, wird bei den einzelnen Senderarten besprochen.

Der Wirkungsgrad eines Senders ist das Verhältnis der vom Antennenkreis aufgenommenen zu der dem Sender zugeführten („primären“) Energie.

Im besonderen nennt man

$$\eta = \frac{i_A^2 w_A}{\text{primäre Energie}}$$

den elektrischen Wirkungsgrad bei Dauerstrich bzw. den funktelographischen Wirkungsgrad bei Telegraphie bzw. Telephonie.

Der Unterschied zwischen dem elektrischen und dem funktelographischen Wirkungsgrad ist besonders bei Telegraphiesendern wichtig, weil bei letzteren die in den Tastpausen nutzlos verbrauchte Energie mit berücksichtigt wird.

Ferner bezeichnet man $\eta_w = \frac{i_A^2 \cdot w_s}{\text{die den Antriebsmaschinen zugeführte Energie}}$ bei Telegraphie oder Telephonie als den wirtschaftlichen Wirkungsgrad.

Der wirtschaftliche Wirkungsgrad wird zuweilen auch anders definiert. Es empfiehlt sich, in jedem Falle genau anzugeben, um welches Energieverhältnis es sich handelt.

Um Sender gleicher Art untereinander vergleichen zu können, ist es gut, den Wirkungsgrad zu unterteilen. Gebraucht man den aus der Elektrotechnik bekannten Satz, daß der Gesamtwirkungsgrad einer Umformeranlage (ohne Berücksichtigung der Energie der Hilfsstromkreise) gleich ist dem Produkt der Einzelwirkungsgrade, so ist z. B. der wirtschaftliche Wirkungsgrad eines Zwischenkreisröhrensenders, dessen Anodenspannung aus gleichgerichtetem Wechselstrom erzeugt wird:

$$\eta_w = \eta_M \cdot \eta_{Gl} \cdot \eta_R \cdot \eta_{Zw} \cdot \eta_A;$$

hierbei bedeutet: η_M Wirkungsgrad des Wechselstromumformers, η_{Gl} Wirkungsgrad der Gleichrichtung, η_R Wirkungsgrad der Röhren, η_{Zw} Wirkungsgrad des Zwischenkreises, η_A Wirkungsgrad der Antenne.

Zum Vergleich von Sendern verschiedener Art muß auch der Energiebedarf der Hilfsstromkreise berücksichtigt werden (also auch die Heizenergie bei Röhrensendern, der Energieverbrauch im Vorschaltwiderstand bei Lichtbogensendern usw.). Dann ist eine Unterteilung des Gesamtwirkungsgrades nicht möglich und der Gesamtwirkungsgrad des Senders ist

$$\eta = \frac{i_A^2 \cdot w_A}{\Sigma \text{ primäre Energie}}.$$

B. Die an einen Sender zu stellenden Forderungen

a) in elektrischer Beziehung.

α) Die Tastung.

Zur Tastung eines Senders (auch dessen „Steuerung“ genannt) wird die Amplitude des Antennenstromes oder die Frequenz eines Senderkreises geändert. Die meist gebräuchliche Tastart ist die erstgenannte. Damit eine günstige Zeichenübertragung stattfindet, ist eine Änderung der Amplitude vom Höchstwert bis möglichst auf Null erforderlich.

Auch bei den Telephoniesendern wendet man die Beeinflussung¹⁾ (Modulation) der Amplitude oder der Frequenz der auszustrahlenden Wellen an.

Für eine gute Zeichengebung sind folgende **Forderungen an die Tastung** eines Senders zu stellen:

1. Beim Schließen der Taste muß der Antennenstrom möglichst schnell mit voller Amplitude einsetzen, beim Öffnen möglichst schnell Null werden, vgl. S. 886 ff.

¹⁾ S. S. 904.

2. Die zur Tastung erforderlichen Schaltorgane müssen einer gewünschten Tastgeschwindigkeit ohne weiteres folgen können.

3. Die Tastung muß derart erfolgen, daß die zu unterbrechende Energie möglichst gering ist.

4. Es müssen Vorkehrungen getroffen sein, daß in den Tastpausen keine dem Sender schädlichen Spannungen auftreten (z. B. bei Röhrensender-Gittertastung Anstieg der Anodenspannung) oder daß keine Änderungen der Tourenzahl der Maschinen stattfinden (z. B. bei Maschinensendern).

5. Aus wirtschaftlichen Gründen ist zu fordern, daß in den Tastpausen der Energieverbrauch des Senders möglichst gering ist.

Ist die zu unterbrechende Leistung gering (etwa bis 2 kW), so kann man bei Handgeschwindigkeit den betreffenden Stromkreis unmittelbar mit der Taste unterbrechen, bei größeren Leistungen dagegen werden mit der Taste ein oder mehrere Relais betätigt, die ihrerseits den Sender steuern. Die Relais werden parallel oder in Serie geschaltet. (S. Tastrelais S. 581.)

Zur Erfüllung der Forderung 1 ist erforderlich, daß beim Unterbrechen der sich bildende Lichtbogen sofort gelöscht wird. Hierzu benutzt man magnetische oder Luftgebläse, oder man wendet einen zur Taste parallel geschalteten Löschkreis, bestehend aus einem Kondensator und einem Widerstand, an.

Für die Tastung eines Senders kommen folgende Arten in Frage:

1. Unterbrechung des für den Betrieb des Senders erforderlichen Stromes (z. B. des Anodengleichstromes bei Röhrensendern).

2. Unterbrechung der Erregerleitung der Betriebsmaschinen (z. B. bei Hoch- oder Mittelfrequenzmaschinen).

3. Umschaltung auf künstlichen oder Tastkreis (z. B. bei Lichtbogensendern).

4. Verstimmung des Antennen- oder Zwischenkreises (vorwiegend bei Lichtbogensendern).

5. **Tastdrossel** in einem Schwingungskreis (Pungs, Alexanderson) bzw. **Tasttransformator** in Verbindung mit einem Frequenzwandler (Telefunken).

6. **Schaltanordnungen**, die im Hochfrequenzgenerator ein Zustandekommen von hochfrequenten Schwingungen verhindern (z. B. Unterbrechung der Gitterleitung, negative Gitterspannung bei Röhrensendern).

7. **Kurzschließen** von Kopplungsspulen u. dgl.

β) Wellenkonstanz und Resonanzschärfe.

Die Frage, wie eine Wellenverteilung für die verschiedenen Sendestellen zu erfolgen hat, insbesondere wie nahe die Wellen der einzelnen Stationen beieinander liegen dürfen, hängt auf der Senderseite zusammen mit der **Resonanzschärfe** und der **Konstanz** der verwendeten Wellen. Die Resonanzschärfe ist bei den gedämpften Wellen abhängig von deren Dämpfung (s. S. 751), die größte Resonanzschärfe erreicht man bei den ungedämpften Wellen. Dies ist auch der Hauptgrund, warum die gedämpften Sender aus der Praxis verschwinden.

Die mehr oder weniger steile Form der Resonanzkurve bei ungedämpften Wellen ergibt sich theoretisch aus den Dämpfungsverhältnissen des Empfangsapparates, mit dem die Kurve bestimmt wird. Wenn bei der Aufnahme von Resonanzkurven von verschiedenen ungedämpften Sendern mit derselben Empfangseinrichtung sich Unterschiede ergeben, so liegt dies daran, daß die Sendewellen von der Sinusform erheblich abweichen, oder daß die Amplituden oder die Frequenz nicht vollkommen gleichbleibend sind.

Eine große Resonanzschärfe ist erforderlich, um mehrere Sender, die mit dicht nebeneinanderliegenden Wellen arbeiten, ohne gegenseitige Störung empfangen zu können. Damit aber bei der Zeichenübermittlung die Energie stets in gleicher Stärke übertragen wird, tritt als weitere Forderung hinzu, daß die Frequenz der ausgestrahlten Wellen konstant bleibt. Soll die Resonanzschärfe weitgehend ausgenutzt werden, so muß auch die Wellenkonstanz außerordentlich gut sein. Bei tönenden Sendern ist der Ton im Empfangstelephon durch die Funkzahl

in der Zeiteinheit gegeben. Bei einer Frequenzschwankung bleibt also der Ton erhalten, dagegen ändert sich die Lautstärke je nach den Dämpfungsverhältnissen mehr oder weniger stark. Schwankt bei einem ungedämpften Sender die Frequenz, so ändert sich bei Überlagerungsempfang außer der Lautstärke auch die Tonhöhe, und zwar ist die prozentuale Tonänderung bei kurzen Wellen erheblich größer als bei langen. Je größer die Selektivität der Empfangsgeräte ist, desto geringer sind die zulässigen Frequenzschwankungen. Bei Überlagerungsempfang soll die Tonschwankung nicht größer als 10% sein, bei Schnelltelegraphie ist eine noch höhere Konstanz nötig (vgl. S. 585). In welchem Zusammenhang Tonänderung und Wellenlängenänderung steht, zeigt Tabelle 78. In dieser ist die Wellenlängenänderung für verschiedene Wellenlängen bei einer Änderung des Tones 1000 um $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ und $\pm 50\%$ angegeben.

Tabelle 78.

Wellenlängenänderung bei einer Änderung des Tones 1000 um ± 10 , 20 und 50 %.

Sendewelle in m	Änderung des Tones 1000					
	um 10%		um 20%		um 50%	
	Wellenlängenänderung in m	in ‰	Wellenlängenänderung in m	in ‰	Wellenlängenänderung in m	in ‰
500	499,99 500,01	$\pm 0,02$	499,84 500,16	$\pm 0,3$	499,59 500,41	$\pm 0,8$
1 000	999,97 1 000,03	$\pm 0,03$	999,33 1 000,67	$\pm 0,7$	998,35 1 001,61	$\pm 1,6$
5 000	4 999,2 5 000,8	$\pm 0,16$	4 983,3 5 016,7	$\pm 3,3$	4 958,6 5 052	$\pm 8,3$
10 000	9 997 10 003	$\pm 0,3$	9 933 10 067	$\pm 6,6$	9 836 10 169	-16,4 +16,7
20 000	19 987 20 013	$\pm 0,6$	19 737 20 270	-13,2 +13,4	19 355 20 689	-32,3 +33,3

Die **Inkonstanz der Senderfrequenz** macht sich im wesentlichen in drei verschiedenen Arten bemerkbar:

1. In einer **allmählichen Zu- oder Abnahme der Frequenz**, hervorgerufen durch geringe Kapazitäts- oder Selbstinduktionsänderungen des Antennenkreises, z. B. durch die Erwärmung der Verlängerungsspulen infolge Stromdurchgangs oder durch die Erwärmung der Antenne infolge der Sonnenstrahlung (nur bei kleinen Wellen bemerkbar).

2. In einem **Schwanken** der Frequenz, hervorgerufen

a) durch Änderung der Antennenkapazität, besonders der Kapazität der Antennenniederführung durch Bewegung bei Wind u. dgl.;

b) durch kapazitive Beeinflussung von Senderteilen, z. B. Nähern und Entfernen der Hand von Schaltergriffen oder dichtes Vorbeigehen von Personen an der Antenneneinführung (tritt nur bei kleinen Wellen in Erscheinung);

c) durch Widerstandsänderung innerhalb des Antennenkreises, z. B. schlechte Kontakte, Änderung des Erdwiderstandes;

d) durch Netzschwankungen, z. B. bei Maschinensendern oder Schwankung der Heizspannung bei Röhrensendern.

3. In einer **sprungweisen Änderung der Frequenz**, hervorgerufen

a) durch schlechte Einstellung des Senders, z. B. bei Zwischenkreisendern durch zu feste Kopplung (das „Ziehen“, s. auch S. 774);

b) durch Fehler an der Antennenanlage, z. B. zeitweise Berührung der Antenne oder ihrer Niederführung mit geerdeten Körpern oder Isolationsfehler, Funkenübergänge.

Die Frequenzschwankungen sind, wie Tabelle 78 zeigt, um so größer, je kleiner die Welle ist.

Vermeidbar sind auf jeden Fall die Frequenzschwankungen, die durch den Sender verursacht werden. Beim Antennenkreis hängt es ganz von der Bauart der Antenne und deren Niederführung ab. Durch geschickte Anordnung lassen sich in vielen Fällen die Fehlerquellen auf ein geringstes Maß zurückführen.

Am meisten neigen zu Frequenzschwankungen alle Sender in direkter Schaltung, bei denen die Frequenz durch die Eigenschwingung des Antennenkreises gegeben ist (Lichtbogensender, rückgekoppelte Röhrensender). Werden dieselben Sender in Zwischenkreisschaltung verwandt, so sind die Frequenzschwankungen, die vom Antennenkreis herrühren, geringer, sind aber immer noch nach Größe der Rückwirkung der Antenne auf den die Frequenz bestimmenden Zwischenkreis vorhanden. Bei Veränderungen im Antennenkreis tritt bei Zwischenkreissendern infolge der Verstimmung eine gewisse Verringerung der Energie ein.

Die beste Wellenkonstanz ¹⁾ geben die Sender, bei denen die Frequenz völlig unabhängig von der Eigenschwingung des Antennenkreises ist (Maschinensender, fremdgesteuerter Röhrensender). Grundbedingung ist allerdings hierbei, daß der die Frequenz bestimmende Teil des Senders völlig konstant arbeitet. Beim Maschinensender hängt also die Wellenkonstanz nur von der Tourenreglung ab. Beim fremdgesteuerten Röhrensender kommt es darauf an, daß alle Einflüsse, die ein Schwanken hervorrufen können, vom Schwingungskreis des Senders ferngehalten werden.

γ) Einwelligkeit.

Es muß von einem Funksender gefordert werden, daß er gleichzeitig nur eine Welle ausstrahlt:

1. aus betriebstechnischen Gründen. Da die Anzahl der Funkstellen dauernd im Wachsen begriffen ist, werden in den Wellenbereichen, die sich am besten zur Energieübertragung eignen, immer weniger Wellen verfügbar. Es ist deshalb nicht angängig, daß eine Sendestelle für einen Verkehr gleichzeitig zwei Wellen in Anspruch nimmt.

2. aus empfangstechnischen und energetischen Gründen. Mit einem Empfänger kann man nur eine Welle mit bester Lautstärke aufnehmen. Gehen vom Sender zwei Wellen (Kopplungswellen) aus, wie z. B. bei gekoppelten Funkseendern alter Art, so kann man den Empfänger nur auf eine Welle abstimmen. Wenn sich aber die ausgestrahlte Energie auf mehrere Wellen verteilt, von denen nur eine empfangen wird, so geht ein Teil der Senderenergie nutzlos verloren.

Die Forderung, daß gleichzeitig nur eine Welle ausgestrahlt wird, ist bei den modernen Sendern erfüllt. Dagegen benötigen die Lichtbogensender, die mit Verstimmung arbeiten, zwei Wellen, von denen eine beim Zeichengeben, die andere in den Zwischenpausen ausgestrahlt wird. Auch hier muß aus betriebstechnischen Gründen gefordert werden, daß die Lichtbogensender nur eine Welle aussenden, d. h. daß eine andere Tastmethode als die der Verstimmung angewandt wird (s. Kapitel „Tastung“, S. 715).

δ) Dimensionierung.

Bei der Dimensionierung der Einzelteile eines Senders kommt es darauf an, ob dieser für Dauerbetrieb oder nur für einen zeitweisen Betrieb bestimmt ist. In letzterem Falle ist es gestattet, die Teile, die während des Betriebes besonders warm werden, schwächer zu bauen. Sie müssen aber auf jeden Fall so bemessen

¹⁾ Über einige Zahlen aus der Praxis s. E. Alberti u. G. Leithäuser: ETZ 44, S. 1027. 1923.

sein, daß die Leistung des Senders infolge der stattfindenden Erwärmung nicht merklich nachläßt (etwa durch Zunahme des Kupferwiderstandes der Spulen), die Welle genau die gleiche bleibt (daß also keine Ausdehnung der Spulenwindungen stattfindet) und der Sender im allgemeinen nicht Schaden leidet (Auslaufen der Vergußmasse bei Kondensatoren usw.).

Ein Sender, gleichgültig, ob Telegraphie- oder Telephoniesender, muß längere Zeit (z. B. beim Einstellen und Abstimmen) Dauerbelastung, d. i. Belastung bei kurzgeschlossener Taste, vertragen. Ebenso muß gefordert werden, daß bei vorübergehender Überlastung etwa um 10%, z. B. durch Erhöhung der Netzspannung, der Sender in keinem Teil beeinträchtigt wird, daß z. B. kein Überschlag in einem Kondensator eintritt.

Die Teile, bei denen dauernd eine Wärmeabgabe stattfindet, z. B. Funkenstrecken, Widerstände, Lichtbogen, Röhren, sind so anzuordnen, daß durch natürliche oder künstliche Ventilation die warme Luft ab- und frische Luft zugeführt wird. Wenn Luftkühlung nicht genügt, muß Wasserkühlung angewandt werden. Wie weit es möglich ist, die Spulen und Kondensatoren auch möglichst dämpfungsfrei zu bauen, hängt davon ab, wieviel Platz für diese Teile zur Verfügung steht. Auch bei gleichem Platz lassen sich stets Formen finden, die ein Minimum an Dämpfung haben. Die Antennenabstimmittel sollen so bemessen sein, daß ihr Wirkwiderstand bei der Betriebswelle möglichst klein, keinesfalls größer als der der Antennenanlage ist, da sich der Wirkwiderstand der Abstimmittel mit geringeren Kosten verringern läßt als der der Antennenanlage.

Die räumliche Anordnung der einzelnen Senderteile muß so erfolgen, daß keine unerwünschten induktiven oder kapazitiven Beeinflussungen stattfinden, daß z. B. nicht durch die Nähe einer Person die Kapazität einer Spule gegen Erde so geändert wird, daß eine wenn auch noch so geringe Wellenänderung eintritt. (Solche Beeinflussungen machen sich nur bei kurzen Wellen bemerkbar.)

b) In betriebstechnischer Beziehung.

α) Wellenbereich.

Die Welle, die ein Funksender ausstrahlen soll, wählt man so, daß am Empfangsort ein Maximum von Energie aufgenommen wird¹⁾. Die Erfahrung hat gezeigt, daß für eine gegebene Entfernung nicht eine bestimmte Welle, sondern nur ein gewisser Wellenbereich die günstigsten Empfangsverhältnisse ergibt²⁾. Da ferner ein Sender meist für mehrere Funkverbindungen auf verschiedene Entfernungen verwandt werden soll, baut man die Sender für den Wellenbereich, welcher der zu überbrückenden Entfernung entspricht.

Die Forderungen an den Wellenbereich eines Senders werden vielfach zu hoch gestellt. Ein Sender, der einen sehr großen Wellenbereich haben soll, kann nicht gut für alle Wellen gleich große Leistung ergeben. Man stellt ihn deshalb optimal für eine mittlere Welle ein. Je größer der Wellenbereich, desto komplizierter wird der Aufbau und desto schwieriger die Bedienung. Es empfiehlt sich bei Sendern, die aus betriebstechnischen Gründen einen kontinuierlichen Wellenbereich haben müssen, das Verhältnis der kleinsten zur größten Welle keinesfalls größer als 1:4 zu wählen.

Mit der Frage des Wellenbereichs ist die Frage verknüpft, wie groß die Kapazität der Antenne gewählt werden soll. Es empfiehlt sich, diese der Betriebswellenlänge anzupassen, d. h. die Kapazität so zu bemessen, daß nur eine mäßige Verlängerung nötig ist. Besonders bei kleinen Wellen (etwa unter 2000 m) kommt jedoch häufig der Fall vor, daß bei einer vorhandenen Antenne eine Welle angewandt werden soll, die in der Nähe oder unterhalb der Eigenwelle der Antenne liegt. In diesem

¹⁾ Die Beziehung zwischen Reichweite und Wellenlänge gibt die A u s t i n s c h e Formel (s. S. 388).

²⁾ Inwieweit die Erfahrungen mit kurzen Wellen die bisherigen Anschauungen überholt haben, ist aus Kap. „Kurze Wellen“ S. 972 ff. zu ersehen.

Fälle „verkürzt“ man die Antennenkapazität durch Serienschaltung eines Kondensators. Soll ein Sender für einen großen Wellenbereich verwendet werden, ist es vorteilhaft, Antennen von verschiedener Kapazität anzuschalten oder für kurze Wellen eine Antenne, für längere eine größere oder zwei Antennen parallel zu verwenden, weil dadurch die Strahlung erhöht wird.

Die Antennenkapazität muß stets so groß gewählt werden, daß an den Antennenisolatoren bei der an der Antenne auftretenden Spannung kein Überschlag oder Glimmen eintritt. Im allgemeinen rechnet man als Grenzspannung 80 000 V, bei den neuen, besonders gut isolierten „Hochspannungsantennen“ 120 000 V.

Sender kleiner Leistung für lange Wellen zu benutzen, hat, selbst wenn man die Ausbreitungsvorgänge nicht berücksichtigt, auch aus technischen Gründen keinen Sinn, denn man wählt für sie Antennen mit kleiner Kapazität, damit Sender- und Antennenkosten im Einklang stehen. Soll aber bei kleiner Antennenkapazität eine lange Welle benutzt werden, ist viel Verlängerung erforderlich. Dies bedingt wieder einen größeren Verlustwiderstand und weiter einen geringeren Wirkungsgrad.

Bei Sendern mit stetig veränderlichem Wellenbereich werden die Verlängerungsspulen meist in Stufen unterteilt, die durch ein Variometer überbrückt werden.

Die einfachsten Sender in betriebstechnischer Hinsicht sind diejenigen mit einer oder mehreren festen Wellen. Diese Art verwendet man besonders bei Großstationen. Sie ist auch elektrisch vorteilhaft, weil man nur für wenige Wellen die günstigsten Verhältnisse (z. B. bei Röhrensendern die optimale Kopplung, bei Lichtbogensendern die günstigste Feldstärke) einzustellen braucht, während man bei Sendern mit kontinuierlichem Bereich nur für die mittlere Welle die günstigsten Werte festlegen kann.

Man kann natürlich auch vorsehen, daß die günstigsten Verhältnisse bei jeder Welle durch besondere Schaltvorgänge eingestellt werden. Diese Anordnung hat aber den Nachteil, daß Aufbau und Bedienung des Senders komplizierter wird.

Sender mit nur einer festen Welle findet man vielfach im Ausland. Meist wird auch noch auf das Variometer im Antennenkreis verzichtet (bei langen Wellen).

Bei Maschinensendern, bei denen durch irgendeine Art der Frequenzvervielfachung mehrere Betriebswellen ermöglicht werden, ergibt sich durch Veränderung der Tourenzahl der Maschine eine stetige Wellenvariation um die einzelnen „festen Wellen“. Man hat dann also einzelne Wellenbänder.

Ferner gibt es noch Sender, bei denen aus einem gegebenen kontinuierlichen Wellenbereich eine bestimmte Anzahl von Wellen als „feste Wellen“ herausgegriffen werden können. Jede Welle dieses Bereiches ist also wählbar. Bei der Montage werden die günstigsten Einstellwerte gesucht, die sich im Betrieb automatisch mit Hilfe eines oder mehrerer Schalter wieder ergeben.

Die kleinste Wellenlänge, die zur Übermittlung von Telegraphie oder Telephonie benutzt wird, beträgt nur wenige Meter. Die längste Welle im internationalen Verkehr beträgt z. Z. 23 km.

β) Bedienbarkeit.

Zur leichten Bedienbarkeit eines Senders gehört:

1. Alle Schaltorgane, die regelmäßig bedient werden müssen, und die zur Einstellung und zur Überwachung des Senders dienenden Instrumente sind übersichtlich und dem praktischen Bedürfnis entsprechend anzuordnen. z. B. ist der Variometergriff so am Sender anzubringen, daß bei seiner Betätigung das Antennenampereometer gut beobachtet werden kann.

2. Für die richtige Einstellung des Senders müssen einfache Kriterien angegeben sein, die sich am besten auf die Angaben von Instrumenten beziehen, z. B. bei Lichtbogensendern eine einfache Vorschrift für die günstigste Einstellung der Lichtbogenlänge oder bei Zwischenkreissendern ein einfaches Maß für die richtige Kopplung des Antennenkreises.

Zur leichteren Bedienbarkeit empfiehlt es sich, den Drehsinn der Bedienungsgriffe überall gleich zu nehmen (im Uhrzeigersinn steigt die Spannung, die Tourenzahl, die Wellenlänge usw.). In der Praxis hat sich am besten bewährt feste Skala und beweglicher Zeiger (Vergleiche mit

der Uhr). Vielfach werden mehrere Skalen übereinander angebracht; dadurch leidet aber leicht die Übersichtlichkeit. Sind viele Meßbereiche vorhanden, ist es günstiger und für die Einstellung sicherer, nur eine Gradeinteilung vorzusehen und nach einer Kurventafel einzustellen.

Wo auf schnelle Bedienbarkeit Wert gelegt wird oder wo von einer entfernten Zentralstelle aus der Sender bedient werden soll, wendet man die Automatik an. Diese macht den Sender komplizierter, und es können Störungen leichter eintreten. Man wendet sie heute nur in Sonderfällen an (Funkfernsteuerung). Vielfach benutzt man Relaisanordnungen, die automatisch eine Zwangsläufigkeit in der Folge der Schaltvorgänge herbeiführen (z. B. werden bei Lichtbogensendern Relais so vorgesehen, daß der Speisestrom erst eingeschaltet werden kann, wenn die Wasserkühlung in Tätigkeit ist. Ferner werden Relais zum Überspannungs- und Überstromschutz eingebaut (z. B. bei Lichtbogensendern ein Relais, das dafür sorgt, daß beim Zünden des Bogens der ganze Vorschaltwiderstand eingeschaltet ist.)

Wie bei jeder Starkstromanlage, so ist auch bei einem Funksender auf die Sicherheit des bedienenden Personals Rücksicht zu nehmen. Alle spannungsführenden Teile sind der Berührung zu entziehen. Hierbei ist zu beachten, daß u. U. auch Konstruktionsteile (z. B. Schaltgerüste oder Instrumentengehäuse) elektrische Ladung aufnehmen und bei Berührung recht unangenehme Verbrennungen verursachen können. Schutz hiergegen bietet Erdung dieser Teile.

γ) Betriebsbereitschaft.

Die Betriebsbereitschaft bezieht sich auf

1. das Anlassen der Maschinen,
2. das Einstellen der Welle,
3. das Abstimmen des Senders.

Sie ist um so größer, je einfacher der Sender gebaut ist, je geringer der Wellenbereich ist und je leichter bedienbar er ist.

Bei Sendern, die für Dauerbetrieb bestimmt sind, wird man im allgemeinen zur Ausführung der Punkte 1 bis 3 genügend Zeit zulassen.

Solche Sender arbeiten meist nur mit einer oder mehreren festen Wellen; sie sind vorhanden auf Groß-, Post- und solchen Stationen, die zu bestimmten Zeiten senden (für Rundfunkzwecke, zum Senden von Nachrichten „an Alle“, Wetternachrichten usw.).

Von Sendern für besondere Zwecke (Militär, Polizei, Flugzeuge, Luftschiffe, Bord- und Küstenstationen) mit nur zeitweisem Betrieb fordert man, daß sie in aller kürzester Zeit betriebsbereit sind.

Die schnelle Betriebsbereitschaft hängt ab

1. von der Art des Senders (ob Funken-, Lichtbogen-, Röhren- oder Maschinensender,
2. davon, ob die zum Betrieb des Senders erforderliche Energie ununterbrochen zur Verfügung steht bzw. von der Art der Erzeugung dieser Energie,
3. von der Bauart und Schaltung des Senders.

Die größte Betriebsbereitschaft haben Sender, die entweder direkt an ein Gleich-, Wechsel- oder Drehstromnetz gelegt werden können oder nur Batterien erfordern (Röhrensender) oder solche, die nach dem Anschalten einer bestimmten Maschine (z. B. einer Mittelfrequenzmaschine) sofort Hochfrequenz erzeugen können (Funken-, Röhren-, Maschinensender).

C. Die Oberwellen der Sender und ihre Unterdrückung.

a) Ursache und Wirkung der Oberwellen.

α) Erklärung.

In den wenigsten Fällen ist der von einem Generator irgendwelcher Art erzeugte Wechselstrom rein sinusförmig; er ist vielmehr im allgemeinen verzerrt. Eine solche Kurvenform läßt sich stets auffassen als zusammengesetzt aus einer Grundfrequenz und den harmonischen Frequenzen, d. h. den ganzzahligen Vielfachen der ersteren (vgl. S. 97). (Mathematische Darstellung mit Hilfe Fourrierscher Reihen.) Je nach Art der Erzeugung sind die geradzahligem oder

(meistens) die ungeradzahigen Vielfachen der Grundfrequenz vorherrschend (z. B. bei Trapezform f und $3f$).

Dazu kommt, daß eine offene, einseitig geerdete lineare Vertikalantenne sowohl in der Grundwelle λ als auch in den Wellen $\lambda/3, \lambda/5, \lambda/7 \dots$ zu schwingen vermag, da alle diese Frequenzen die Bedingung erfüllen, daß sich am freien Ende ein Spannungsbauch, im Erdungspunkt ein Spannungsknoten befindet. Wird daher eine solche Antenne von einem Generator erregt, der sämtliche Vielfachen der Grundfrequenz führt, so wird sie außer der Grundfrequenz vor allem die ungeradzahigen Vielfachen ausstrahlen.

Entsprechend dem Umstande, daß in der Hochfrequenztechnik bisher meist die Wellenlänge statt der Frequenz angegeben wird, ist es auch hier üblich (obgleich nicht ganz korrekt), von **Oberwellen** zu sprechen. Es ergibt sich somit für die Grundfrequenz f bzw. die Grundwelle λ :

Oberschwingungen	$2f$	$3f$	$4f$	$5f$	\dots	$n \cdot f$	\dots
Oberwellen	$\lambda/2$	$\lambda/3$	$\lambda/4$	$\lambda/5$	\dots	λ/n	\dots

β) Störung durch Oberwellen.

Im Funkbetrieb machen sich die Oberwellen vor allem dann störend bemerkbar, wenn ein Empfänger Zeichen der entfernten Gegenstation auf Welle λ aufnehmen soll, während ein Sender in seiner Nachbarschaft auf Welle $n \cdot \lambda$ (wobei n eine ganze Zahl bedeutet) arbeitet¹⁾. Falls sich nicht unmittelbar am Empfänger Abhilfe schaffen läßt [z. B. durch gerichteten Empfang, durch Empfang mit Sekundärkreis²⁾ oder durch Serienschaltung eines „Sperrkreises“ mit dem Empfänger bzw. Parallelschaltung eines „Kurzschlußkreises“ zum Empfänger], muß die Störung durch Unterdrückung der Oberwelle am Sender beseitigt werden.

Handelt es sich um einen Maschinensender, so ist zu beachten, daß Oberschwingungen sowohl von der Sendewelle als auch von der Grundfrequenz, die die Maschine liefert, auftreten können. Liefert beispielsweise eine Maschine die Grundfrequenz f , und wird durch zweimalige Frequenzverdopplung die Frequenz $4f$ hergestellt, so können folgende Oberschwingungen auftreten:

$$\begin{array}{cccccccccccc} f & 2f & 3f & 4f & 5f & 6f & 7f & 8f & 9f & \dots \\ & & & 4f & 8f & 12f & 16f & 20f & \dots \end{array}$$

Dabei ist z. B. $12f$ oder $20f$ eine geradzahige Oberschwingung der Maschinenfrequenz f , dagegen eine ungeradzahige Oberschwingung der Senderfrequenz $4f$.

b) Unterdrückung von Oberwellen.

α) Zwischenkreis.

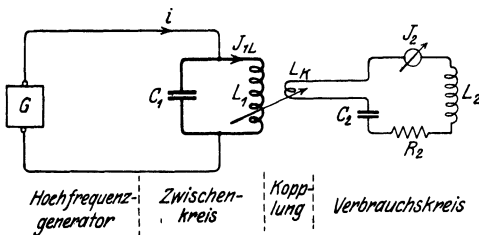


Abb. 713. Zwischenkreisschaltung.

Das einfachste, bei allen Arten von Hochfrequenzgeneratoren brauchbare Verfahren besteht in der Verwendung eines abgestimmten Schwingungskreises, der zwischen den Generator und den Verbraucher geschaltet und deswegen als Zwischenkreis bezeichnet wird (Abb. 713). Um die Resonanzwirkung in vollem Ausmaß

auszunutzen, ist es notwendig, die Kopplungen so lose wie nur irgend möglich zu machen. Falls erforderlich, können auch mehrere solcher Zwischenkreise benutzt werden.

¹⁾ Solche Fälle sind besonders häufig geworden seit Eröffnung des Rundfunkdienstes, weil dieser vor allem die Wellen zwischen 150 und 500 m benutzt. So liegt z. B. $\lambda/3$ der Schiffswelle (600 m) gerade auf einer Rundfunkwelle (200 m).

²⁾ Wofern eine, wenn auch geringe, Differenz zwischen beiden Wellen besteht.

Die Wirksamkeit eines solchen Zwischenkreises wird verständlich durch Betrachtung der Abb. 714, die für die in Abb. 713 dargestellte Schaltung den Wert des die Spule L_1 durchfließenden Stromes J_{1L} als Funktion von ω (wie eine einfache

Rechnung ergibt, ist $J_{1L} = \frac{1}{\omega^2 LC - 1} \cdot i$)

in Vielfachen von i angibt. Für $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$

wird $J_{1L} = \infty$, C_1 und L_1 als verlustlos vorausgesetzt. In praxi ist dieser Fall natürlich unmöglich; ein normaler Wert ist etwa $J_{1L} = 50 \cdot i$. Demgegenüber sind die Werte von J_{1L} für 3ω , 5ω , 7ω usf. ($\frac{1}{8}$, $\frac{1}{24}$, $\frac{1}{48} \cdot i$; s. Abb. 714) sehr gering; das Verhältnis der Grundwelle zu den drei ersten ungeraden Oberwellen wäre demnach 2400 : 6 : 2 : 1 bei jedesmal gleichem i . Besteht nun aber i aus einer Grundfrequenz ω und mehreren Oberschwingungen in verschiedener Stärke, etwa

$$i_{3\omega} = 0,2 \cdot i_\omega,$$

$$i_{5\omega} = 0,05 \cdot i_\omega,$$

$$i_{7\omega} = 0,02 \cdot i_\omega,$$

so enthält demnach J_{1L} ebenfalls die Grundfrequenz und die höheren Harmonischen, aber in dem Verhältnis

$$\begin{array}{ccccccc} 2400 & : & 0,2 \cdot 6 & : & 0,05 \cdot 2 & : & 0,02 \cdot 1 \text{ oder} \\ 120000 & : & 60 & : & 5 & : & 1 \end{array}$$

Dieser Strom induziert nun im Verbraucher, z. B. im Antennenkreis, der ebenfalls auf die Grundfrequenz abgestimmt ist, eine entsprechende Spannung. Danach kann die Wirksamkeit der Zwischenkreisschaltung leicht abgeschätzt werden.

β) Kettenleiter, Sperrkreise usw. (vgl. auch S. 566 ff.).

Andere Möglichkeiten zur Unterdrückung der Oberwellen sind gegeben durch die Verwendung von Stromverzweigungen¹⁾, bei denen die einzelnen Zweige den verschiedenen Frequenzen ungleiche Scheinwiderstände bieten. Unter Umständen läßt sich schon durch eine zum Verbraucher parallel geschaltete Kapazität oder eine in Reihe geschaltete Induktivität ein Erfolg erzielen. Als wirksamere Mittel kommen Sperrkreise (Drosselkreise), Kurzschlußkreise (Absorptionskreise) und Ketten in Betracht.

1. Unter **Sperrkreis** (Drosselkreis) versteht man einen aus Kapazität und Induktivität in Parallelschaltung bestehenden Schwingungskreis, der auf die zu sperrende Frequenz abgestimmt ist und in Serie mit dem Verbraucher geschaltet wird (s. auch S. 573).

Ist in Abb. 715 E eine Stromquelle von der Frequenz f und der EMK E , R der Verbraucher vom Nutzwiderstande R , $Sp.-K.$ der aus C und L bestehende Sperrkreis, so sperrt dieser der Frequenz $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}$ den Weg durch R ,

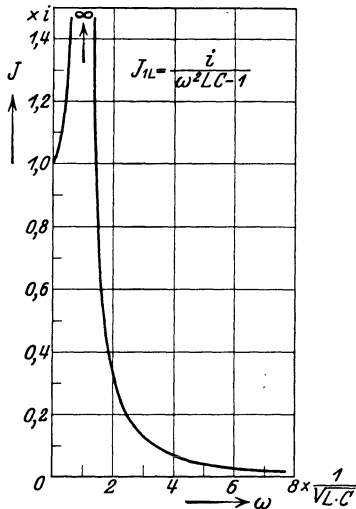


Abb. 714. Wirkung des Zwischenkreises.

¹⁾ Siehe A. Meissner u. K.W. Wagner: Untersuchung über die Beseitigung von Oberschwingungen von Maschinensendern. TFT 8, S. 134 u. 149. 1919.

und zwar um so vollkommener, je weniger Verluste C und L haben. Der **Sperrbereich** ist bei gleichem $L \cdot C$ um so enger, je größer C und je kleiner L ; trägt man den Sperrwiderstand $\frac{\omega L}{\omega^2 L C - 1}$ als Funktion von f auf, so erhält man demnach eine um so steilere Kurve, je größer C und je kleiner L , und ferner, je geringer die Verluste in L und C sind. Bei zunehmenden Verlusten verflacht sich die

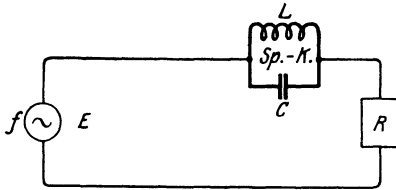


Abb. 715. Schaltung mit Sperrkreis.

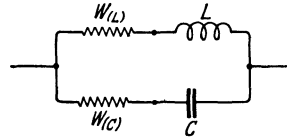


Abb. 716. Sperrkreis mit Verlustwiderständen.

Kurve, und die Wirksamkeit des Sperrkreises läßt nach; dafür wird der Sperrbereich allerdings breiter. Der Sperrwiderstand R in der allgemeinsten Form (Abb. 716) ist dargestellt durch

$$\Re = \frac{\Re_L \cdot \Re_C}{\Re_L + \Re_C}, \quad \text{wobei} \quad \Re_L = W_{(L)} + j \omega L,$$

$$\Re_C = W_{(C)} - j \cdot \frac{1}{\omega C}$$

und

$$R = |\Re|.$$

Ist $W_{(L)} = W_{(C)}$, und setzt man $W_{(L)} + W_{(C)} = W$, dann ist der Sperrwiderstand des auf ω_0 abgestimmten Sperrkreises für die Frequenz ω_0 angenähert

$$R_0 = \frac{L}{C \cdot W}.$$

Soll ein solcher Sperrkreis zur Unterdrückung von Oberschwingungen verwendet werden, dann kann derselbe, damit die Grundfrequenz nicht unnötig einen merklichen Spannungsabfall an ihm erleidet, so ausgebildet werden wie Abb. 717 zeigt, wobei für die Grundfrequenz ω und die zu sperrende Harmonische $n \cdot \omega$

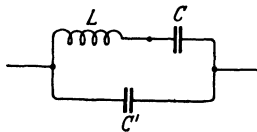


Abb. 717. Sperrkreis zur Unterdrückung von Oberschwingungen.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \text{und} \quad n \cdot \omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C \cdot C'}{C + C'}}}$$

gilt. Hieraus folgt, daß die Kapazitäten in dem Verhältnis $\frac{C}{C'} = n^2 - 1$ stehen müssen; die Selbst-

induktion L ist beliebig innerhalb der Grenzen, die durch die Größe praktisch herstellbarer Kondensatoren gegeben sind.

Ein Sperrkreis läßt sich überall verwenden, wo Strom einer vorgegebenen Frequenz in einen Verbraucher hineingedrückt wird, also etwa bei Maschinensendern oder fremderregten Röhrensendern. Bei Funkensendern, Lichtbogensendern und Röhrensendern mit Rückkopplung ist zu beachten, daß durch die Einfügung eines Sperrkreises in den Schwingungskreis ein zweiwelliges System entsteht. Bei Röhrensendern läßt sich diese Schwierigkeit bis zu einem gewissen Grade dadurch vermeiden, daß der Sperrkreis im Anodenkreis angeordnet wird (Abb. 718).

2. Unter **Kurzschlußkreis** (*Absorptionskreis*) versteht man einen aus Kapazität und Induktivität in Serie bestehenden Schwingungskreis, der auf die kurz zu schließende Frequenz abgestimmt ist und parallel zum Verbraucher geschaltet wird (Abb. 719).

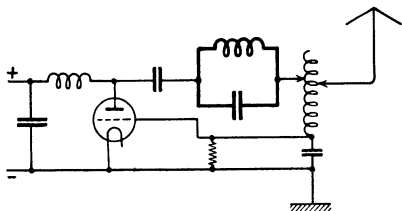


Abb. 718. Röhrensender mit Sperrkreis.

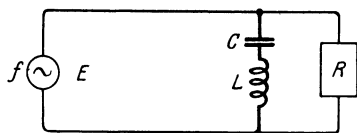


Abb. 719. Kurzschlußkreis.

Über die Breite der Wirksamkeit gilt dasselbe wie unter $\beta 1$. Der Widerstand des Kreises \underline{CL} ist $\Re = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)$; er wird = 0 für $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}}$. Ist C und L mit Verlust behaftet ($W_{(C)}$ bzw. $W_{(L)}$), so gilt

$$\Re = W_{(C)} + W_{(L)} + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right),$$

$$R = \sqrt{\left(W_{(C)} + W_{(L)} \right)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}.$$

Um nicht unnötigerweise einen Teil der Grundfrequenz nutzlos durch den Kurzschlußkreis abfließen zu lassen, kann man denselben so ausbilden, wie Abb. 720 zeigt, wobei für die Grundfrequenz ω und die kurz zu schließende Harmonische $n \cdot \omega$

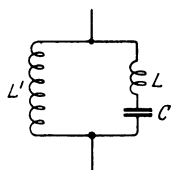


Abb. 720.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C(L + L')}} \quad \text{und} \quad n \cdot \omega = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}}$$

gilt. Hieraus folgt, daß die Selbstinduktionen in dem Verhältnis $\frac{L'}{L} = n^2 - 1$

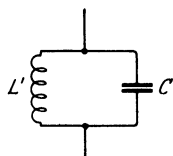


Abb. 721.

zueinander stehen müssen. Die Kapazität C ist innerhalb der praktisch anwendbaren Größen beliebig. L und L' dürfen dabei nicht miteinander gekoppelt sein.

Über die Verwendung eines Kurzschlußkreises gilt unter sinngemäßer Abänderung dasselbe wie unter $\beta 1$.

Häufig genügt es auch, wenn man L fortläßt und $\underline{CL'}$ auf die Grundfrequenz ω abstimmt, wobei nur C recht groß (und L entsprechend klein) gewählt werden muß. Für die Oberschwingungen besitzt dann dieses C einen so geringen Widerstand, daß sie praktisch kurz geschlossen sind¹⁾, während das System für die Grundwelle als Sperrkreis wirkt (Abb. 721).

3. Reichen die unter 1 und 2 beschriebenen Anordnungen nicht aus, so kann man Kombinationen derselben oder eine aus beliebig vielen (meist 1 bis 2) Gliedern bestehende **Drosselkette**²⁾ anwenden. Diese hat in der Schaltung nach Abb. 722 („Spulenleitung“) die Eigentümlichkeit, alle Frequenzen abzuriegeln, die oberhalb der Eigenfrequenz eines Gliedes liegen. Diese Eigenschaft ist sehr erwünscht, da der Wirkungsbereich eines guten Sperr- oder Kurzschlußkreises sehr eng ist und daher eine äußerst genaue Abstimmung auf die zu sperrende Frequenz

¹⁾ Vgl. A. Meissner u. K. W. Wagner: l. c. S. 138, Abb. 8.

²⁾ Siehe A. Meissner u. K. W. Wagner: l. c. S. 149.

Bedingung der Wirksamkeit ist. Bei einer Drosselkette werden dagegen alle Oberschwingungen, von einer bestimmten an, unterdrückt.

Man unterscheidet Drosselketten mit \square -förmigen Gliedern („erster Art“) (Abb. 722) und solche mit Γ -förmigen Gliedern („zweiter Art“) (Abb. 723). Welche von beiden Anordnungen jeweils gewählt wird, muß von Fall zu Fall entschieden werden; abgedrosselt werden durch beide alle Ströme, deren Frequenz größer ist als

$$\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{LC}}.$$

Wegen ihres Vorzuges, keine eigentliche Abstimmung zu verlangen, kann man eine Drosselkette auch zur Unterdrückung des Maschinentones bei

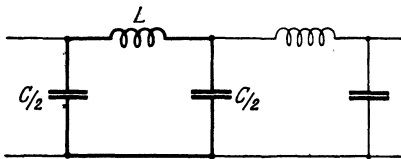


Abb. 722. Drosselkette „erster Art“.

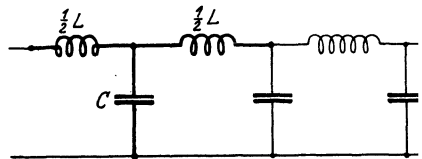


Abb. 723. Drosselkette „zweiter Art“.

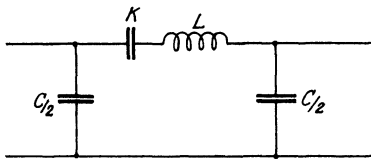


Abb. 724. Siebkette „erster Art“.

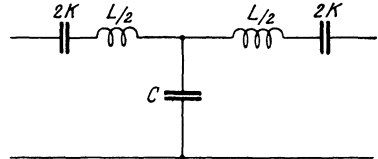


Abb. 725. Siebkette „zweiter Art“.

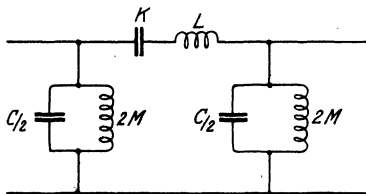


Abb. 726. Doppelsieb „erster Art“.

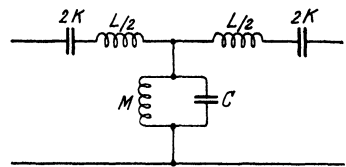


Abb. 727. Doppelsieb „zweiter Art“.

Röhrensendern (s. das. S. 801) verwenden, da dieser außer der doppelten Maschinenfrequenz eine unübersehbare Reihe von Oberschwingungen dieser Frequenz enthält. Im allgemeinen wird hier eine Anordnung nach Abb. 722 zu wählen sein.

In besonderen Fällen können auch kompliziertere Gebilde angewendet werden, die aus einfachen Drosselketten dadurch entstehen, daß an Stelle einfacher Kapazitäten und Induktivitäten wieder Schwingungskreise gesetzt werden, und die als **Siebketten** bezeichnet werden. Abb. 724 zeigt eine „Siebkette erster Art“ und Abb. 725 eine „Siebkette zweiter Art“.

Werden beide Elemente, Kapazität und Induktivität, durch einen schwingungsfähigen Kreis ersetzt, so erhält man **Doppelsiebe**, die ebenfalls als solche erster Art (Abb. 726) und zweiter Art (Abb. 727) unterschieden werden,

Die Siebketten lassen nur solche Ströme hindurch, deren Frequenz zwischen

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LK}} \quad \text{und} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{L \cdot K \cdot C}{4K + C}}}$$

liegt; die Doppelsiebe lassen wesentlich nur eine einzige Frequenz

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot K}} = \frac{1}{\sqrt{M \cdot C}}$$

hindurch¹⁾.

Vertauscht man in den Drosselketten Kapazität und Induktivität („Kondensatorleitung“), so werden die langsamen Schwingungen unterdrückt. Auch bei den Siebketten kann man in bezug auf die Frequenz die umgekehrte Wirkung erzielen, indem man die Kapazität C durch eine Induktivität ersetzt. Bei den Doppelsieben kann man durch Vertauschung der Serien- und Parallelschaltung von K und L bzw. C und M erreichen, daß wesentlich eine Frequenz gesperrt wird.

Literatur: Wagner, K. W.: Arch. f. Elektrotechn. 3, S. 315. 1915 und 8, S. 61. 1919.

Anwendung solcher Anordnungen. Durch Verwendung eines oder mehrerer solcher Kettenglieder und durch Kombination verschiedener Formen lassen sich die verschiedenartigsten Wirkungen erzielen. Von allgemeiner Bedeutung ist jedoch, daß solche Kreise nur da anwendbar sind, wo eine bestimmte Frequenz bereits vorhanden ist. Die Eigenwelle der Kettenglieder wählt man dabei zwischen der Grundwelle und der ersten Oberwelle, jedoch nicht zu nahe der ersteren, damit diese nicht ebenfalls geschwächt wird.

c) Erfolg der verschiedenen Methoden.

Bei der Beurteilung, welchen Erfolg die verschiedenen Methoden haben können, ist zu bedenken, daß alle nur eine Schwächung, nicht aber eine völlige Beseitigung der unerwünschten Frequenzen herbeiführen können. Das ist um so bedeutungsvoller, als die Oberwellen an sich meist schon von ganz geringer Energie sind und nur bei dem so außerordentlich empfindlichen Überlagerungsempfang Störungen verursachen. Der Nachweis, daß eine bestimmte Oberwelle nur soundso viel Promille der Energie der Grundwelle besitzt, ist daher ohne jedes praktische Interesse. Von Wert sind nur Lautstärkemessungen an einem benachbarten Empfänger.

Handelt es sich darum, eine bestimmte Welle störungsfrei zu machen, so kann ein Sperr- oder Kurzschlußkreis, der auf diese Welle abgestimmt ist, Erfolg bringen; die Wirkung ist dabei auf einen ganz engen Bereich beschränkt.

Sollen alle Oberwellen eines Senders unterdrückt werden, so kommt die Parallelschaltung eines auf die Grundwelle abgestimmten Sperrkreises (s. S. 725) in Betracht. Noch besser wirkt ein Kettenleiter; diese beiden Methoden haben den Vorteil, gegenüber Frequenzschwankungen des Generators (z. B. durch Tourenschwankung bei Hochfrequenzmaschinen) unempfindlich zu sein, da sie keine Abstimmung auf die zu sperrenden Frequenzen verlangen.

Am wirksamsten hat sich bisher in den meisten Fällen die Verwendung von Zwischenkreisen erwiesen. Bei hinreichend loser Kopplung werden hierbei alle Oberwellen so weit beseitigt, daß sie selbst in der Nähe des Senders keine nennenswerten Störungen mehr verursachen. Zu beachten ist allerdings, daß für die Oberwellen gewöhnlich an sehr vielen Stellen die Möglichkeit besteht, über kapazitive Kopplungen in die Antenne zu gelangen. Um diese unschädlich zu machen, muß man die einzelnen Teile des Senders gegen einander und insbesondere gegen die Antenne statisch abschirmen.

¹⁾ Zusammenstellung dieser Anordnungen s. K. Streckler: Hilfsb. d. Elektrotechn. 10. Aufl. 1925, S. 118.

D. Besondere Eigenschaften.

a) Das „tönend“ Senden.

Für gewisse Zwecke, z. B. für Anrufvorrichtungen in der Funktelephonie, für den Zeitsignal-, Wetter- und Schifffahrtswarnungsdienst, oder für militärische Zwecke, kann es in Frage kommen, mit „ungedämpften“ Sendern Wellen ausstrahlen, die beim Empfang unmittelbar (d. h. ohne Überlagerung) im Telephon Tonfrequenz erzeugen. Man spricht dann von „ungedämpft tönendem“ Senden. Der Ton kommt dadurch zustande, daß die ungedämpften Wellen „moduliert“ werden¹⁾.

Tönend modulierte ungedämpfte Wellen haben wegen ihrer kleineren Dämpfung einen geringeren Störbereich beim Empfang als gedämpfte Wellen und einen größeren als ungedämpfte ohne Modulation. Der Vorteil dieser Wellenart²⁾ könnte darin bestehen, daß man bei mehreren Sendern gleichzeitig genau dieselbe Welle (die sog. Trägerwelle), aber verschiedene Modulationstöne anwenden kann. Auf Empfangsseite erfolgt dann eine Trennung durch Tonselektion.

Gegenüber den rein ungedämpften Wellen haben die tönend modulierten Wellen außer der geringeren Resonanzschärfe den Nachteil der kleineren Energieübertragung bei gleicher Senderleistung. Je nach Modulationsart werden höchstens 50% der bei ungedämpften Wellen möglichen Energie übertragen. Außerdem gehen die Vorteile, die sich beim Empfang ungedämpfter Wellen durch Überlagerung ergeben, verloren.

Man wendet heute vielfach wegen des geringen Störbereichs „tönende Röhrensender“ an Stelle der Löschfunktensender im Küstenfunk- und Borddienst an.

b) Möglichkeit der Parallel- oder Serienschaltung von Sendern.

Da ein Funksender ein Wechselstromgenerator hoher Frequenz ist, liegt die Frage nahe, ob es möglich ist, ähnlich wie bei einer Nieder- oder Mittelfrequenz-Wechselstrommaschine durch Parallel- oder Serienschaltung kleinerer Einheiten eine Vervielfachung der Energie zu erreichen. Bei „Funken“-Sendern sind derartige Ausführungen nicht bekannt, da es wohl auch schwierig sein dürfte, bei zwei Sendern synchrones Einsetzen der Zündspannung in den Funkenstrecken zu erreichen. Bei den ungedämpften Sendern dagegen ist eine Parallelschaltung (bei Lichtbogensendern auch eine Serienschaltung) möglich.

E. Die verschiedenen Formen von Senderkonstruktionen.

a) Offene Form.

Die einfachste Form eines Senders ist die offene. Bei ihr sind die Einzelteile (Transformatoren, Spulen, Kondensatoren, Instrumente usw.) auf einer Tafel oder einem Tisch angeordnet. Die Bedienungsgriffe und Instrumente sind entweder dort angebracht, wo es die einfachste Leitungsführung ergibt, oder so, daß eine übersichtliche Bedienung möglich ist. Es handelt sich also um eine laboratoriums-mäßige Anordnung, die im allgemeinen für den Betrieb weniger geeignet ist, zumal die spannungführenden Teile meist der Berührung zugänglich sind.

b) Geschlossene Formen.

Für Betriebssender sind solche Formen vorzuziehen, bei denen die Bedienungsgriffe und Instrumente so angeordnet sind, daß die in betriebstechnischer Beziehung gestellten Forderungen an die Bedienbarkeit und Betriebsbereitschaft (s. dort) erfüllt sind und die Bedienung des Senders gefahrlos ist.

¹⁾ Über Modulation s. S. 904.

²⁾ Joos, G., u. J. Zenneck: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 22, S. 93. 1923.

Bei der geschlossenen Form bestehen die Sender aus einem oder mehreren Kästen oder Schränken. Die Instrumente und Bedienungsriffe sind auf der Vorderseite angebracht. Diese Form hat den Vorteil, daß sie sich leicht und schnell aufstellen läßt, und den Nachteil, daß die Einzelteile oft schwer zugänglich sind und die Instandhaltung mitunter erschwert wird.

Zur geschlossenen Form rechnet man auch die Pultform. Bei ihr sind alle Bedienungsriffe und Instrumente auf oder an einem Pult angebracht. Im Pult selbst sind die Einzelteile des Senders oder Hilfsapparate untergebracht. Soweit Spulen, Kondensatoren usw. im Pult keinen Platz haben, sind sie außerhalb aufgestellt; ihre Schaltung geschieht von Hand, mittels Seilzug oder mittels Elektromotor. Die wichtigsten Instrumente sind vielfach an einer besonderen Säule befestigt.

c) Schalttafel-form.

Diese Form wird heute vielfach bei Sendern kleiner und mittlerer Leistung benutzt. Ihr Vorteil besteht vor allem darin, daß die Instandhaltung und Kontrolle der Einzelteile leicht möglich ist, und die Leitungsführung und Anordnung der Senderteile sehr übersichtlich erfolgen kann. Die Übersichtlichkeit wird durch die Einteilung in einzelne Felder sehr erleichtert (z. B. bei einem Röhrensender: Feld 1: Maschinenschalttafel; Feld 2: Steuersender; Feld 3: Röhrenteil; Feld 4: Zwischenkreis; Feld 5: Antennenabstimmung).

d) Sonderausführungen.

Hierher gehören die für Militär, Polizei, Flugzeuge, Luftschiffe usw. bestimmten Sender. Bei ihnen wird meist verlangt, daß sie bei größter Leistungsabgabe einen kleinsten Raum einnehmen und ein möglichst geringes Gewicht haben. Demzufolge ist ihre Bauart sehr gedrängt, die Leitungsführung unübersichtlich und die Dimensionierung der Einzelteile sehr knapp. Es findet vielfach die Kastenform Verwendung. Besondere Ausführungen sind die tragbaren, Karren-, Sattelstationen usw.

2. Funkensender.

Bearbeitet von F. Weichart.

A. Allgemeines¹⁾.

Unter Funkensender versteht man eine Anordnung, deren Schwingungssystem durch die Entladung eines Kondensators über eine **Funkenstrecke** in Schwingungen versetzt wird, und das geeignet ist, in Verbindung mit einer Antenne diese Schwingungen in Form elektromagnetischer Wellen auszustrahlen. Die Entladung wird dadurch zustande gebracht, daß der Kondensator des Schwingungskreises so lange aufgeladen wird, bis die an ihm entstehende Spannung die in den Kreis eingefügte Funkenstrecke zu durchschlagen vermag.

In der einfachsten Ausführung besteht das System nur aus einem aus Antenne und Erde gebildeten Schwingungskreis (älteste Marconi-Schaltung); die Funkenstrecke kann aber auch in einem besonderen, geschlossenen Schwingungskreis angeordnet sein, an den der Antennenkreis angekoppelt wird. Unter Benutzung einer gewöhnlichen Funkenstrecke erhält man dadurch einen zweiwelligen Sender (Braun'scher Sender); um Einwelligkeit zu erzielen, muß man durch Anwendung einer LösCHFunkenstrecke dafür sorgen, daß die Einwirkung des geschlossenen auf den offenen Schwingungskreis nur stoßweise erfolgt (der erstere wird daher in diesem Falle Stoßkreis genannt), so daß die Rückwirkung des letzteren auf den ersteren verhindert wird (Wienscher Tonfunkensender).

¹⁾ Vgl. auch S. 217.

B. Älteste Systeme mit direkter Antennenerregung¹⁾.

Die Funkenstrecke liegt im Antennenkreis, der im einfachsten Falle nur aus einem linearen, geerdeten Vertikaldraht besteht, und zwar unmittelbar über dem Erdungspunkt. Die sich ergebende Wellenlänge ist hierbei $\lambda = 4h$, wenn h die Länge des Vertikaldrahtes bedeutet (Abb. 728). Ist C die Kapazität der Antenne und V die Zündspannung der Funkenstrecke, so kann dem Antennenkreise bei jeder Aufladung die Energie $\frac{1}{2}CV^2$ zugeführt werden. Eine Erhöhung derselben ist einerseits möglich bei gleicher Spannung durch Vergrößerung der Kapazität der Antenne, z. B. durch Verwendung einer Antenne mit Endkapazität, andererseits bei gleicher Antenne durch Vergrößerung des Elektrodenabstandes der Funkenstrecke, d. h. durch Erhöhung der Zündspannung. In beiden Fällen erreicht man praktisch sehr bald eine Grenze²⁾.

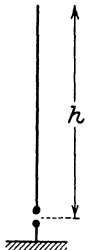


Abb. 728.
Linear-
antenne.

Die zustande kommenden Schwingungen sind wegen der dem Kreise angehörenden Funkenstrecke sehr stark gedämpft, klingen infolgedessen sehr bald ab. Ist z. B. $h = 150$ m, also $\lambda = 600$ m, so erfolgen $f = 500\,000$ Schwingungen in 1 Sekunde. Ist der Vorgang nach 25 Schwingungen beendet³⁾, so hat er nur eine Zeitdauer von

$\frac{1}{500\,000} \cdot 25 = \frac{1}{20\,000}$ Sekunde. Nach dieser Zeit könnte die zweite Aufladung erfolgen, vorausgesetzt, daß die Funkenstrecke in der gleichen Zeit ihre Leitfähigkeit verloren hat, was allerdings praktisch nie der Fall ist.

Die Aufladung erfolgt gewöhnlich mit Hilfe eines Funkeninduktors, dessen Sekundärwicklung parallel zu der Funkenstrecke liegt. Die Anzahl der Aufladungen pro Sekunde ist dabei gegeben durch die Unterbrechungszahl des Induktors, die gewöhnlich etwa 50 pro Sekunde beträgt. Wenn es sich um größere Energien handelt, wird an Stelle des Hammer-Unterbrechers gewöhnlich ein Quecksilberstrahl-Turbinenunterbrecher benutzt.

Eine wesentliche Vergrößerung der sekundlichen Funkenzahl ist wegen der mangelhaften Entionisierung der Funkenstrecke nicht möglich; mehr als etwa 100 Ladungen pro Sekunde lassen sich im allgemeinen nicht erreichen. Dadurch ist die Wirksamkeit dieses Systems begrenzt; es ist heute wohl nirgends mehr im Gebrauch.

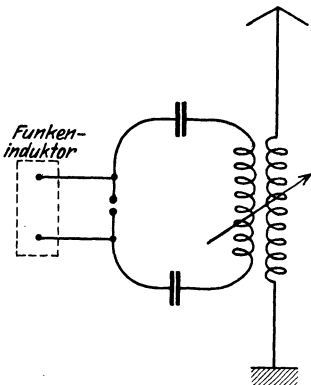


Abb. 729. Braunscher Sender.

C. Funkensender alter Art mit geschlossenem Schwingungskreis¹⁾.

Eine Verbesserung dieses ältesten Senders wurde von Braun dadurch erreicht, daß er die Funkenstrecke in einem mit dem Antennenkreis gekoppelten, geschlossenen Schwingungskreis anordnete. Die Dämpfung des Antennenkreises wurde dadurch verringert, die Dauer einer Entladung also entsprechend vergrößert. Die nutzbare Entladungszeit stieg dabei auf ungefähr den doppelten Wert.

Da es möglich ist, in dem geschlossenen Schwingungskreis eine große Kapazität und kleine Selbstinduktion zu benutzen, kann man mit der gleichen Spannung eine wesentlich größere Energie zur Entladung bringen. Freilich ist auch hierbei eine Grenze durch die in der Antenne entstehende Spannung gezogen.

¹⁾ Vgl. auch S. 217.

²⁾ Vgl. S. 417 bis 419.

³⁾ Bei einem Dämpfungsdekrement $\theta = 0,2$ ist die Amplitude der 25. Schwingung ziemlich genau gleich 0,01 der Anfangsamplitude.

Infolge der geringeren Dämpfung ist die Abstimmung eines solchen Senders (Abb. 729) am Empfänger wesentlich schärfer. Als Nachteil muß dafür in Kauf genommen werden, daß es sich hier um ein zweiwelliges System handelt (infolge der Rückwirkung des offenen auf den geschlossenen Kreis). Unter der Voraussetzung, daß die beiden Kreise für sich auf die gleiche Wellenlänge abgestimmt waren, liegen die beiden hier auftretenden Kopplungswellen um so mehr auseinander, je fester die beiden Kreise miteinander gekoppelt sind (s. S. 204). Um annähernd Einwelligkeit zu erreichen, darf die Kopplung daher nicht fester als etwa 5 bis 6% gemacht werden.

Auch dieses System, bei dem ebenfalls ein Funkeninduktor verwendet wurde und das als **Knarrfunkensender** bezeichnet wird, ist heute nicht mehr im Gebrauch.

D. Tonfunkensender¹⁾.

a) Wienscher Sender mit Löschfunkenstrecke.

Ersetzt man die einfache Funkenstrecke in dem Braunschenschen Sender durch eine Löschfunkenstrecke (s. S. 420), so vermeidet man den Nachteil der Zweiwelligkeit (System Telefunken). Die Entionisierung der Funkenstrecke geht hier sehr schnell vonstatten, so daß die sekundliche Funkenzahl bis auf etwa 2000 gesteigert werden kann, ohne daß eine Rückwirkung des Antennenkreises auf den geschlossenen Schwingungskreis (Stoßkreis) stattfindet. Durch die zehnmal so große Funkenzahl wird die sekundlich umgesetzte Energie bei derselben Spannung auf den zehnfachen Betrag erhöht. Die Speisung des Senders erfolgt in diesem Falle gewöhnlich durch einen Wechselstromgenerator in Verbindung mit einem Hochtransformator; die Maschinenspannung wird im allgemeinen so einreguliert, daß in jeder Periodenhälfte ein Überschlag an der Funkenstrecke erfolgt. In Deutschland ist die Verwendung von 500-Perioden-Maschinen, d. h. 1000 Entladungen pro Sekunde, üblich. Für besondere Zwecke werden auch Spezialkonstruktionen von Funkeninduktoren benutzt.

Der geschlossene Schwingungskreis wirkt nur stoßweise auf den Antennenkreis ein. Bestimmend für die Wellenlänge ist der letztere, da er in seiner Eigenfrequenz ausschwingt. Um eine maximale Wirkung zu erzielen, müssen beide Kreise aufeinander abgestimmt sein. Die Kopplung der beiden Kreise kann wesentlich fester sein als beim Braunschenschen Sender; der günstigste Wert liegt meist bei etwa 20%.

Die Vorteile dieses Systems liegen außer in der Möglichkeit, bei gleicher Spannung größere Energien umzusetzen, in der Einwelligkeit, der schärferen Abstimmung und darin, daß ein solcher Sender im Empfänger als musikalisch reiner Ton zu hören ist (daher Tonfunkensender).

Es muß darauf geachtet werden, daß in jeder Periodenhälfte tatsächlich nicht mehr als eine Funkenentladung stattfindet, damit keine „Partialfunken“ auftreten. Ebenso muß eine Überlappung der einzelnen Wellenzüge vermieden werden,

was hier wohl möglich ist. Bei $\lambda = 6000$ m, d. h. $T = \frac{1}{50\,000}$ Sekunde, dauern z. B. 50 Schwingungen $\frac{1}{1000}$ Sek. Verwendet man 1000 Funken pro Sekunde,

so beginnt hier bei einem Dämpfungskoeffizient $\theta = 0,02$ der zweite Entladungsvorgang in dem Augenblick, in dem die Amplitude des ersten auf 0,37 der Anfangsamplitude abgesunken ist. Die erste Schwingung läuft also in die zweite hinein; dadurch wird der Wirkungsgrad verschlechtert und der Ton unsauber.

Als später das System der ungedämpften Schwingungen mehr und mehr in Aufnahme kam, ist versucht worden, durch gleichphasige Kombination mehrerer Entladungskreise [Taktfunken-System²⁾] Schwingungen von annähernd gleichmäßiger Amplitude zu erzeugen. Obwohl es gelang, dem gewünschten Ziel ziemlich

¹⁾ Vgl. auch S. 218.

²⁾ Vgl. auch S. 220.

nahe zu kommen, hat dieses System doch keine praktische Bedeutung zu erlangen vermocht, weil inzwischen andere Methoden gefunden worden waren, die vollkommen ungedämpfte Schwingungen liefern.

b) Sender mit rotierender Funkenstrecke.

Eine rasche Entionisierung erreicht man auch bei einer rotierenden Funkenstrecke (s. diese S. 422), die gewöhnlich direkt auf der Achse der Wechselstrommaschine angebracht wird. Für einen derartigen Sender gilt im allgemeinen dasselbe wie unter Da. Einen wesentlichen Unterschied bildet lediglich die Art des Tones, der bei Synchronismus ebenfalls durchaus rein ist, aber mehr trompetenartigen Klang hat.

E. Ausführungsformen.

(Die ältesten Systeme sind nicht mehr behandelt.)

a) Löschkunkensender.

Als Stromquelle dient im allgemeinen eine Mittelfrequenzmaschine (s. diese S. 123) von etwa 200 bis 1000 Perioden. Für Schiffsnotsender verwendet man eine Akkumulatorenbatterie mit rotierendem Unterbrecher

Tabelle 79. Umformer für Löschkunkensender.

Für eine Senderenergie von W	Umformerleistung kW	Gleichstrommotor V	Wechselstromgenerator 600 Perioden		Drehzahl Umdr/min
			V	kVA	
200	0,58	32	75	0,4	4500
500	1,75	{ 110 65 }	250	1,3	3600
1000	3,25	{ 110 65 }	220	2,5	3600

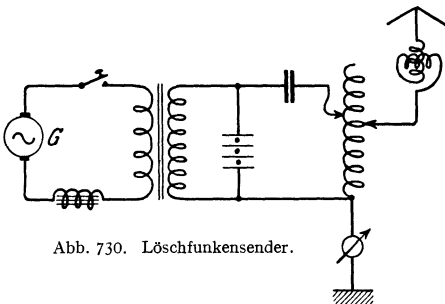


Abb. 730. Löschkunkensender.

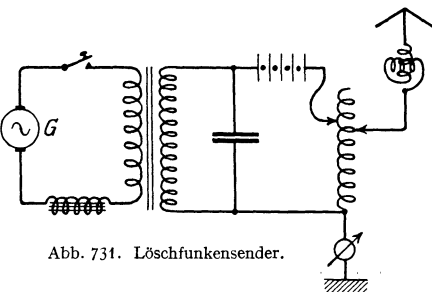


Abb. 731. Löschkunkensender.

und Hochtransformator oder auch mit einem Funkeninduktor. Für kleine transportable Sender hat man Pendelumformer (Falkenthal; D.T.W.) entwickelt, die ebenfalls aus einer Sammlerbatterie (12 oder 24 V) gespeist werden.

Der Antrieb des Wechselstromgenerators erfolgt, falls ein elektrisches Kraftnetz zur Verfügung steht, durch einen Elektromotor, andernfalls durch einen Verbrennungsmotor, in besonderen Fällen (z. B. militärische Zwecke) auch durch ein Tretrad.

Die Elektro-Umformer können als Motorgeneratoren oder als Einanker-Umformer ausgeführt werden; über letztere seien einige Angaben gemacht, die sich auf Maschinen der C. Lorenz A. G. beziehen (s. obige Tabelle).¹⁾

Der Niederspannungskreis besteht im allgemeinen aus Generator, Primärseite des Transformators und einer Drossel mit verschiebbarem Eisenkern, die dazu dient, den aus Stoßkreiskapazität und Sekundärwicklung des Transformators gebildeten Kreis (s. Abb. 731) mit der Periodenzahl des vom Generator gelieferten Wechselstroms in Resonanz zu bringen.

Die Sekundärseite des Transformators liegt an dem Stoßkreis, und zwar entweder parallel zur Funkenstrecke (Abb. 730) oder zum Kondensator (Abb. 731).

Die Ausführungsformen der Funkenstrecke sind auf S. 417 bis 423 behandelt. Fast durchweg wird eine Serienfunkenstrecke verwendet.

Der Stoßkreis Kondensator hat gewöhnlich eine Kapazität von etwa 5000 bis 50000 cm. Da der Stoßkreis eine sehr erhebliche Dämpfung besitzt (infolge der Funkenstrecke!), spielt die Art dieses Kondensators keine wesentliche Rolle. Man benutzt Leideners Flaschen oder Glasplatten- oder Paraffinpapier-Kondensatoren (s. S. 336). Besonders gut geeignet sind natürlich die modernen Glimmer-Belastungskondensatoren.

Zwischen Stoßkreis und Antennenkreis wird gewöhnlich direkte Kopplung angewendet, bisweilen jedoch auch rein induktive Kopp-

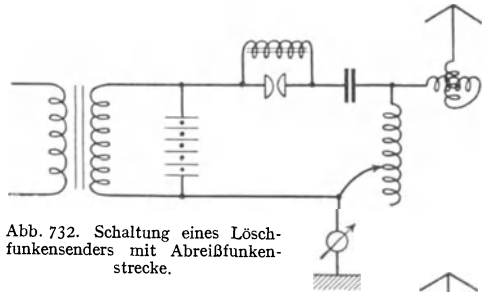


Abb. 732. Schaltung eines Löschkondensators mit Abreißfunkenstrecke.

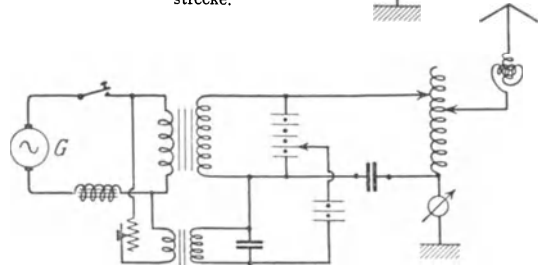


Abb. 733. Schaltung eines Löschkondensators mit Hilfszündung.

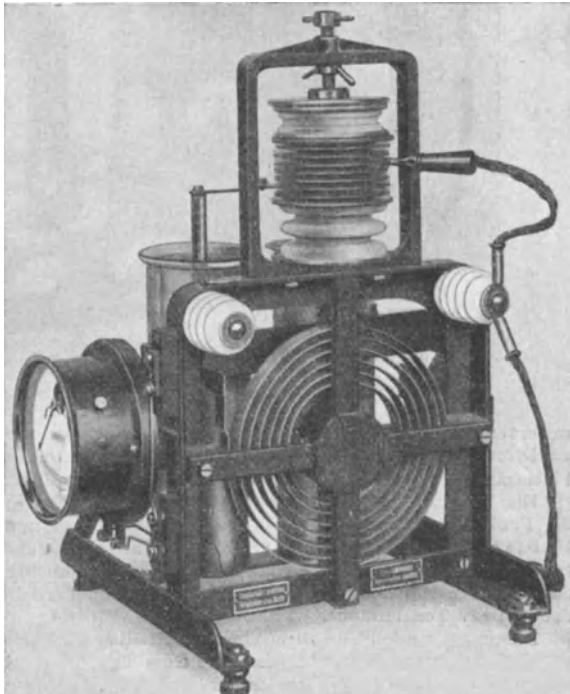


Abb. 734. Löschkondensator 2,5 kW von Telefunken.

lung. Als Spulen benutzt man Zylinderspulen aus Kupferrohr oder Flachspiralen aus Kupferband; die letzteren werden wegen des geringen Raumbedarfs wohl am häufigsten verwendet.

Die Abstimmung des Antennenkreises auf den Stoßkreis erfolgt durch ein Variometer, gegebenenfalls — wenn die Eigenwelle des Antennenkreises zu hoch liegt — unter Benutzung eines Verkürzungskondensators. Variometer werden in den verschiedensten Formen¹⁾ hergestellt, entweder als Zylinderspule mit umlaufendem Rollen- oder Gleitkontakt, meistens aber als Flachspulen, die ent-

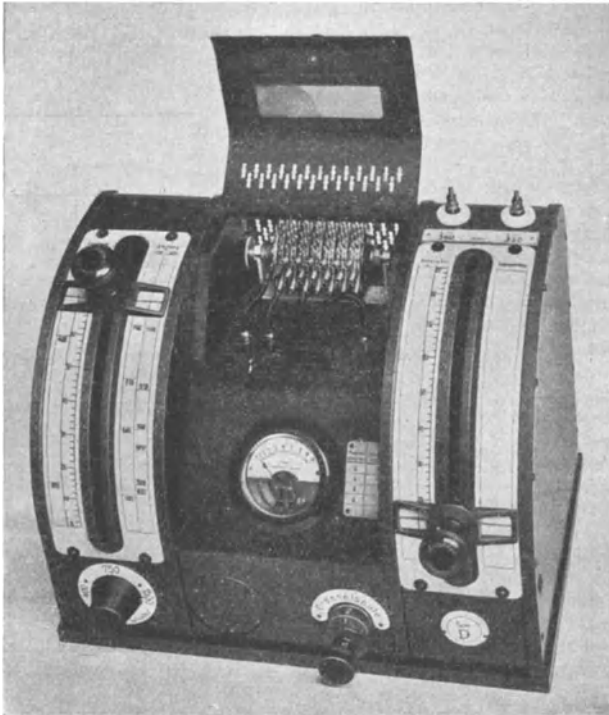


Abb. 735. Löschkfunkensender 0,5 kW und 1 kW von C. Lorenz.

weder senkrecht zur Wicklungsebene gegeneinander bewegt werden oder als Tauchvariometer ausgeführt sind. Bisweilen kommen auch Kugelvariometer oder Flachspulenvariometer mit Nierenwicklung zur Anwendung.

Die Veränderung der Energie geschieht gleichzeitig durch Veränderung der Funkenstreckenzahl (1 bis 80) und der Generatorspannung. Lediglich durch letztere kann die Änderung nicht erfolgen, da einerseits für eine bestimmte Funkenstreckenzahl eine bestimmte Mindestspannung erforderlich ist, andererseits auch eine beliebige Erhöhung nicht möglich ist, da dann Partialfunken einsetzen und dadurch der Ton unsauber wird.

Die **Tastung** erfolgt im allgemeinen unmittelbar im Niederspannungskreis, bei größeren Leistungen unter Zuhilfenahme eines Tastrelais, bisweilen auch durch Kurzschließen einer im Niederspannungskreis liegenden Drossel.

¹⁾ Siehe S. 364.

Die Methoden zur Erzielung eines sauberen Tones, d. h. zur Vermeidung von Partialfunken, haben zu verschiedenen Ausführungsformen geführt. Es sind hier Kombinationen¹⁾ einer Löschkuntenstrecke mit einer Plattenfunkenstrecke („Abreiß“-Funkenstrecke) oder einer rotierenden Funkenstrecke angegeben worden. So ist in Abb. 732 die Schaltung wiedergegeben, die von der C. Lorenz A.G. bei ihren 0,5- und 1-kW-Löschkuntensendern angewendet wird. Parallel zu der Plattenfunkenstrecke liegt eine Löschkrossel. Über diese vollzieht sich die Aufladung des Kondensators; die hochfrequenten Schwingungen dagegen müssen ihren Weg über die Plattenfunkenstrecke nehmen. Die Löschkrossel soll dadurch gegenüber der einfachen Löschkuntenstrecke verbessert werden.

Eine andere Methode ist von Telefunken angegeben worden; es ist die in Abb. 733 dargestellte **Hilfszündung**. Sie kommt vor allem bei Sendern größerer Leistung in Frage, bei denen die Funkenstrecken sehr stark beansprucht werden, wodurch leicht ein unsauberer Ton entsteht.

Abb. 734 zeigt die Ausführung eines Löschkuntensenders von Telefunken für 2,5 kW Antennenenergie (Wellenbereich 300 bis 1500 m), Abb. 735 einen solchen von C. Lorenz für 0,5 und 1 kW Antennenenergie (Wellenbereich 300 bis 1500 m).

b) Tonfunken sender mit rotierender Funkenstrecke.

Der Aufbau ist grundsätzlich der gleiche wie bei den Löschkuntensendern (Abb. 736).

Als Stromquelle dient ebenfalls eine Mittelfrequenz-Wechselstrommaschine von meist 300 Perioden. Bisweilen (z. B. bei der Großstation Clifden) sind

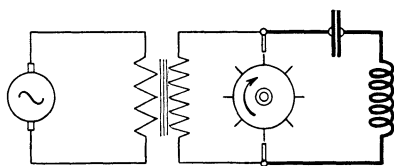


Abb. 736. Schaltung für rotierende Funkenstrecke.

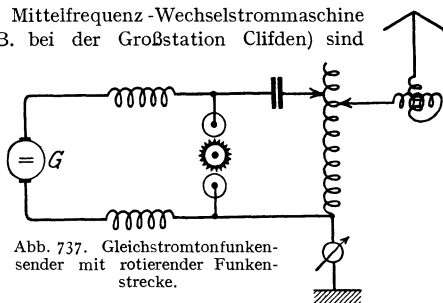


Abb. 737. Gleichstromtonfunken sender mit rotierender Funkenstrecke.

dagegen auch Hochspannungs-Gleichstrommaschinen zur Anwendung gelangt (Abb. 737); in diesem Falle müssen in die Zuleitung des Gleichstroms Hochfrequenzdrosseln eingeschaltet werden.

Die Ausführungsform der Funkenstrecke s. S. 422.

Über Kondensatoren und Spulen gilt dasselbe wie beim Löschkunten sender, ebenso über die Tastung.

Die Veränderung der Energie geschieht hier durch Veränderung des Elektrodenabstandes und entsprechende Einregulierung der Spannung. Ist die Funkenstrecke unmittelbar auf der Achse des Wechselstromgenerators angebracht, so ist bei entsprechender Einstellung der Spannung eine gleichmäßige Funkenfolge und damit ein sauberer Ton im Empfangstelephon gewährleistet.

F. Bedienung eines Löschkunten senders.

Wie bereits erwähnt, ist für die Länge der ausgesandten Welle maßgeblich der Antennenkreis. Da sich dieser beim Arbeiten des Senders aber in Resonanz mit dem Stoßkreis befinden muß, sind die beiden Kreise stets auf die gleiche Welle abgestimmt. Da die Antenne Veränderungen unterworfen ist, pflegt man (zumal bei nicht-ortsfesten Sendern) den Stoßkreis zu eichen.

Um eine bestimmte Welle zu erhalten, stellt man daher diese im Stoßkreis ein und stimmt dann den Antennenkreis auf den Stoßkreis ab. Nur der Antennenkreis enthält einen Strommesser, der die Stärke der hochfrequenten

¹⁾ Siehe S. 219.

Schwingungen anzeigt. An diesem erkennt man das Eintreten der Resonanz (größte Energieaufnahme). Bei Sendern kleinster Größe findet man das Antennenampereometer bisweilen auch durch ein Glühlämpchen ersetzt. Auch Ton und Farbe des Funkens zeigt die Resonanz an; in diesem Falle ist er zischend und bläulich, während er sonst mehr prasselnd und grünlich ist.

Die Abstimmung eines Senders muß stets zunächst bei geringer Energie erfolgen. Bei einem Sender mit 8 Funkenstrecken nimmt man z. B. zuerst nur 1 Funkenstrecke und erregt die Maschine entsprechend schwach. Man rechnet pro Funkenstrecke rund 1000 Volt. Erst wenn die Abstimmung, d. h. die Energieübertragung aus dem Stoßkreise in den Antennenkreis, gewährleistet ist, darf man auf größere Energiestufen übergehen.

Ist der Sender fertig abgestimmt, dann wird ein sauberer Ton eingestellt, d. h. die Erregung des Wechselstromgenerators wird so lange verändert, bis der Ton — der mit Hilfe eines „Tonprüfers“, d. h. eines aperiodischen Detektorkreises, unmittelbar am Sender abgehört wird — durchaus sauber und frei von krächzenden Nebengeräuschen (Partialfunken!) ist. Außer der richtigen Erregung des Generators ist dazu eine bestimmte Einstellung der im Maschinenkreise liegenden Eisendrossel (der „Tondrossel“) notwendig.

3. Lichtbogensender¹⁾.

Bearbeitet von A. Semm.

A. Beziehungen zwischen den Gleichstrom- und Hochfrequenzgrößen.

i_g Gleichstrom, e_M Maschinenspannung, e_g Bogengleichspannung, R_g Vorschaltwiderstand, L_g Drossel, i_L Bogenstrom, i_H Hochfrequenzstrom, e_H Bogen-Hochfrequenzspannung, I Selbstinduktion des Schwingungskreises, C Kapazität des Schwingungskreises, R_H Widerstand des Schwingungskreises.

Bei Schaltung der Abb. 738 gilt angenähert (nach Fuller²⁾):

$$i_g = i_H \sqrt{2} \quad \text{oder} \quad \frac{i_g}{i_H} = 1,4, \quad (1)$$

$$i_L = i_H \sqrt{3}, \quad (2)$$

$$e_H = e_g \sqrt{2}, \quad (3)$$

$$R_H = \frac{e_g}{i_g} \quad (4)$$

¹⁾ Literatur: Barkhausen, H.: Das Problem der Schwingungserzeugung. Leipzig 1907. — Ders.: Die Erzeugung dauernder Schwingungen durch den Lichtbogen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 1, S. 242 bis 262. 1908. — Ders.: Funke oder Lichtbogen? Jahrb. d. drahtl. Telegr. 2, S. 40. 1908. — Elwell, C. F.: The Poulsen Arc Generator. London 1923. Deutsche Ausgabe von A. Semm und F. Gerth. Berlin 1925. — Duddel, W.: On Rapid Variations in the Currents through the Direct Current Arc. Journ. Inst. El. Eng. 30, S. 232 bis 261. 1901; Phys. Zeitschr. 2, S. 425, 440. 1900; Electrician 46, S. 269 bis 273, 310 bis 313. 1900. — Fuller, L. F.: The Design of Poulsen Arc Converters for Radio Telegraphy. Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 449 bis 497. 1919. — Mayer, E.: Zur Theorie der Lichtbogenschwingungen. Diss. München, Zeitschr. f. techn. Phys. 2, S. 18, 40, 73, 94. 1921. — Pedersen, P. O.: Beiträge zur Theorie der drahtlosen Telephonie. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 5, S. 449 bis 498. 1912. — Poulsen, V.: Ein Verfahren zur Erzeugung ungedämpfter elektrischer Schwingungen. ETZ 27, S. 1040 bis 1044, 1075. 1906. — Simon, H. Th.: Über die Dynamik der Lichtbogenvorgänge und über Lichtbogenhysterese. Phys. Zeitschr. 6, S. 297 bis 319. 1905; ETZ 26, S. 818 bis 839. 1905. — Ders.: Über die Wirkung des Magnetfeldes bei der Erzeugung ungedämpfter Schwingungen mit Hilfe des Lichtbogens. ETZ 28, S. 1232. 1907. — Ders.: Über ungedämpfte elektrische Schwingungen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 1, S. 16 bis 28. 1907. — Ders.: Über neuere Methoden der Erzeugung elektrischer Schwingungen. Phys. Zeitschr. 9, S. 865 bis 874. 1908. — Ders.: Der elektrische Lichtbogen. Leipzig 1911. — Wagner, K. W.: Über die Erzeugung von Wechselstrom durch einen Gleichstromlichtbogen. ETZ 30, S. 30, 603, 627. 1909. — Ders.: Der Lichtbogen als Wechselstromerzeuger. S. 119ff. Leipzig 1910. — Ausführlichere Literaturangaben s.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 18, S. 154 bis 157. 1921. — Nesper, E.: Handbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie II, S. 473 bis 475 (auch deutsche Patentschriften). — Elwell, C. F.: The Poulsen Arc Generator. S. 177 bis 190. London 1923. (Ausführlichere Literaturübersicht bis 1923!) Deutsche Ausgabe von A. Semm und F. Gerth. Berlin 1925.

²⁾ Abschnitt A und B, $\alpha, \gamma, \delta, b$ bearbeitet nach L. F. Fuller: Proc. of the Inst. of Rad. Eng. 7, Nr. 5, S. 449 bis 497.

Wie Abb. 739 zeigt, sind die Größe i_H und die aus den Gleichungen (1) und (3) sich ergebenden Verhältnisse $\frac{i_g}{i_H}$ und $\frac{e_H}{e_g}$ von dem Elektrodenabstand abhängig. Die in den obigen Gleichungen festgelegten Beziehungen gelten nur für den Fall, daß der Lichtbogen „richtig eingestellt“ ist, d. h. wenn der Hochfrequenzstrom i_H ein Maximum ist. Die gestrichelte Linie in der Abb. 739 gibt den günstigsten Elektrodenabstand an. Die Beziehung (4) ergibt sich empirisch, sie ist ein bequemer Anhalt zur Kontrolle des Antennenwiderstandes (s. Abb. 740).

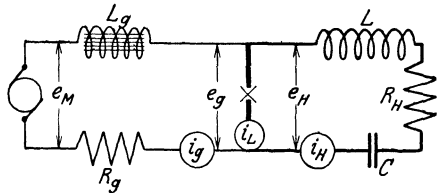


Abb. 738. Allgemeines Schaltungsschema des Lichtbogensenders.

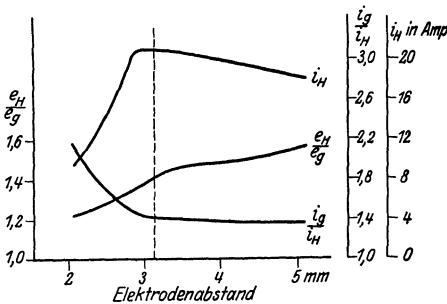


Abb. 739. Einfluß des Elektrodenabstandes auf i_H , $\frac{e_H}{e_g}$ und $\frac{i_g}{i_H}$.

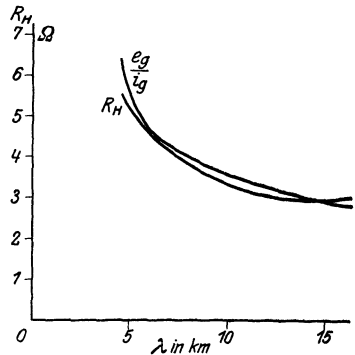


Abb. 740. $\frac{e_g}{i_g}$ und R_H in Abhängigkeit von der Wellenlänge.

B. Die praktische Anwendung und Ausführungsform der Entionisierungsmittel.

a) Das Magnetfeld.

α) Der magnetische Kreis.

Die Elektrizitätsleitung innerhalb des Lichtbogens übernehmen die negativ geladenen Ionen. Sie gehen von der weißglühenden Kathode aus und werden unter der Wirkung des zwischen den Elektroden wirkenden elektrischen Feldes nach der Anode hingezogen. Damit die für die Schwingungen zweiter Art während jeder Periode erforderliche Unterbrechung des Lichtbogenstromes eintritt, wird ein starkes **Magnetfeld** angewandt, dessen Richtung **senkrecht zum Lichtbogen**, d. i. also senkrecht zur Achse der Elektroden, steht. Die Ionen werden dadurch aus ihrer Strombahn abgedrängt und müssen in einem Bogen einen größeren Weg zurücklegen. Erlischt der Bogen während jeder Periode, so treibt das Magnetfeld die noch vorhandenen Ionen aus dem Elektrodenraum heraus, so daß erst eine erhöhte Spannung, die Zündspannung, wieder einen Stromübergang erreichen kann.

Bei praktischen Ausführungen sind die Elektrodenachsen (von Sendern kleinster Leistung abgesehen) immer horizontal angeordnet, um auf diese Weise eine bequeme Bedienung der Elektroden zu erreichen. Die Richtung der magnetischen Kraftlinien im Elektrodenraum wird entweder horizontal oder

vertikal gewählt. Im ersteren Fall wird der Lichtbogen nach oben, im letzteren nach der Seite weggeblasen.

Zur Erzeugung des Magnetfeldes dient ein **magnetischer Kreis**, der offene oder geschlossene Form haben kann. Die meistgebräuchliche ist die geschlossene. Abb. 741 zeigt verschiedene Formen. *a*, *b*, *c* ist in Europa die vorherrschende, während in Amerika *d* für sehr große und *e* für mittlere und kleine Leistungen angewandt wird. *a* bis *d* sind geschlossene, *e* offene Formen.

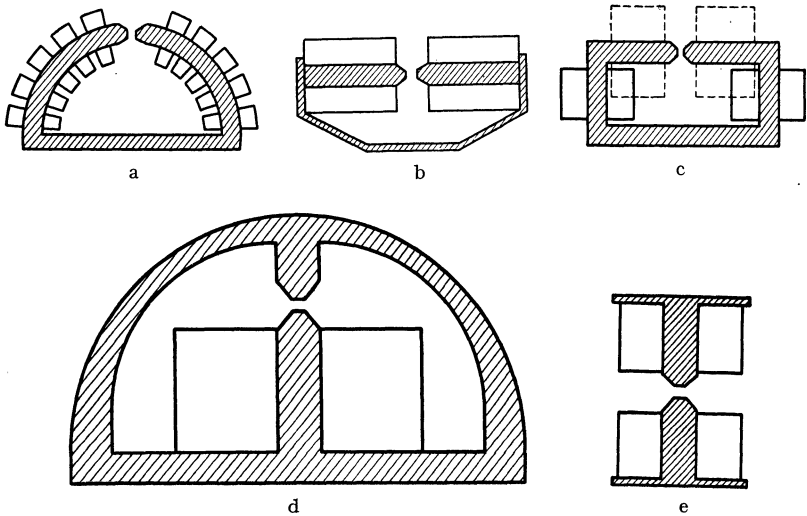


Abb. 741. Formen von magnetischen Kreisen.

Um bei der letzteren den magnetischen Schluß durch die Luft zu erleichtern, sind an den Polkernen eiserne Platten angesetzt. Die offene Form hat den Vorteil der billigeren Bauart, dafür aber den Nachteil, daß sich in der Nähe des Generators ein starkes Magnetfeld befindet. (Vorsicht auf Schiffen wegen des Kompasses geboten!)

Der Sitz der **Magnetspulen** ist in Abb. 741 mitangegeben. Bei Form *c* benutzt man Spulen mit vertikaler oder horizontaler Achse. Die Magnetspulen sind aus praktischen Gründen meist in Scheibenform gewickelt, bestehen also aus einzelnen Spulen, die auf den Magnetkern aufgereiht werden. Bei den meisten Ausführungen haben die Einzelspulen gleiche Dimensionen, nur bei einigen Ausführungen der Firma Lorenz haben die dem Luftspalt zunächst liegenden Spulen eine höhere Amperewindungszahl, um die Pole der Sättigung möglichst nahe zu bringen.

β) Art der Erregung.

Als Magnetisierungsstrom wird entweder der Lichtbogen-Speisestrom verwandt (Selbsterregung), oder er wird einer besonderen Gleichstromquelle entnommen (Fremderregung), oder es findet eine gemischte Schaltung statt. Die Selbsterregung ist am meisten gebräuchlich. Bei ihr fließt also der Gleichstrom in Serie durch die Magnetspulen und durch den Lichtbogen.

Jede Änderung des Gleichstromes hat auch eine Änderung des magnetischen Feldes zur Folge. Da der Hochfrequenzstrom i_H dem Gleichstrom i_G proportional ist, ändert sich die magnetische Feldstärke proportional mit dem Hochfrequenzstrom, die günstigste Feldstärke ist jedoch, wie später gezeigt wird, auch eine Funktion der Wellenlänge. Bei Selbsterregung wirken die Magnetspulen gleichzeitig als eisengefüllte Drosseln und halten den Hochfrequenzstrom von der Gleichstrommaschine fern. Fremderregung wird nur in besonderen Fällen angewandt (s. S. 746).

7) Günstigster Wert der magnetischen Feldstärke.

Damit die Umsetzung von Gleichstrom- in Hochfrequenzenergie möglichst groß wird, muß die magnetische Feldstärke im Luftspalt \mathfrak{H} auf einen günstigsten Wert eingestellt sein, dieser sei $\mathfrak{H}_{\text{opt}}$. Ist die Feldstärke kleiner als $\mathfrak{H}_{\text{opt}}$, werden nicht alle Ionen aus dem Elektrodenraum entfernt und der Lichtbogen neigt zur Hysterisis. Ist die Induktion dagegen größer als $\mathfrak{H}_{\text{opt}}$, wird die Lösch- und Zündspannung höhere Werte annehmen und der Lichtbogen wird während jeder Periode eher erlöschen und später zünden. Dies bedeutet aber eine Verringerung des Energieumsatzes und damit eine Abnahme des Hochfrequenzstromes. Gleichzeitig ist damit ein stärkeres Auftreten von Oberwellen verbunden.

Der günstigste Wert der Feldstärke $\mathfrak{H}_{\text{opt}}$ hängt von folgenden Größen ab:

1. Von der Frequenz. Je höher die Frequenz, desto öfter erfolgt in der Zeitinheit das Löschen und Wiederzünden des Lichtbogens. Deshalb muß bei höheren Frequenzen die Feldstärke entsprechend größer sein, um den Ionen eine größere Geschwindigkeit zu erteilen:

$$\mathfrak{H}_{\text{opt}} \text{ proportional } f \text{ bzw. } \frac{1}{\lambda}.$$

2. Von der Molekulargeschwindigkeit des angewandten Gases. Je größer die Eigengeschwindigkeit der Gasmoleküle ist, desto kleiner braucht die Feldstärke zu sein. Also ist $\mathfrak{H}_{\text{opt}}$ umgekehrt proportional der Molekulargeschwindigkeit v , diese ist wieder proportional $\sqrt{\text{abs. Temperatur}}$. Die abs. Temperatur des Lichtbogens ist angenähert proportional der zugeführten Leistung, also v proportional $\sqrt{e_g \cdot i_g}$ und

$$\mathfrak{H}_{\text{opt}} \text{ proportional } \frac{1}{\sqrt{e_g \cdot i_g}}.$$

3. Von der Lichtbogengleichspannung e_g . Das Magnetfeld hat die Aufgabe, während jeder Periode einmal den Bogen zu löschen. Wenn also die Lichtbogenspannung und damit das elektrische Feld zwischen den Elektroden zunimmt, muß auch die Feldstärke entsprechend größer werden, d. h.

$$\mathfrak{H}_{\text{opt}} \text{ proportional } e_g.$$

4. Vom Gleichstrom i_g . Die Zahl der Ionen, denen das Magnetfeld eine Geschwindigkeit erteilen soll, hängt vom Bogenstrom i_L , also nach Gl. (1) und (2) (S. 736) auch von i_g ab:

$$\mathfrak{H}_{\text{opt}} \text{ proportional } i_g.$$

Aus 1 bis 4 ergibt sich

$$\mathfrak{H}_{\text{opt}} = \frac{\kappa \sqrt{e_g \cdot i_g}}{\lambda}.$$

κ ist ein Proportionalitätsfaktor, der für jedes Gas einen bestimmten Wert hat; er ist umgekehrt proportional der spezifischen Molekulargeschwindigkeit des angewandten Gases. Sein numerischer Wert hängt von den benutzten Einheiten ab. Wenn e_g in kV, i_g in A, λ in km, $\mathfrak{H}_{\text{opt}}$ in Kilogauss, beträgt κ für Petroleum (Kerosin) 4,25, Alkohol 8,5.

Die Richtigkeit der angeführten Formel für $\mathfrak{H}_{\text{opt}}$ zeigen die Abb. 742 bis 745. Als Ordinate ist der Gleichstrom i_g aufgetragen und als Abszisse die magnetische Feldstärke in Kilogauss. Da nach Gl. (1), S. 736, i_g proportional dem Hochfrequenzstrom i_H ist, zeigen die Abbildungen

1. daß bei längeren Wellen eine schwächere Feldstärke den maximalen Antennenstrom erzeugt, als bei kleinen Wellen;
2. daß mit zunehmender Senderleistung ein stärkeres Magnetfeld erforderlich ist;
3. daß bei Verwendung von Petroleum ein schwächeres Feld nötig ist als bei Verwendung von Alkohol.

Als Parameter sind in den Abb. 742 bis 745 verschiedene Maschinenspannungen e_M bzw. Lichtbogengleichspannungen e_g aufgetragen. Die günstigsten Werte der magnetischen Feldstärke liegen angenähert auf einer Geraden die durch den Koordinatennullpunkt geht. Die Kurven sind aufgenommen in der Pearl Harbor High Power Naval Radio Station¹⁾.

¹⁾ Fuller, L. F.: l. c.

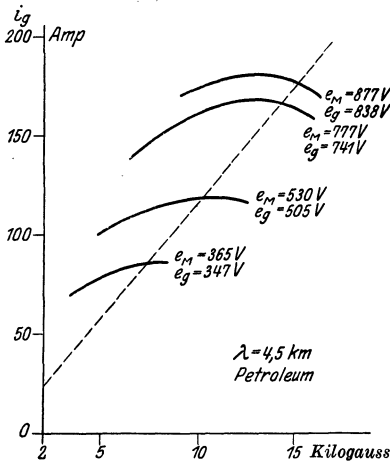


Abb. 742.

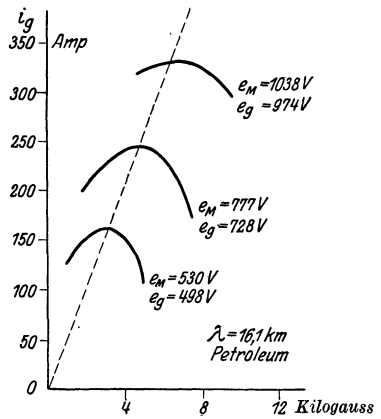


Abb. 743.

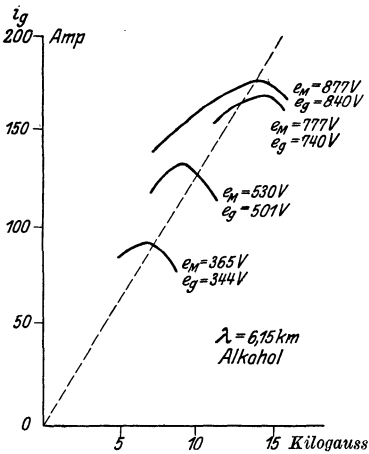


Abb. 744.

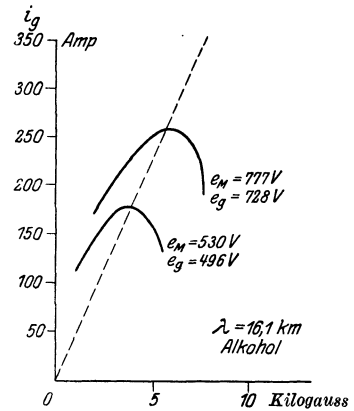


Abb. 745.

Abb. 742 bis 745. Einfluß der Feldstärke auf den Lichtbogenspeisestrom bei verschiedenen Maschinenspannungen.

δ) Beste Polform.

Zur Erzeugung eines möglichst kräftigen Magnetfeldes ist nach Ewing¹⁾ die beste Polform diejenige eines abgestumpften Kegels vom Winkel $\alpha = 54^\circ 44'$ ($\text{tg } \alpha = \sqrt{2}$) (vgl. Abb. 746).

Weiss²⁾ hat später gezeigt, daß eine noch günstigere Form ein Pol von der Gestalt der Abb. 747 hat. Jedoch ist der Einfluß auf ξ_{opt} gegenüber der Pol-

¹⁾ Ewing, J. A.: Magnetische Induktion in Eisen und verwandten Metallen. 1892.

²⁾ Weiss, P.: Journ. de Phys, 6, S. 353. 1907.

form der Abb. 746 nicht sehr groß (s. Abb. 748). Es wird deshalb gewöhnlich der Kegelwinkel $\alpha = 54^\circ 44'$ angewandt, weil die Herstellung der Polspitzen einfacher

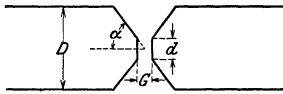


Abb. 746. Magnetpole.

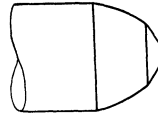


Abb. 747. Magnetspitze nach P. Weiss.

ist und das Gesamtgewicht des magnetischen Joches geringer ist als bei der Weiss-Spitze.

Die magnetische Feldstärke im Luftspalt beträgt etwa 2 bis 20 Kilogauss. Nach Abb. 746 ist $\text{tg } \alpha = \frac{d}{G}$, für $\alpha = 54^\circ 44'$ also $= \sqrt{2}$. Bei praktischen Aus-

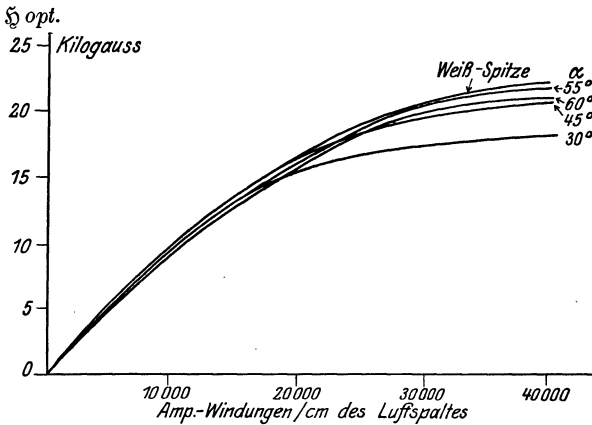


Abb. 748. Einfluß der AW-Zahl auf Φ_{opt} .

führungen stellt sich jedoch heraus, daß das günstigste Verhältnis $d : G$ bei $\sqrt{3}$ liegt (s. Abb. 749). Der Unterschied ist dadurch zu erklären, daß sich über dem Luftspalt keine Amperewindungen befinden.

Das Verhältnis $D : G$ ist für das Gewicht und die Kosten des Lichtbogensenders sehr wichtig. Es soll nicht größer sein als 12. Besonders bei großen Sendern wird man, um Kosten und Gewicht zu sparen, das Verhältnis $D : G$ kleiner wählen, als seinem günstigsten Wert entspricht.

Die Größe des magnetischen Luftspaltes G ist im wesentlichen abhängig von der aufgenommenen Leistung und der konstruktiven Anordnung der Elektroden. Im allgemeinen wählt man G zwischen 2,5 und 17,8 cm (Fuller).

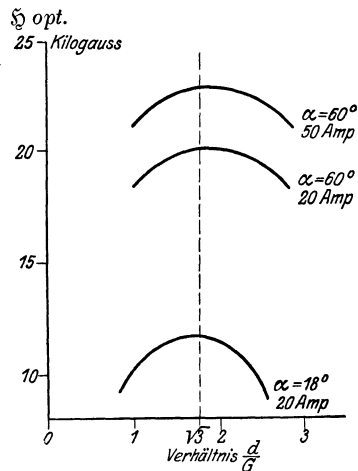


Abb. 749. $\frac{d}{G}$ in Abhängigkeit von Φ_{opt} .

b) Einbettung des Lichtbogens in eine Wasserstoffatmosphäre.

Damit während jeder Periode der Lichtbogenstrom aussetzt, müssen nicht nur die im Elektrodenraum befindlichen Ionen möglichst schnell entfernt werden, sondern es muß auch die Wärme von den Elektroden, besonders von der weißglühenden Kathode fortgeführt werden, um eine Neubildung von Ionen zu verhüten. Hierzu wird nach Pulsen der Lichtbogen mit einer Wasserstoffatmosphäre umgeben. Wasserstoff eignet sich hierfür infolge seines hohen Wärmeleitvermögens und der großen Ionenbeweglichkeit besonders gut. In einzelnen Fällen führt man direkt Wasserstoff- oder Leuchtgas der Flammenkammer zu. Meist aber stellt man eine karborierte Wasserstoffatmosphäre durch Verdampfen von Kohlenwasserstoffen her. Am gebräuchlichsten ist: 1. Petroleum (Kerosin) $\text{CH}_3(\text{CH}_2)_8\text{CH}_3$. Beim Verdampfen dissoziiert es in $10\text{C} + 11\text{H}_2$. Der Kohlenstoff schlägt sich als Ruß nieder. 2. Äthylalkohol, $\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$, dissoziiert zu $\text{CO}_2 + 6\text{H}_2 + 3\text{C}$. Die Wasserstoffatmosphäre ist also etwas mit Kohlensäure verunreinigt. Günstig ist ein Zusatz von etwa ein Fünftel Wasser. Hierdurch wird der schnelle Abbrand der Kohlen und die Rußbildung verringert. Im allgemeinen wird Alkohol Petroleum vorgezogen, weil ersterer viel weniger Ruß absetzt und infolgedessen die Flammenkammer weniger oft gereinigt werden muß. Da Wasserstoff sehr leicht diffundiert, ist es notwendig, die Wasserstoffatmosphäre in der Flammenkammer dauernd zu ergänzen. Bei Verwendung von Leucht- oder Wasserstoffgas wird ein gleichmäßig schwacher Gasstrom der Kammer zugeführt. Benutzt man flüssige Kohlenwasserstoffe, so wird die Flüssigkeit tropfenweise in die Kammer eingebracht. Hierfür wird der vom Maschinenbau her bekannte Tropföler verwandt (s. Abb. 774).

Damit sich nun aber in der Flammenkammer kein Überdruck bildet, führt von ihr ein Auspuffrohr (vielfach durch einen Auspufftopf) nach der äußeren Atmosphäre. Das Rohr muß so bemessen sein, daß ein Überdruck sich leicht ausgleichen und trotzdem niemals während des Betriebes Luft in die Kammer eindringen kann. Letzteres ist wegen der Explosionsgefahr sehr gefährlich. Um einen plötzlichen Überdruck unschädlich zu machen, sind bei den meisten Sendern Ventile vorgesehen. Beim Öffnen der Flammenkammer ist auf jeden Fall Vorsicht geboten, da sich selbst nach mehreren Stunden nach dem Ausschalten des Senders noch ein explosives Gemisch vorfinden kann.

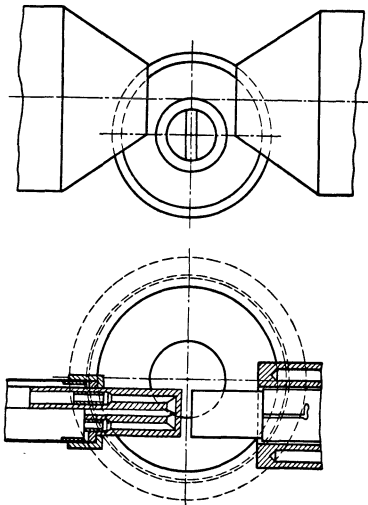


Abb. 750. Stellung der Elektroden zu den Magnetpolen.

c) Kühlung der Elektroden und Flammenkammer.

Damit Schwingungen zweiter Art bestehen bleiben, muß die Wärme aus dem Elektrodenraum möglichst schnell abgeleitet werden. Die vom Lichtbogen entwickelte Wärme wird vom Kammergas an die Flammenkammer abgegeben. Zu deren Kühlung sind mehrere ihrer Wände, vielfach auch der Deckel, doppelwandig zum Durchlauf des Kühlwassers ausgebildet. Bei Verwendung von Kupfer als Anode muß auch diese gekühlt werden, um Rückzündungen und schnellen Abbrand zu vermeiden.

Die Flammenkammer hat bei Sendern, deren Magnetfeld horizontale Richtung hat, meist prismatische oder zylindrische Gestalt (s. Abb. 775).

d) Die Elektroden.

Bei den meisten Senderausführungen fallen die Achsen beider Elektroden in eine Gerade, doch sind auch einige Ausführungen bekannt, bei denen die Elektroden unter 90° gegeneinander stehen. Der günstigste Elektrodenabstand beträgt je nach Senderleistung mehrere Millimeter (s. Abb. 739). Die aufgenommenen Kurven beziehen sich auf einen Sender der Federal Telegraph Co. von 30 kW aufgenommenener Leistung bei $\lambda = 2400$ m).

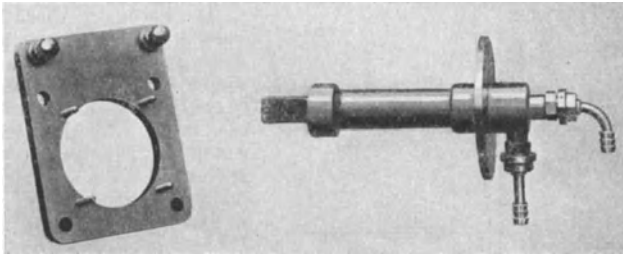


Abb. 751. Anode (Elwell).

Die Achse der Elektroden liegt nicht in der gleichen Ebene wie die Achse der Magnetpole; letztere befindet sich vielmehr dort, wo der Hauptteil des Lichtbogens sich ausbildet, weil auf diese Weise der größte Einfluß des Magnetfeldes auf den Lichtbogen erreicht wird (s. Abb. 750 und 775).

Als **Material für die Elektroden** wird für gewöhnlich nach Angabe von Poulsen Kupfer für die Anode, Kohle oder Graphit für die Kathode benutzt. Die

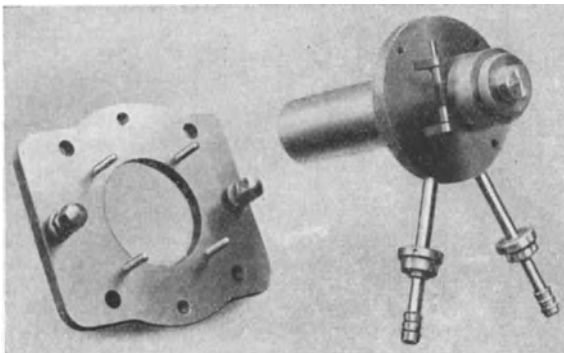


Abb. 752. Kathode (Elwell).

Verschiedenheit des Materials und der Temperatur der Elektroden soll ein Rückzünden vermeiden. Bei den meisten Ausführungen wird die Kathode mit Hilfe eines kleinen Motors langsam, etwa 2- bis 3 mal in der Minute, bei einigen Ausführungen auch die Anode mit gleicher Geschwindigkeit im entgegengesetzten Sinn gedreht. Durch das langsame Drehen werden die Elektroden gleichmäßig abgenutzt und gewährleisten auf diese Weise ein ruhiges Brennen des Lichtbogens. Neuerdings verwendet die Fa. C. Lorenz A. G. für die Kathode Kupfer, das sehr schnell (etwa 500 mal in der Minute) rotiert und mit Wasser gekühlt wird (s. Abb. 754). Sie will damit ein ruhigeres Brennen des Bogens und eine bessere

Wellenkonstanz erreichen. Mit dieser Anordnung sind Sender bis 1000 m Welle herab mit gutem Erfolg gebaut worden.

Statt die Kathode zu drehen, kann man nach Rein diese feststehen und den Lichtbogen durch ein axiales Magnetfeld rotieren lassen¹⁾. Doch kommt dies nur für Sender kleinster Leistung ohne transversales Magnetfeld in Frage.

Als Material für die Anode hat sich jedoch auch Kohle oder Graphit als geeignet erwiesen.

Die **Form** der **Anode** besteht meist aus einem doppelwandigen Messingrohr, das vorn in einen Kupferkörper von rechteckigem Querschnitt ausläuft (s. Abb. 751). Die Breite des Kupferkörpers schwankt zwischen 9,5 und 31,6 mm, für das durchfließende Wasser bleibt eine Breite von 6,2 bis 25,4 mm, je nach der Senderleistung (Elwell). Die Stutzen für den Wasserzu- und -ablauf sind in der Abbildung zu erkennen. Wenn die Anode rotiert, hat der vordere Teil, an dem sich der Lichtbogen ausbildet, zylindrische Form. Die **Kathode** hat stets zylindrische Form. Da sie einem häufigen Abbrand unterliegt, muß sie leicht herausnehmbar sein. Dazu dient ein Elektrodenhalter von der Form der Abb. 752 oder 753. Die Kohle wird in den Halter eingesteckt, zum Zünden wird der Halter in eine Hülse bis zur Berührung mit der Anode verschoben. Eine Feder drückt die Hülse mit Halter axial von der Anode weg. Mit Hilfe eines Schneckengetriebes läßt sich der günstigste Elektrodenabstand einstellen. Die Hülse ist vielfach für Wasserkühlung eingerichtet (s. Abb. 752).

Die Federal Telegraph Co. verwendet relativ dünne Kohlen und läßt starken Abbrand zu, während die Fa. Lorenz die Kohlen stark wählt.

Bei den Elwell-Lichtbogensendern beträgt der Durchmesser der Kohlen 9,5 bis 50,8 mm. Für Sender von 4 bis 10 kW Antennenleistung benutzt die Fa. Lorenz Kohlen von 39 mm Durchmesser, bei einer Senderleistung von 35 bis 50 kW solche von 50 mm Durchmesser.

Die Strombelastung der Elektroden soll nach Fuller bei Kohle nicht größer sein als 31 A/cm^2 und bei Graphit 62 A/cm^2 .

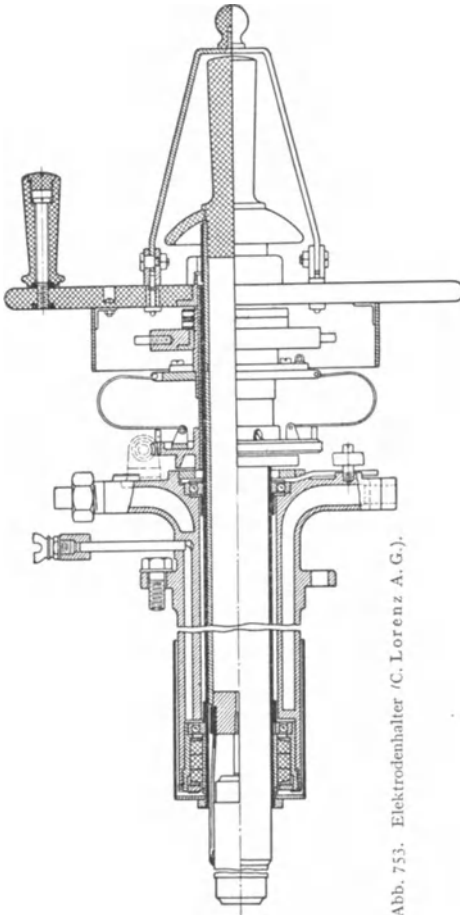


Abb. 753. Elektrodenhalter (C. Lorenz A. G.).

¹⁾ Rein-Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum. 3. Aufl. 1921 S. 38.

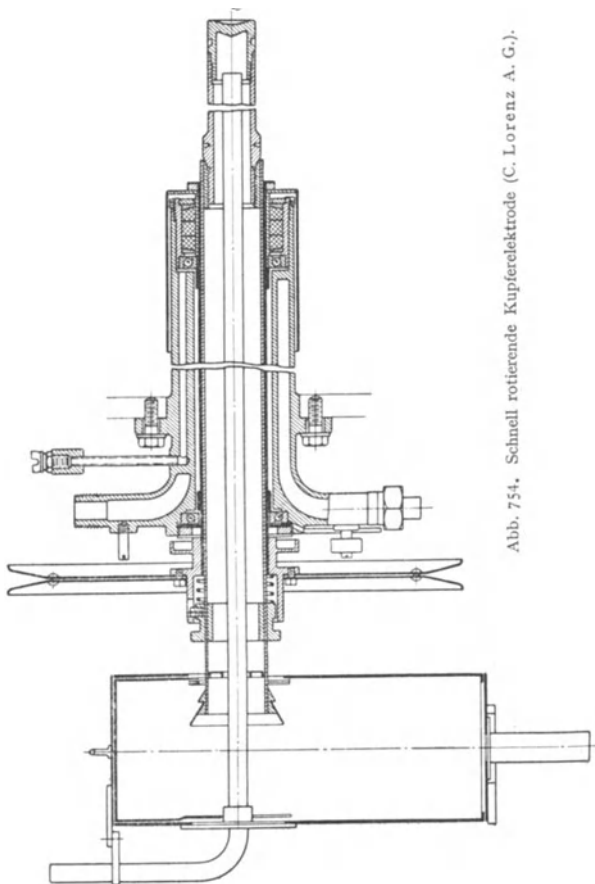


Abb. 754. Schnell rotierende Kupferelektrode (C. Lorenz A. G.).

Die Elektroden mit ihrem Zubehör sind isoliert an der Flammenkammer befestigt. Als Isolationsmaterial wird gutes Porzellan, Marmor, Alabaster, Quarz und einige Asbestarten benutzt. Die Form der Isolatoren ist stets so gewählt, daß ein Überschlag oder ein Kriechweg nicht eintreten kann (s. Abb. 775).

C. Die wichtigsten Schaltungen von Lichtbogensendern.

a) Die Gleichstromseite.

Die für den Lichtbogen erforderliche Gleichspannung wird stets einer oder mehreren Gleichstromhochspannungsmaschinen entnommen. Je nach der Größe des Generators kommen Spannungen von etwa 400 bis 1200 V in Frage. Bei Spannungen über 500 V tragen in den meisten Fällen die Anker der Maschinen zwei getrennte Wicklungen mit je einem Kollektor, die in Serie geschaltet werden können. Die Maschinen werden meist fremd erregt. Vielfach wird die Kompound-schaltung angewandt, die jedoch keinerlei Vorteil bietet (s. weiter unten bei „Vorschaltwiderstand“). Die Leistung der Maschine soll etwa fünfmal größer sein als die verlangte Hochfrequenzenergie. Bei Sendern größerer Leistung genügt die

dreifache Antennenenergie, wenn ein Tastverfahren verwendet wird, bei dem nur bei Strichgeben die volle Maschinenleistung nötig ist.

Die Schaltung ist bei **selbsterregtem Sender** gemäß Abb. 755 a.

Die Gleichspannung am Lichtbogen kann durch die Erregung der Maschine und durch den **Vorschaltwiderstand** reguliert werden. Letzterer dient gleichzeitig zur „Beruhigung“ des Bogens und verhütet beim Zünden ein zu hohes Anwachsen des Stromes. Er ist aber vor allem deshalb erforderlich, damit trotz der abfallenden Charakteristik des Lichtbogens ein stabiler Betrieb bei dem Speisestrom i_g möglich ist¹⁾.

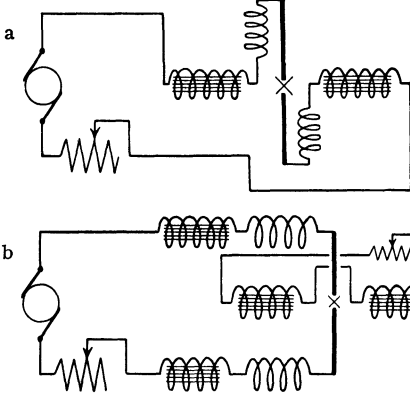


Abb. 755. Gleichstromkreis: a bei selbsterregtem Sender, b bei fremderregtem Sender.

erforderlich bei einem Gleichstrom von 60 A. Der Energieverlust betrug also $60^2 \cdot 2,9 = 10,4$ kW.

Meist ist der Vorschaltwiderstand stufenweise veränderlich. Bei vielen Ausführungsformen ist die Schaltung so getroffen, daß durch selbsttätige Relaisbetätigung der gesamte Vorschaltwiderstand eingeschaltet wird, sobald der Lichtbogen abreißt, um beim Neuzünden die Spannung am Bogen zu begrenzen. In dem Vorschaltwiderstand wird natürlich ein Teil des Stromes in Wärme umgesetzt. Bei einem Sender für 5 kW Antennenenergie war bei einer Welle von 5700 m ein Vorschaltwiderstand von $2,9 \Omega$ Energieverlust betrug also $60^2 \cdot 2,9$

Um zu vermeiden, daß Hochfrequenz in die Maschine eindringt, werden in beide Gleichstromleitungen (eisenfreie) Hochfrequenzdrosseln eingeschaltet. Die (eisengefüllten) Magnetspulen, die auch vom Gleichstrom durchflossen werden, wirken infolge ihrer hohen Induktivität gleichfalls als Drosseln für den Hochfrequenzstrom. Die Anordnung der Magnetspulen ist entweder symmetrisch wie in Abb. 755a angegeben (C. Lorenz A. G.) oder die Magnetspulen liegen parallel geschaltet in einer Gleichstromleitung (Elwell) (s. Abb. 763), oder es ist überhaupt nur eine Magnetspule vorhanden (amerikanische Bauart). Die beiden letzteren Anordnungen haben den Vorteil, daß die Kathode des Lichtbogens unmittelbar geerdet werden kann und deshalb von der Flammenkammer nicht isoliert zu werden braucht. Dies ist vor allem bei Sendern von sehr großer Leistung wichtig.

Vielfach wird als weiterer Hochfrequenzschutz ein Kondensator von mehreren Mikrofarad unmittelbar parallel zur Maschine geschaltet und, um das Zustandekommen von elektrischen Schwingungen irgendwelcher Art zu vermeiden, auch noch ein Widerstand von großer Ohmzahl (große Anzahl hintereinander geschalteter Glühlampen) unmittelbar parallel zur Maschine.

Bei einem **fremderregtem** Sender, bei dem also der Lichtbogenspeisestrom nicht die Magnetspulen durchfließt, ist es vorteilhaft, außer den eisenlosen Hochfrequenzdrosseln noch besondere eisengefüllte Drosseln in den Gleichstromkreis zu legen. Die Einstellung des Magnetfeldes geschieht in einfachster Weise mit Hilfe eines veränderlichen Widerstandes (Abb. 755 b).

b) Die Hochfrequenzseite.

Der Lichtbogen kann unmittelbar in den Antennenkreis geschaltet werden. Man spricht dann von

¹⁾ Eine rechnerische Ableitung über die günstigste Größe des Vorschaltwiderstandes s. Mayer, E.: Zur Theorie der Lichtbogenschwingungen. Zeitschr. f. techn. Phys. 2, S. 104. 1921.

α) „direkter Schaltung“.

Die Frequenz der entstehenden Schwingungen hängt dann nur von den elektrischen Größen des Antennenkreises ab. Diese Schaltung wird sehr viel angewandt (s. Abb. 756). Der Blockkondensator C soll die Gleichhochspannung von der Antenne fernhalten. Bei manchen Ausführungsformen befindet sich in der Erdleitung ein entsprechender Blockkondensator. Vielfach verzichtet man auf Feinabstimmung des Antennenkreises und arbeitet stets mit denselben Verlängerungsmitteln, der Sender hat dann nur eine Welle, die jedoch je nach den durch die Witterung hervorgerufenen Kapazitätsschwankungen der Antenne mehr oder weniger schwankt. *In dieser Schaltung ist der Lichtbogensender der einfachste Sender für ungedämpfte Schwingungen.* Der Lichtbogensender braucht jedoch zu einem guten Arbeiten eine große Antennenkapazität und eine geringe Dämpfung des Antennenkreises. Die direkte Schaltung ist besonders für lange Wellen geeignet.

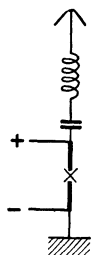


Abb. 756. Direkte Schaltung.

Zur Erreichung eines gleichmäßigen und ruhigen Brennens des Bogens schaltet die C. Lorenz A. G. und auch Elwell parallel zum Lichtbogen einen Kondensator etwa von der Größe der Antennenkapazität.

Der Wirkungsgrad des Lichtbogensenders in dieser Schaltung erreicht nach Rein¹⁾ u. a. den theoretischen Wert von 50%, während Mayer²⁾ angibt, daß auch noch höhere Werte möglich sind. Der Wirkungsgrad ist abhängig von der Größe des Senders und seiner Bauart, von der Wellenlänge und den elektrischen Daten des Antennenkreises.

 β) Zur Verbesserung des Wirkungsgrades

sind von der C. Lorenz A. G. verschiedene Mittel angegeben worden. Nach **Hartenstein** wird ein Kondensator (von etwa fünffacher Größe der Antennenkapazität) in der in Abb. 757 gezeichneten Weise eingeschaltet, nach **Herzog** eine Spule nach Abb. 758.

Für diese beiden Schaltungen haben die Gleichungen des Abschnitts A, S. 736, keine Gültigkeit.

Über die Wirkungsweise der Hartenstein-Schaltung gehen die Meinungen noch auseinander³⁾. Die Wirkungsweise der Herzog-Schaltung scheint darauf zu beruhen, daß mit Hilfe der Spule die günstigste Kopplung zwischen Bogen und Antenne hergestellt werden kann. Beide Schaltungen liefern sehr gute Ergebnisse (bis über 60%!), wenn der Antennenwiderstand gering ist.

Die Schaltung nach Hartenstein kommt vor allem bei längeren Wellen in Betracht. Neuerdings wird die Schaltung nach Herzog bevorzugt, weil bei ihr leichter eine Anpassung an die elektrischen Größen des Schwingungskreises möglich ist und sie sich auch bei kleineren Wellen und bei Antennen von größerem Widerstand gut bewährt hat.

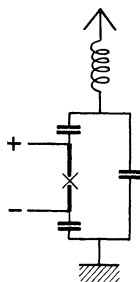


Abb. 757. Hartenstein-Schaltung.

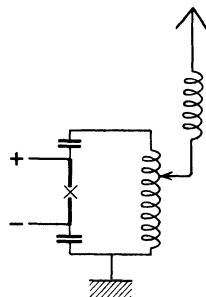


Abb. 758. Herzog-Schaltung.

 γ) Oberwellen.

Der Lichtbogensender besitzt in direkter Schaltung wie jeder Direktsender eine*große Anzahl von Oberwellen. Ihr Vorhandensein ist aus der Tatsache erklär-

¹⁾ Rein, H.: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. 1917, S. 182.

²⁾ Mayer, E.: l. c. S. 105.

³⁾ Vgl. H. Rein: Lehrbuch S. 182 u. Nesper, E.: Handbuch I, S. 207.

bar, daß die Stromkurve des hochfrequenten Wechselstromes keine Sinuskurve ist [s. S. 721¹⁾]. Sie treten um so stärker hervor, je länger während jeder Periode der Lichtbogen erloschen ist. Für Meßzwecke ist dies mitunter vorteilhaft (s. weiter unten „Meßlampe“). Bei Lichtbogensendern größerer Leistung jedoch, die in der Nähe von Empfangsstationen stehen, sind Oberwellen sehr unerwünscht. Zu ihrer Beseitigung dient am zweckmäßigsten ein **Zwischenkreis**, durch den allerdings etwa 50% der Hochfrequenzleistung verlorengehen. Eine Zwischenkreisschaltung, bei der auch die „Herzogspule“ verwandt ist, zeigt Abb. 759.

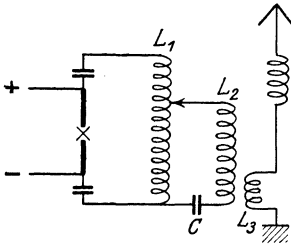


Abb. 759. Zwischenkreisschaltung.

L_1 ist die „Herzogspule“, L_2 die Zwischenkreisspule, C der Zwischenkreiskondensator, L_3 die Antennenkopplungsspule.

Der Zwischenkreis wird am zweckmäßigsten so dimensioniert, daß C etwa gleich der Antennenkapazität gewählt und die Wellenveränderung mit Hilfe eines Variometers vorgenommen wird.

Über Oberwellen allgemein und ihre Beseitigung s. S. 721.

δ) Das „Rauschen“.

Der Lichtbogensender besitzt eine Eigenschaft, die seine Verwendung in der Nähe von Empfangsstationen einschränkt: er stört in einem gewissen Umkreis den Empfang durch „Rauschen“. Gerade jetzt, wo sich der Rundfunk überall verbreitet, macht sich die Störung unangenehm bemerkbar, da ein Empfang, auch auf kleinen Wellen dort erschwert wird, wo sich ein Lichtbogensender in der Nähe befindet. Die Störung ist nicht auf allen Wellen gleich groß, sie ist am stärksten in der Nähe der Eigenwelle und der Oberwellen des Antennenkreises.

Bei einem frisch gezündeten oder schlecht brennenden Bogen tritt es mehr hervor als bei richtiger Einstellung.

Über das Zustandekommen des Rauschens gehen die Meinungen noch auseinander. Eine Erklärungsmöglichkeit ist die, daß der Elektrizitätsübergang im Lichtbogen kein vollkommen gleichmäßiger ist, und daß durch den Lichtbogen der Antennenkreis in der Eigenschwingung und den Oberwellen angestoßen wird, ähnlich wie bei einem tönenden Sender.

Zur Verringerung des Rauschens kommt hauptsächlich der bereits zur Vermeidung von Oberwellen genannte **Zwischenkreis** in Frage. Als weiteres Mittel kann noch die Fremderregung des Magnetfeldes angewandt werden. Der Fa. C. Lorenz A. G. ist es in den letzten Jahren gelungen, das „Rauschen“ fast vollkommen zu beseitigen. Durch einen parallel zum Bogen liegenden Kreis tritt das „Rauschen“ nur noch bei dessen Eigenwelle ein und verursacht eine Störung, die nur auf geringe Entfernung vom Sender wirkt²⁾.

ε) Tastschaltungen.

Beim Lichtbogensender ist das Tasten durch Schließen und Öffnen des Gleichstromes nicht möglich, da der Lichtbogen bei jedem Zeichen zünden und wieder erlöschen müßte. Es würden sich hierbei ganz erhebliche Betriebsschwierigkeiten ergeben, und der Lichtbogen würde nicht gleichmäßig brennen können. Die Tastmethoden müssen also so beschaffen sein, daß sie den Hochfrequenzstrom beeinflussen. Die älteste und einfachste Tastart ist die **Tastung mit Verstimmung** (Abb. 760). Der Sender sendet stets Wellen mit derselben Energie aus, abwechselnd die Arbeitswelle bei Tastendruck, die Verstimmungs-, Ruhe- oder negative Welle in den Zeichenpausen. Die Verstimmung kann man auf verschiedene Weise erreichen, entweder durch Kurzschließen einiger Windungen der Antennenselbst-

¹⁾ Wagner, K. W.: Der Lichtbogen als Wechselstromerzeuger. 1910.

²⁾ Nach Angabe der Firma C. Lorenz A. G. soll es neuerdings möglich sein, das „Rauschen“ durch Einbau eines Absorptionskreises vollständig zu beseitigen.

induktion (Abb. 760 a) oder einer im Antennenkreis liegenden Tastkapazität (Abb. 760 b). Um den Öffnungsfunken gering zu machen, unterteilt man bei Sendern großer Leistung die Tastspule und führt sie zu einzelnen Kontakten gemäß Abb. 760 c, oder man koppelt einzelne Spulen mit der Antennenverlängerungsspule, die man einzeln kurzschließt (Abb. 760 d). Man arbeitet mit Verstimmungen von 0,5 bis 5%. Die Verstimmungstastung wird noch vielfach von

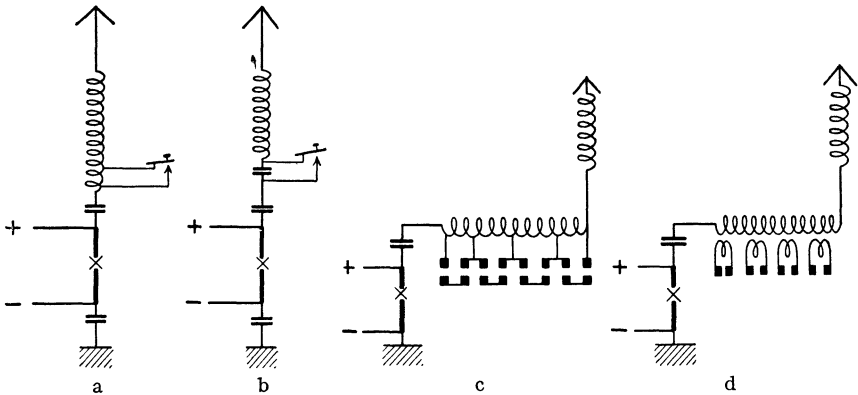


Abb. 760. Tastung mit Verstimmung.

ausländischen Stationen angewandt. Sie hat folgende Vorteile: a) größte Einfachheit, b) gleichmäßige Belastung des Lichtbogens, und folgende Nachteile: a) infolge der Hochfrequenzspannung an der Taste starke Funkenbildung zwischen den Tastkontakten und infolgedessen für Schnelltelegraphie weniger geeignet; b) hoher Energieverbrauch infolge der stets gleichbleibenden Belastung, funktелеgraphischer Wirkungsgrad gering, er ist gleich dem elektrischen; c) der Sender strahlt abwechselnd zwei Wellen aus, braucht also ein größeres Wellenband, größere Störungsmöglichkeit auf Empfangsseite; bei geringer Verstimmung schwierigerer Empfang, da u. U. beide Wellen durch Überlagerung hörbar werden.

Der Nachteil c) wird vermieden beim **Tasten mit Tastkreis**. Der Tastkreis liegt entweder in Serie oder parallel zum Lichtbogen [Abb. 761 a und b¹⁾].

Der Lichtbogen arbeitet im ersten Falle bei geöffneter Taste auf einen künstlichen Kreis, dessen Widerstand so bemessen wird, daß der Lichtbogen ebenso belastet ist wie beim Zeichengeben. Der Widerstand w_T kann auch fortfallen. Der Lichtbogen wird dann bei geöffneter Taste über die Tastkapazität C_T kurzgeschlossen, und die Verluste finden im Lichtbogen selbst statt. C_T ist so bemessen, daß der Lichtbogengleichstrom nahezu derselbe bleibt.

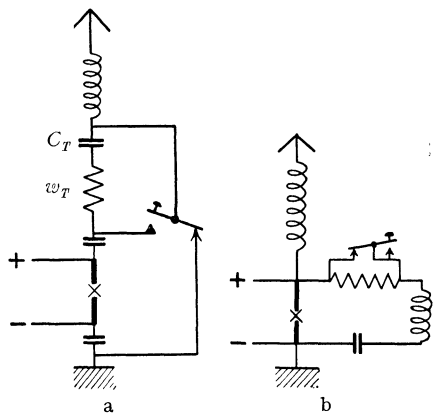


Abb. 761. Tastung mit Tastkreis.

¹⁾ Näheres s. Elwell, Der Poulsen-Lichtbogengenerator, deutsche Ausg. S. 92.

Zur Steuerung von Lichtbogensendern hat sich sehr gut die **Tastdrossel** nach Pungs¹⁾ bewährt. (Ihre Wirkungsweise s. S. 762.) Die Drossel besitzt eine Hochfrequenz- und eine Gleichstromwicklung. Wird der Eisenkern mit Gleichstrom gesättigt, besitzt die Hochfrequenzwicklung eine geringe Selbstinduktion und einen äußerst geringen Hochfrequenzwiderstand. Sobald die Gleichstrom-Vorsättigung aufhört, steigt die Selbstinduktion und besonders der Widerstand ganz erheblich an. (Ausführliche Erklärung s. S. 373.) Infolge dieser Wirkungsweise ist die Drossel sehr gut zur Steuerung von Hochfrequenzströmen geeignet.

Da es sich bei den hohen Frequenzen nur um sehr geringe Eisenmengen (meist nur wenige Gramm) handelt, ist auch nur eine kleine Gleichstromenergie zum Sättigen des Eisens notwendig, d. h. mit Hilfe eines schwachen Gleichstromes kann man große Hochfrequenzenergien steuern. Diese Tastmethode ist demnach für Schnelltelegraphie besonders geeignet. Bei direkter Schaltung (s. Abb. 762 a)

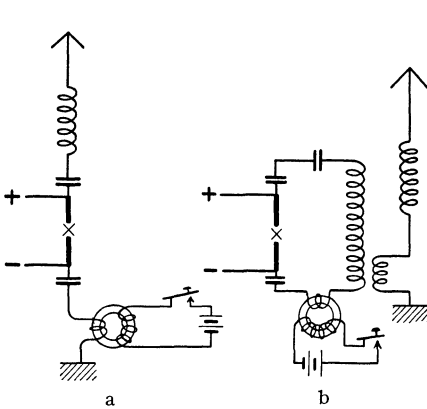


Abb. 762. Tastung mit Drossel (Pungs).

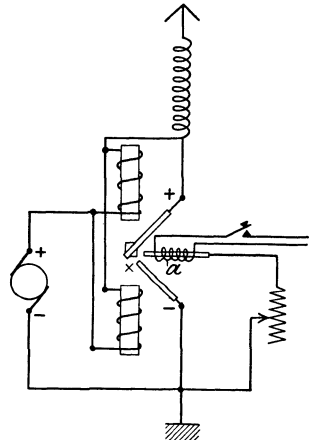


Abb. 763. Tastung mit Zündtastelektrode.

liegt die Drossel im Antennenkreis, und zwar in der Erdleitung, damit in der Drossel keine hohe Spannungen gegen Erde auftreten. Bei Zwischenkreisschaltung (s. Abb. 762 b) legt man sie in den Zwischenkreis, damit die Spannung am Zwischenkreiskondensator nicht zu hoch ansteigt, wenn die Taste geöffnet, dem Zwischenkreis also keine Energie entzogen wird. Neuerdings verwendet man je eine Drossel im Zwischen- und Antennenkreis, deren Gleichstromwicklungen in Serie liegen.

Während bei den bisherigen Tastmethoden der Lichtbogen bestehen bleibt, wird bei der **Tastung mittels Zündelektrode** (Abb. 763) in den Tastepausen ein Widerstand parallel zum Bogen geschaltet, so daß also der Bogen erlöschen muß. Sobald bei Tastendruck durch das Solenoid *a* Strom fließt, wird die einen Eisenkern enthaltende Zündelektrode gegen eine Federkraft von der Anode weggezogen. Der sich bildende Lichtbogen springt sofort nach der Hauptkathode über und der Lichtbogen erzeugt wieder Schwingungen. Diese Schaltung wird bei Sendern kleiner Leistung von der Federal Telegraph Co. angewandt.

ζ) Tönendes Senden.

Mit dem Lichtbogensender ist es, soweit ein praktisches Bedürfnis dafür vorliegt, auch möglich, „ungedämpft tönend“ zu senden. Benutzt man die Ver-

¹⁾ Pungs, L.: Die Steuerung von Hochfrequenzströmen durch Eisendrosseln mit überlagerter Magnetisierung. ETZ 44, S. 78. 1923.

stimmungstastung, so kann ein Ton dadurch hervorgerufen werden, daß durch einen Verstimmungsschalter¹⁾ während des Tastens periodisch, z. B. 500 mal in der Sekunde, ein Teil der Antennenselbstinduktion kurzgeschlossen wird, während in den Zeichenpausen derselbe Teil dauernd kurz geschlossen ist. Beim Empfang wird auf eine der beiden vom Sender ausgestrahlten Wellen abgestimmt. Bei der Tastdrossel kann ein tönendes Senden durch Modulation der Amplitude stattfinden. Die Drossel wird dazu als Telephoniedrossel geschaltet (s. S. 911), und statt des Mikrophons wird eine Wechselfrequenz angelegt. Die Tastung geschieht dann durch Steuerung dieser Wechselfrequenz.

η) Parallel- und Serienschaltung.

Von P. O. Pedersen und V. Poulsen ist eine Schaltung angegeben worden, nach der mehrere Lichtbogensender parallelgeschaltet auf einen Hochfrequenzkreis arbeiten können²⁾. Es scheinen dabei einerseits noch erhebliche Betriebschwierigkeiten aufzutreten, andererseits liegt kein praktisches Bedürfnis vor, da Lichtbogensender bis zu den höchsten Leistungen gebaut werden. Eine Anwendung ist bisher noch nicht bekannt geworden. Neuerdings hat O. Scheller³⁾ Verbesserungsvorschläge gemacht.

Zur Energiesteigerung kommt auch die Serienschaltung in Frage. Sie ist bisher ausgeführt worden für die Zwecke der Telephonie bei Lichtbogensendern kleinster Leistung ohne transversales Magnetfeld und ohne Wasserstoffatmosphäre, die Schwingungen erster Art benutzen⁴⁾. Sie hat lediglich historisches Interesse.

θ) Resonanzschärfe und Wellenkonstanz.

Diese für die Güte eines Senders maßgebenden beiden Eigenschaften hängen beim Lichtbogensender ganz besonders von seiner Bauart und der richtigen Dimensionierung der Einzelteile ab.

Lichtbogensender, die mit sehr großer Energie (100 kW und mehr) auf eine Antenne von großer Kapazität (10 000 cm und mehr) und sehr geringer Dämpfung bei einer langen Betriebswellenlänge (10 000 m und mehr) arbeiten, weisen eine sehr gute Wellenkonstanz auf (z. B. Annapolis, Bordeaux, Rom, Abu Zabal). Bei Sendern kleiner und kleinster Leistungen, die meist auch für Wellen unter 10 000 m benutzt werden, ist die Konstanz der Frequenz nicht immer so gut wie die eines Röhrensenders. Dies macht sich beim Empfang dadurch bemerkbar, daß der Ton im Telephon nicht vollkommen sauber ist. Ferner wird die Resonanzkurve breiter als die eines Röhrensenders (s. Abb. 764).

Um mit Lichtbogensendern möglichst konstante Wellen zu erzeugen, ist es mehr als bei anderen ungedämpften Sendern erforderlich, Antennen von sehr geringer Dämpfung und möglichst großer Kapazität zu verwenden

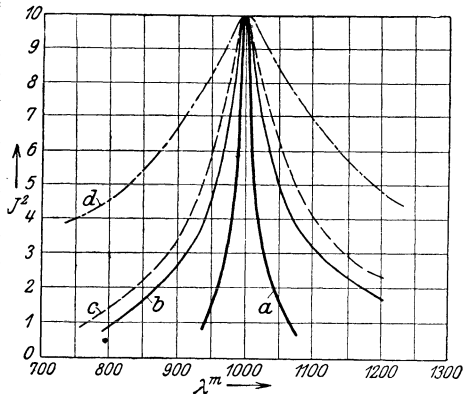


Abb. 764. Resonanzkurven.

a Röhrensender, b Lichtbogensender, c Löschkun-
sender, d Knallfunken-sender.

¹⁾ Rein, H.: Lehrbuch 1917, S. 184.

²⁾ Nesper, E.: Handbuch I, S. 206.

³⁾ Jahrb. f. drahtl. Telegr. 22, S. 52. 1923.

⁴⁾ Schapira, C.: Die Hochfrequenzlampe mit unterteiltem Lichtbogen. Jahrb. f. drahtl. Telegr. 2, S. 54. 1908.

und die Wellenlänge groß zu wählen. Mit der schnell rotierenden Kupferkathode der C. Lorenz A. G. jedoch scheint es auch möglich zu sein, kleine Wellen mit guter Konstanz zu erzeugen.

D. Technische Ausführungsformen.

Lichtbogensender sind im wesentlichen nur in Dänemark, Deutschland, England und Amerika entwickelt worden. Im folgenden soll auf die technischen Einzelheiten der verschiedenen Konstruktionen eingegangen werden. Es sollen jedoch nur die wichtigsten Ausführungen besprochen werden; die dänischen sind z. B. nicht erwähnt, da sie von den deutschen und englischen nicht wesentlich abweichen.

a) Deutsche Konstruktionen.

Die Firma C. Lorenz A. G. erwarb im Jahre 1906 die Poulsen-Patente für Deutschland und hat als einzige Firma in Deutschland zur Entwicklung von Lichtbogensendern beigetragen.

α) Über die Ausführung der Sender-Einzelteile sei folgendes gesagt:
αα) Generator.

Die **Flammenkammer** besteht bei den meisten Sendern aus einem horizontal liegenden prismatischen Bronze-Hohlgußkörper, dessen Oberteil zwecks Wasserkühlung doppelwandig ausgebildet ist. Die Isolatoren bestehen aus Marmor. Bei der neuesten Ausführung ist die Flammenkammer würfelförmig ausgebildet, zur Wasserkühlung sind alle Wände doppelwandig gebaut. Der Deckel ist nicht festgeschraubt, sondern wird durch einige Federn nach unten gedrückt und trägt ein Ventil.

Zur Überwachung der Wasserkühlung bringt die Fa. Lorenz bei jedem Sender einen „Wasserkontroller“ (Schauglas, in dem sich beim Wasserlauf ein Rädchen dreht oder eine Kugel gehoben wird; s. Abb. 771 links vom Schalter der oberen Tafel) an. Damit das Anstellen des Wassers nicht vergessen werden kann, wird bei neueren Sendern eine Blockierung so angeordnet, daß der Lichtbogenstrom erst eingeschaltet werden kann, wenn der Wasserhahn geöffnet ist. Außerdem wird neuerdings noch ein Wasserdruckrelais verwendet, das die Hochspannung abschaltet, sobald der Wasserdruck zu gering wird.

Das **Magnetfeld** wird durch eine Reihe von Spulen erzeugt, die symmetrisch rechts und links von der Flammenkammer auf dem Eisenkern des Magnetgestells

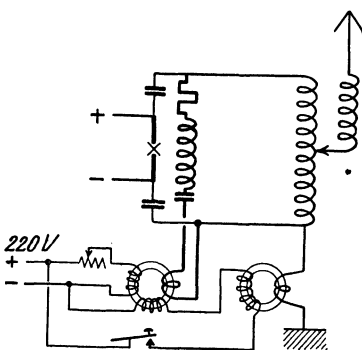


Abb. 765. „Hilfstastkreis“ (C. Lorenz A. G.).

sitzen (s. Abb. 772). Die Achsen der Eisenkerne liegen horizontal. Bei den kleineren Typen ist der Kern massiv, bei Sendern von etwa 30 kW an besteht er aus einzelnen Eisenplatten von mehreren Millimeter Stärke. Der magnetische Kreis wird durch einen eisernen Bock gebildet, der gleichzeitig die Kerne trägt. Der Abstand der Magnetpole beträgt 46 bis 80 mm. Während bei den älteren Ausführungen das Magnetfeld nur durch den Lichtbogenstrom erregt wird, werden neuerdings die Sender wahlweise für Selbst- oder Fremderregung eingerichtet.

Bei den fremderregten Sendern ist das Magnetfeld unabhängig vom Tastvorgang stets in gleicher Stärke vorhanden, während bei Selbsterregung die Stärke des Magnetfeldes vom Lichtbogenstrom abhängt. Bei den von der Fa. Lorenz verwandten Tastverfahren tritt in den Tastpausen eine Verringerung des Lichtbogenstromes ein. Bei Fremderregung kann dann, besonders bei kurzen Wellen, das Feld in den Tastpausen zu stark werden, so daß der Lichtbogen unruhig brennt, u. U. sogar ausgelöscht wird. Um dies zu verhüten, wird von der Fa. Lorenz bei kleinen Wellen noch ein „Hilfstastkreis“ vorgesehen, der parallel zum Lichtbogen liegt. Damit der Hilfstastkreis, der aus einer Spule, einem Kondensator und einem Widerstand besteht, nur in den

Zeichenpausen dem Lichtbogen Energie entzieht, liegt in ihm eine Drossel, die von einem Hilfs-gleichstrom dauernd magnetisiert wird. Die Drossel trägt noch eine dritte Wicklung, die vom Taststrom durchflossen wird und der ersten Wicklung entgegen wirkt (s. Abb. 765). Die Wirkung der beiden Drosseln ist also entgegengesetzt. Beim Tasten ist der Strom im Hilfstastkreis ein Minimum, bei geöffneter Taste ein Maximum.

Bei einem fremderregten Zwischenkreis-Lichtbogensender von etwa 4 kW Antennenleistung war die Einschaltung des Hilfstastkreises bei Wellen unter 4000 m erforderlich.

Zur Herstellung einer **Wasserstoffatmosphäre** in der Flammenkammer läßt man Spiritus aus einem höher gelegenen Behälter über ein Schauglas (s. Abb. 771, rechts vom Schalter der oberen Tafel) tropfenweise auf die eine Elektrode fließen. Die Spiritusleitung wird beim Abschalten des Senders automatisch gesperrt. Bei einer neueren Ausführung ist auch die Möglichkeit vorhanden, unmittelbar reines Wasserstoffgas zu verwenden. Während bei den älteren Sendern als Anode ausschließlich wassergekühltes Kupfer und als Kathode Kohle oder Graphit Verwendung fanden, bestehen bei den neueren Ausführungen beide Elektroden aus Kohle oder Graphit. Neuerdings verwendet die Firma bei Sendern für kleine Wellen (bis auf 700 m herab) im Gegensatz zu den bisherigen Erfahrungen für die Kathode eine schnell rotierende (etwa 500 Umdrehungen in der Minute) wassergekühlte Kupferelektrode.

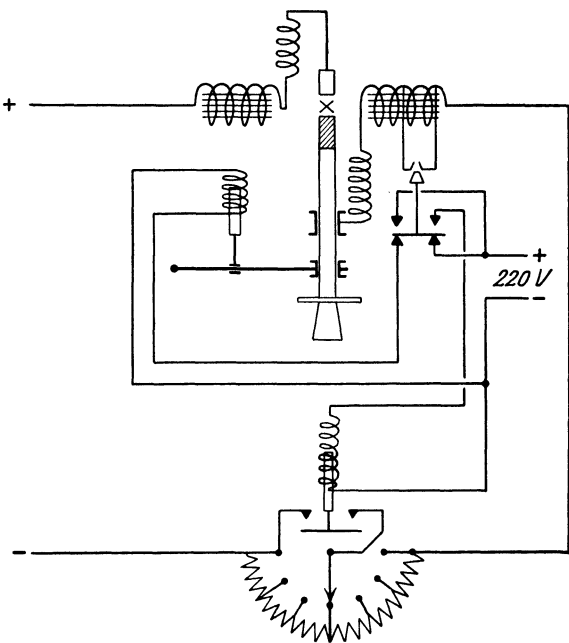


Abb. 766. Automatische Zündung (C. Lorenz A. G.).

Von den Sendern wurde vielfach gefordert, daß für den Fall des Abreißen des Bogens dieser wieder automatisch gezündet wurde. Die von der Firma getroffene Anordnung zur automatischen Zündung ergibt sich aus Abb. 766.

Ein magnetisches Nebenschlußrelais, das vom Magnetisierungsstrom betätigt wird, steuert das Zündrelais. Sobald kein Strom durch die Magnetspulen des Generators fließt, wird die magnetische Elektrode an die Anode herangestoßen. Wenn die Zündung erfolgt ist, wird der Strom des Zündrelais wieder unterbrochen.

Bei Sendern, die für Dauerbetrieb gebaut sind und dauernd überwacht werden, verzichtet man auf die automatische Zündung.

Das gleiche magnetische Nebenschlußrelais bewirkt über ein anderes Relais, daß zur Vermeidung eines Kurzschlusses beim Zünden des Lichtbogens stets der ganze Vorschaltwiderstand eingeschaltet ist (s. Abb. 766).

Bei Fremderregung kann ein magnetisches Nebenschlußrelais nicht verwandt werden, weil der Magnetisierungsstrom dauernd fließt. In diesem Falle sieht die Fa. Lorenz ein besonderes Relais vor, das unmittelbar vom Lichtbogenstrom gespeist wird.

$\beta\beta$) Schaltung.

Bei älteren Sendern wurde allgemein die direkte Schaltung unter Benutzung des Hartenstein-Kondensators angewandt (s. Abb. 757). Nur zum Senden mit geringer Energie wurde auf „Zwischenkreis“ geschaltet. Die neueren Sender haben die sog. Energieschaltung mit der Herzogspule und werden mit und ohne Zwischenkreis ausgeführt (s. S. 747 u. Abb. 759).

 $\gamma\gamma$) Tastung.

Die älteren Ausführungen hatten außer der bei Lichtbogensendern sehr beliebten Verstimmungstastung stets noch eine Tastart, bei der nur eine Welle ausgestrahlt wurde. Entweder wurde auf künstlichen Kreis oder auf einen Tastkreis nur mit einem Kondensator getastet (s. S. 749).

Bei den neueren Sendern erfolgt die Tastung stets mit der Tastdrossel nach Pungs (s. S. 773). Bei direkter Schaltung und bei Telephonie (auch in Zwischenkreisschaltung) liegt die Drossel im Antennenkreis (s. S. 750), bei Zwischenkreisschaltung für Telephonie im Zwischenkreis, damit in

den Tastpausen die Spannung am Kondensator nicht zu sehr ansteigt.

Der Magnetisierungsstrom der Drossel hat solche Größe, daß er bei Handtastung noch durch eine Taste oder ein kleines Relais unterbrochen werden kann. Bei einem 30-kW-Sender z. B. beträgt der Magnetisierungsstrom 1 A bei 220 V Netzspannung.

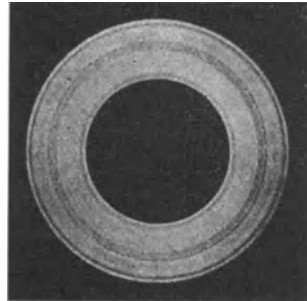


Abb. 768. Lichtbogenschwingungen.

Für Schnelltelegraphie ist jedoch die zu unterbrechende Energie zu groß. Die Fa. Lorenz wählt deshalb eine Röhrenschaltung gemäß Abb. 767. Durch die Taste oder ein Relais wird an das Gitter einer oder mehrerer parallel geschalteter Röhren eine positive Spannung gelegt, die einen maximalen Anodenstrom hervorruft, der zur Magnetisierung der Tastdrossel (vgl. S. 373) ausreicht.

 $\delta\delta$) Spulen und Kondensatoren.

Als Spulen verwendet die C. Lorenz A. G. ölgekühlte Sternspulen aus Litze und Variometer nach Rein (s. S. 364). Für Blockierungszwecke werden Lorenz-Glimmerkondensatoren, für Belastungszwecke (Zwischenkreis) Ölkondensatoren oder öl-

gekühlte Glaskondensatoren benutzt. Bei Sendern größerer Leistung finden Zylinderspulen mit Kupferrohr Verwendung.

 $\varepsilon\varepsilon$) Kontrollinstrumente.

Zur Überwachung des Senders sieht die Fa. Lorenz im allgemeinen folgende Instrumente vor: Maschinenvoltmeter und -amperemeter, Antennenamperemeter und bei Zwischenkreisschaltung auch im Zwischenkreis ein Amperemeter. Zur Einstellung der richtigen Lichtbogenlänge dient das Antennenamperemeter und der „Schwingsprüfer“. Nach dem Zünden wird der Abstand der beiden Elektroden solange vergrößert, bis der Antennenstrom ein Maximum erreicht hat. Um während des Tastens ein Abreißen des Bogens zu vermeiden, ist es sodann erforderlich, die Bogenlänge so weit zu kürzen, bis der Antennenstrom eben zu fallen beginnt. Der „Schwingsprüfer“ (Entladungsanalysator nach Fleming s. S. 675, Abb. 678) ist ein rotierendes Heliumröhrchen, das an einem Wellenmesser angeschlossen ist. Die vom Lichtbogensender erzeugten Schwingungen sind dann einwandfrei und der Überlagerungston beim Empfang gut, wenn

das Bild im Schwingungsprüfer gleichmäßig erscheint (Abb. 768). Die Übertragung der Spannung zum Heliumröhrchen geschieht kapazitiv.

β) Einzelne Typen.

Die Fa. Lorenz baut Lichtbogensender von einigen Watt bis zu mehreren hundert Kilowatt Leistung. Es seien erwähnt:

als Sender kleinster Leistung ohne Magnetfeld:

Die Lorenz-Poulsen-Meßlampe. Sie erzeugt Schwingungen erster Art und bringt eine Hochfrequenzleistung von etwa 300 W hervor. Der innere Aufbau ist aus Abb. 769 zu ersehen.

W ist das Kühlgefäß, Cu die Kupferelektrode, K die Kohlenelektrode. Ein Reguliermechanismus sorgt für konstante Lichtbogenlänge. Er besteht aus einem Hauptstrommagneten H und einem Nebenschlußmagneten N , welche einander entgegenarbeiten¹⁾.

Zur Erzeugung der Wasserstoffatmosphäre wird Leucht- oder Wasserstoffgas durch die Flammenkammer geleitet.

Das Lichtbogen-Telephoniergerät von etwa 30 W Leistung. Dieser Sender ist für eine feste Welle eingerichtet. Das Gerät enthält gleichzeitig den Empfänger. Der auf dem Deckel befindliche Generator kann an 110 und 220 V Gleichstrom angeschlossen werden (s. Abb. 770).

Sender mit Magnetfeld.

Bordsender neuer Bauart für 3-KW-Leistung. Ein Direktsender mit einem Wellenbereich von 700 bis 3000 m. Als Anode wird eine schnell rotierende Kupferelektrode verwandt. Die Tastung erfolgt mit Drossel nach Pungs (s. Abb. 771).

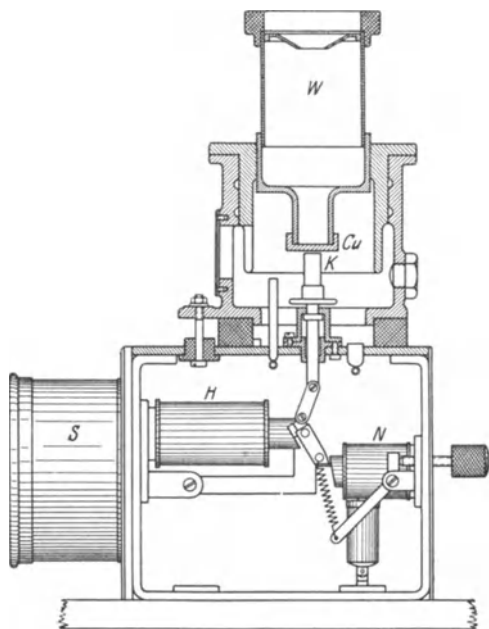


Abb. 769. Lorenz-Poulsen-Meßlampe.

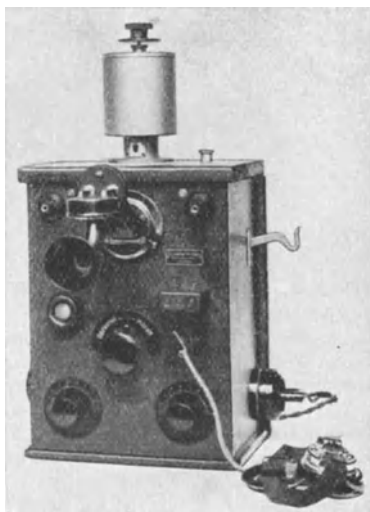


Abb. 770. Telephoniergerät von 30 W (C. Lorenz A. G.).

¹⁾ Näheres s. Rein-Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum. 3. Aufl. S. 39.

Sender für feste Landstationen neuerer Bauart:

4-kW-Sender Modell Lyngby. Bei diesem Sender ist der Generator von den übrigen Senderteilen getrennt aufgebaut. Es ist Selbst- und Fremderregung vorgesehen. Der Sender ist für Telegraphie (Wellenbereich 2000 bis 6000 m) und

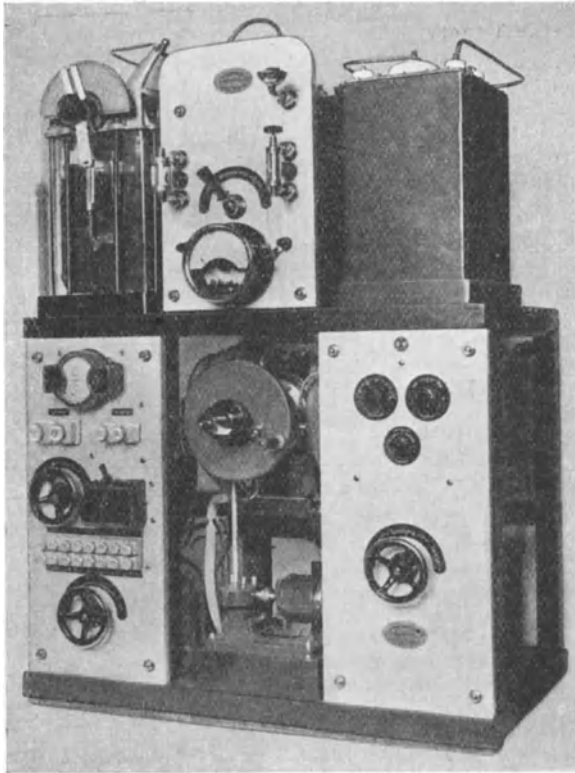


Abb. 771. 3-kW-Lorenz-Poulsen-Sender.

Telephonie (Wellenbereich 2000 bis 4000 m) in direkter oder Zwischenkreisschaltung eingerichtet (Abb. 772).

5-kW-Sender. Der Sender besitzt Direkt- und Zwischenkreisschaltung bei einem Wellenbereich von 1500 bis 8000 m. Der Generator besitzt nur Selbsterregung. Auch hier ist der Generator getrennt angeordnet.

30-kW-Sender. Ein Zwischenkreissender neuester Bauart mit einem Wellenbereich von 3000 bis 9000 m. Es ist Selbst- und Fremderregung vorgesehen. Als Kathode kann Kohle oder schnell rotierendes Kupfer verwendet werden (Abb. 773).

b) Englische Konstruktionen.

Als die bedeutendste Firma, die in England Lichtbogensender baut, ist die Firma C. F. Elwell, London zu erwähnen.

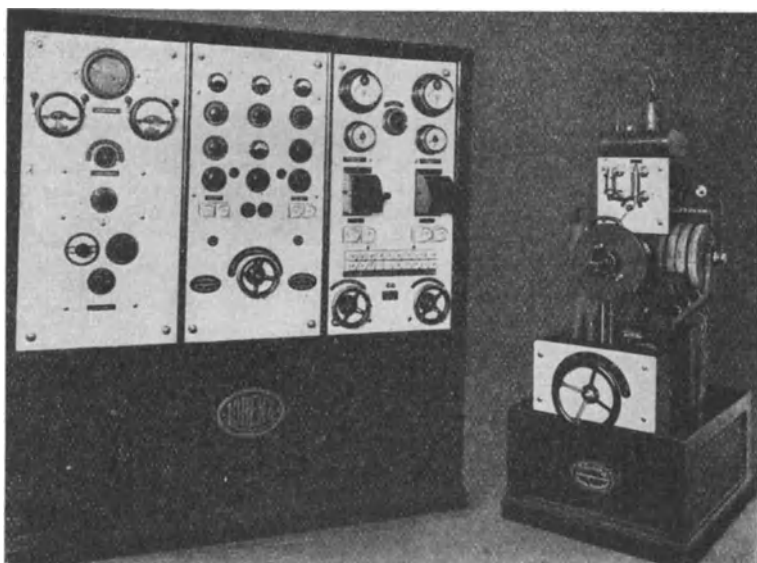


Abb. 772. 4-kW-Sender Modell Lyngby 'C. Lorenz A. G.).



Abb. 773. 30-kW-Lorenz-Poulsen-Sender.

α) Über die Ausführung der Sender-Einzelteile ist folgendes hervorzuheben:
 $\alpha\alpha$) Generator.

Die **Flammenkammer** ist ein prismatischer Körper von rechteckigem Querschnitt, dessen Wände für die Wasserkühlung doppelwandig ausgebildet sind. Die Einzelheiten der Konstruktion sind deutlich aus Abb. 774 zu ersehen. Mitten auf dem Deckel befindet sich ein Sicherheitsventil. Bei stärkeren Explosionen kann sich der Deckel gegen Federdruck von der Flammenkammer abheben.

Das **Magnetfeld** hat horizontale Richtung. Die Magnetspulen sind teils mit senkrechter, teils mit horizontaler Achse angeordnet. Polform und Stellung der Magnetpole zu den Elektroden bei einem 200-kW-Sender zeigt Abb. 750.

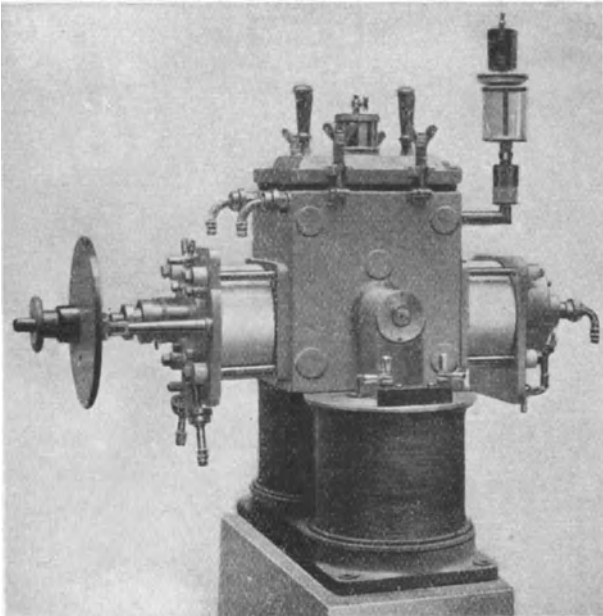


Abb. 774. 8 bis 15-kW-Elwell-Poulsen-Lichtbogengenerator.

Die Form und die Abmessungen des Magnetgestells beim gleichen Sender zeigt Abb. 776.

Als Anode ist immer eine feststehende Kupferelektrode (s. z. B. Abb. 751), als Kathode eine rotierende Kohlenelektrode (s. z. B. Abb. 752) gewählt.

Die Achsen beider Elektroden fallen bei allen Ausführungen in eine gerade Linie.

Der Durchmesser der Kohlen beträgt bei den Elwell-Sendern je nach Leistung 9,5 bis 50,8 mm. Die Breite des Anodenkupferkörpers schwankt zwischen 9,5 und 31,6 mm.

$\beta\beta$) Schaltung.

Diese ist in einfachster Form als direkte Schaltung ausgeführt. Bei einzelnen Ausführungen ist ein Antennenvariometer überhaupt nicht vorgesehen. Es können bei den meisten Elwell-Sendern nur eine oder mehrere feste Wellen ausgestrahlt werden.

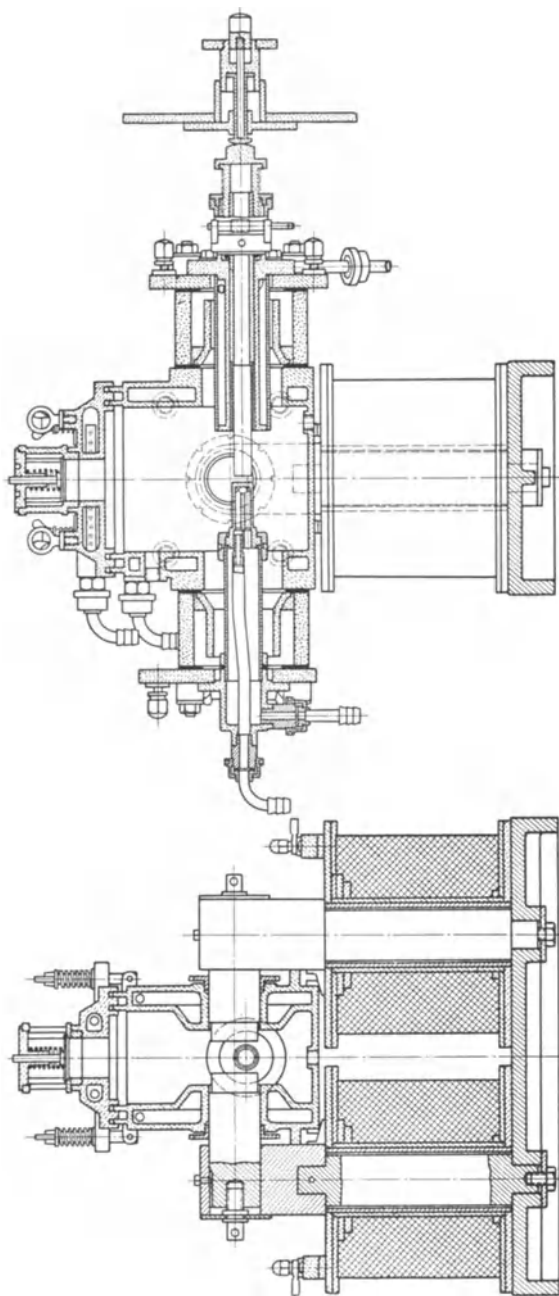


Abb. 775. Schnitte durch den Generator der Abb. 774.

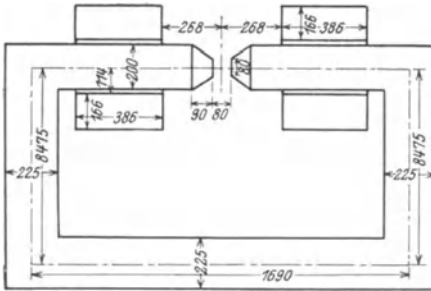


Abb. 776. Magnetgestell des 200-kW-Elwell-Generators.

Abb. 777. Aus den Dimensionen der Spulen ist zu schließen, daß sie nur geringe Dämpfung haben.

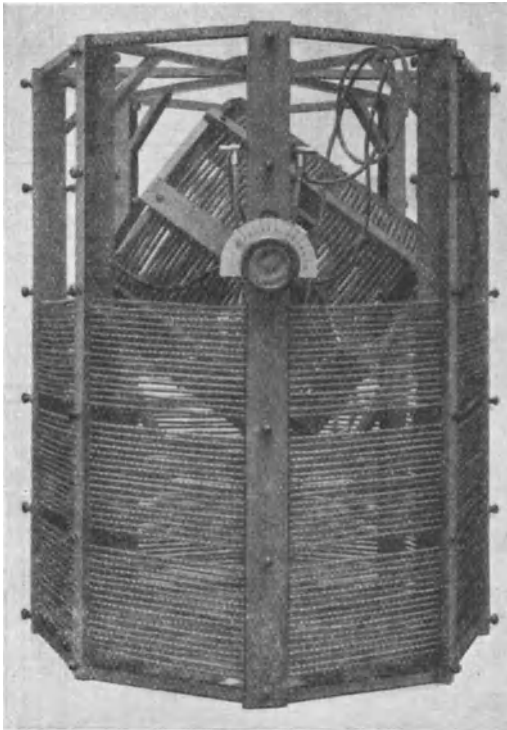


Abb. 777. Spule mit Variometer (Elwell).

εε) Kontrollinstrumente.

Die zur Überwachung des Senders erforderlichen Instrumente und Handgriffe sind größtenteils auf einer Schalttafel oder einem Schalterpult (control cabinet,

γγ) Tastung.

Im allgemeinen findet die Verstimmungstastung Anwendung. Die Tastrelais werden vielfach mit Preßluft gesteuert.

δδ) Spulen und Kondensatoren.

Die Antennenspulen haben Zylinderform und sind aus Kupferrohr oder Litze hergestellt. Diese werden mitunter in einfachster Art an Isolatoren an der Decke aufgehängt. Eine Spule mit Variometer zeigt

Abb. 780 links) untergebracht. Das Antennenamperemeter befindet sich meist in der Nähe des Generators (s. Abb. 779).

β) Einzelne Typen.

Die Firma Elwell baut Lichtbogensender von kleinster Leistung bis zu solchen für transatlantischen Verkehr. Bei ihren Angaben ist darauf zu achten, daß sie stets unter „Leistung“ die vom Sender aufgenommene Energie versteht.

Als Sender kleinster Leistung (100 W) sei der Generator ohne Magnetfeld (Abb. 778) erwähnt.

Elwell baut Generatoren zu 2, 5, 10, 25 und 200 kW Leistung. Sender der letzteren Art finden sich in Lyon, Rom (Abb. 779), Abu Zabal (Abb. 780). Bei jeder Senderanlage sind stets 2 Generatoren zum wahlweisen Gebrauch aufgestellt. Über Leistung und Wirkungsgrad des Rom-Senders gibt Abb. 781 Aufschluß¹⁾.

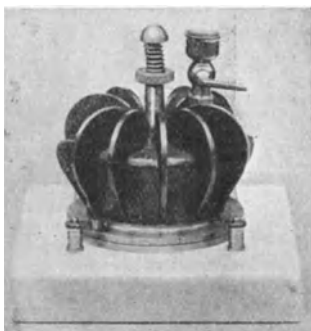


Abb. 778. 100-W-Elwell-Generator.

c) Amerikanische Konstruktionen.

Als amerikanische Firma für Lichtbogensender („arc converter“) kommt die Federal Telegraph Company in Betracht.

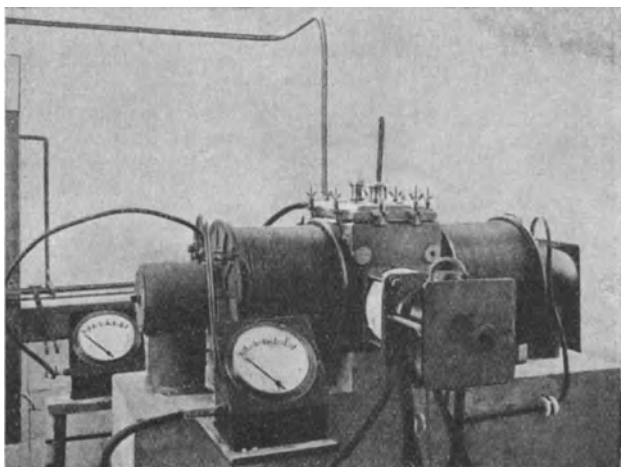


Abb. 779. 200-kW-Elwell-Generator.

α) Ausführung der Sendereinzelteile.

αα) Generator.

Die Federal Co. baut im wesentlichen 4 verschiedene Typen:

1. mit horizontalem Magnetfeld und vertikaler Magnetspulenanordnung ähnlich Abb. 774;

¹⁾ Nach B. Micchiardi, G. Pession, G. Vallauri: La Stazione Radiotelegrafica di Roma-San Paolo. Elettrotecnica 1920, Nr. 13/14.

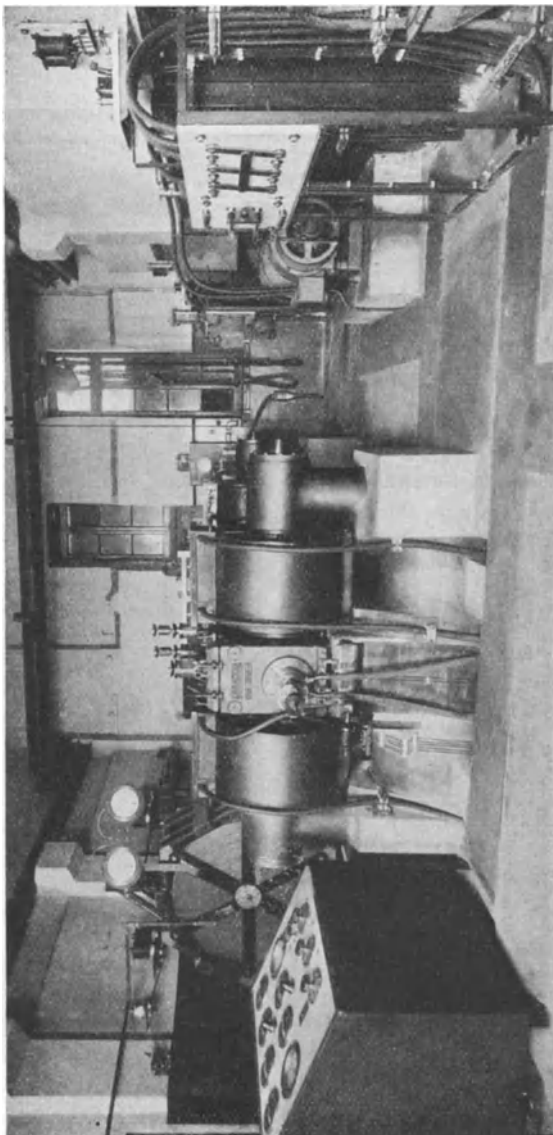


Abb. 780. Poulsen-Senderanlage in Abu Zabal (E1well).

2. mit horizontalem Magnetfeld und horizontaler Magnetspulen-anordnung ähnlich Abb. 774;
 3. mit vertikalem Magnetfeld und offenem magnetischen Kreis;
 4. mit vertikalem Magnetfeld und geschlossenem magnetischen Kreis.

Die **Flammenkammer** ist bei Art 1 und 2 ähnlich den deutschen und englischen Konstruktionen. Bei Art 3 und 4 wird der Lichtbogen in der Horizontalen weggeblasen. Die Flammenkammer ist entsprechend ausgebildet. Zum Druckausgleich sind starkwandige weite Rohre von der Flammenkammer nach außen geführt (s. Abb. 783 und 784). Zum Reinigen der Kammer sind besondere Öffnungsklappen angebracht.

Das **Magnetfeld** wird bei Art 3 durch zwei Spulen, die unterhalb und oberhalb der Flammenkammer liegen und luftgekühlt sind, erzeugt. Art 3 hat einen offenen magnetischen Kreis (s. Abb. 741e).

Damit der magnetische Widerstand durch die Luft gering wird, endet der untere Eisenkern in einer schweren, breiten Grundplatte, der obere in einer entsprechenden Deckplatte, dem sog. magnetischen Gegengewicht. Art 4 hat einen geschlossenen magnetischen Kreis nach Abb. 741 d).

Die über dem unteren Magnetkern befindliche Spule ist ölgekühlt und kann entsprechend der Wellenlänge verschieden geschaltet werden, um jedesmal das optimale Magnetfeld zu erzeugen.

Die Pole haben die Form nach Abb. 746 oder 747. Der Polabstand wird zwischen 2,54 und 17,78 cm gewählt.

Die Achsen der **Elektroden** fallen bei den Arten 1, 2 und 4 in eine Gerade, bei der Art 3 bilden sie vielfach auch einen Winkel von 90°. Bei allen Ausführungen besteht die Anode aus Kupfer, die Kathode aus Kohle. Der Durchmesser der Kohlen wird so gewählt, daß die Strombelastung pro cm² 31 A nicht überschreitet. Die Kathode wird nur bei Sendern der Art 1 bis 3 gedreht, bei Art 4 wird auf das Drehen verzichtet und ein Abbrand zugelassen. Die Anode ist bei Art 3 und 4 in einem langen Rohr besonders gut isoliert. Die Kathode dagegen ist mit dem Gehäuse verbunden und liegt direkt an Erde.

Zur Herstellung einer **Wasserstoffatmosphäre** in Flammenkammer wird vor allem Spiritus, Paraffinöl oder Petroleum verwendet. Die meisten Sender haben zwei Tropfgefäße (s. Abb. 783), von denen das eine Spiritus, das andere Paraffinöl enthält. Solange die Flammenkammer noch nicht warm genug ist, läßt man Spiritus zutropfen und verwendet Paraffinöl erst, wenn die Endtemperatur sich eingestellt hat, um eine zu starke Verrußung zu vermeiden.

ββ) Schaltung.

Die Federal Co. benutzt ebenso wie Elwell immer nur die direkte Schaltung in einfacher Form. Der Blockkondensator in der Erdleitung ist entbehrlich, wenn die Kathode unmittelbar geerdet ist.

γγ) Tastung.

Es wird angewandt: 1. die Verstimmungstastung bei Sendern mittlerer und großer Leistung, 2. die Tastung auf künstlichen Kreis und 3. die Tastung mit Zündelektrode bei Sendern kleiner Leistung (s. Abb. 763).

δδ) Antennenspulen.

Abb. 782 ist ein Beispiel für eine Ausführungsform einer Antennenspule, die aus Litze besteht.

εε) Kontrollinstrumente.

Die Federal Co. benutzt ein Schaltschrank ähnlich wie Elwell, auf dem die wichtigsten Instrumente und Schalter angebracht sind.

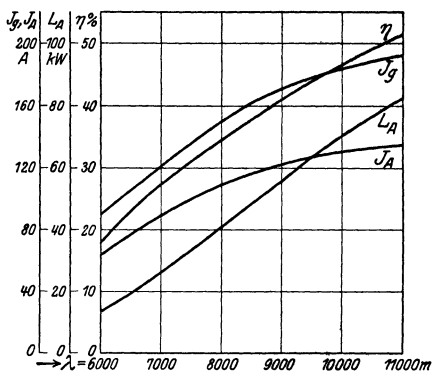


Abb. 781. Daten des 200-kW-Elwell-Senders in Rom.

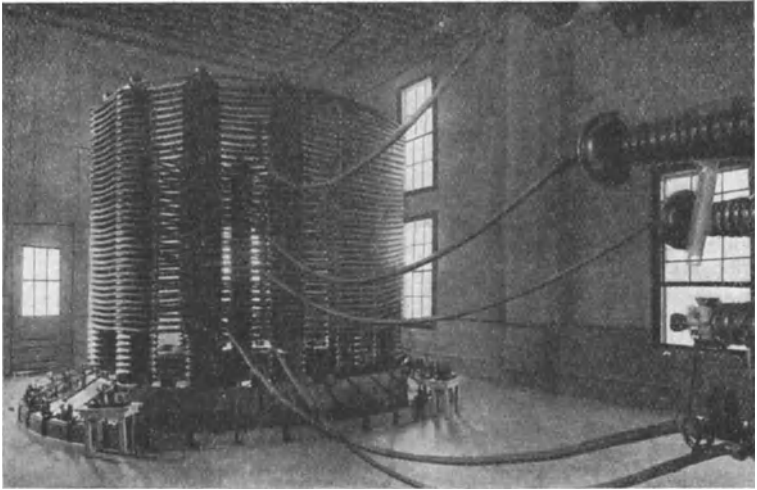


Abb. 782. Antennenspule der Federal Telegraph Co.

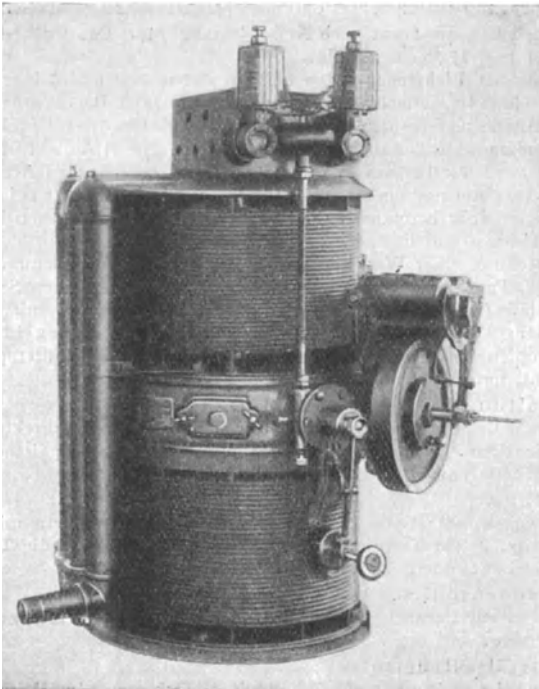


Abb. 783.

Tabelle 80.

Verzeichnis von Stationen, die mit Lichtbogensendern ausgerüstet sind¹⁾.

Station	Leistungs- aufnahme des Senders in kW	Station	Leistungs- aufnahme des Senders in kW
Aberdeen, England . . .	25	Jamaica	25
Aden	25	Java	100
Annapolis, Nordamerika .	500	Kairo, Ägypten	250
Arlington, Nordamerika .	60	Key West, Nordamerika .	30
Azoren	25	Königswusterhausen . . .	100
Ballybunion, Irland . . .	200	Leafield, England	250
Bathurst	25	Lyngby	25
Bayonne, Frankreich . . .	25	Lyon	350
Belgrad	25	Malabar	3000
Bengasi	25	Malta	25
Bermuda	25	Mare Island, Nordamerika	30
Beyrouth	25	Massowa	200
Bordeaux	1000	Mauritius	25
Boston, Nordamerika . . .	30	Mediouna	25
Bremerton, Nordamerika .	30	Mogadichio	200
Cavite, Philippinen	500	Nantes, Frankreich	200
Cayey	200	Newcastle, N. B.	100
Centocelle (Rom)	25	Newfoundland	25
Ceylon	25	New Orleans, Nordamerika	30
Charleston, Nordamerika .	30	Norfolk, Nordamerika . .	30
Chicago	30	Northolt	25
Cleethorpes, England . . .	25	Pearl Harbour	500
Coltano	350	Pembroke, England	25
Constantinopel	25	Port Nolloth	25
Cordova, Alaska	30	Point Isabel	30
Darien, Panama	100	Rom	200
Demevara	25	Rufisque	25
Durban	25	Saloniki	25
Eiffelturm Paris	150	San Diego, Nordamerika .	200
Fort Bliss, Nordamerika .	30	San Francisco	60
Fort de France	25	San Juan	30
Fort San Houston, Nord- amerika	30	Sayville, Nordamerika . .	200
Gibraltar	25	Seychelles	25
Guarn Island	100	Shanghai	1000
Guantanamo, Cuba	30	Singapore	25
Hanoi	25	St. Paul	30
Hongkong	25	Taranto, Italien	25
Honolulu	100	Toulon, Frankreich	25
Horsea Island, England .	100	Tuckerton, Nordamerika .	100
Ipswich, England	25	Tutuila, Samoa	30
		Wladiwostok	60

β) Einzelne Typen.

Abb. 783 ist ein Beispiel eines Senders der Federal Co. mit offenem magnetischen Kreis. Auf der oberen Deckplatte ist das Gehäuse für den Kohledrehmotor angebracht, der mittels einer Welle die Kathode dreht. Letztere ist mit

¹⁾ Nach Elwell, l. c.

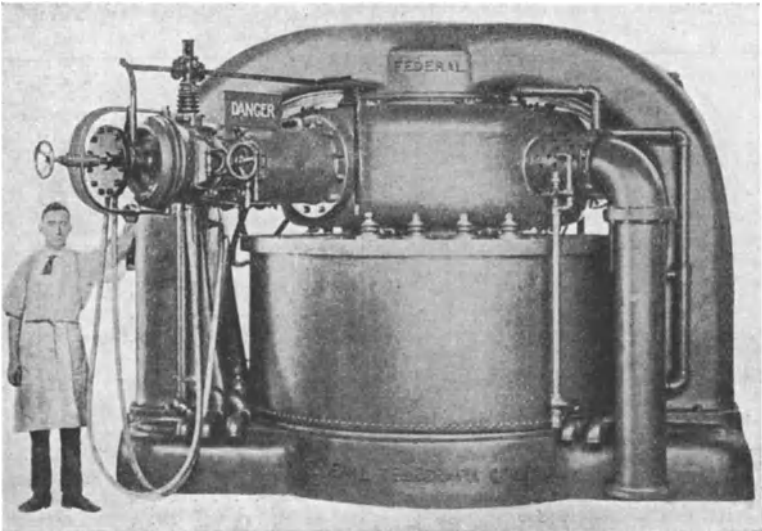


Abb. 784. Lichtbogensender der "Federal Telegraph" Co., Anodenseite.



Abb. 785. Lichtbogensender der Federal Telegraph Co., Kathodenseite.

dem unten sichtbaren Handgriff einstellbar. Rechts ist die Zündelektrode sichtbar, die beim Tastendruck durch den darüber befindlichen Magneten betätigt wird. In der Abbildung oben sind die Tropfgefäße zu sehen. Links ist das Auspuffrohr angebracht.

Abb. 784 zeigt einen 1000-kW- (aufgenommene Leistung) Lichtbogensender der Federal Telegraph Co. von der Anoden-, Abb. 785 denselben von der Kathodenseite. Der Poldurchmesser beträgt 101,6 cm. Der magnetische Kreis hat ein Gewicht von 72 700 kg.

d) Holländische Konstruktionen.

Dr. de Groot hat in Malabar (Java) den größten Lichtbogensender kürzlich fertiggestellt. Dieser ist für eine Leistungsaufnahme von 2800 bis 3600 kW bestimmt.

4. Röhrensender¹⁾.

(S. auch S. 234.)

Bearbeitet von F. Weichart.

A. Allgemeines.

Infolge der Verstärkereigenschaft können die Elektronenröhren mit Gitterelektrode dazu verwendet werden, unter Benutzung des **Rückkopplungsprinzips** mit Hilfe einer Gleichspannung Wechselströme beliebiger Frequenz zu erzeugen, von etwa 1 Schwingung pro Sek. bis etwa 10^{10} pro Sek., d. h. es lassen sich Wellen von 300 000 km bis herab zu einigen Zentimetern Länge herstellen. Insbesondere können also auf diese Weise sämtliche hörbaren Töne erzeugt werden (Röhren-tonsummer s. S. 235 und 797).

Eine Apparatur, die mit Hilfe von Elektronenröhren elektrische Schwingungen unterhält, wird als **Röhrensender** bezeichnet.

a) Wirkungsweise und Aufbau eines Röhrensenders.

α) Ruhestrom.

Legt man zwischen Gitter und Kathode einer Elektronenröhre eine Wechselspannung e_g von der Frequenz f (Abb. 786), so nimmt der Anodenstrom i_a gleichphasig mit jener zu und ab. Der Verlauf der i_a -Kurve kann aus der Charakteristik entnommen werden. Für $E_g = 0$ stellt sich der Ruhestrom J_0 ein (Abb. 787).

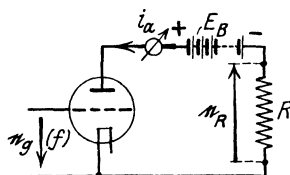


Abb. 786. Röhrenschtaltung.

¹⁾ Literatur: Rukop, H.: Die Anzahl der Eigenfrequenzen beim Zwischenkreisröhrensender. *Telefunken-Zeitung* 5, Nr. 29, S. 24. 1923. — Herzog, A.: Untersuchung an einem Röhrensender mit Kühnscher Gittererregung. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 20, S. 72 bis 82. 1922. — Weichart, F.: Röhrensender ohne Rückkopplung. *Zeitschr. f. Fernmeldetechn.* 4, S. 24. 1923. — Rukop, H., u. J. Hausser: Die Schwingungserzeugung durch Rückkopplung vermittelt der Anodengitterkapazität bei der Hochvakuum-Eingitterröhre. *Zeitschr. f. techn. Phys.* 4, S. 401. 1923; *Telefunken-Zeitung* 5, Nr. 25, S. 34. 1922. — Kühn, L.: Technische Entwicklung der Röhrensender. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 14, S. 395. 1919. — Geissler, E.: Die Kühnsche Schaltung. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 19, S. 405. 1922. — Arco, Graf G. v.: Die modernen Sender ungedämpfter Schwingungen. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 14, S. 558. 1919. — Barkhausen, H.: Das Problem der Schwingungserzeugung. Leipzig: Hirzel 1907. — Ders.: Die kürzesten mit Vakuumröhren herstellbaren Wellen. *Phys. Zeitschr.* 21, S. 1. 1920. — Hull, W.: Das Dynatron. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 14, S. 47 u. 157. 1919. — Meissner, A.: Über Röhrensender. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 14, S. 5. 1919. — Vos, M., u. R. Ziegler: Über Röhrensenderschaltungen und ihre Dimensionierung. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 14, S. 578. 1919. — Wien, M.: Schwierigkeiten beim Senden und Empfang ungedämpfter Wellen. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* 14, S. 442. 1919.

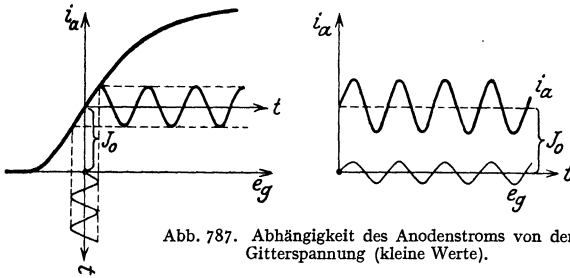


Abb. 787. Abhängigkeit des Anodenstroms von der Gitterspannung (kleine Werte).

β) Kurvenform des Anodenstromes.

Solange e_g nur klein ist und solange man auf dem „geradlinigen“ Teil der Charakteristik arbeitet, kann man i_a auffassen als einen Gleichstrom (von der Stärke J_0) mit einem überlagerten Wechselstrom i_a von der Frequenz f , der mit

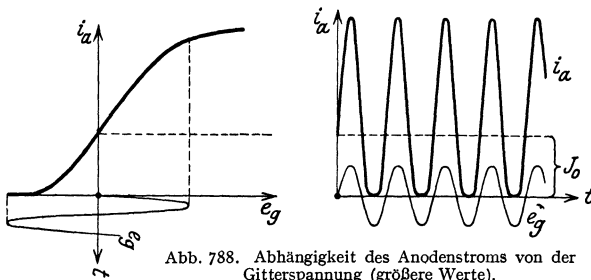


Abb. 788. Abhängigkeit des Anodenstroms von der Gitterspannung (größere Werte).

großer Annäherung als sinusförmig betrachtet werden kann, wenn e_g ebenfalls sinusförmig ist.

Ist e_g größer (Abb. 788), so nimmt der Anodenstrom mehr trapezförmige Gestalt an, d. h. neben der Grundfrequenz f macht sich vor allem die 3. Harmonische $3f$ immer stärker bemerkbar, je größer e_g wird. Ist e_g sehr groß, so erhält

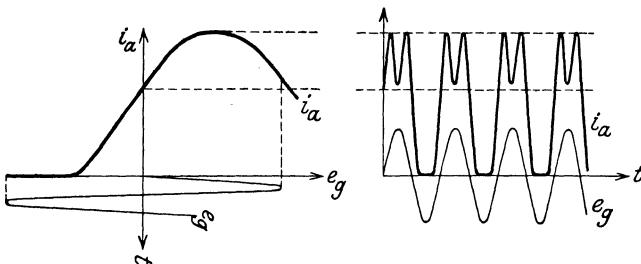


Abb. 789. Abhängigkeit des Anodenstroms von der Gitterspannung (sehr große Werte).

die Kurve sogar eine Einsattelung (Abb. 789), d. h. die Frequenz $3f$ besitzt bereits eine beträchtliche Amplitude. (Die flachste Kurvenform wird erreicht, wenn die Amplitude der 3. Harmonischen etwa 15% von der der Grundfrequenz beträgt; von etwa 20% ab ist eine Einsattelung vorhanden.) Es ist zu beachten, daß hierbei rein sinusförmige Gitterspannung angenommen war¹⁾.

Die Wechselstromkomponente von i_a erzeugt an dem Verbraucher R eine Wechselspannung e_R (Abb. 786).

¹⁾ In welcher Weise sich die Kurvenform ändert, wenn man durch eine negative Vorspannung den Arbeitspunkt nach links verschiebt, dürfte sich aus den Abbildungen ohne weiteres ergeben.

γ) Röhrensender mit Fremderregung.

An Stelle von R (Abb. 786) kann auch ein auf die Frequenz f abgestimmter Schwingungskreis treten; hat dieser den Scheinwiderstand R , so ist gegenüber dem bisherigen Fall kein Unterschied vorhanden; auch hier wird dann die Wechselspannung e_R entstehen (Abb. 790). Diese bedingt aber andererseits zwei Teil-

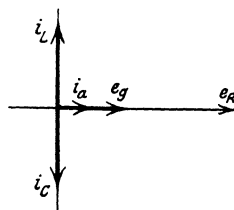
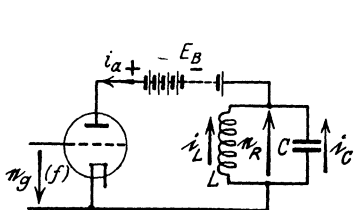


Abb. 790. Prinzip des fremderregten Röhrensenders. Abb. 791. Diagramm zu Abb. 790.

ströme i_L und i_C durch die Selbstinduktion bzw. die Kapazität, die gegen die Spannung e_R um $\pm 90^\circ$, gegeneinander also um 180° verschoben sind (Abb. 791). Es ist auf diese Weise möglich, mit Hilfe einer verhältnismäßig sehr geringen Spannung am Gitter eine kräftige ungedämpfte Schwingung in dem Kreise \overline{LC} zu erzeugen. Eine solche Schaltanordnung wird als fremderregter Röhrensender oder Röhrensender mit **Fremderregung** bezeichnet.

δ) Ausgleichkondensator.

Handelt es sich (bei f) um eine Hochfrequenz, so wird zweckmäßig parallel zu E_B (Abb. 792) ein Kondensator C_B von großer Kapazität (Größenordnung 1 bis $10 \mu\text{F}$) angeordnet. Das ist sogar notwendig, wenn die Stromquelle E_B Induktivität besitzt (Maschine). Er hat den Zweck, die Entnahme der Energie in hochfrequenten Pulsationen zu erleichtern, ferner Unregelmäßigkeiten in der Konstanz der Anodenspannung auszugleichen, vor allem bei Verwendung gleichgerichteten Wechselstroms („Ausgleichkondensator“). Im letztgenannten Fall muß er sehr reichlich dimensioniert sein (bei 500 bis 1000 Hertz mindestens $1 \mu\text{F}$), um wirksam zu sein.

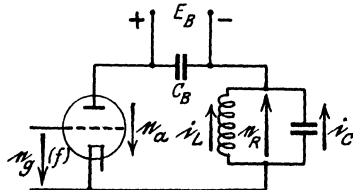


Abb. 792. Schaltung mit Ausgleichkondensator.

ε) Anodenwechselspannung.

Wenn an dem Schwingungskreise die Spannung e_R entsteht, so muß, da an dem Kondensator C_B eine nennenswerte Wechselspannung nicht auftreten kann, eine in jedem Augenblick gleichgroße Spannung e_a („Anodenwechselspannung“) an der Röhre vorhanden sein, die — in der Stromrichtung gerechnet — e_R entgegen gerichtet ist. Die Anodenwechselspannung setzt sich infolgedessen mit der Anodengleichspannung zu einer resultierenden Anodenspannung derart zusammen, daß zur Zeit größten Anodenstroms die geringste Spannung an der Röhre vorhanden ist und umgekehrt. Im Kennlinienfeld läuft der Arbeitspunkt also nicht auf der mit Gleichspannungen aufgenommenen (statischen) Charakteristik, sondern quer durch das Feld auf einer „Arbeitskurve“ [dynamische Charakteristik, Abb. 793¹⁾].

¹⁾ S. S. 232.

Da der Schwingungsstrom $i_L = i_C$ direkt proportional e_R ist, so muß man e_a und demzufolge auch E_B möglichst groß machen, sofern man eine große Leistung zu erzielen wünscht. Andererseits ist der maximale Wert von i_a durch den Sättigungsstrom der Röhre festgelegt; eine Vergrößerung der Schwingungsleistung kann daher auch durch eine Erhöhung der Emission bewirkt werden.

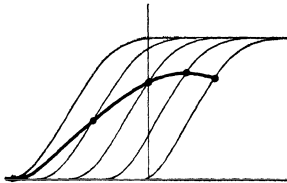


Abb. 793. Dynamische Charakteristik des Röhrensenders.

Aus wirtschaftlichen Gründen (lange Lebensdauer der Röhren) strebt man danach, mit möglichst geringer Emission und hoher Anodenspannung zu arbeiten.

ζ) Rückkopplung.

Unter Verwendung des **Rückkopplungsprinzips** (in Deutschland bei einem Röhrensender zuerst benutzt von A. Meißner, Telefunken, 1913) kann man die Wechsellspannung e_g von der Frequenz f direkt dem Schwingungskreis vermöge irgendeiner Art von Kopplung entnehmen (**Selbsterregung**). Dies

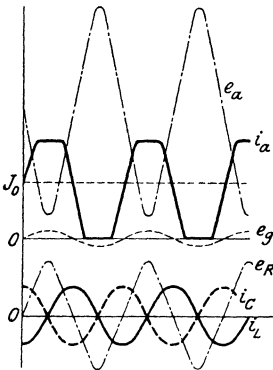


Abb. 794. Phasenlage beim rückgekoppelten Röhrensender.

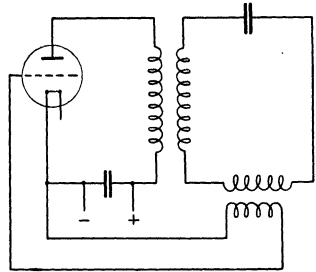


Abb. 795. Ursprüngliche, von Meißner angegebene Rückkopplungsschaltung.

ist möglich, sobald man darauf achtet, daß diese Kopplung die richtige, in Abb. 794 dargestellte Phasenlage von e_g gegenüber den anderen Strömen und Spannungen ergibt. Die maximale Größe von e_a ist dadurch gegeben, daß die übrigbleibende Restspannung $E_B - e_a$ noch ausreichen muß, den maximalen Anodenstrom („Sättigungsstrom“) J_a durch die Röhre zu treiben.

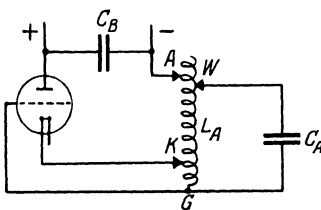


Abb. 796. Dreipunktschaltung.

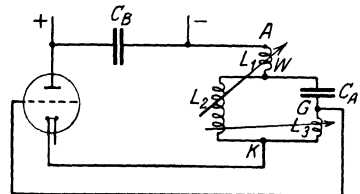


Abb. 796 a. Ersatzschaltung für Abb. 796.

Diese Bedingung wird von einer großen Anzahl verschiedener Schaltungen erfüllt. Die erste von Meißner benutzte Schaltung ist in Abb. 795 dargestellt. Heute werden meist einfachere Anordnungen bevorzugt, so vor allem die Dreipunktschaltung (Abb. 796), kapazitive Rückkopplung (Abb. 797) und rein induktive Rückkopplung durch einen abgestimmten Kreis (Abb. 798).

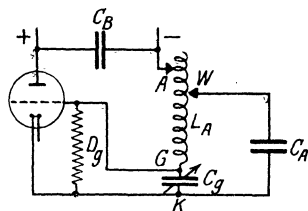


Abb. 797. Kapazitive Rückkopplung.

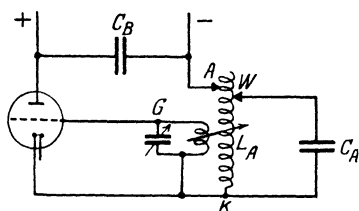


Abb. 798. Rein induktive Rückkopplung.

η) Anodenkopplung.

Vergleicht man die Abb. 796 bis 797 mit Abb. 792, so erkennt man, daß bei den Ausführungsformen der Praxis (Abb. 796 bis 798) die Verhältnisse wesentlich verwickelter liegen, als in der schematischen Darstellung der Abb. 792. Liegt der Abgriff *A* („Anodenkopplung“), von der Kathode aus gerechnet, oberhalb des Wellenanschlusses *W*, so heißt die Anode „überkoppelt“, liegt *A* unterhalb *W*, „unterkoppelt“. Eine Überkopplung bedeutet demnach, daß ein Stück der Spule L_A in Serie mit dem Schwingkreis liegt (das Stück L_1 in Abb. 796 a); der induktive Zweig enthält den Hauptteil der Schwingkreisspule L_A (in Abb. 796 a mit L_2 bezeichnet), während der kapazitive Zweig die Kapazität C_A in Serie mit der „Gitterkopplung“ L_3 enthält. Dabei ist zu beachten, daß L_1 , L_2 und L_3 untereinander sehr fest magnetisch und galvanisch gekoppelt sind. Wird C_A durch ein Antennengebilde ersetzt, so werden die Verhältnisse noch ungleich verwickelter.

θ) Zuführung der Anodenspannung.

Da es oft erwünscht oder notwendig ist, den Schwingkreis einpolig zu erden, ebenso die Glühkathode (um nicht die Heizbatterie isoliert aufstellen zu müssen) und einen Pol der Anodenspannung, so wird meist eine andere Zuführung der Anodenspannung (Abb. 799 bis 801) gewählt. Der Schwingungskreis wird in diesem Falle von dem Anodengleichstrom nicht mehr durchflossen. Das ergibt einen weiteren Vorteil dadurch, daß hier nur mehr das Stück vom Pluspol der Hochspannungsquelle bis zu dem Kondensator C_a unter Hochspannung steht, während rechts davon nur Hochfrequenz vorhanden ist. C_a hat die Aufgabe, dem Anodengleichstrom, für den die Spule L_A einen Kurzschluß bedeuten

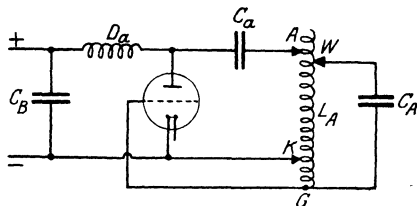


Abb. 799. Andere Zuführung der Anodenspannung bei Dreipunktschaltung.

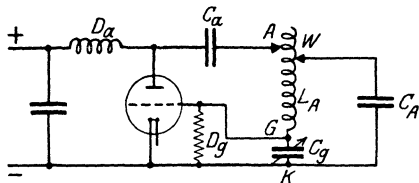


Abb. 800. Andere Zuführung der Anodenspannung bei kapazitiver Rückkopplung.

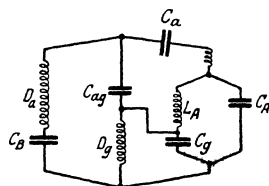


Abb. 800 a. Ersatzschaltung für Abb. 800.

würde, den Weg zu versperren; auf die Phasenverhältnisse ist er bei richtiger Dimensionierung ohne Einfluß.

In der Zuführung des Anodenstroms muß bei dieser Schaltung mindestens noch eine (eisenlose) **Hochfrequenzdrossel** D_a liegen, damit zwischen Anode und Kathode

der Röhre eine Wechselspannung bestehen kann, was der Kondensator C_B ohne Drossel verhindern würde. Da an C_B nur die Anodengleichspannung liegt, eine Wechselspannung jedoch nicht auftreten kann, so muß die volle Anodenwechselspannung von der Drossel D_a aufgenommen werden. Die Dimensionierung von D_a wird daher bestimmt durch die Stärke des Anodenwechselstroms und durch die zu erzeugende Frequenz.

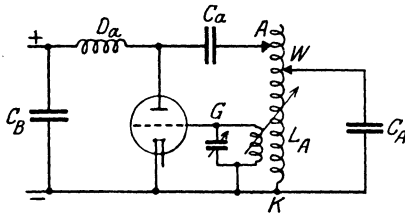


Abb. 801. Sender mit rein induktiver Rückkopplung.

κ) Einfluß der inneren Röhrenkapazität.

Bei den Schaltungen nach Abb. 795 bis 798 ist zu beachten, daß die zwischen Anode und Gitter der Senderöhre vorhandene Kapazität C_{ag} einen nicht unwesentlichen Einfluß hat. Auf diese Weise hat man es bei jeder Schaltung mit mehreren, miteinander gekoppelten Schwingungskreisen zu tun. Ein solches System besitzt mindestens zwei mögliche Eigenfrequenzen, von denen oftmals freilich nur eine rückkopplungsfähig ist. Die Röhre vermag in jedem Falle die Selbsterregung nur bei einer Frequenz zu unterhalten; sie sucht sich selbst diejenige aus, die die stärkere Rückkopplung besitzt. Variiert man die elektrischen Größen der Anordnung, so findet unter gewissen Bedingungen an einem bestimmten Punkt ein **Umspringen** aus der einen Frequenz in die andere statt.

λ) Auftreten unerwünschter Frequenzen.

Auch bei den Schaltungen nach Abb. 799 bis 801 ist die Kapazität Anode-Gitter C_{ag} mit zu berücksichtigen. Dazu kommt noch, daß auch D_a in Serie mit C_B parallel zur Röhre liegt. Für die Abb. 800 ist beispielsweise die Ersatzschaltung unter Beachtung von C_{ag} in Abb. 800a dargestellt; man erkennt daraus, daß hier vier Schwingungskreise miteinander gekoppelt sind. Durch diese Umstände kommt es häufig zu dem Auftreten unerwünschter Frequenzen, vor denen man sich durch besondere Schutzanordnungen schützen muß. Da besonders die schnellen Frequenzen gefürchtet sind, so ist es am einfachsten, kapazitive Rückkopplung zu wählen, bei der die Kapazität C_g für die Selbsterregung hoher Frequenzen ungünstig ist.

μ) Dimensionierung eines Röhrensenders.

Nachfolgend einige Zahlenangaben über die **Dimensionierung** eines zu Versuchszwecken aufgebauten Senders mit kapazitiver Rückkopplung (Abb. 800)

$$C_B = 1 \mu\text{F} \quad C_a = 1 - 2 \cdot 10^4 \text{ cm} \quad C_A = 10^3 \text{ cm} \quad D_g = 10^7 \text{ cm} \\ D_a = 10^6 - 10^7 \text{ cm} \quad L_A = 10^5 - 10^6 \text{ cm} \quad C_g = 3 \cdot 10^3 - 2 \cdot 10^4 \text{ cm}$$

Bei Berechnung der entstehenden Wellenlänge ist es wichtig zu beachten, daß

die im Schwingungskreis wirksame Kapazität $C = \frac{C_A \cdot C_g}{C_A + C_g}$ ist. Parallel zu C_g

muß noch ein Ableitwiderstand (von etwa 10^4 bis $10^5 \Omega$) oder eine (eisenlose) Hochfrequenzdrossel von etwa gleich großem Scheinwiderstand geschaltet werden. Dies ist deshalb notwendig, weil die auf das Gitter gelangenden Elektronen den Kondensator C_g aufladen und die hierdurch entstehende negative Gitterspannung die Schwingungserzeugung verhindern würde.

ν) Schaltungen von C. Lorenz und Huth.

Während bei bisher beschriebenen Schaltungen die Anode-Gitterkapazität eine unerwünschte Rolle spielt, bauen sich andere Schaltungen geradezu auf ihrem Vorhandensein auf; solche werden beispielsweise in Deutschland von den Firmen

C. Lorenz (Abb. 802) und Dr. E. F. Huth (Abb. 803) benutzt. Hier wird die Gitterspannung nicht dem Schwingungskreis durch Kopplung entnommen, sondern dieselbe entsteht an einem Organ, das selbst Bestandteil eines Schwingungssystems

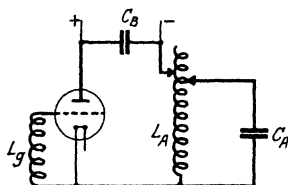


Abb. 802. Lorenzschtaltung.

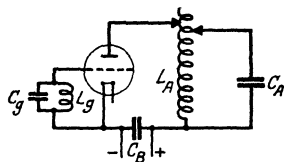


Abb. 803. Huthschaltung.

ist, dem auch der eigentliche Schwingungskreis und die Anode-Gitterkapazität angehören. Dieses Organ ist bei Lorenz eine Selbstinduktion, bei Huth ein Schwingungskreis, der auf eine der entstehenden Frequenz benachbarte Frequenz abgestimmt ist.

Die Abb. 802 und 803 zeigen gleichzeitig, daß es möglich ist, die Anodenspannung sowohl an der Anode wie an der Kathode zuzuführen. In Abb. 803 ist zwar die Kathode und ein Pol der Anodenspannung geerdet, dafür steht aber der Schwingungskreis unter Hochspannung. Dies läßt sich vermeiden, indem man auch hier den Schwingungskreis durch einen Blockkondensator C_a von dem Gleichstromwege abtrennt (Abb. 804).

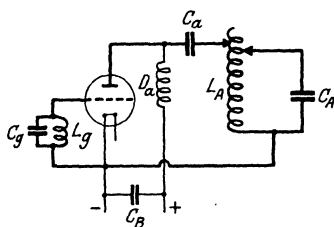


Abb. 804. Huthschaltung mit anderer Zuführung der Anodenspannung.

ξ) Direkte und Zwischenkreisschaltung.

Schon aus den bisher mitgeteilten Schaltmöglichkeiten ergeben sich eine Unmenge von Variationen. Die Zahl derselben wird aber noch ganz gewaltig erhöht durch die verschiedenen Arten, den Schwingungskreis anzuschalten. Dieser kann, wie bisher immer dar-

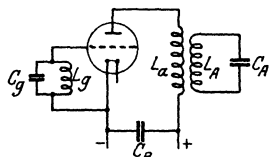


Abb. 805. Rein induktive Ankopplung des Schwingungskreises.

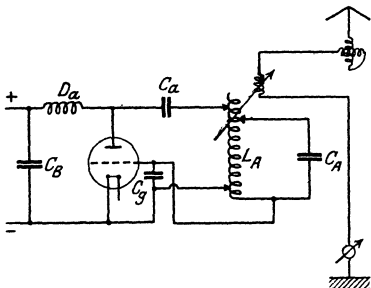


Abb. 806. Zwischenkreisschaltung.

gestellt, direkt in den Anodenkreis eingeschaltet, er kann aber auch durch eine Spule L_a rein induktiv an diesen angekoppelt sein (Abb. 805). Ferner kann der Schwingungskreis $\overline{L_A C_A}$ bereits den Antennenkreis vorstellen, indem C_A einfach durch die Antennenkapazität ersetzt wird (direkte Schaltung), er kann aber auch zunächst als geschlossener Kreis (Zwischenkreis) ausgeführt sein, mit dem dann der Antennenkreis sehr lose gekoppelt wird (Abb. 806).

Die Schaltung nach Abb. 805 entspricht vollkommen der nach Abb. 803; sie ist ursprünglich erdacht worden, um die Hochspannung von der Antenne fernzuhalten. Dieser Fehler ist in der Tat durch die induktive Kopplung vermieden;

dafür besitzen aber die Kopplungsspulen wegen ihrer notwendig beträchtlichen Größe eine nicht geringe Kapazität gegeneinander, die sich ebenfalls oft störend bemerkbar macht.

o) Zwischenkreis.

Die **Zwischenkreisschaltung** bringt eine Reihe von Vorteilen mit sich, so erstens die sehr gute Erdungsmöglichkeit, zweitens eine außerordentlich große Abstimmsschärfe, die noch größer ist als bei direkter Schaltung, drittens eine erheblich größere Konstanz der ausgesandten Welle, viertens eine fast vollkommene Freiheit von Oberschwingungen (s. dass. S. 722). Bereits auf S. 768 war gezeigt worden, daß der Anodenstrom bei starker Rückkopplung, d. h. bei hoher Gitterwechselspannung, trapezförmige Gestalt annimmt, d. h. die harmonischen Oberschwingungen der Grundfrequenz enthält. Infolgedessen setzt sich auch die am Schwingungskreis auftretende Anodenwechselspannung und dadurch auch der Schwingungsstrom aus einer Grundfrequenz mit ihren Harmonischen zusammen. *Der Zwischenkreis ermöglicht es nun, durch Ausbiegung der Grundfrequenz mittels ganz loser Kopplung die Oberschwingungen zu beseitigen.*

Diese Wirkung ist jedoch nur bei loserer Kopplung vorhanden. Als Kriterium für die richtige Kopplung kann man ansehen, daß unbedingt kein „Ziehen“ mehr vorhanden ist und daß trotzdem der Strom im Antennenkreise nicht wesentlich geringer ist, als der maximal erreichbare.

Die besten Ergebnisse erzielt man, indem man einen Zwischenkreis bei einem fremderregten Röhrensender anwendet.

π) Das „Ziehen“.

Als Nachteil steht diesen Vorteilen gegenüber, daß im „Zwischenkreis“ ein gewisser Energieverlust auftritt, und daß bei zu fester Kopplung leicht die als „Ziehen“ bekannte Erscheinung auftritt. Man versteht darunter folgendes:

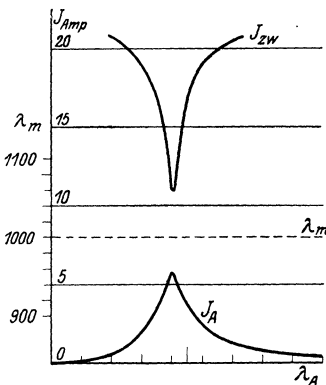


Abb. 807. Kein „Ziehen“.

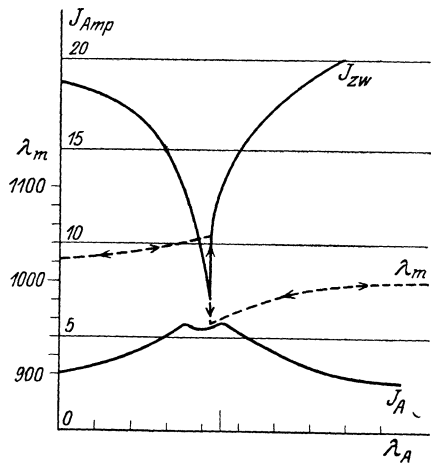


Abb. 808. Geringes „Ziehen“.

Infolge der Kopplung der beiden Schwingungskreise entsteht nicht die Eigenwelle des Zwischenkreises, sondern eine der beiden möglichen Kopplungswellen. Welche von beiden bei der Selbsterregung bevorzugt wird, das hängt ab von der Eigenwelle des angekoppelten Kreises. Ändert man diese stetig, so gelangt man in ein labiles Gebiet. Zunächst gelingt es — bei Vergrößerung seiner Eigenwelle — die entstehende Welle nächst über die Eigenwelle des Zwischenkreises hinauszuziehen.

ziehen, und zwar naturgemäß um so mehr, je stärker die Kopplung ist. In diesem Gebiet ist die Schwingungserzeugung bereits labil, denn öffnet man die Taste, so setzt u. U. sogleich die andere Kopplungswelle ein. Fährt man aber mit der kontinuierlichen Veränderung fort, so springt an einem bestimmten Punkt die Welle plötzlich (unstetig) in die andere Kopplungswelle um. Verringert man nun die Eigenwelle des angeschlossenen Kreises, so wird zuerst die entstehende Welle allmählich kleiner, bis dann wiederum — jedoch an anderer Stelle — ein Umspringen in die größere Kopplungswelle stattfindet. Stellt man diese Verhältnisse graphisch dar, so erhält man eine Schleife; diese ist um so größer, je fester die Kopplung (Abb. 809). Bei ganz loser Kopplung gelingt es, die Welle dauernd gleich zu halten, und zwar gleich der Eigenwelle des Zwischenkreises, unabhängig von der Einstellung des Antennenkreises (Abb. 807), so daß sich die Verstimmung der beiden Kreise nur in einer geringeren Energieaufnahme auswirkt. Das Ziehen ist auch zu erkennen an dem eigentümlichen Verlauf des Zwischenkreis- und Antennenstromes. An dem plötzlichen Springen der Ausschläge an den Strommessern kann man erkennen, daß ein Wellensprung stattgefunden hat (Abb. 809).

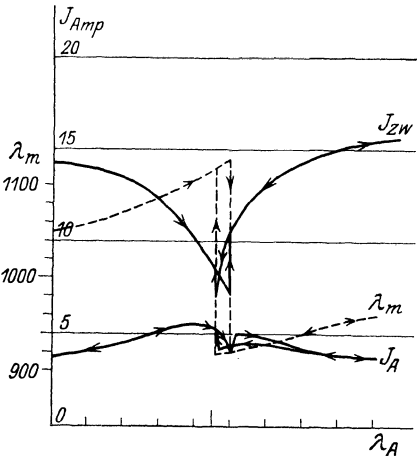


Abb. 809. Starkes „Ziehen“.

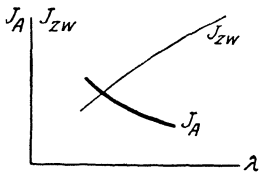


Abb. 810a.

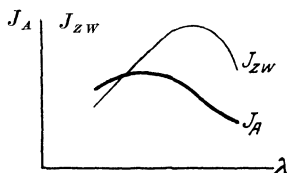


Abb. 810b.

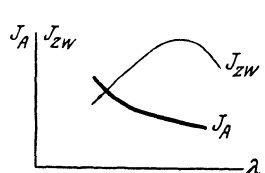


Abb. 810c.

Abb. 810a bis 810c. Stromverhältnisse im Zwischenkreissender bei verschiedenen Kopplungen.

Untersucht man die Abhängigkeit des Zwischenkreis- und Antennenstromes von der Anoden- und Gitterkopplung, so erhält man Kurven, wie in den Abb. 810a bis Abb. 810c dargestellt. Jede der drei Abbildungen gilt für eine bestimmte Kopplung des Gitters und der Anode im Zwischenkreis. Für einen Sender mit einem bestimmten Wellenbereich wählt man die Kopplungen so, daß J_A in dem ganzen Bereich möglichst gleich groß bleibt; diese Kopplungen läßt man dann für alle Wellen dieses Bereiches unverändert; in allen drei Kurven ist J_{zw} und J_A als Funktion von λ aufgetragen.

Die Abb. 802 bis 805 sind auch als Zweikreisschaltungen anzusprechen; beide Kreise sind hier im allgemeinen sehr fest miteinander gekoppelt. Dementsprechend tritt auch hier ein Ziehen auf, wenn man etwa bei der Schaltung nach Abb. 803 C_A stetig verändert. Abb. 811a bis 811c zeigt die Art der Unstetigkeit, wenn C_A in zunehmendem und abnehmendem Sinne geändert wird. Durch geeignete Dimensionierung gelingt es leicht, für eine bestimmte Welle diese Eigenschaft zu beseitigen; es macht aber Schwierigkeiten, in einem größeren Wellenbereich jede Unstetigkeit zu vermeiden.

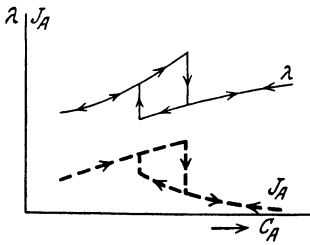


Abb. 811 a.

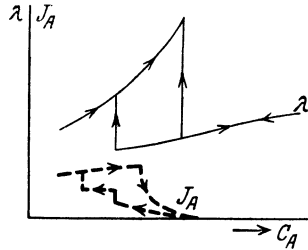


Abb. 811 b.

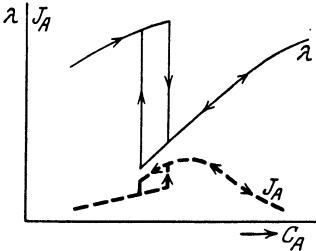


Abb. 811 c.

Abb. 811a bis 811c. Unstetigkeiten bei der Schaltung nach Abb. 803.

o) Dynatron.

Eine grundsätzlich andere Schaltung zur Schwingungserzeugung ist die in Amerika ausgebildete **Dynatron**schaltung (Abb. 812 u. 813). Es wird hier eine besonders konstruierte Röhre („Dynatron“) verwendet, die an Stelle des

Gitters eine durchlöcherne „Anode“ und an Stelle der Anode eine „Platte“ besitzt. Die Anode erhält eine feste positive Spannung E_a ; nimmt man nun den „Plattenstrom“ J_p als Funktion der Plattenspannung E_p auf, so erhält man bei geeigneter

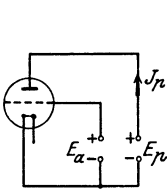


Abb. 812. Röhre als Dynatron.

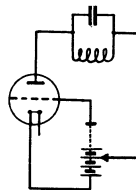


Abb. 813. Dynatronschaltung.

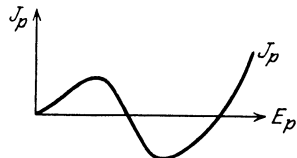


Abb. 814. Charakteristik des Dynatrons.

bemessenen Spannungen eine Kurve, wie sie Abb. 814 zeigt. Auf einem Teil der Kurve nimmt J_p mit zunehmendem E_p ab; die Röhre hat also hier eine fallende Charakteristik, die in bekannter Weise (wie beim Lichtbogen) zur Schwingungserzeugung benutzt werden kann. Um diese Erscheinung erklären zu können, nimmt man eine sekundäre Elektronenemission von der Platte P aus an.

b) Energieverteilung.

a) Die Leistung einer Senderöhre wird meist in der Weise angegeben, daß festgestellt wird, wieviel Watt schwingende Energie sie zu liefern vermag. Unter günstigen Betriebsverhältnissen vermag eine gut konstruierte und einwandfrei ausgeführte Senderöhre im allgemeinen bis zu 70% der zugeführten Gleichstromleistung in Schwingungen umzuwandeln. Dieser Wirkungsgrad ist aber von der Anodenspannung abhängig; bei modernen Röhren für 10 000 V oder mehr ist er bis auf 85% gebracht worden. Um ein Bild von der Energieverteilung zu geben, sind die einer bestimmten Versuchsanordnung entnommenen Werte für einen 500-W-Sender in der nebenstehenden Tabelle 81 wiedergegeben; die Anodenspannung betrug

hierbei 3000 V, die Wellenlänge 1500 m. Man kann damit rechnen, bei einer für den Sender günstigen Welle nach Abzug der Verluste in den Verlängerungsmitteln usw. etwa 50% der aufgenommenen Gleichstromleistung als schwingende Energie zu haben. Je größer die Verlängerung wird, um so ungünstiger wird dieses Verhältnis. Von der Antennenleistung entfällt wiederum nur ein meist recht geringfügiger Teil auf die nutzbare Strahlung. Verwendet man einen Zwischenkreis, so bringt dieser einen zusätzlichen Verlust $J_{zw}^2 \cdot w$, wobei J_{zw} den Zwischenkreisstrom und w dessen Wirkwiderstand bedeutet. Durch geeignete Konstruktionsmaterialien und ausreichende Dimensionierung kann dieser Verlust jedoch leicht unter 10% der aufgenommenen Energie gehalten werden.

Tabelle 81. Energieverhältnisse am Röhrensender.

Bei Welle 1500 m	Schaltung	
	direkt	mit Zwischenkreis
Vom Anodenkreis aufgenommen $N_a =$	700 Watt	825 Watt
An den Schwingungskreis abgegeben $N_{sch} =$	500 „	415 „
Davon Verluste im Zwischenkreis $N_{zw} =$	—	65 „
„ „ im Antennenkreis (Verlängerung) $N_v =$	135 „	100 „
Leistung in der Antenne $N_A =$	365 „	250 „
Nutzeffekt $\eta_1 = \frac{N_A}{N_a} =$	52%	31%
$\eta_2 = \frac{N_{sch}}{N_a} =$	71,5%	50%

β) Parallelschaltung von Röhren.

Eine Vergrößerung der Sendeenergie kann einerseits durch erhöhte Beanspruchung einer Röhre erreicht werden (aus wirtschaftlichen Gründen geht man über ein bestimmtes Maß dabei nicht hinaus), andererseits durch Parallelschaltung einer genügenden Anzahl gleichartiger Röhren. Schließlich ist es auch möglich, einen Hochfrequenzverstärker im großen zu benutzen, also die von einem kleinen Sender erzeugten Schwingungen an das Gitter einer großen Röhre zu bringen, in deren Anodenkreis ein auf die gleiche Welle abgestimmter Schwingungskreis (der Antennenkreis) liegt; man spricht in diesem Fall von einem **fremderregten** oder **fremdgesteuerten** Röhrensender (s. S. 769 und 798).

c) Vorzüge der Röhrensender.

Konstanz der Welle und Amplitude hervorragend gut, Abstimmung außerordentlich scharf, zumal bei Verwendung eines Zwischenkreises. Beim Aufkommen der Röhrensender bereitete es den Stationen zuerst Schwierigkeiten, sich zu finden, zumal bei kurzen Wellen. Entsprechend dieser Abstimmunschwärfe und den Eigentümlichkeiten des Interferenzempfanges können benachbarte Sender bzw. mehrere Sender derselben Station noch einwandfrei arbeiten, wenn ihre Wellendifferenz bei $\lambda = 1000$ m etwa 5% beträgt; mit zunehmender Wellenlänge kann diese prozentuale Wellendifferenz geringer werden (bis zu etwa 1% bei den Wellen über 10 000 m).

Die relative **Reichweite** der Röhrensender ist sehr beträchtlich. Es gelang schon 1918, mit einer 10-Watt-Röhre von Kreuznach nach Konstantinopel zu telegraphieren; ein Verkehr mit 10 W in der Antenne auf 500 km über Land ist keine Seltenheit. Für den praktischen Betrieb ist jedoch zu beachten, daß die Sender stark überdimensioniert werden müssen, um auch unter ungünstigen

Verhältnissen eine sichere Verbindung zu gewährleisten. Bei Beschaffung von Sendern ist bezüglich dieses Gesichtspunktes aber andererseits zu bedenken, daß die gegenseitigen Störungen der Stationen um so größer werden, je stärker die einzelnen Sender sind. Von englischer Seite ist gelegentlich angegeben worden, man könnte mit $\frac{1}{2}$ Watt pro Seemeile rechnen. Wenn diese Zahl naturgemäß auch nur ganz grob ist, da auf die Art und Höhe der Antenne gar keine Rücksicht genommen ist, so mag dieser Wert für den Inlandsverkehr doch als erster Anhalt dienen. Bei ungünstigen Antennen, die in Großstädten auf Häusern errichtet sind, wird man — vor allem bei kurzen Wellen — häufig mit anderen Werten zu rechnen haben (vgl. S. 985).

B. Einzelheiten über Röhrensender.

a) Die Senderöhren.

Als Senderöhren werden im allgemeinen Drei-Elektrodenröhren verwendet; Anode und Gitter sind bei den modernen Röhren fast durchweg in der Form konzentrischer Zylinder ausgebildet. Für geringe Leistungen (z. B. für Überlagerer, die nichts anderes als kleine Röhrensender darstellen) läßt sich jede Verstärkeröhre verwenden. Eigentliche Senderöhren unterscheiden sich von diesen, abgesehen von der Größe, durch andere Röhrenkonstanten, nämlich geringeren Durchgriff (etwa 1%) und größere Steilheit (etwa 10 mA pro Volt). Solche Röhren werden in Deutschland von etwa 5 W bis zu 20 kW gebaut; in Amerika sind sogar Röhren bis zu 1000 kW konstruiert worden. Röhren über 5 kW werden im allgemeinen nur noch als wassergekühlte Metall-Senderöhren (s. S. 485) ausgeführt. Die normalen Anodenspannungen liegen meist zwischen 400 und 20 000 V.

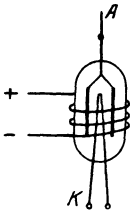


Abb. 815. Steuerung durch Magnetfeld.

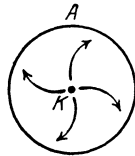


Abb. 816. Abgelenkte Elektronenbahnen.

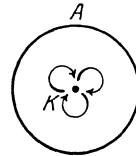


Abb. 817. Geschlossene Elektronenbahnen.

(Näheres s. im Abschnitt „Elektronenröhren“ S. 438 ff.) Der Hochfrequenz-wirkungsgrad hängt von der Schaltung ab; er wird bei älteren Röhren meist mit 50%, bei modernen Röhren höher, bis zu 85%, angesetzt.

Anstatt durch das Gitter kann der Elektronenstrom auch durch ein Magnetfeld gesteuert werden; diese Möglichkeit wird jedoch praktisch weniger angewendet. Die Windungsebene der Magnetspule kann beispielsweise senkrecht zum Glühfaden und zur Anode stehen (Abb. 815); in dem hier dargestellten Fall laufen die magnetischen Kraftlinien im Innern der Röhre von oben nach unten. Die senkrecht zur Achse austretenden Elektronen werden demzufolge spiralförmig abgelenkt (Abb. 816) und können bei einem starken magnetischen Feld in Kreisbahnen von so kleinem Radius gezwungen werden, daß sie die Anode nicht zu erreichen vermögen (Abb. 817). Eine solche Röhre kann sowohl fremdgesteuert als auch mit Rückkopplung benutzt werden. Da die Steuerspannung eine Wechselfrequenz ist, müssen als Anode entweder ebene Bleche oder ein längsgeschlitzter Zylinder verwendet werden.

Eine besondere Art von Magnetron ist in Amerika ausgebildet worden; bei dieser Röhre fehlt jedes Steuerorgan, die Steuerung erfolgt vielmehr automatisch dadurch, daß die Glühkathode mit Hochfrequenz geheizt wird. Die Röhre wirkt dadurch als Frequenzverdoppler (vgl. S. 515). Die Kathode ist in diesem Fall ein einfacher linearer Wolframdraht bzw. -stab. Zum Zustandekommen des

Effektes ist ein starker Heizstrom erforderlich, der ein kräftiges magnetisches Feld um sich erzeugt (Abb. 818). In diesem werden die senkrecht zum Glühfaden austretenden Elektronen

von ihrer geradlinigen Bahn abgelenkt (Abb. 819), und zwar entweder nach oben oder nach unten, je nach der momentanen Richtung des Heizstromes. In den Augenblicken, wo dieser den Wert Null hat, trifft der volle Elektronenstrom die Anode, bei seinem positiven und negativen Maximalwert kann — hinreichende

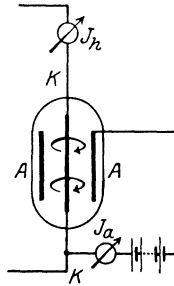


Abb. 818. Magnetron.

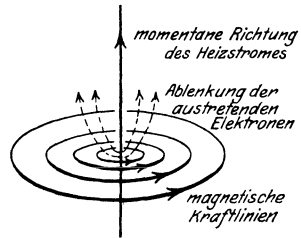


Abb. 819. Elektronenbahnen beim Magnetron.

Stromstärke vorausgesetzt — der Elektronenstrom bis auf Null abfallen. Während einer Periode wird die Anode also zweimal von dem Elektronenbündel be-

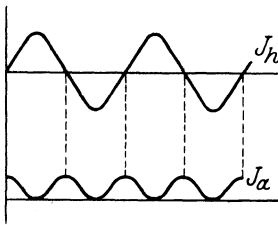


Abb. 820. Abhängigkeit des Anodenstromes vom Heizstrom beim Magnetron.

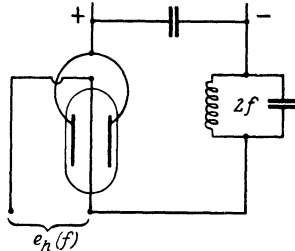


Abb. 821. Schaltung des Magnetrons.

strichen, so daß sich der in Abb. 820 dargestellte Verlauf ergibt. Der im Anodenkreis liegende Schwingungskreis (Abb. 821) muß demnach auf die Frequenz $2f$ abgestimmt sein, wenn die Frequenz des Heizstromes f ist.

b) Die Heizung.

α) Batterie.

Die ideale Stromquelle für die Heizung des Glühfadens ist eine Akkumulatoren-batterie, da man mit einer solchen Schwingungen von sehr großer Konstanz der Amplitude erhalten kann. Das ist von besonderer Bedeutung für die Telephonie mittels Röhrensender. Der Vorschaltwiderstand muß sehr kräftig dimensioniert werden, damit nicht wechselnde Abkühlungsverhältnisse Schwankungen hervorrufen.

Da Batterien, zumal bei längerer Zuleitung, meist eine nicht unbeträchtliche Kapazität gegen Erde besitzen, so muß (besonders bei kurzen Wellen) verhindert werden, daß ein Teil des Schwingungsstromes seinen Weg über diese Kapazität zur Erde nimmt. Das läßt sich durch entsprechende Aufstellung der Batterie und möglichst kapazitätsfreie Verlegung der Zuleitung, ferner durch Einschaltung passender Drosseln in die Plus- und Minusleitung des Heizstromes (je nach der Wellenlänge mit oder ohne Eisen) erreichen. Diese Drosseln müssen möglichst kapazitätsfrei gewickelt sein.

β) Gleichstrommaschine.

Große Maschinen mit bedeutender Schwungmasse und nicht zu geringer Lamellenzahl liefern ebenfalls eine Spannung von guter Konstanz. Obwohl der unter a) besprochene kapazitive Erdschluß bei den Maschinen wegen der überall vorhandenen großen Induktivitäten weniger zu befürchten ist, empfiehlt sich gleichwohl die Einschaltung von Drosseln in die Zuleitung sowie die Verwendung einer Parallelkapazität.

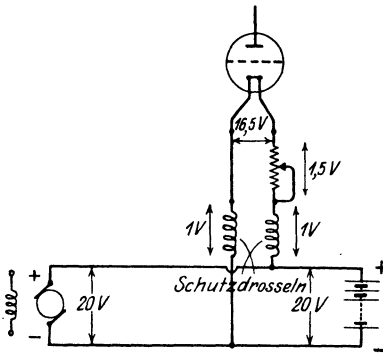


Abb. 822. Heizung durch Gleichstrommaschine mit Pufferbatterie.

Immerhin ist die durch den Kollektor bedingte Rippelung der Spannung noch bedeutend genug, um sich im Empfänger als Ton (Kollektorton, Maschinenton) bemerkbar zu machen, der vor allem bei Telephonie stört. Auch die Einschaltung eines Kettenleiters, wie auf S. 723 angegeben, reicht im allgemeinen nicht aus. Wohl aber läßt sich eine Gleichstrommaschine mit gutem Erfolge in Verbindung mit einer Pufferbatterie verwenden. Eine Verbesserung an der Maschine selbst läßt sich durch Verwendung schiefer

(schrägverlaufender) Nuten erzielen. Noch besser wären Unipolarmaschinen.

Die Einstellung der benötigten Heizspannung erfolgt durch Änderung der Erregung bzw. der Tourenzahl des Generators sowie mit Hilfe eines Vorschaltwiderstandes (Abb. 822).

γ) Wechselstrom.

γ₁) Allgemeines. Gewöhnlich werden 50 bis 1000 Perioden verwendet, bisweilen auch Hochfrequenz (z. B. 10 000 Perioden), sowohl für Telegraphie als auch für Telephonie.

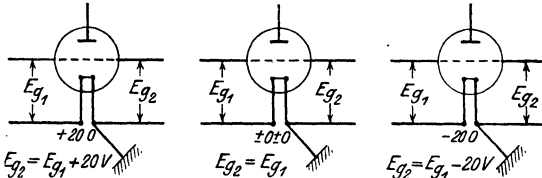


Abb. 823. Beeinflussung der Gitterspannung bei Wechselstromheizung.

Wechselstromheizung ist vor allem bei solchen Schaltungen angenehm, bei denen die Kathode unter Hochspannung gegen Erde steht, weil sich durch Verwendung von

Transformatoren leicht eine ausgezeichnete Isolation erzielen läßt. Auch die Möglichkeit, durch Transformatoren Ströme und Spannungen beliebig verändern zu können, bietet viele Bequemlichkeiten. Da sich Vorschaltwiderstände ganz vermeiden lassen, so fallen die durch unsichere Kontakte bedingten Schwierigkeiten fort. Die Regulierung erfolgt zum Teil mittels der Erregung, zum anderen durch Drosseln oder Parallelwiderstände.

Nachteilig ist, daß mit Wechselstromheizung betriebene Stationen in der Nähe wie Tonfunksender zu hören sind; die Tonhöhe ist gleich der doppelten Maschinenfrequenz. Dies hat drei Ursachen, nämlich

1. die starke Abhängigkeit der Emission von der Temperatur des Glühfadens,
2. die Änderung der wirksamen Gitterspannung durch den wechselnden Potentialabfall längs des Glühdrahtes (s. Abb. 823),
3. die Änderung der wirksamen Anodenspannung (wie unter 2.).

Das durch 2. und 3. bedingte Tönen läßt sich nahezu vollkommen beseitigen durch Abführung von der Mitte eines parallel zum Heizfaden liegenden Widerstandes; der richtige Abgriffpunkt muß durch Probieren ermittelt werden, da er

meist nicht genau in der Mitte liegt (Abb. 824). Verwendet man mehrere Senderröhren in Parallelschaltung, so wird zweckmäßig für alle zusammen nur ein Parallelwiderstand benutzt (Abb. 824 a). Will man den Parallelwiderstand vermeiden, so kann die Zuführung auch in der Mitte des Heiztransformators erfolgen; in

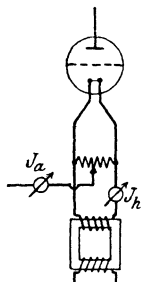


Abb. 824.

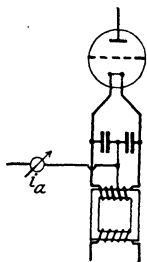


Abb. 825.

Abb. 824 u. 825. Symmetrische Schaltung bei Wechselstromheizung.

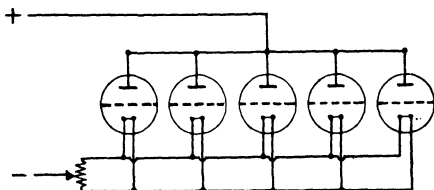


Abb. 824 a. Symmetrische Schaltung mehrerer Röhren bei Wechselstromheizung.

diesem Falle muß man jedoch im allgemeinen zwischen Mitte und die beiden äußeren Pole je einen Kondensator einschalten, um der Hochfrequenz einen bequemen Weg zu bieten (Abb. 825).

Bei 50 Hz (meist direkter Anschluß an ein vorhandenes Netz) ist der tiefe, brummende Ton (100 Schwingungen pro sec) noch am wenigsten lästig, vor allem bei Verwendung der normalen, auf Ton 1000 abgestimmten Telephone. Der bei 500 Hz auftretende Ton 1000 ist deshalb bedeutend unangenehmer. Bei Hochfrequenzheizung vermeidet man diese Schwierigkeit, muß dafür aber andere in Kauf nehmen. Am günstigsten dürfte zur Heizung eine Frequenz von etwa $f = 10\,000$ sein. Der Vollständigkeit halber, weniger wegen der praktischen Bedeutung, sei auch erwähnt, daß vorgeschlagen worden ist, die Heizenergie dem eigenen hochfrequenten Schwingungskreise zu entnehmen; der Glühfaden muß in diesem Falle durch eine Batterie angeheizt werden.

γ) Entnahme der Heiz- und Anodenenergie aus einer Stromquelle. Siehe S. 786.

c) Anodenkreis.

α) Stromquelle.

αα) Batterie. Wie für die Heizung, so ist auch für den Anodenkreis am geeignetsten eine Batterie. Mit einer solchen wird eine Konstanz der Amplitude und Frequenz erzielt, wie bisher bei keinem anderen Sendesystem (reine „ungedämpfte“ Schwingungen). Da der Anodenstrom der Stromquelle in hochfrequenten Stößen entnommen wird, so schaltet man zweckmäßig parallel zu jener eine große Kapazität (etwa $1\ \mu\text{F}$), um einen Spannungsabfall der Hochfrequenz zu vermeiden.

ββ) Gleichstrommaschine. Nächst der Batterie das beste Mittel zur Erzeugung der Anodenspannung, vor allem, wenn es sich um mehrere Tausend Volt handelt. Unangenehm ist freilich auch hier die durch den Kollektor bedingte Ungleichförmigkeit der Spannung, wenn auch dieser „Maschinenton“ nur sehr schwach ist und meist wenig stört. Durch Parallelschaltung eines Ausgleichkondensators und Einschaltung geeigneter Drosseln bzw. einer Drosselkette (Abb. 833) läßt sich dieser Störton fast vollkommen beseitigen.

Die Konstruktion brauchbarer Hochspannungs-Gleichstrommaschinen ist ziemlich weit vorgeschritten. Während im Ausland Umformer mit Nieder- und Hochspannungswicklung auf einem Anker viel verwendet werden, wählt man in Deutschland bisher fast ausschließlich den Motor-generator. Bei uns geht man erst neuerdings über 1000 V pro Kollektor

hinaus, während im Ausland bis zu 7500 V pro Kollektor üblich sind, wobei die Lamellenspannung bis zu 100 V beträgt. Zur Verringerung des Kollektortones werden die Nuten vielfach schief angebracht. Solche Maschinen gibt es von 50 W (12/600 bis 1500 V) bis zu mehreren (etwa 20) Kilowatt¹⁾.

γγ) Wechselstrommaschine. Verwendet wird meist 50- bis 10000 periodiger Wechselstrom, der gewöhnlich durch einen Gleichrichter beliebiger Konstruktion in Gleichstrom umgeformt wird. Um Gleichstrom niederer Spannung (etwa aus einer Batterie) in solchen hoher Spannung umzuwandeln, sind für Leistungen bis zu 100 W auch Pendelumformer (Falkenthal) oder rotierende Unterbrecher in Verbindung mit Transformatoren und Gleichrichtern verwendet worden. Es ist aber auch möglich, ganz ohne Gleichrichter auszukommen, indem man der Anode eine Wechselfspannung zuführt. In diesem Falle ist der Sender ton naturgemäß sehr stark; aus dem ungedämpften ist ein „tönender“ Röhrensender geworden. Die Röhren werden dabei freilich nur schlecht ausgenutzt.

1. Betrieb mit Gleichrichter.

Gitterlose Hochvakuumröhren (**Kenotrons**) lassen sich ohne weiteres in der Schaltung nach Abb. 826 als Gleichrichter verwenden. E_p ist die Primär-, E_s die halbe Sekundärspannung (in Effektivwerten angegeben) des Hochtransformators; die erhaltene Gleichspannung E_g ist um wenige Prozent (hier 10%) geringer als E_s .

Die in Abb. 827 dargestellte (sog. Greinacher-) Schaltung läßt sich ebenfalls verwenden. V_g ist annähernd gleich der doppelten Sekundärspannung V_s (effektiv)

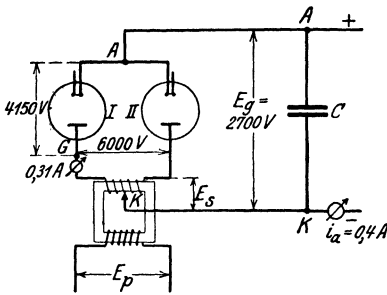


Abb. 826. Gleichrichterschaltung.

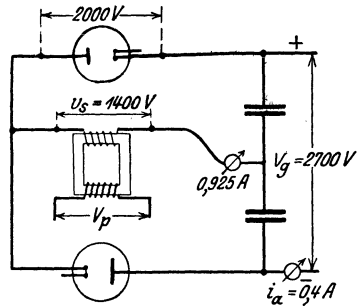


Abb. 827. Greinacherschaltung.

des Hochtransformators. In diesem Falle werden die Röhren nur mit der halben Spannung, dafür aber mit der doppelten Stromstärke beansprucht; beim Hochtransformator ist das Verhältnis sogar wie 4:1. Da man bei Hochvakuumröhren meist geringe Emission bei hoher Spannung vorzieht, so wählt man bei diesen gewöhnlich die Schaltung nach Abb. 826. Der Hochtransformator muß in diesem Falle auf der Sekundärseite einen Mittelabgriff besitzen. Es ist nicht etwa möglich, statt dessen zwei einzelne Transformatoren zu benutzen, die primär und sekundär in Serie geschaltet sind; arbeitet nämlich in einem bestimmten Augenblick Schenkel I (Abb. 828) des Gleichrichters, so läuft der Transformator II leer, seine Primärseite wirkt daher als Drossel. Man kann sich so behelfen, daß man die beiden Transformatoren primär parallel schaltet, muß dabei freilich den doppelten Leerlaufstrom in Kauf nehmen. Am günstigsten ist es, wenn sich die Primär- und Sekundärwicklungen auf demselben Kern befinden, und zwar am besten direkt übereinander auf demselben Schenkel. Wenn die beiden Primär- und Sekundärwicklungen auf die beiden Schenkel eines Kerntransformators verteilt sind, so ist es wegen der Streuung zweckmäßig, entweder die beiden Primärwicklungen

¹⁾ Während die meisten Maschinen dieser Art bisher mit Trommelanker gebaut wurden, stellt die Firma Boas neuerdings solche Maschinen mit Ringanker her.

parallel zu schalten (Abb. 829) oder aber jede der beiden Sekundärwicklungen nochmals zu halbieren und über Kreuz zu schalten (Abb. 830), damit sich die Belastung in jedem Augenblick gleichmäßig auf beide Schenkel verteilt.

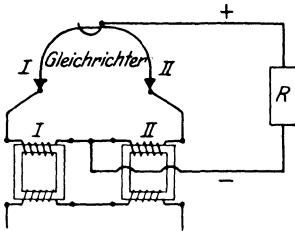


Abb. 828.

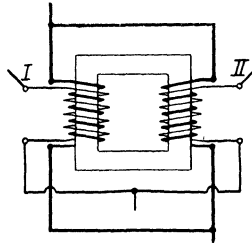


Abb. 829.

Abb. 828 u. 829. Schaltung von Gleichrichtertransformatoren.

Noch günstiger als Einphasenstrom ist Drehstrom; man benutzt gewöhnlich je eine Röhre für jede Phase; der Sternpunkt liefert den Minuspol der Gleichspannung (Abb. 831). Man kann jedoch auch für jede Phase zwei Röhren an-

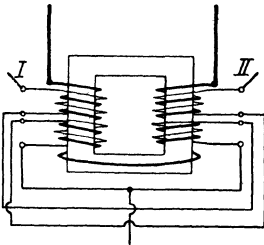


Abb. 830. Kreuzschaltung des Gleichrichtertransformatoren.

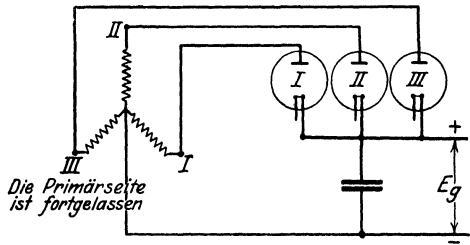


Abb. 831. Gleichrichterschaltung für Drehstrom.

wenden (Abb. 832), wodurch die Überlappung der einzelnen Spannungskurven beträchtlich verbessert wird (Abb. 831 a und 832 a).

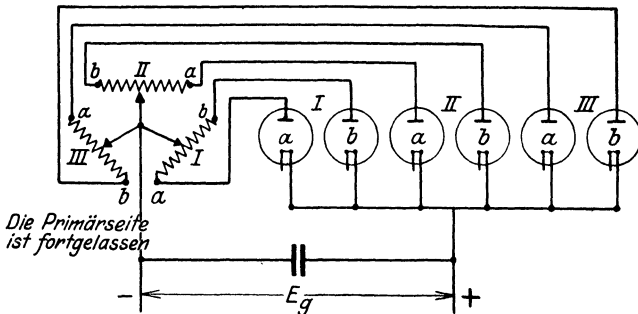


Abb. 832. Gleichrichterschaltung für Drehstrom mit 2 Röhren, pro Phase.

Um die Schwankungen der erhaltenen Gleichspannung nach Möglichkeit zu verringern, pflegt man eine große Kapazität (Ausgleichkapazität) parallel zu dem Verbraucher zu schalten. Um wirkungsvoll zu sein, muß diese bei 50 Hertz beträchtliche Dimensionen aufweisen, bei 500 Hertz genügt im allgemeinen 1 bis $2 \mu\text{F}$, bei 1000 Hertz etwa $1 \mu\text{F}$, sofern nicht ganz besondere Anforderungen (wie etwa

bei der Telefonie) gestellt werden. Andererseits ist zu beachten, daß bei 50-periodigem Drehstrom der Ton 150 (Abb. 831 a) bzw. 300 (Abb. 832 a) im Empfänger weniger störend wirkt als der Ton 1000 bei 500-periodigem Einphasenstrom, zumal wenn man auf $f = 1000$ abgestimmte Telephone und Empfangstransformatoren verwendet.

In den Fällen, in denen sich die Rippelung der Spannung noch zu sehr als „Maschinton“ oder „Wechselstromton“ störend bemerkbar macht, muß

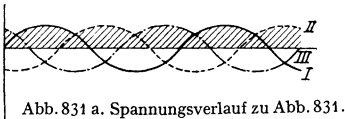


Abb. 831 a. Spannungsverlauf zu Abb. 831.



Abb. 832 a. Spannungsverlauf zu Abb. 832.

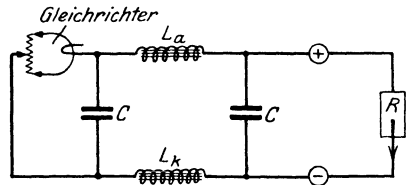


Abb. 833. Kettenleiter zur Beseitigung des Maschintones.

durch geeignete Anordnungen dafür gesorgt werden, daß derselbe nach Möglichkeit völlig unterdrückt wird. Dazu kommen folgende Anordnungen in Frage:

a) Kettenleiter (Abb. 833; s. a. S. 723). Durch Einschaltung eines oder mehrerer Kettenglieder läßt sich der Maschinton beliebig stark unterdrücken. Über die Dimensionierung der Glieder vgl. S. 723. Es muß besonders darauf geachtet werden, daß die Drosseln nicht streuen; sie sind daher magnetisch abzuschirmen. Da im allgemeinen ein Pol der Hochspannung geerdet ist, so zieht man es vielfach vor, nur in diesem geerdeten Leiter die Drosseln anzubringen und

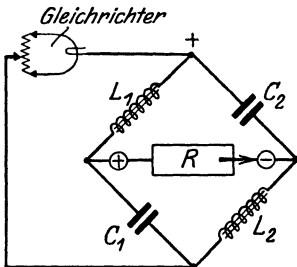


Abb. 834. Brückenschaltung zur Beseitigung des Maschintones.

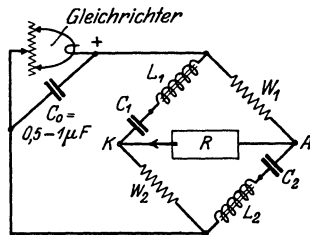


Abb. 835. Brückenschaltung von Telefunkern.

dafür die Drosseln in dem Hochspannung führenden Leiter fortzulassen; die Wirkung ist trotzdem die gleiche. Der Größe der Drosseln bzw. der Anzahl der Kettenglieder ist eine Grenze gesetzt durch den Gleichspannungsabfall an denselben, sowie durch ihre räumliche Größe.

b) Brückenschaltung nach Abb. 834. Der Anodenstrom durchfließt die Drossel L_1 , dann den Verbraucher R (Senderöhre) und die Drossel L_2 . L_1 in Serie mit C_1 ist aber auf den Störton abgestimmt, ebenso $L_2 C_2$. $L_1 C_1$ und $L_2 C_2$ bilden also zwei Nebenschlüsse zu dem Verbraucher R , die für den Störton um so mehr als Kurzschlüsse anzusprechen sind, je geringer die Dämpfung der benutzten Drosseln und Kondensatoren ist.

c) Brückenschaltung nach Telefunkern (Abb. 835). Der Anodenstrom durchfließt den Widerstand W_1 , den Verbraucher R (Senderöhre) und den Widerstand W_2 . Die Brücke muß so abgeglichen sein, daß für die störende Frequenz der Spannungsabfall an $L_1 C_1$ gleich dem an W_2 und der an W_1 gleich dem an $C_2 L_2$

ist. In diesem Fall befinden sich die Punkte A und K in bezug auf die Störfrequenz auf gleichem Potential, so daß der den Verbraucher R durchfließende Strom diese Frequenz nicht mehr enthalten kann. Um den Ton 1000 zu beseitigen, kann man etwa $W_1 = W_2 = 100 \Omega$, $L_1 = L_2 = 0,225 \text{ H}$ und $C_1 = C_2 = 10^5 \text{ cm}$ wählen.

Um über die Wirksamkeit dieser Anordnungen etwas aussagen zu können, ist es notwendig, auf den Vorgang der Gleichrichtung etwas näher einzugehen. Als Gleichrichteranordnung sei die in Abb. 826 dargestellte benutzt; die halbe Sekundärspannung E_s ist in Abb. 836 angegeben. Der Ausgleichkondensator C besitze von vornherein die Gleichspannung E_g . Der Punkt K möge sich

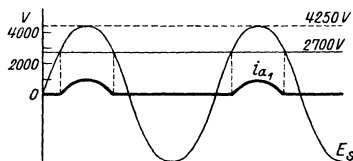


Abb. 836.



Abb. 837.

Abb. 836 u. 837. Vorgang bei der Gleichrichtung.

auf dem Potential 0 befinden; dann ist für $E_s = 0$ der Punkt A nach den in Abb. 826 angegebenen Werten auf dem Potential $+2700 \text{ V}$. Der Punkt G erreicht maximal das Potential $+4250 \text{ V}$. Durch die Röhre I kann aber erst von dem Augenblick an Strom fließen, in dem Punkt G das Potential $+2700 \text{ V}$ erreicht hat. Der Anodenstrom durch Röhre I wird also den in Abb. 836 gezeigten Verlauf annehmen (i_{a1}). Der von beiden Röhren gelieferte Gesamtstrom i_a hat demnach die Form wie Abb. 837 zeigt.

Es ergibt sich hieraus, daß dieser Strom neben dem Gleichstrom zwar einen Wechselstrom von der doppelten Frequenz des ursprünglichen Wechselstroms führt, daß dieser aber keinesfalls sinusförmig ist, vielmehr eine Anzahl kräftig ausgeprägter Oberwellen besitzt. Hatte der ursprüngliche Wechselstrom also die Frequenz 500, so hat i_a die Frequenzen **1000**, 2000, 3000, 4000, 5000 usw.

Man erkennt also, daß die unter b) und c) genannten Anordnungen zur Tonbeseitigung ihren Zweck nur bezüglich eines Tones (gewöhnlich der Grundfrequenz) erfüllen können, die Obertöne jedoch nur unwesentlich schwächen; die Praxis zeigt das gleiche Ergebnis.

Anders liegt es bei Verwendung eines oder mehrerer Kettenglieder, die so abgestimmt sind, daß alle Frequenzen etwa über 500 gesperrt werden. In diesem Fall muß es theoretisch gelingen, bei verlustlosen Drosseln und Kondensatoren den störenden Ton restlos zu beseitigen. Die Praxis gibt dem recht, insofern als diese Anordnung sich als bei weitem brauchbarer erweist, wenngleich sie der unvermeidlichen Dämpfung halber auch nicht vollkommen sein kann.

Hochvakuumgleichrichter (Kenotrons) (vgl. auch S. 227 und 487) lassen die Verwendung jeder beliebigen Periodenzahl und hoher Spannungen (in Deutschland geht man bis zu 20 000 V) zu, erreichen auch hohe Lebensdauern (1000 bis 2000 Betriebsstunden und mehr), haben aber den Nachteil, eine relativ hohe Heizleistung zu brauchen und einen nicht unbeträchtlichen Spannungsabfall zu verursachen. Der Verlust im Gleichrichter (die Heizleistung nicht mitgerechnet) beträgt etwa 5 bis 10%. Die Anschaffungskosten sind hoch; eine Gleichrichterröhre kostet nicht viel weniger als eine gleich große Senderöhre, dazu kommt, daß im allgemeinen zwei Einzelröhren als Gleichrichter verwendet werden. Neuerdings werden jedoch auch einige Typen von Hochvakuumgleichrichtern geliefert, die beide Anoden in einem Glaskolben enthalten.

Edelgasgleichrichter mit Argon- oder Neonfüllung, in Deutschland von der Akkumulatorenfabrik A.-G. in Berlin hergestellt, werden ebenfalls sehr häufig verwendet. Bei diesen sind stets beide Anoden in einem Glaskolben (s. Abb. 838) untergebracht; als Glühkathode dient eine mit Calciumoxyd beschichtete Iridium-

spirale, die auf Gelbgut erhitzt wird. Die dazu benötigte Heizleistung ist sehr gering (20 bis 30 W). Der Spannungsabfall am Gleichrichter ist ebenfalls unwesentlich (etwa 20 bis 30 V), daher auch der Verlust im Gleichrichter sehr klein (unter 10 W). Diesen Vorteilen stehen freilich gewisse Nachteile gegenüber. Ein einwandfreies Arbeiten läßt sich erst bei mindestens etwa 100 Hertz erreichen. Hohe Spannungen verlangen ferner einen geringen Gasdruck (etwa $\frac{1}{50}$ mm Hg); dieser bedingt wieder eine relativ geringe Lebensdauer, die bei Gleichrichtern für 3000 V Gleichspannung auf durchschnittlich 80 bis 100 Betriebsstunden veranschlagt werden kann. Ferner haftet diesen Gleichrichtern wie allen Gasentladungsröhren

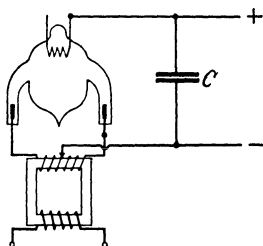


Abb. 838. Schaltung des Edelgasgleichrichters.

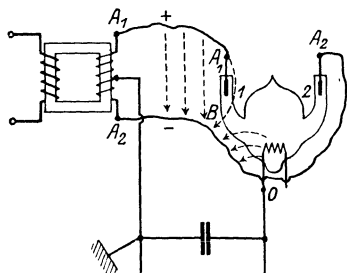


Abb. 839. Beeinflussung der Gasentladung durch elektrische Felder.

eine gewisse Unsicherheit an, weil sich der Gasdruck während des Betriebes verringert. Die erheblich geringeren Beschaffungskosten (etwa $\frac{1}{10}$ einer Hochvakuumröhre) rechtfertigen trotzdem ihre Verwendung neben den Hochvakuumgleichrichtern. Die Schaltung ist analog der in Abb. 826, S. 782 dargestellten (Abb. 838).

Bei der Führung der Zuleitungen zum Gleichrichter ist besonders darauf zu achten, daß die Verlegung möglichst symmetrisch erfolgt und daß statische Gegenfelder vermieden werden, wie dies beispielsweise in Abb. 839 angedeutet ist. In dem Augenblick nämlich, in dem A_1 positive Spannung führt, hat A_2 negative. Kommt nun die Zuleitung zu A_2 in die Nähe des Knies B von Schenkel 1, so sperrt das entstehende elektrische Feld dem Ionenstrom den Weg durch den Schenkel 1, so daß er zum Aussetzen gezwungen wird und der Gleichrichter nur noch mit dem einen Schenkel 2 arbeitet. Bei Spannungen von 3000 V genügt bereits eine Annäherung der Zuleitung an das Knie auf etwa 10 cm Entfernung, um ein Aussetzen hervorzurufen.

Quecksilberdampfgleichrichter. Bei großen Leistungen, wo der Leerlaufstrom des Gleichrichters nicht in Betracht kommt, werden für Spannungen bis zu etwa 4000 V auch Quecksilberdampfgleichrichter benutzt. Für diese Zwecke sind besondere Typen herausgebracht worden, deren Lebensdauer heute bereits auf durchschnittlich etwa 1000 Betriebsstunden angegeben werden kann. Die Gefahr

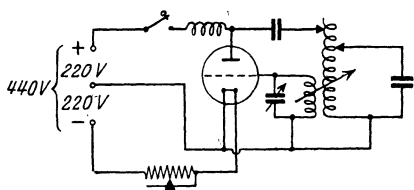


Abb. 840. Kleiner Röhrensender mit Stromentnahme unmittelbar aus dem Gleichstromnetz.

der „Rückzündung“, die durch den Niederschlag des Quecksilbers an den Glaswänden hervorgerufen wird, ist durch geeignete neue Konstruktionen erheblich verringert worden.

δδ) Entnahme der Heiz- und Anodenenergie aus einer Stromquelle. Für Sender kommt eine unmittelbare Entnahme der für Heizung und Anodenkreis benötigten Energie aus dem Stark-

stromnetz im allgemeinen nicht in Frage. Bei einem kleinen Sender, der mit 220 V betrieben wird, kann u. U. die in Abb. 840 dargestellte Schaltung angewendet werden,

Bei Wechselstrom ist es durch geeignete Transformation stets möglich, ohne größere Verluste die benötigten Spannungen herzustellen. Handelt es sich beispiels-

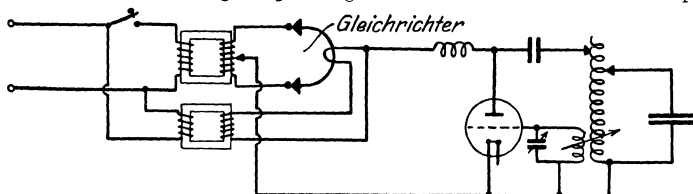


Abb. 841. Speisung aus Wechselstromnetz.

weise um die Heizung der Gleichrichterkathode, so kann, falls die Heizleistung nur gering ist, ohne weiteres die Schaltung nach Abb. 841 benutzt werden.

Kommen größere Heizleistungen in Frage, so kann diese Schaltung nur dann angewendet werden, wenn die Belastungsverhältnisse im Anodenkreis dauernd einigermaßen konstant bleiben. Bei Telegraphiebetrieb müssen unbedingt besondere Maßnahmen zur Konstanzhaltung der Heizung vorgesehen werden.

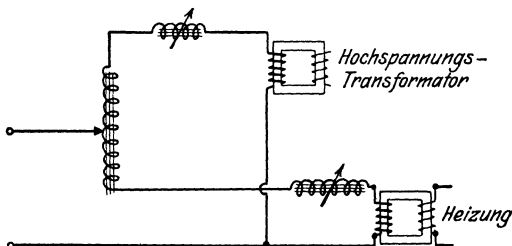


Abb. 842. Kompensationsschaltung nach W. Hahn.

Hierfür geeignete Kompensationsschaltungen sind von W. Hahn [Abb. 842¹⁾] und von Telefunken (Abb. 843) angegeben worden²⁾. Es wird bei beiden erreicht,

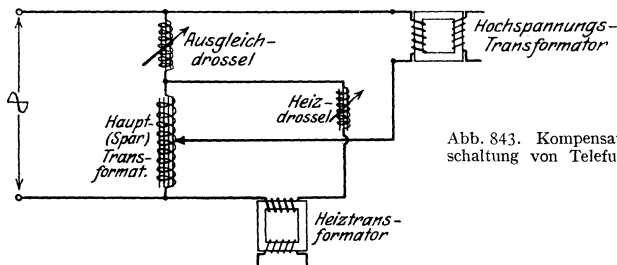


Abb. 843. Kompensationsschaltung von Telefunken.

daß die Heizspannung stets die gleiche Größe hat, unabhängig davon, ob für den Anodenkreis Energie entnommen wird (Taste geschlossen) oder nicht (Taste offen).

Das Problem, die Anodenspannung konstant zu halten, wird noch an anderer Stelle behandelt; die dort (S. 795) angegebenen Methoden kommen auch für die hier behandelte Aufgabe in Betracht und können sinngemäß angewendet werden.

2. Betrieb ohne Gleichrichter.

Da alle Röhren positiven Strom nur in der Richtung Anode-Kathode durchlassen, so können die Senderöhren gewissermaßen selbst als Gleichrichter verwendet werden. In der Schaltung nach Abb. 844 wird nur eine, in der nach Abb. 845 werden beide Periodenhälften ausgenutzt.

¹⁾ D. R. P. Nr. 343 060.

²⁾ Neuerdings ist eine weitere Methode von K. Schmidt (C. Lorenz A.-G.) angegeben worden, bei der eine Wirbelstrombremse benutzt wird (s. Nachtrag am Schluß des Buches).

Hier muß besonders auf richtige Dimensionierung des Anodenblockkondensators C_a geachtet werden, damit die Maschinenfrequenz nicht einen zu starken Strom über C_a und den Schwingungskreis hervorruft. Eine entsprechende Schaltung ist bei Drehstrom möglich (Abb. 846); man kann entweder drei Röhren verwenden oder aber sechs (Abb. 847).

Diese gleichrichterlosen Schaltungen sind in Deutschland kaum in Gebrauch.

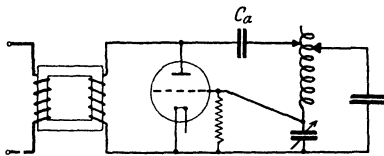


Abb. 844.

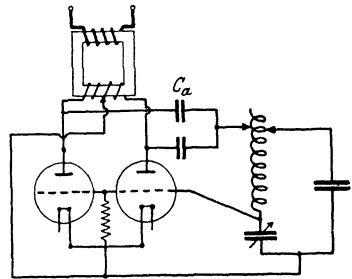


Abb. 845.

Abb. 844 u. 845. Mit Wechselstrom betriebene Röhrensender ohne Gleichrichter.

Der Grund dafür liegt einerseits in der geringen Ausnutzung der Schwingungsröhren, die immer nur in den positiven Halbperioden arbeiten, sowie in dem Umstande, daß durch die Anodenblockkondensatoren stets ein gewisser

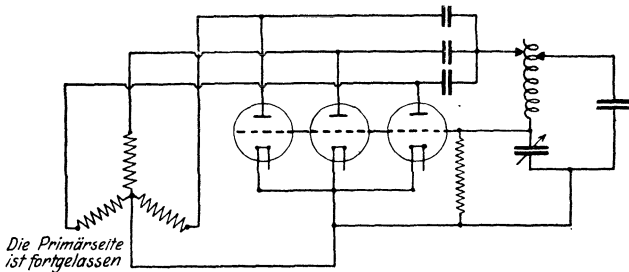


Abb. 846. Röhrensender ohne Gleichrichter für Drehstrom.

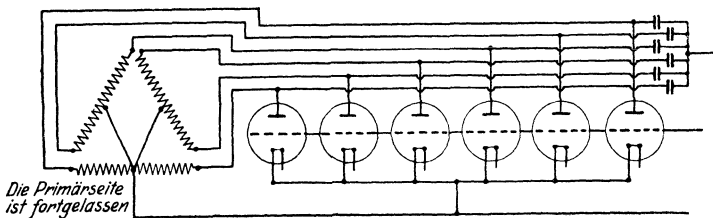


Abb. 847. Röhrensender ohne Gleichrichter für Drehstrom.

Verluststrom fließt, andererseits in der Unmöglichkeit, den starken Wechselstromton zu beseitigen. Dazu kommt drittens, daß nur die Röhre normal arbeitet, die gerade positive Anodenspannung führt, während im gleichen Augenblick die andere infolge des negativen E_a eine sehr starke Gitterleistung aufzunehmen hat.

β) Anodendrossel D_a .

Liegt in Abb. 799 zwischen den Punkten A und K eine sinusförmige Wechselspannung, die den Schwingungsstrom hervorbringt, so bedingt diese natürlich auch einen Strom durch D_a und C_B . (In Wirklichkeit ist der Vorgang übrigens gerade umgekehrt; der Strom durch D_a ist das primär Vorhandene, und durch ihn wird die Wechselspannung zwischen A und K hervorgerufen.) Dadurch ist die

Konstruktion von D_a festgelegt. Sofern es sich um hohe Frequenzen handelt, muß naturgemäß eine eisenlose Drossel gewählt werden; außerdem muß um so mehr, je höher die Frequenz ist, verlangt werden, daß die Drossel möglichst kapazitätsfrei ist; man wählt daher am besten eine einlagige Spule oder, falls dies nicht angängig, eine möglichst kapazitätsfreie Wicklung. Zu beachten ist besonders, daß die Windungsspannung meist nicht unbedeutend ist, und daß zwischen den Enden der Drossel die volle Anodenwechselspannung herrscht. Der Ohmsche Spannungsabfall an D_a muß möglichst klein gehalten werden, um nicht unnötige Verluste herbeizuführen.

Bei kurzen Wellen bilden sich leicht stehende Wellen auf der Drossel aus; infolge der dabei auftretenden hohen Spannungen wird dann gewöhnlich die Isolation beschädigt, es bildet sich eine Kurzschlußwindung, und die Spule brennt an der betreffenden Stelle durch.

γ) Anodenblockkondensator C_a .

C_a in Abb. 799 hat den Zweck, dem Gleichstrom den Weg über L_A zu versperren; dem Durchgang der Hochfrequenz soll er dagegen möglichst wenig hinderlich sein. Man wird im allgemeinen verlangen, daß der Spannungsabfall e_c des Anodenwechselstroms i_a an C_a nicht mehr als etwa 1% der Anodengleichspannung beträgt. Rechnet man beispielsweise bei $\lambda = 1000$ m und $i_a = 0,5$ A mit $C_a = 20\,000$ cm, so folgt $R_c = \frac{1}{\omega C} \approx 25 \Omega$, also $e_c = 12,5$ V. Die Belastung durch den Anodenwechselstrom ist dabei sehr gering, nämlich $N = 12,5 \cdot 0,5 \approx 0,006$ kVA. Viel wichtiger ist demnach, daß der Kondensator der Gleichspannung sicher standhält, besonders da er die Hochspannung von den Schwingungskreisen fernhalten soll. Man tut also gut, eine mehrfache Sicherheit zu wählen.

d) Der Schwingungskreis.

α) Kondensatoren.

Bei direkter Schaltung, bei der die natürliche Kapazität der Antenne die Stelle der Schwingkreis-kapazität einnimmt, wird überhaupt kein Kondensator benötigt, wofern nicht etwa die gewünschte Welle eine „Verkürzung“ notwendig macht.

Bei geschlossenen Schwingungskreisen (Zwischenkreisen) muß darauf geachtet werden, daß die hierbei verwendeten Kondensatoren die hohe Strom- und Spannungsbelastung aushalten und auch genügend verlustlos

kVA für

Ⓐ Ⓑ

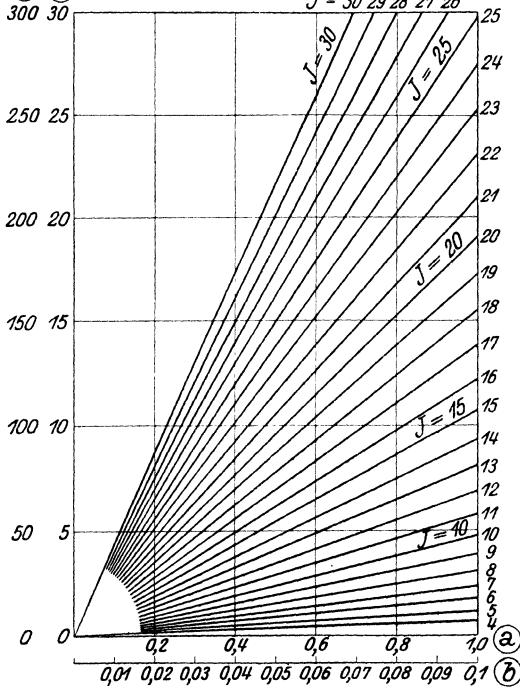


Abb. 848. Belastung von Kondensatoren.

sind, um den Wirkungsgrad günstig zu gestalten. Bei großen Leistungen haben sich im allgemeinen Glasplattenkondensatoren als unbrauchbar gezeigt;

kVA für
 (b) (a)
 3 30

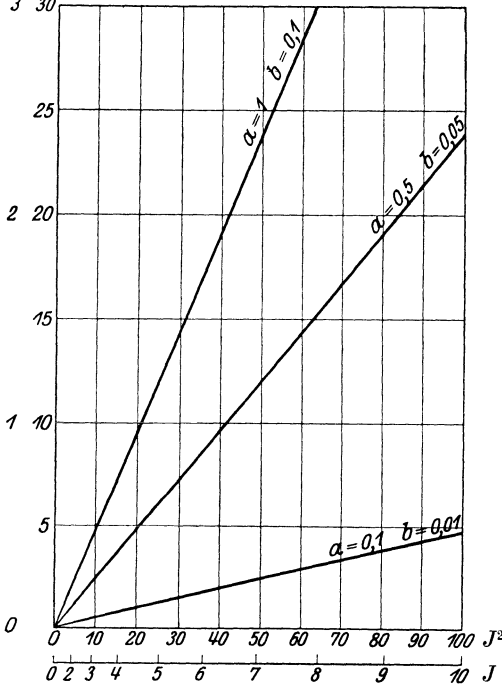


Abb. 849. Belastung von Kondensatoren.

kondensatoren sowohl in Luft wie in Öl verwendet werden.

Will man bei einer Kondensatorbatterie ohne komplizierte Schaltungen auskommen, so ordnet man die einzelnen Kondensatoren an, wie in Abb. 850 ge-

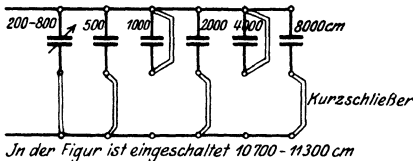


Abb. 850. Schaltung von Kondensatoren.

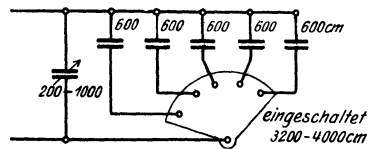


Abb. 851. Sektorenschaltung.

zeigt ist; dabei ist die Kapazität eines jeden Kondensators doppelt so groß wie die des vorhergehenden; die aufeinander folgenden Kapazitätswerte steigen also in geometrischer Reihe an. Die Schaltvorrichtung ist so getroffen, daß jede Buchse der mittleren Reihe durch Kurzschlußstecker entweder der oberen oder mit

1) In Deutschland von Telefunken hergestellt.

2) Für $\lambda = 300$ m, $C = 600$ cm erhält man beispielsweise $a = b = 0,5$ und aus Abb. 849 für $J = 8$ A rund 15,5 kVA. Für $\lambda = 300$ m, $C = 6000$ cm erhält man entsprechend $a = b = 0,05$ und aus Abb. 848 für $J = 29$ A rund 20 kVA.

am besten haben sich bisher die nach dem amerikanischen Patent Dubilier¹⁾ hergestellten Glimmerkondensatoren erwiesen, die bei einer Kapazität von 500 bis 15 000 cm und etwa 1000 ccm Rauminhalt eine Belastung von mindestens 20 kVA gut aushalten.

Da in schwach gedämpften Schwingungskreisen sehr starke Ströme auftreten, so müssen die Anschlüsse der Kondensatoren sowie die Zuleitungen außerhalb und innerhalb des Gehäuses sehr kräftig dimensioniert werden. Für die Belegungen kommt aus dem gleichen Grunde im allgemeinen nur dünnes Kupferblech in Frage.

Die in Abb. 848 und 849 dargestellten Kurven gestatten ohne weiteres, die Belastung eines Kondensators in kVA abzulesen, wenn die Kapazität C_{cm} und die Wellenlänge λ_m gegeben sind. In diesen Kurven ist

$$a = b = \frac{\lambda_m}{C_{cm}} \text{)} .$$

der unteren Sammelschiene verbunden werden kann. Dementsprechend ist der betreffende Kondensator entweder kurzgeschlossen oder eingeschaltet. Auch Sektorenschalter (Abb. 851) werden häufig verwendet.

Im Schwingungskreis sind außerdem bei kapazitiver Rückkopplung noch Kondensatoren zwischen Gitter und Kathode eingeschaltet. Bei diesen ist die Belastung stets relativ gering, weil die Gitterspannung sich stets auf mäßiger Höhe halten muß. Infolgedessen lassen sich alle üblichen Glimmer- oder Glasplattenkondensatoren verwenden. Beträgt z. B. $e = 300$ V und $i = 10$ A, so ist die Belastung 3 kVA.

β) Spulen.

Als Spulen werden hauptsächlich Zylinderspulen oder Flachspiralen verwendet. Letztere kommen trotz ihres geringeren Raumbedarfs jetzt vielfach aus dem Gebrauch, weil sie bei gleichem Kupferquerschnitt eine bedeutend höhere Dämpfung besitzen als die Zylinderspulen.

Als Material dient blankes Kupferrohr, Rundkupfer oder Hochfrequenzlitze. Letztere ist besonders günstig bei Spulen von sehr hoher Induktivität, weil sich die einzelnen Windungen infolge ihrer Isolation ohne Abstand nebeneinander wickeln lassen.

Unter Zugrundelegung einer gleichförmigen Stromverteilung wähle man im allgemeinen keine höhere Strombelastung als etwa 2 Amp/qmm, trotz guter Abkühlungsverhältnisse, da infolge des Skineffektes der Querschnitt nur zum Teil ausgenutzt wird. Zu dem Skineffekt, dessen Wirkung, zumal bei Wellen über 1000 m, nicht überschätzt werden darf, kommt noch die gegenseitige Stromverdrängung von einer Windung auf die andere. (Näheres über Spulen s. S. 344 ff.) Im übrigen wird die Dimensionierung der Spule meist durch die Größe der Verluste, die man zulassen will, bedingt.

Den veränderlichen Kontakten muß besondere Aufmerksamkeit zugewendet werden; am besten verwendet man Schellen oder Schraubklemmen, die sehr fest

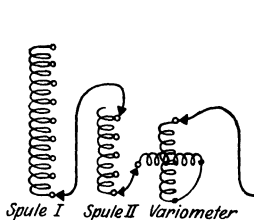


Abb. 852. Schaltung von Antennenspulen.

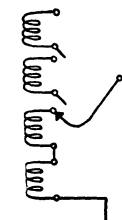


Abb. 853. Abtrennschaltung.

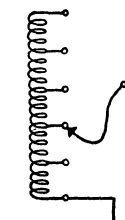


Abb. 854. Offene Schaltung.

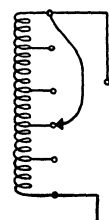


Abb. 855. Kurzschlußschaltung.

angezogen werden. Lockere Kontakte können bei hohen Stromstärken die Quelle großer Verluste werden. Ein kontinuierlicher Wellenbereich wird bei Zwischenkreisen entweder durch die unter α) angegebene Kapazitäts-Stufenschaltung oder durch ein Variometer erreicht. Das Variometer (2 Spulen in Parallel- oder Serienschaltung) bietet den Vorteil, daß die Wellenänderung pro Grad Drehung bei jeder Wellenlänge (d. h. bei verschiedenen großen Kapazitätsstufen) prozentual die gleiche ist, während die Veränderung eines Drehkondensators naturgemäß eine um so geringere Änderung der Wellenlänge hervorruft, je größer die ihm parallel geschaltete feste Kapazität ist.

Im Antennenkreis wird die stetige Wellenvariation, wenn nicht durch einen variablen Verkürzungskondensator, durch eine mit Abgriffen versehene Verlängerungsspule erreicht, deren Stufen durch ein Variometer (s. S. 364) überbrückt werden (Abb. 852). Die unbenutzten Spulenteile werden am besten durch Trennschalter von den benutzten völlig abgetrennt (Abb. 853), sonst auch einfach offen gelassen (Abb. 854) oder aber kurzgeschlossen (Abb. 855). Letztgenannte Methode

ist bedenklich, sobald der kurzgeschlossene Teil in derselben Windungsebene liegt wie der stromdurchflossene Teil, weil in diesem Falle der im kurzgeschlossenen Teil induzierte Strom ein Vielfaches des normalen Betriebsstromes betragen und daher leicht eine unzulässige Erwärmung der Wicklung und sehr beträchtliche Verluste verursachen kann.

γ) Strommesser.

Überall, wo auf unbedingt genaue Angaben Wert gelegt wird, kommen nur **Hitzband-Instrumente** in Frage. Oftmals handelt es sich freilich lediglich darum, die Resonanzlage festzustellen; in einem solchen Falle genügt auch ein Hitzdraht-Instrument mit Nebenschluß oder Hochfrequenz-Stromwandler. Eine gewisse Frequenzabhängigkeit ist hier aber stets vorhanden, wenn diese sich auch in einem bestimmten Frequenzbereich sehr gering halten läßt (vgl. S. 603).

δ) Anodenkopplung.

Dieselbe kann rein induktiv (Abb. 805), galvanisch-induktiv (Abb. 796 bis 800) sein oder eine Kombination von beiden darstellen (Abb. 856). Der Anschlußpunkt der Anodenkopplung kann dabei (von der Kathode aus gesehen) entweder oberhalb oder unterhalb des Wellenanschlußpunktes liegen. Im erst-

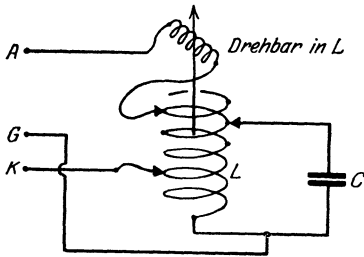


Abb. 856. Schaltung der Anodenkopplung.

genannten Falle liegt für den Anodenwechselstrom noch eine gewisse Induktivität in Serie mit dem Schwingungskreis, im zweiten enthält der eine Zweig des Schwingungskreises eine reine Induktivität, der andere eine gewisse Induktivität in Serie mit der Kapazität; in beiden Fällen ist die genannte Teilinduktivität gekoppelt mit der Schwingungskreisinduktivität, wodurch die Verhältnisse ziemlich kompliziert werden (vgl. S. 770, Abb. 796 a).

ε) Gitterkopplung [Rückkopplung¹⁾].

Auf welche Weise bei selbsterregten Sendern die Gitterspannung dem Schwingungskreis entnommen wird, ist, richtige Phase und Größe vorausgesetzt,

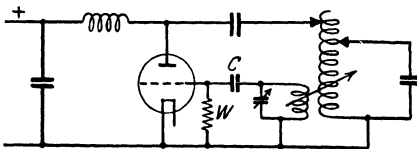


Abb. 857. Induktive Rückkopplung.

belanglos. Dieser Zweck kann durch induktive, galvanische oder kapazitive Kopplung erreicht werden.

Am einfachsten ist die induktiv-galvanische oder sog. „Dreipunkt“-schaltung (Abb. 796, 799, 856), die vor allem bei Zwischenkreisen angewendet wird. Rein induktive Kopplung wird ebenfalls

oft benutzt; man findet sie häufig in der Ausführung, daß parallel zu der Kopplungsspule noch ein Kondensator liegt, mit dem der zwischen Gitter und Kathode liegende Schwingungskreis (Abb. 857) (nahezu) auf die Frequenz des Schwingungskreises abgestimmt wird: Rückkopplung durch Resonanzkreis (Abb. 798, 801). Diese Schaltung ist vor allem in Amerika gebräuchlich; dabei wird freilich meist ein Kondensator (C) in die Gitterleitung geschaltet (Abb. 857), wodurch die Verwendung eines Ableitwiderstandes (W) bedingt wird.

Bei direkten Schaltungen ist vor allem die kapazitive Rückkopplung beliebt (Abb. 797, 800). Zu beachten ist dabei, daß eine geringe Kapazität eine starke Rückkopplung darstellt und umgekehrt.

¹⁾ Über die Gitterkopplung bei Sendern mit Fremderregung s. S. 798.

Wie stark die Rückkopplung gewählt werden muß, hängt ab von der Röhrenkonstruktion, insbesondere von der Größe des Durchgriffs, und von der zu er-

reichenden Schwingungsleistung; bei starker Rückkopplung prägt sich infolge des trapezförmigen Anodenstromes vor allem $\lambda/3$ sehr stark aus. Soll dies vermieden werden, so kommt eine geeignete negative Vorspannung des Gitters in Frage. Diese wird im allgemeinen nicht durch eine Batterie geliefert, sondern durch den Spannungsabfall an einem von dem Anodenstrom oder dem erreicht (Abb 858 und 859). Ist strom $J_{a=}$, so beträgt bei einem vorspannung $E'_g = J_{a=} \cdot W_a$.

Um den Anodenwechselstrom nicht zu schwächen, kann man parallel zu W_a eine große Kapazität C_v schalten (Abb. 858). Im zweiten Falle erzeugt das Abfließen der Elektronen vom Gitter zur Kathode – der Gittergleichstrom – die Vorspannung. Ist dieser J_g und der Vorspannwiderstand W_g , so wird dadurch die Vorspannung $E''_g = J_g \cdot W_g$ erzielt (Abb. 859). Gegebenen-

falls kann man auch beide Möglichkeiten vereinigen (Abb. 860). Diese Schaltungen spielen vor allem eine große Rolle für die drahtlose Telephonie; sie sind von Rukop¹⁾ eingehend theoretisch untersucht und diskutiert worden.

Außer den genannten gibt es auch Generatorschaltungen, bei denen überhaupt keine mechanische Kopplung zwischen Gitter- und Anodenkreis stattfindet. („rückkopplungslose“ Schaltung). In diesen Fällen bildet der im Anodenkreis liegende Schwingungskreis nur einen Teil eines ziemlich komplizierten Schwingungssystems, das die Röhrenkapazität Anode-Gitter als wesentlichen Bestandteil mit enthält (Abb. 802, 803, 804). Das

dabei zwischen Gitter und Kathode liegende System, entweder ein abgestimmter Kreis (Abb. 803, 804, 805) oder aber eine reine Induktivität (Abb. 802), bewirkt dabei vermöge der an ihm entstehenden Spannung die Rückkopplung. Wie man leicht erkennt, kann der zwischen Gitter und Kathode liegende Kreis (Abb. 803 bis 805) niemals mit der entstehenden Frequenz übereinstimmen, weil er in diesem Fall wie ein rein Ohmscher Widerstand wirken, das Phasenverhältnis somit unrichtig sein würde. Je nach der Schaltung muß er vielmehr

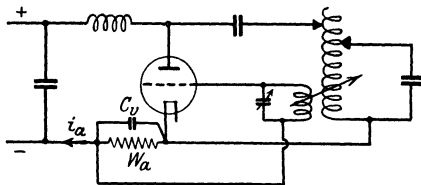


Abb. 858. 1. Schaltung mit negativer Gittervorspannung.

Gittergleichstrom durchflossenen Widerstand im ersten Falle der mittlere Anodengleich-Vorspannwiderstand W_a die mittlere Gitter-

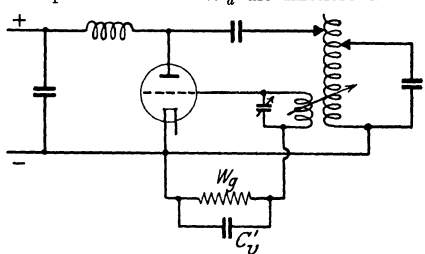


Abb. 859. 2. Schaltung mit negativer Gittervorspannung.

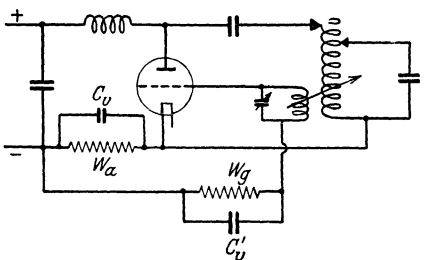


Abb. 860. 3. Schaltung mit negativer Gittervorspannung.

¹⁾ Rukop, H.: Reißdiagramme von Senderöhren. Telefunken-Zeitung 6, Nr. 31, Juni 1923, S. 27.

entweder als Induktivität oder als Kapazität wirken, gegen die entstehende Frequenz also um ein wenig verstimmt sein. Genaueres darüber s. in der Literatur¹⁾.

e) Die Tastung.

α) Die Anodenspannung wird von einer Batterie oder Hochspannungsgleichstrommaschine geliefert.

1. Die einfachste Lösung ist, den Anodenstrom direkt zu unterbrechen. Bei hohen Spannungen läßt sich das aber, wenn überhaupt, so nur durch komplizierte Tastrelais bewirken.

2. Einfacher ist es, die Röhre selbst als Tastrelais zu benutzen und die Taste im Gitterkreis anzuordnen (**Gittertastung**); in diesem Falle genügt eine einfache

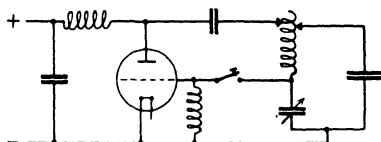


Abb. 861. Gittertastung.

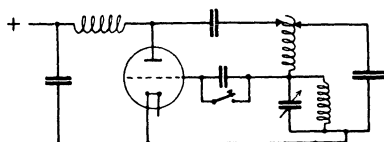


Abb. 862. Gittergleichstromtastung.

Handtaste. Diese kann entweder so angebracht werden, daß die Zuleitung der Hochfrequenz zum Gitter unterbrochen wird (Abb. 861) oder aber so, daß lediglich die Ableitung der Elektronen vom Gitter zur Kathode verhindert wird (Abb. 862, 863); auch Kombinationen dieser verschiedenen Möglichkeiten werden benutzt. Bei der Gittergleichstromtastung läßt sich der zwischen Gitter und Kathode liegende Kondensator in den Tast-

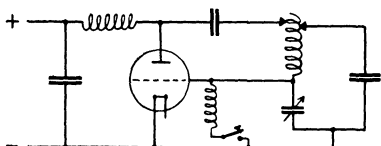


Abb. 863. Gittergleichstromtastung.

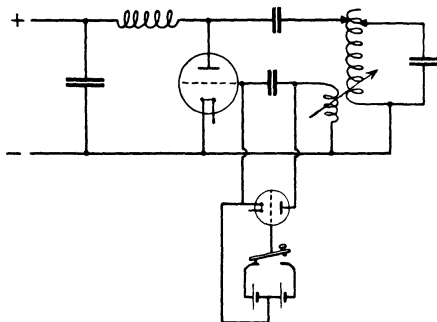


Abb. 864. Tastschaltung mit Steuerröhre.

pausen auf und sperrt dem Anodenstrom den Weg, so daß die Röhre vollkommen entlastet wird.

Unter Umständen kann es vorkommen, daß die gesamte Anordnung auch bei geöffneter Taste schwingungsfähig bleibt. In einem solchen Falle können die Schwingungen leicht instabil werden, so daß bei Öffnung und nachfolgendem Schließen der Taste eine andere Welle anspringt, als vordem vorhanden war.

Den Ableitwiderstand (bzw. Drossel) kann man auch durch geeignete kleine Röhre ersetzen, die zwischen Gitter und Kathode gelegt wird. Die Tastung erfolgt dann in der Weise, daß man ihrem Gitter beim Schließen der Taste positives, beim Öffnen negatives Potential erteilt (Abb. 864, 865).

¹⁾ Rukop, H., u. J. Hausser: Die Schwingungserzeugung durch Rückkopplung vermittels der Anoden-Gitter-Kapazität usw. Telefunken-Ztg. Nr. 25, Jan. 1922. — Kühn, L.: Technische Entwicklung der Röhrensender. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 14, S. 398. 1919. Weichart, F.: Röhrensender ohne Rückkopplung. Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 4, S. 69. 1923.

3. kann die Tastung im Schwingungskreis bewirkt werden, entweder durch eine Tastdrossel (nach C. Lorenz), durch Tasten auf Ballastwiderstand oder durch Tasten mit Verstimmung. Bei Röhrensendern werden diese Tastmethoden aber nur sehr selten benutzt, so daß der Hinweis auf den entsprechenden Abschnitt bei den Lichtbogen-sendern (S. 748) genügen mag.

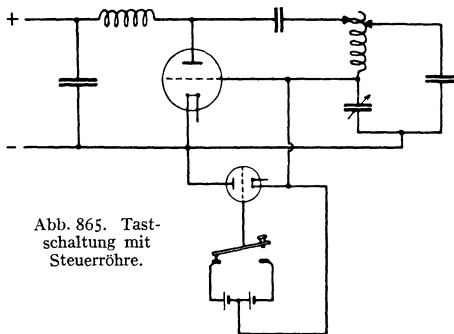


Abb. 865. Tastschaltung mit Steuerröhre.

β) Die Anodenspannung wird von einer Wechselstrommaschine (mit Gleichrichter) geliefert.

1. Die unter $\alpha 1$ bis $\alpha 3$ angegebenen Methoden lassen sich hierbei selbstverständlich ebenfalls verwenden. Bei $\alpha 2$ ist besonders zu berücksichtigen, daß der Spannungsanstieg bei Entlastung sehr beträchtlich zu sein pflegt. Aus diesem Grunde muß man unter Umständen besondere Schaltungen anwenden, um die Anodenspannung konstant zu halten.

β₁) Maßnahmen zur Konstanthaltung der Anodenspannung. Um den Spannungsanstieg beim Öffnen der Taste zu verhindern, kann man in die Erregung des Generators einen zusätzlichen Widerstand [A. Semm¹],

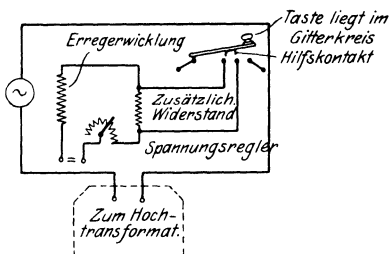


Abb. 866. Tastausgleichschaltung nach A. Semm.

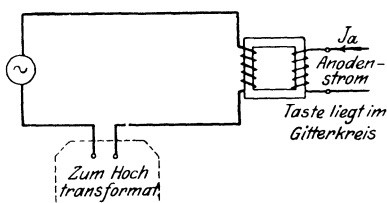


Abb. 867. Tastausgleichschaltung nach W. Hahn.

der beim Schließen der Taste durch ein Hilfskontakt kurzgeschlossen wird (Abb. 866). Ferner ist es möglich, den vom Generator gelieferten Wechselstrom durch eine Drossel zu schicken [W. Hahn²], deren Eisen durch den Anodenstrom vormagnetisiert wird. Beim Schließen der Taste wird der Anodenstrom größer, die Vormagnetisierung des Eisens also stärker und dadurch der Wechselspannungsabfall e an der Drossel (Abb. 867) geringer. Durch geeignete Dimensionierung läßt sich der unerwünschte Spannungsanstieg auf diese Weise völlig kompensieren. Falls nötig, kann durch eine zusätzliche Hilfsmagnetisierung der Arbeitspunkt genau einreguliert werden.

Eine dritte Möglichkeit (Telefunken) beruht auf der Tatsache, daß bei induktiver Belastung einer Wechselstrommaschine die Klemmenspannung stärker abfällt als bei Ohmscher oder gar kapazitiver Belastung; bei letzterer kann u. U. sogar ein Spannungsanstieg stattfinden. Der Generator möge nun einen inneren induktiven Widerstand $\omega \cdot L_i$ besitzen, die Primärseite des Hochtrans-

¹) D. R. P. Nr. 368 027.

²) D. R. P. Nr. 347 822 u. 347 823.

formators besitze bei Belastung die (geringe) wirksame Induktivität L_b , im Leerlauf die (große) wirksame Induktivität L_o . Schalten wir in diesen Kreis noch eine Kapazität C (Abb. 868), so können wir es durch geeignete Dimensionierung von C so einrichten, daß

$$\left[\omega (L_i + L_o) - \frac{1}{\omega C} \right] > 1 \quad \text{und} \quad \left[\omega (L_i + L_b) - \frac{1}{\omega C} \right] < 1,$$

wobei $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz des von der Maschine gelieferten Wechselstroms bedeutet. Da diese Methode auf einer Rückwirkung des Ankerstromes auf die Erregung beruht, ist sie nur möglich, solange das Eisen der Feldmagnete sich nicht in oder nahe an der Sättigung

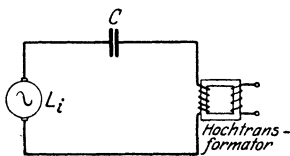


Abb. 868. Tastausgleichschaltung nach H. Harbich.

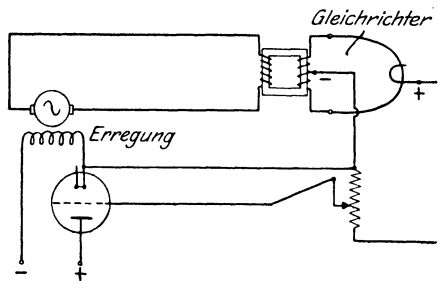


Abb. 869. Tastausgleichschaltung nach W. Schäffer.

befindet. — Noch günstiger ist es, diese Methode mit der Hahnschen Drossel zu vereinigen.

Eine vierte Schaltung (W. Schäffer) ist bei Telefunken ausgearbeitet worden; sie ist in Abb. 869 dargestellt. In dem Erregerstromkreis ist eine Kathodenröhre angeordnet, deren Gitter eine Spannung zugeführt wird, die von der Belastung (etwa vom Anodenstrom) abhängig ist. Bei zunehmendem Strom wird die Gitterspannung positiver, die Erregung also stärker, so daß die Spannung ansteigt. Auf diese Weise kann jeder beliebige Grad der Kompensation erreicht werden.

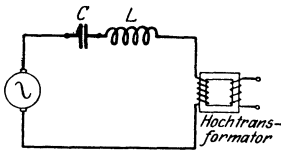


Abb. 870. Tastausgleichschaltung von C. Lorenz A.G.

Eine fünfte Methode wird von der Firma Huth verwendet; sie beruht auf der sog. „Kippresonanz“.

Eine sechste Möglichkeit wird von der Firma C. Lorenz benutzt (Abb. 870). Sie kommt in Frage, wenn bei Belastung die Tourenzahl der Maschine abfällt, damit also die Frequenz sinkt, während bei Entlastung die Tourenzahl und Frequenz steigt. Dann ist es eine Unterstützung der Schaltung 868, da das System $\widehat{L}C$ für die größere Tourenzahl als Induktivität, für die geringere als Kapazität wirkt.

β_2) Tastung im Primärkreis. Besonders angenehm bei Verwendung gleichgerichteten Wechselstroms ist es, daß hier die Tastung dadurch bewirkt werden kann, daß man den primären Strom des Hochtransformators durch eine Taste schließt und unterbricht. Bei Leistungen bis zu etwa 1 kW im Schwingungskreis genügt eine Handtaste, bei größeren Leistungen muß ein Tastrelais verwendet werden. Die relativ hohe Stromstärke muß natürlich in Kauf genommen werden.

f) Veränderung der Wellenlänge.

Die Veränderung der Wellenlänge bzw. der Frequenz erfolgt durch Einschalten von mehr oder weniger Induktivität und Kapazität in den Schwingungskreis.

Der darstellbare Wellenbereich ist bei Röhrensendern außerordentlich groß; er geht von wenigen Zentimetern¹⁾ bis zu etwa 500 000 km, d. h. von etwa $f = 10^{10}$ bis $f = 1/2$; im letzten Fall läßt sich die Schwingung bereits ganz bequem vermittels eines Drehspulengalvanometers mit doppelseitigem Ausschlag demonstrieren. Aus diesem Grunde können Röhrensender insbesondere zur Erzeugung hörbarer Töne (etwa 16 bis 40 000) verwendet werden (Röhrentonsummer). Als Schwingungskreis-kapazität genügt in diesem Falle häufig die Eigenkapazität der verwendeten Spule (Abb. 871); die Tonhöhe kann dann durch Herausziehen und Hineinschieben des Eisenkerns verändert werden.

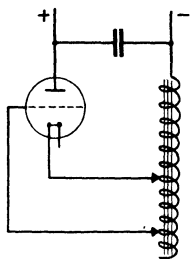


Abb. 871. Röhrentonsummer.

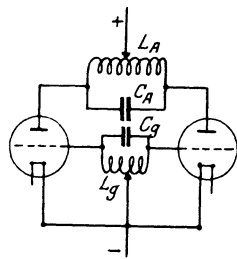


Abb. 872. Gegentaktschaltung.

Bei der Herstellung von kurzen Wellen, die neuerdings in zunehmendem Maße Bedeutung gewinnen, treten oft Schwierigkeiten auf; die Schwingungen reißen leicht ab, oder die gerade bestehende Frequenz springt in eine andere um, bisweilen bilden sich auch auf der Anodendrossel stehende Schwingungen, wobei die entstehenden hohen Spannungen und Ströme die Drossel leicht beschädigen können. Häufig sind die „rückkopplungslosen“ Schaltungen (s. S. 793) für solche kleine Wellenlängen geeignet; ebenso empfiehlt sich die Verwendung einer „Gegentaktschaltung“; eine solche ist beispielsweise in Abb. 872 dargestellt; dabei kann L_g mit L_A gekoppelt sein oder auch nicht.

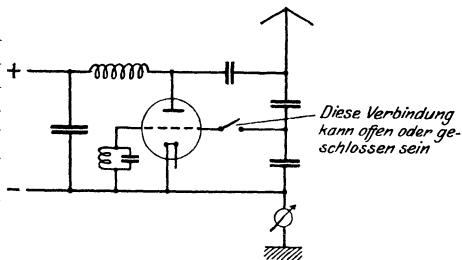


Abb. 873. Kurzwellenschaltung.

In „direkter Schaltung“ sind auch Anordnungen möglich, die völlig ohne Spule im Antennenkreis auskommen (Abb. 873). Bei „Zwischenkreisschaltungen“ treten im allgemeinen weniger Schwierigkeiten auf.

g) Veränderung der Energie.

Die Größe der ausgesandten Energie kann bei einem Röhrensender in einfachster Weise von einem gewissen Minimum bis zur maximalen Leistungsfähigkeit der Röhre durch Verändern der Anodenspannung gesteigert werden. Das Minimum ist dadurch bedingt, daß eine gewisse Mindestspannung dazu gehört, den Schwingungsvorgang einzuleiten und zu unterhalten (s. S. 241); das Maximum ist festgelegt durch die Fähigkeit der Röhre, die in ihr vernichtete Wärme abzustrahlen.

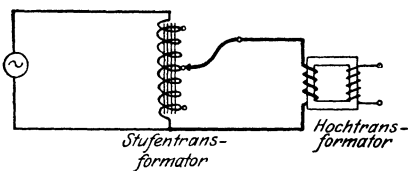


Abb. 874. Energieänderung durch Spartransformator.

Die Änderung der Anodenspannung erfolgt meist durch entsprechende Erregung des Generators, der den Anodenkreis speist. Bei Verwendung gleich-

¹⁾ Barkhausen, H.: Die kürzesten, mit Vakuumröhren herstellbaren Wellen. Phys. Zeitschr. 21, S. 1. 1920. — Danilewsky, A.: Jahrb. d. drahtl. Tel. 21, S. 156. 1923.

gerichteten Wechselstroms kann die Veränderung jedoch auch stufenweise durch einen Stufentransformator (Spartransformator) geschehen (Abb. 874).

In gewissen Grenzen kann eine Änderung der schwingenden Energie auch durch Änderung des Heizstromes bewirkt werden. In gewissen Fällen kommt auch in Frage, die schwingende Energie durch Vergrößerung oder Verringerung des Rückkopplungsgrades zu verändern.

h) Fremdsteuerung.

Was man als Röhrensender „mit Fremdsteuerung“ oder „mit Fremd-
erregung“ bezeichnet, ist im Grunde nur ein Hochfrequenzverstärker von großen

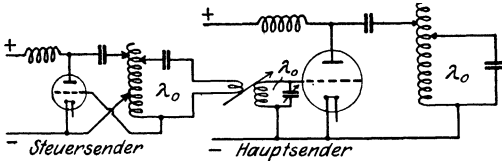


Abb. 875. Fremdsteuerung.

Dimensionen. Die Gitterspannung kann an sich von einem beliebigen Hochfrequenzgenerator geliefert werden; als solcher kommt freilich im allgemeinen nur ein Röhrensender in Betracht.

In Abb. 875 ist ein Ausführungsbeispiel dargestellt. Zwischen Gitter und Kathode der Hauptröhre liegt ein Schwingungskreis, in dessen Induktivität durch den Schwingungsstrom des „Steuersenders“ die „Steuerspannung“ induziert wird. Da leicht Selbsterregung eintritt, wenn der Gitterkreis nahezu auf die

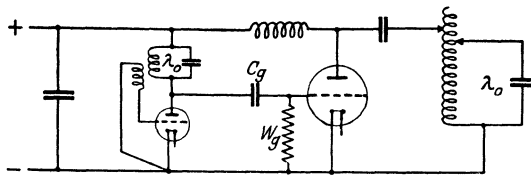


Abb. 876. Andere Schaltung mit Fremdsteuerung.

Eigenwelle λ_0 des Anodenschwingungskreises abgestimmt ist (s. S. 793), so muß der Gitterkreis um ein gewisses Maß gegen λ_0 verstimmert werden. Die Schwingungskreise des

Steuersenders sowohl wie des Hauptsenders besitzen die gleiche Eigenwelle λ_0 .

Eine andere Schaltmöglichkeit ist in Abb. 876 dargestellt. Die Anodenwechselspannung der Steuerröhre dient hier gleichzeitig als Steuerspannung (Gitter-Wechselspannung) der Hauptröhre. Um die Anodengleichspannung nicht an das Gitter der Hauptröhre gelangen zu lassen, muß in die Zuleitung ein Kondensator C_g eingeschaltet werden, der dann wiederum die Verwendung eines Ableitwiderstandes W_g bedingt.

Bei jedem fremderregten Sender muß ganz besonders darauf geachtet werden, daß erstens beim Hauptsender keine Selbsterregung und zweitens keine Rückwirkung des Hauptsenders auf den Steuersender eintritt. Die zweite Forderung läßt sich erfüllen durch Überdimensionierung des Steuersenders (20 bis 100% der Energie des Hauptsenders; nötig sind nur etwa 10%), die erstgenannte Forderung durch Anbringen einer Gegenkopplung bzw. eines Neutrodyndkondensators, sowie dadurch, daß man im Gitterkreis des Hauptsenders eine möglichst kleine Induktivität und entsprechend große Kapazität verwendet.

Der Hauptsender kann beim Arbeiten mit Fremdsteuerung sowohl in direkter wie in Zwischenkreisschaltung ausgeführt sein. Die letztgenannte Möglichkeit gewährleistet die denkbar größte Konstanz der Frequenz. Diese Anordnung hat der Zwischenkreisschaltung mit Selbsterregung (mit Rückkopplung, s. S. 773, Abb. 806) gewisse Vorteile voraus: Die Erscheinung des „Ziehens“ tritt hier nicht auf, die Kopplung kann also bedeutend fester gemacht werden. Die Verluste im Zwischenkreis lassen sich daher sehr gering halten; dementsprechend können die Kondensatoren und Spulen verhältnismäßig schwach dimensioniert werden.

Außer der vorzüglichen Wellenkonstanz ist auch die Freiheit von Oberwellen für viele Zwecke sehr erwünscht. Bei zu fester Zwischenkreiskopplung können

allerdings auch hier — genau wie bei der Zwischenkreisschaltung mit Selbsterregung (s. S. 773) — wieder Oberwellen auftreten. Liegt die Grundwelle unter 1000 m, dann muß außerdem besonders darauf geachtet werden, daß die Oberwellen nicht etwa auf irgend einem kapazitiven Wege in die Antenne gelangen. Das wird sich im allgemeinen nur durch eine statische Abschirmung erreichen lassen.

i) Tönend Senden mit Röhrensendern.

Aus jedem ungedämpften Sender läßt sich durch Überlagerung mit einer niederfrequenten Schwingung, die im Hörbereich liegt, ein „tönender Sender“ machen.

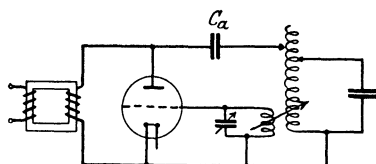


Abb. 877. Speisung mit Wechselstrom.

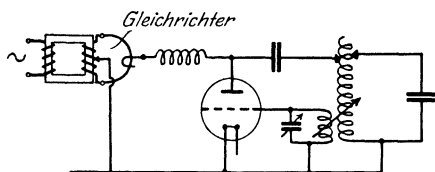


Abb. 878. Schaltung ohne Ausgleichkondensator.

Bei Röhrensendern läßt sich das in äußerst einfacher Weise erreichen. Es genügt beispielsweise schon, den Anodenkreis mit (nicht gleichgerichtetem) Wechselstrom zu speisen (Abb. 877 u. 844). In diesem Falle erhält man eine hochfrequente Schwingung, die im Takte des gerade verwendeten Wechselstroms moduliert ist, die also im Empfangstelephon einen Ton erzeugt, dessen Höhe gleich der Periodenzahl des Wechselstroms ist. Auch die in Abb. 845 dargestellte „Gegentakt“-schaltung läßt sich für diesen Zweck benutzen; die erzielte Tonhöhe ist hierbei doppelt so groß wie die Maschinenfrequenz. Der Wirkungsgrad einer solchen Anordnung ist freilich sehr schlecht, da die Röhre immer nur in den Periodenhälften arbeitet, in denen die Anode positiv gegen die

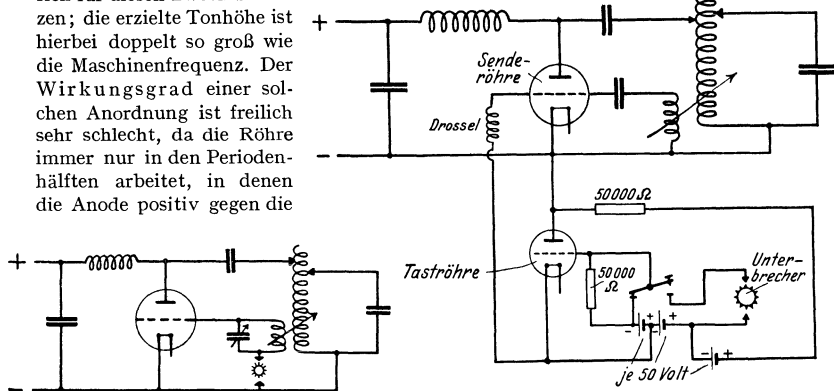


Abb. 879. Gitterkreisunterbrechung.

Abb. 880. Tönender Röhrensender.

Kathode ist. Zu beachten ist, daß stets ein gewisser Verluststrom durch den Anodenblockkondensator in Kauf genommen werden muß; aus diesem Grunde kommen diese Schaltungen nur für kurze Wellen in Frage, bei denen der Anodenblockkondensator klein sein kann.

Eine zweite Möglichkeit ist, zwar gleichgerichteten Wechselstrom zu benutzen, aber den Ausgleichkondensator fortzulassen (Abb. 878). Gegenüber der eben besprochenen Schaltung bietet das den Vorteil eines erheblich höheren Wirkungsgrades.

Drittens kann man die Hochfrequenz rein ungedämpft entstehen lassen und eine beliebige Tonfrequenz der Schwingung aufdrücken. Das kann auf elektrischem Wege geschehen (etwa durch induktive Übertragung auf den Gitterkreis des Senders) oder aber auch mechanisch, etwa dadurch, daß man durch einen rotierenden Unterbrecher den Gitterkreis periodisch öffnet und schließt

(Abb. 879). Da jedoch hierbei an dem Unterbrecher ziemlich hohe Spannungen auftreten, kann man auch die in Abb. 864 dargestellte Schaltung anwenden und den Gitterkreis der Modulationsröhre unterbrechen (F. Weichart). Man erzielt so (Abb. 880) ein völlig funkenfreies Arbeiten des Unterbrechers und einen denkbar reinen Ton.

Das „tönend Senden“ (vgl. auch S. 728) bietet den Vorteil, daß es auf diese Weise möglich ist, jeder Station einen bestimmten, charakteristischen Eigenton zu verleihen. Außerdem ist natürlich eine solche Station mit den einfachsten Hilfsmitteln (z. B. mit Kristalldetektor) aufnehmbar. Als Nachteil steht dem gegenüber, daß die Abstimmbarkeit durch die Modulation geringer wird, und daß der Vorteil des Überlagerungsempfangs fortfällt.

k) Fehlerhafte Erscheinungen bei Röhrensendern.

α) Unerwünschte Schwingungen.

Beim Abstimmen eines Röhrensenders tritt (bei gewissen Schaltungen) leicht der Fall ein, daß die Schwingung nicht über den ganzen Abstimmungsbereich stetig ist, sondern an bestimmten Punkten abreißt oder in eine andere Frequenz umspringt. Solche Schwingungen werden durch das im Schwingungskreis liegende Amperemeter meist nicht angezeigt; man erkennt ihr Vorhandensein leicht aus der Energieaufnahme der Röhre (der Anodenstrom übersteigt den Ruhestrom). Die unerwünschte Schwingung hat gewöhnlich eine sehr hohe oder eine geringe Frequenz.

α₁) Schnelle Schwingungen (kurze Wellen) treten ungemein häufig auf, vor allem bei der Dreipunktschaltung und bei der „rückkopplungsfreien“ Schaltung (s. S. 793), d. h. bei abgestimmtem Gitterkreis; wegen ihrer verheerenden

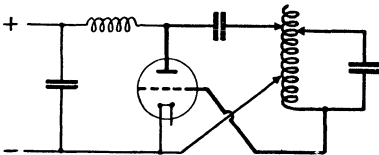


Abb. 881.

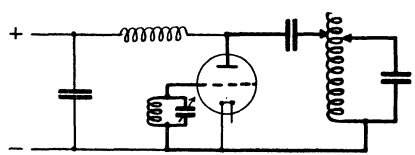


Abb. 882.

Abb. 881 u. 882. Zweiwellige Systeme.

Wirkung sind sie sehr gefürchtet. Die hohe Frequenz ruft an dem die Rückkopplung bildenden System eine sehr hohe Gitterspannung hervor. Die Verluste in der Röhre werden daher sehr groß, die Anode wird leicht gelb- oder weißglühend, oft schmelzen sogar die gläsernen Elektrodenröhren. Die Zerstörung der Röhre kann daher nur vermieden werden, wenn der Fehler sofort bemerkt wird. Von einem betriebsmäßigen Sender muß daher gefordert werden, daß das Eintreten eines solchen Fehlers durch geeignete Schaltungen unmöglich gemacht ist.

Die unerwünschte Schwingung kommt in dem Schwingungssystem zustande, das aus dem Schwingungskreis in Serie mit der Anode-Gitterkapazität gebildet wird (Abb. 881 und 882). Dieses System ist im allgemeinen zweiwellig, wie sich leicht durch Rechnung zeigen läßt. Da die Frequenz wesentlich bestimmt wird durch die (sehr geringe) Anoden-Gitterkapazität, entsteht als eine von den beiden eine ganz kurze Welle (meist unter $\lambda = 100$ m). Für eine solche ist aber der Scheinwiderstand des zwischen Gitter und Kathode liegenden Systems sehr groß, so daß die Rückkopplung sehr stark ist.

Zur Beseitigung dieser unerwünschten Frequenz muß also der Scheinwiderstand für diese erheblich verringert bzw. so umgestaltet werden, daß die Rückkopplungsbedingung (richtige Phasenlage) nicht mehr erfüllt ist. Im Falle der Schaltung nach Abb. 881 kann das beispielsweise dadurch geschehen, daß man zwischen Gitter und Kathode noch einen Kondensator C' von etwa 1000 cm anordnet („Schlußkondensator“). Das zwischen Gitter und Kathode liegende System wirkt dann für die kurze Welle als Kapazität, so daß die Phasenbedingung

nicht erfüllt ist (Abb. 883). Oft wird auch eine Hochfrequenzdrossel D' im Anodenkreis angeordnet, evtl. mit parallel geschaltetem Dämpfungswiderstand W' , die für die kurzen Wellen einen erheblichen Teil der Anodenwechselspannung abdröseln.

α_2) Langsame Schwingungen (lange Wellen) als Störwellen sind seltener, kommen aber ebenfalls vor. So treten sie bei-

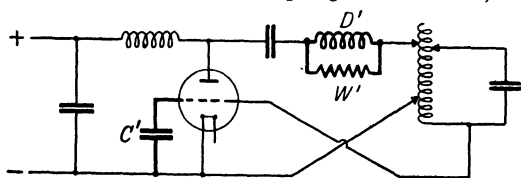


Abb. 883. Schaltung mit Schlußkondensator.

spielsweise bei der Schaltung nach Abb. 800 auf, wenn die Drossel D_g zu wenig Induktivität und Dämpfung besitzt. In diesem Falle gerät leicht das ganze System $C_B - D_a - C_a - L_a - C_g / D_g - C_B$ ins Schwingen, wie in Abb. 884 angedeutet ist. Da die Drossel D_a eine hohe Induktivität besitzt, entsteht hier eine lange Welle.

Abhilfe kann geschaffen werden durch Vergrößerung der Dämpfung der Drossel D_g , etwa durch Vorschalten von Widerstand oder durch Einbringen von

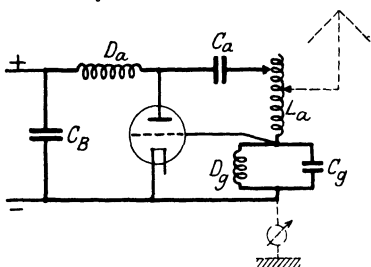


Abb. 884. Langsame Störschwingungen.

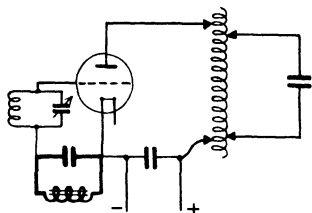


Abb. 885. Tonfrequente Modulation.

Eisen in die Drossel (es genügt eine ganz geringe Menge Eisen); gegebenenfalls kann man die Drossel auch durch einen Widerstand ersetzen.

α_3) Maschinenton. Dieser entsteht durch Verwendung von Maschinen zur Heizung oder mangelhaft gleichgerichteten Wechselstroms zur Speisung des Anodenkreises. Über die Beseitigung dieses Tönens ist auf S. 780 bis 784 Näheres mitgeteilt worden.

Außerdem kann eine tonfrequente Modulation der hochfrequenten Schwingung dadurch verursacht werden, daß irgendwo ein tonfrequenter Kreis angestoßen wird. Auf diese Weise kann auch absichtlich eine tonfrequente Modulation erreicht werden, wie in Abb. 885 beispielsweise dargestellt ist.

β) Das „Ziehen“ bei Zwischenkreisen ist auf S. 775 bis 776 behandelt.

γ) Tonschwankungen (vgl. auch S. 717).

Beim Interferenz-(Überlagerungs-)Empfang macht sich oftmals ein Schwanken oder gar ein Umspringen des Schwebungstones äußerst störend bemerkbar. Soweit dies nicht seine Ursache im Empfänger selbst hat (Änderungen, z. B. Schwanken der Antenne; Annäherung der Hand an den Empfänger oder an den Überlagerer, d. h. kapazitive Einflüsse od. dgl.), kann auch der Sender an der Störung schuld sein. In jedem Falle muß eine Frequenzänderung vorliegen. Eine solche kann, wofern sie stetig ist, verursacht werden durch

kapazitive Einflüsse, wie z. B. Annäherung der Hand an einen Bedienungsgriff des Hochfrequenzkreises, Vorbeigehen am Sender oder unter der Antennen-

zuführung usw. Dabei ist zu beachten, daß bei Welle 2500 m eine Änderung der Schwingungskreis Kapazität um 1% den Ton 1000 um 120% ändert.

Erwärmung der gesamten Apparatur sowie der Antenne (Durchhang!), sowie Schaukeln der Antenne im Winde.

Sprungweise Änderungen der Tonhöhe werden meist durch plötzliche Änderungen der Energiezufuhr verursacht; solche können durch Wackelkontakte aller Art im Nieder- oder Hochspannungskreis, Kriechwege, Funkenüberschlag (z. B. im oder am Ausgleichkondensator), bei Verwendung von Gasgleichrichtern auch durch unregelmäßiges Arbeiten (Flackern) desselben, durch Schwanken der Netzspannung, bei Stationen mit mehreren Sendern auch durch das Ein- und Ausschalten der anderen Sender u. dgl. m. hervorgerufen werden.

Abgesehen von diesen möglichen Beeinträchtigungen ist die Wellenkonstanz der Röhrensender so hoch wie bei keinem anderen Hochfrequenzzeuger. Die kapazitiven Einflüsse des Antennenkreises können nahezu vollkommen durch Verwendung eines Zwischenkreises, vor allem bei Benutzung der Fremdsteuerung (s. S. 798), beseitigt werden.

C. Ausführungsbeispiele.

In den Abb. 886 bis 890 ist als Beispiel der 20-kW-Röhrensender (sog. „Deutschlandsender“) von der Hauptfunkstelle Königswusterhausen dargestellt.

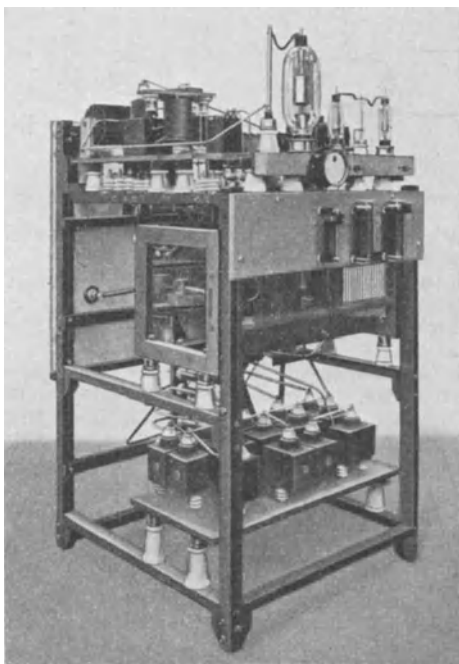


Abb. 886. Steuersender (mit Telefonieeinrichtung); Rückansicht.

Die 8 Senderröhren der Type RS 53, die mit einer Anodenspannung von 10000 V arbeiten, vermögen je 2,5 kW, zusammen also 20 kW Hochfrequenzenergie, zu liefern. Der Sender ist als fremderregter Sender mit Zwischenkreis ausgeführt.

Abb. 886 zeigt die Rückansicht des Sendersenders, der mit einer Senderöhre RS 47 (1 kW) als Schwingungserzeuger ausgestattet ist. Ganz unten sehen wir die Kondensatoren (Dubilier-K.), darüber die Spule des Schwingungskreises. Als Rückkopplungsschaltung ist hier die „Dreipunktschaltung“ (s. S. 770 gewählt).

Abb. 887 gibt eine Ansicht des „Röhrenteils“. Hier sehen wir rechts 8 Hochvakuumgleichrichter der Type RG 44, die den einer 500- ∞ -Maschine von 42 kVA

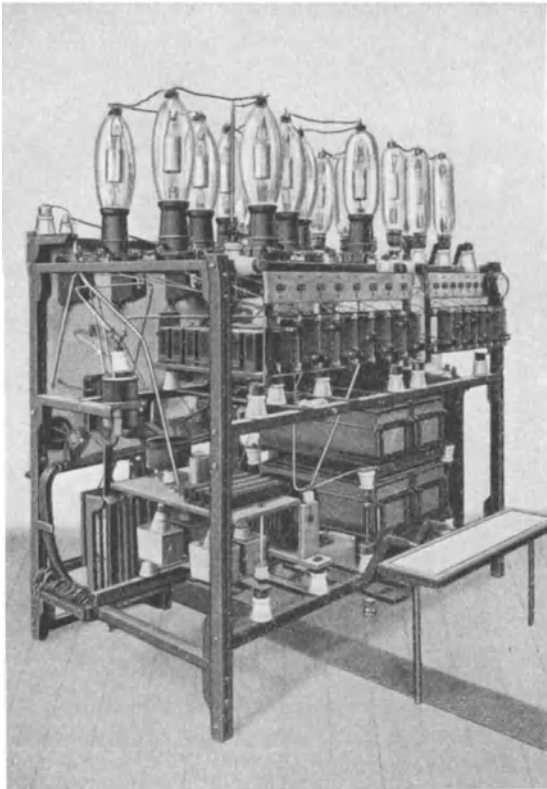


Abb. 887. Gleichrichter- und Röhrenteil (Rückansicht).

entnommenen Einphasen-Wechselstrom in Gleichstrom umwandeln. Aus Gründen der leichteren Isolierbarkeit wird die zur Heizung dieser Gleichrichter erforderliche Energie ebenfalls von einem 500- ∞ -Umformer geliefert.

Die links davon sichtbaren 8 Senderöhren der Type RS 53 werden im Gegensatz zu den Gleichrichtern mit Gleichstrom geheizt, der einem besonderen Umformer entnommen wird. Unten links sehen wir den aus 4 Dubilier-Kondensatoren bestehenden Anoden-Blockkondensator, rechts daneben die Ausgleichkapazität. Die an der Rückwand angebrachten Schiebewiderstände dienen zur genauen Einstellung der Heizung der einzelnen Röhren. Ganz rechts unten ist schließlich noch ein Teil des Hochtransformators zu erblicken, der die von der

Maschine gelieferte Wechselfspannung von 220 V auf $2 \times 10\,000$ V hinauftransformiert.

Der Zwischenkreis (Abb. 888) besteht aus einer vertikal stehenden Spule aus Kupferrohr und einer ebenfalls aus Dubilier-Kondensatoren gebildeten Kapazität. Mit Hilfe eines 5 poligen Schalters können 5 verschiedene feste Wellen eingestellt werden.

Vermittels einer drehbaren Kopplungsspule wird die Energie aus dem Zwischenkreis in den Antennenkreis übertragen, dessen Verlängerungsspule und Variometer in Abb. 889 wiedergegeben ist.

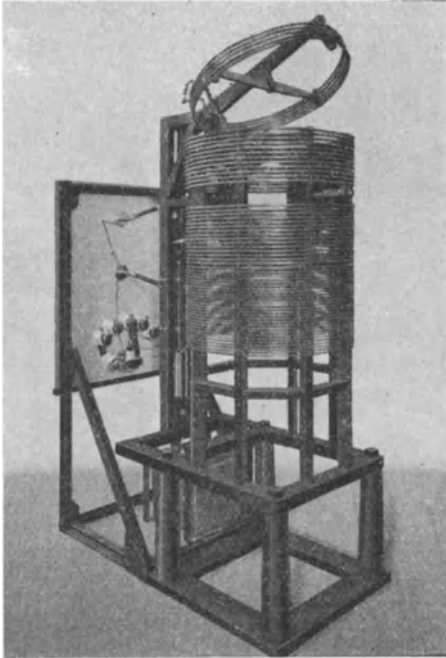


Abb. 888. Zwischenkreis (Rückansicht).

Das Schaltbild des Senders zeigt Abb. 890. ① ist der Hochtransformator, ② die Hochvakuum-Gleichrichter, ③ die Ausgleichkapazität, ④ der Schwingungskreis des Steuersenders, ⑤ der Zwischenkreis, ⑥ der Antennenkreis. Neuerdings ist noch ein Neutrodynkondensator eingebaut worden, der die Selbsterregung des Hauptsenders verhindern soll.

Im Gegensatz zu älteren Sendern, die gewöhnlich aus mehreren hölzernen Schränken bestanden, ist zum Aufbau dieses Senders nur Metall (vor allem Eisen) und Marmor verwendet worden. Die einzelnen, in den Abb. 886 bis 888 gezeigten Teile sind nebeneinander angeordnet. Von vorn sind nur die verschiedenen Bedienungsriffe zugänglich; alles andere ist durch geerdete Blechplatten abgedeckt. Auf diese Weise erhält der Sender die Form einer langgestreckten, etwa 10 m langen Schalttafel. Die Spannung führenden Teile sind

nur von hinten zugänglich. Die durch die Verkleidung hindurchführenden Türen sind mit Sicherheitskontakten ausgerüstet, die beim Öffnen einer Tür den Hauptschalter öffnen und dadurch den Sender sofort spannungslos machen.

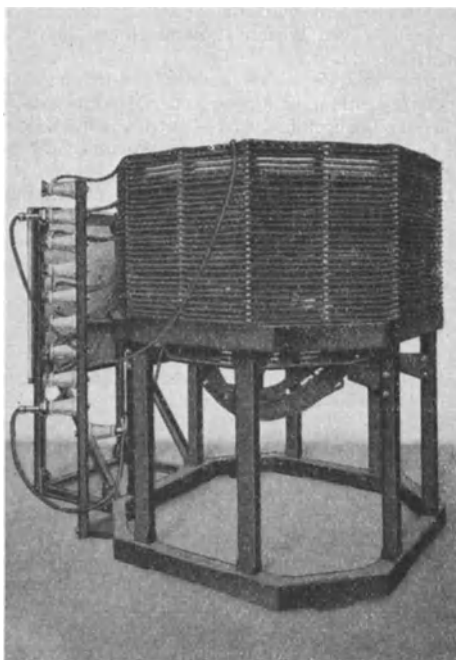


Abb. 889. Antennenverlängerung (Rückansicht).

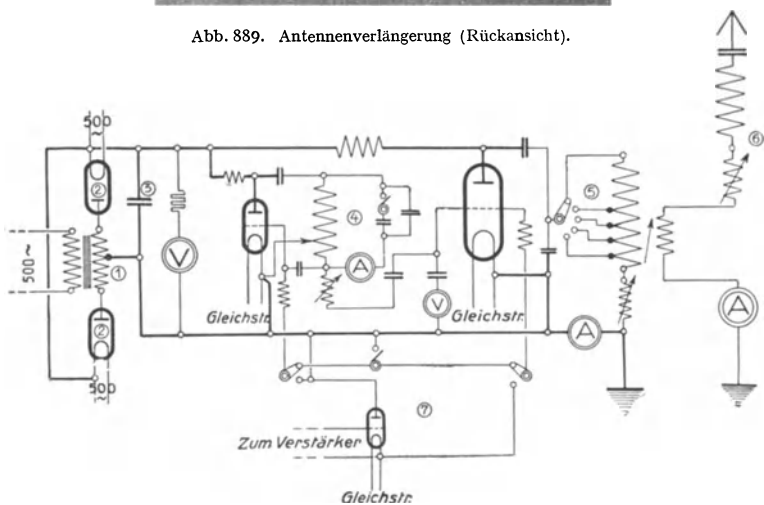


Abb. 890. Schaltbild des 20-kW-Röhrensenders.

5. Maschinensender.

Bearbeitet von W. Hahn.

A. Allgemeines¹⁾.

Bei den Maschinensendern wird die elektrische Energie auf maschinellern Wege unter Verwendung von Wechselstrommaschinen hoher Frequenz (**Hochfrequenzmaschinen**) erzeugt.

Die Sender bestehen im wesentlichen aus der Hochfrequenzmaschine mit Motor, den Frequenzwandlern — sofern nicht der von der Maschine gelieferte Wechselstrom direkt dem Antennenkreis zugeführt wird —, den Abstimmkreisen²⁾ und dem Antennenkreis. Die Beeinflussung (Steuerung) des Antennenstromes für die Zeichengebung geschieht im allgemeinen durch Drosseln (Tast- und Telephoniedrosseln).

Zur Vermeidung störender Oberwellen werden Zwischenkreise³⁾ oder Siebkreise benutzt.

Die Maschinensender liefern Schwingungen mit praktisch gleichbleibender Amplitude (ungedämpfte Schwingungen) und können daher auch für drahtlose Telephonie verwendet werden.

Die von den Hochfrequenzmaschinen gelieferten Wechselströme haben eine Frequenz von 5000 bis 30 000 Hz. Versuchsweise sind auch Maschinen mit höherer Frequenz bis zu 100 000 Hz (Alexanderson) gebaut worden.

Die Anker der Hochfrequenzmaschinen bestehen aus dünnen Blechen (vgl. die Angaben über Blechdicke und Eisenverluste auf S. 371 bis 373). Das Magnetrad der nach der Gleichpoltype gebauten Maschinen ist aus Stahlguß gefertigt. Die Zähne sind entweder in dem Rand des Rades eingefräst oder dieser ist mit Ringen aus dünnen Blechen versehen, die zahnartig ausgestanzt sind. Die Erregerwicklung ist ruhend angeordnet.

Zum Antrieb der Hochfrequenzmaschinen werden Elektromotoren (Gleichstrom, Drehstrom, Zweiphasenstrom) verwendet.

Die Antriebsmotoren müssen mit besonderen Tourenregulierungen (vgl. S. 585 ff.) versehen sein, die eine Konstanthaltung der Drehzahl der Hochfrequenzmaschinen und damit der Wellenlänge gewährleisten.

B. Maschinensender ohne ruhende Frequenzwandler.

a) Allgemeines.

Bei den Sendern dieser Gruppe wird entweder der von der Hochfrequenzmaschine erzeugte Wechselstrom unmittelbar dem Antennenkreis zugeführt (Alexanderson, Société Française Radio-Électrique) oder es wird eine Frequenzsteigerung in der Maschine selbst vorgenommen (Goldschmidt).

b) Maschinensender von Alexanderson⁴⁾.

α) Allgemeine Anordnung. Schaltung.

Die Hochfrequenzmaschinen von Alexanderson sind nach der Gleichpoltype gebaut. Der Anker besteht aus zwei scheibenförmigen Teilen, die mit den Hochfrequenzwicklungen versehen sind. Die Wicklung jeder Ankerhälfte besteht aus 32 voneinander getrennten Abschnitten. Zwischen den beiden Ankerhälften rotiert das diskusförmig gebaute Magnetrad.

Ist z die Zahl der Zähne des Magnetrades und n die minutliche Drehzahl des Magnetrades, so ist die Frequenz f des erzeugten Hochfrequenzstromes:

$$f = \frac{2zn}{120} \text{ Hz.}$$

¹⁾ Literaturangaben s. Fußnoten auf S. 244, 246, 247, 249, 371, 374, 376, 377, 589, 591, 593, 596.

²⁾ Osnos, M.: Über die zweckmäßige Abstimmung eines Hochfrequenzgenerators. Telefunken-Zeitung VII, Nr. 40/41, S. 55. 1925.

³⁾ Osnos, M., u. S. Reiter: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 26, S. 117. 1925. — Meissner, A., u. K. W. Wagner: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 15, S. 200, 392. 1920.

⁴⁾ Nach einer Beschreibung der Radio Corporation of America über 200 kW Alexanderson High Frequency Alternator.

Die Erregerwicklung ist an dem feststehenden Joch angebracht. Abb. 891 zeigt das Schaltbild des Senders. Die beiden Ankerhälften sind mit je einem Hochfrequenztransformator verbunden. Die Wicklung *C* besteht aus 2 Teilen mit je 3 Windungen von 16 parallelgeschalteten Drähten. Die Wicklung *B* („*magnetic amplifier winding*“) hat 6 Windungen. An dieser Wicklung ist die zum Tasten

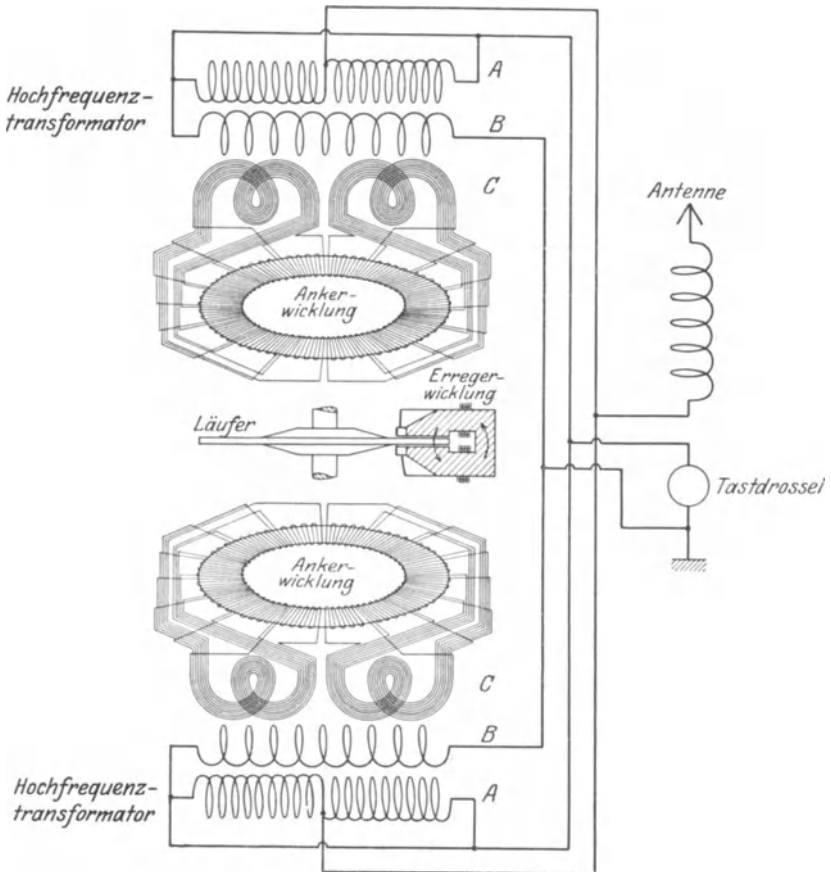


Abb. 891. Schaltbild des Senders von Alexanderson.

vorgesehene Tastdrossel (*magnetic amplifier*) angeschlossen. Die Sekundärwicklung *A* hat 75 Windungen.

Die Verbindung der Wicklungen untereinander und mit der Antenne ist aus Abb. 891 zu ersehen.

Die beiden Hochfrequenztransformatoren sind luftgekühlt und oberhalb der Maschine angebracht, vgl. Abb. 892.

β) Bauart der Hochfrequenzmaschine.

Eine von der General Electric Company gebaute Hochfrequenzmaschine von 200 kW Leistung nebst Antriebsmotor ist in Abb. 893 wiedergegeben. Die nachstehend angegebenen Maße beziehen sich auf eine Maschine dieser Leistung.

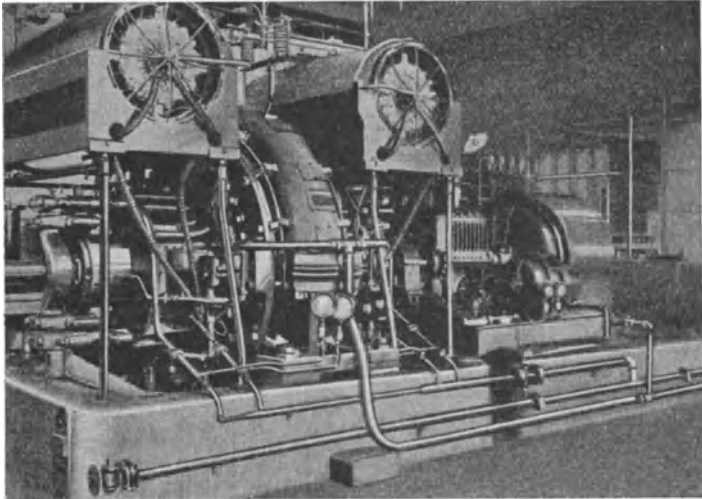


Abb. 892. Sender von Alexanderson.

Der Läufer (Induktor, Magnetrad) ist aus Stahl gefertigt. Durchmesser: etwa 1,6 m, Dicke am Rand: etwa 8 cm, Drehzahl: 2400 bis 2700 pro min. Der Rand des Läufers ist mit Zähnen versehen; die Lücken sind zwecks Verringerung der

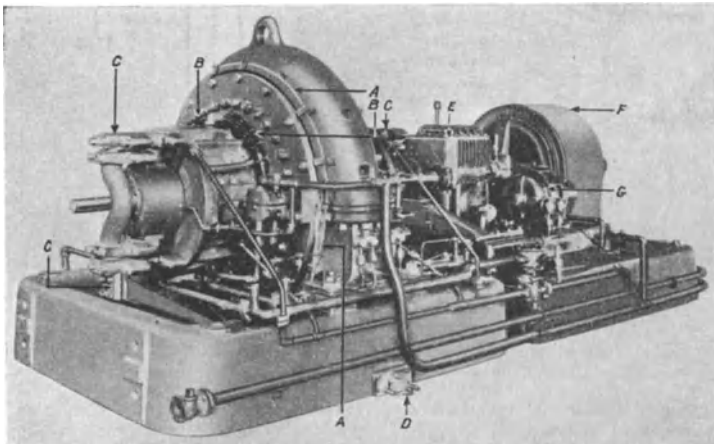


Abb. 893. Hochfrequenzmaschinensatz von Alexanderson.

Luftreibung mit unmagnetischem Material ausgefüllt. Abb. 894 zeigt den unteren Teil der Maschine mit Läufer und Welle. Zur genauen Einstellung des Läufers können die Lager durch eine Drehvorrichtung C in Abb. 893 axial verschoben werden. Die Lager sind mit Druckölschmierung versehen. Die Ölpumpe wird von der Motorwelle angetrieben. Zum Antrieb der nur während des Anlassens benutzten Hilfsölpumpe dient ein kleiner Induktionsmotor (G, Abb. 893).

Der Anker besteht aus zwei gleichen scheibenförmigen Teilen, die aus lamelliertem Eisen bestehen. Die Ankerwicklung ist als Zickzackwicklung in offenen Nuten verlegt. Jede Ankerhälfte hat 32 Wicklungsabschnitte. Die Anschlüsse

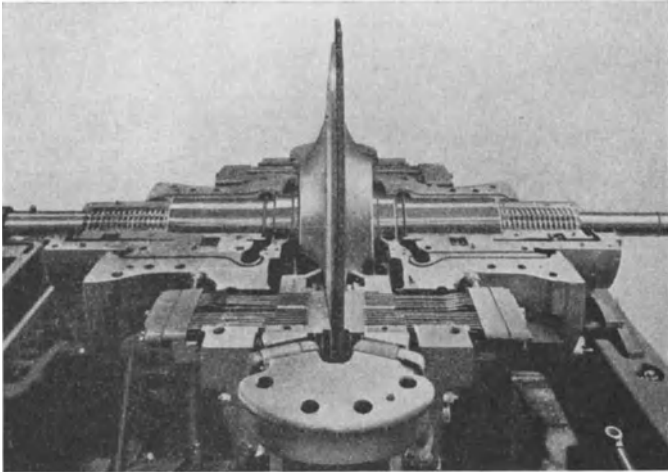


Abb. 894. Unterer Teil der Hochfrequenzmaschine mit Magnetrad von Alexanderson.

sind mit *B* in Abb. 893 bezeichnet. In jedem Abschnitt werden 100 V und 30 A erzeugt. Das Ankereisen wird durch fließendes Wasser gekühlt (vgl. Abb. 894).

Die Erregerwicklung besteht aus 4 Spulen, die um das Joch herumgelegt sind. In Abb. 893 sind 2 Erregerpulen (mit *A* bezeichnet) sichtbar, ebenso in Abb. 894.

γ) Der Antriebsmotor.

Zum Antrieb dient ein Zweiphasenmotor mit dreiphasigem Schleifringanker für 2000 V und 600 PS Leistung (*F* Abb. 893). Zwischen Motor und Generator ist ein Zahnradgetriebe (Übersetzungsverhältnis 1 : 3) eingebaut (*E* Abb. 893); Normale Drehzahl des Motors: 900, der Hochfrequenzmaschine: 2700.

δ) Die Drehzahlregelung.

Zur Konstanthaltung der Drehzahl der Hochfrequenzmaschine wird die dem Antriebsmotor zugeführte Spannung beeinflusst durch Drosselspulen, die in der Zuleitung liegen und deren Eisenkerne durch einen veränderbaren Gleichstrom vormagnetisiert sind. Die Größe dieses Gleichstromes wird jeweils bestimmt durch einen von der Hochfrequenzmaschine entnommenen und gleichgerichteten Hilfsstrom sowie durch den Rhythmus der Morsezeichen.

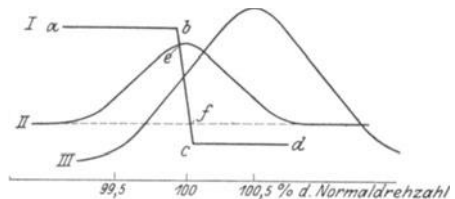


Abb. 895. Regulierkurven.

Ein Schaltbild über die Drehzahlregelung von Alexanderson zeigt Abb. 599, S. 596. In Abb. 895 sind Motoraufnahme (*I*), Kraftbedarf der Hochfrequenzmaschine (*II*) und Resonanzkurve (*III*) des Hilfskreises (vgl. die Angaben auf S. 596) in Abhängigkeit von der prozentualen Normaldrehzahl aufgetragen. Der

horizontale Teil ab von I entspricht der Motoraufnahme bei vollgesättigten Drosseln. (Vgl. Abb. 599, S. 596: Dynamo H ist vollerregt, Widerstand W kurzgeschlossen.) Die Motorleistung ist hierbei größer als die von dem Generator bei gedrückter

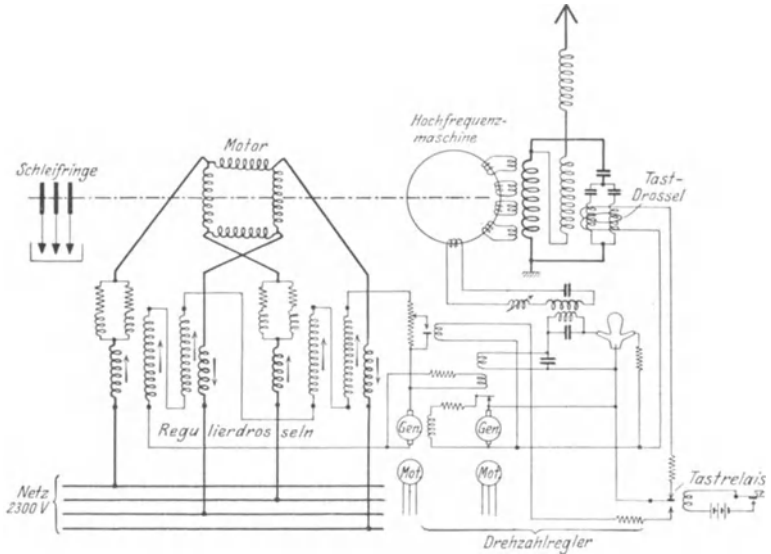


Abb. 896. Schaltbild der Drehzahlreglung von Alexanderson.

Taste benötigte Leistung; die Motordrehzahl nimmt zu. Hierdurch wächst der Strom im Hilfskreis (vgl. Resonanzkurve III) und die Gleichstrommagnetisierung der Drosseln wird zeitweise abgeschaltet. Die Motorspannung verringert sich so weit, bis Motorleistung gleich Generatoraufnahme wird (Punkt e).



Abb. 897. Tastdrosseln von Alexanderson.

Bei geöffneter Taste wird in den Gleichstromkreis der Drosseln nur Widerstand (W in Abb. 599, S. 596) eingeschaltet und die Motorleistung sinkt auf den Punkt f (Schnittpunkt zwischen I und der gestrichelt gezeichneten, der Generatorleerlaufleistung entsprechenden Linie II). Der Reguliervorgang spielt sich also zwischen den Punkten e und f ab; die hierbei auftretenden Drehzahlschwankungen sind geringer als 0,1%.

e) Die Tasteinrichtung.

Zum Tasten dient die parallel zum Spannungswandler der Hochfrequenzmaschine liegende Tastdrossel (*magnetic amplifier*), Abb. 896. Diese besteht aus einem lamellierten Eisenkern, der eine Hochfrequenzwicklung und eine für den

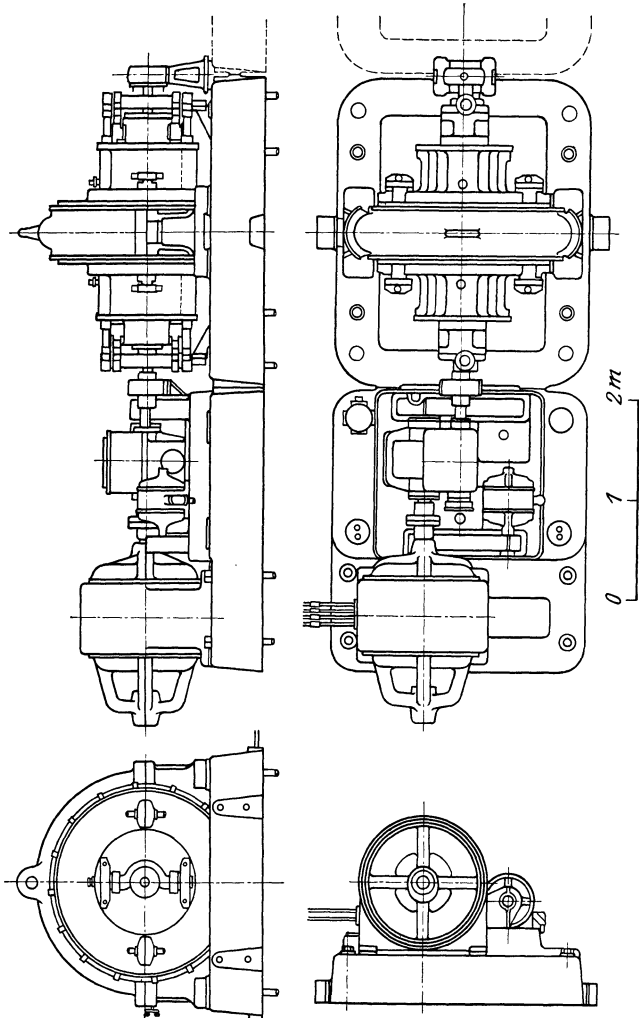


Abb. 898. Hochfrequenzmaschinensatz von Alexanderson.

Steuergleichstrom vorgesehene Wicklung trägt. Während der Zeichen ist der Gleichstrom ausgeschaltet und die volle Selbstinduktion der Hochfrequenzwicklung ist vorhanden. Beim Öffnen der Taste wird durch die nunmehr einsetzende Gleichstrommagnetisierung die Selbstinduktion stark verringert; die Spule bildet einen Kurzschluß und der Antennenstrom fällt ab auf etwa 10% des Maximalwertes. Abb. 897 zeigt drei zusammengebaute Tatsdrosseln.

ζ) Maße und Kraftbedarf des 200 kW-Maschinensenders.

In Abb. 898 ist eine Zeichnung des Maschinensatzes dargestellt.

Tabelle 82. Kraftverbrauch der Hochfrequenzmaschine:

Betriebsart	Generatorleistung	Motoraufnahme		
	kW	kVA	kW	cos φ
Taste gedrückt	200	425	385	0,905
Taste offen, Generatorfeld erregt	0	164	116	0,71
Taste offen, Generatorerregung ausgeschaltet	0	148	82	0,554

Kraftverbrauch der Nebenapparate:

Kühlwasserpumpe	10 kW
Hilfsölpumpe (nur während des Anlassens in Betrieb)	7 „
Gleichstromgeneratorsätze	30 „
Pumpe für Flüssigkeitswiderstände	3 „
Luftkompressor für Relais	5 „

Der Gesamtkraftverbrauch der 200 kW Maschinensenderanlage beträgt etwa 490 kVA, d. s. 440 kW bei $\cos \varphi \approx 0,9$.

c) Maschinensender der Société Française Radio-Électrique¹⁾. α) Wirkungsweise des Generators.

Die Hochfrequenzmaschinen dieser Sender sind Gleichpolmaschinen, deren Ständer mit einer Einphasenwicklung (Zickzackwicklung) versehen sind. *Die Nutenzahl des Ständers verhält sich zur Zähnezahl des Läufers wie 2 zu 3.* Hierdurch werden in der Ständerwicklung 3 Spannungswellen induziert, die um je 120° gegeneinander phasenverschoben sind (Dreiphasensystem). Durch geeignete Bauart der Läuferzähne muß dafür gesorgt sein, daß die Spannungswellen von der Sinusform abweichen, also verzerrt sind und damit Oberschwingungen enthalten. Die 3 Grundwellen kommen, wegen der gewählten Zickzackschaltung, nach außen hin nicht zur Geltung, wohingegen sich die 3. Harmonischen und g. F. die 9., 15. usw. der drei Grundwellen algebraisch addieren und als Einphasenstrom von der Maschine in den Nutzkreis abgegeben werden.

Bezeichnet f die Frequenz des von der Maschine gelieferten Wechselstromes, z die Zahl der Zähne des Läufers und n dessen minutliche Drehzahl, so ist

$$f = \frac{2zn}{120} \text{ Hz.}$$

 β) Die Schaltung des Senders.

1. Einzelbetrieb. Die Ständerwicklung der Hochfrequenzmaschine ist unter Zwischenschaltung von Kopplungsspulen (Spannungstransformatoren) mit dem Antennenkreis verbunden; vgl. Abb. 899. Bei den Maschinen größerer Leistung ist die Ständerwicklung in mehrere gleiche Teile zerlegt, die unter Zwischenschaltung getrennter Kopplungstransformatoren mit dem Antennenkreis in Verbindung stehen. In Abb. 900 ist ein Sender mit vierfach unterteilter Ständerwicklung dargestellt. Zum Abstimmen des Antennenkreises auf die Sendewelle dient eine veränderbare Spule.

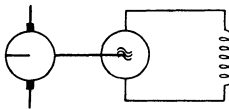


Abb. 899. Sender der Société Française.

2. Parallelbetrieb²⁾. Zur Erhöhung der Senderleistung können die Hochfrequenzmaschinen parallel geschaltet werden, wobei die Société Française Radio-Électrique die in Abb. 901 wiedergegebene Schaltanordnung benutzt. Die beiden Spulen L_1

¹⁾ Nach einer von der Gesellschaft herausgegebenen Broschüre.

²⁾ Couplage en parallèle des alternateurs à haute fréquence. Revue générale de l'Él. XIX, Nr. 26, S. 1005. 1926.

und L_2 sind miteinander gekoppelt und führen den von den Maschinen an den Antennenkreis abgegebenen Strom, während der Synchronisierungsstrom über den Kondensator C fließt. Da die beiden Spulen gegeneinander geschaltet sind, so heben sich bei gleicher Stromeinstellung der beiden Maschinen I und II die magnetisierenden Wirkungen auf. Bei ungleichen Maschinenströmen wirken dagegen die Spulen als Drosselspulen mit entsprechend hohem induktiven Widerstand. Durch diese Anordnung werden in derselben Weise wie bei der für den Parallelbetrieb von Niederfrequenzgeneratoren von Swinburne angegebenen Schaltung in wirksamster Weise Ausgleichströme und Pendelungen unterdrückt.

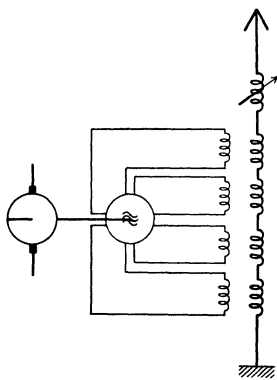


Abb. 900. Sender der Société Française.

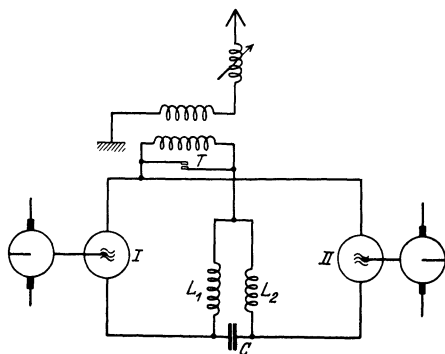


Abb. 901. Parallelbetrieb.

Bei der Inbetriebnahme wird zur Erzielung des gleichphasigen Laues folgendermaßen verfahren: Die Hochfrequenzmaschinen werden parallelgeschaltet und erregt; die Drehzahl der einen Maschine wird konstant gehalten, während die der anderen Maschine so lange geändert wird, bis der synchrone Lauf erreicht ist, was an einem zwischen beiden Maschinen liegenden Strommesser angezeigt wird. Durch Ändern der Erregung der Antriebsmotoren kann nun die Belastung der beiden Hochfrequenzmaschinen einreguliert werden.

γ) Die Tastung.

Für die Tastung des Senders ist ein durch Relais betätigter Schalter vorgesehen, der in den Zeichenpausen die Hochfrequenzmaschine kurz schließt. In Abb. 901 ist die Taste mit T bezeichnet.

δ) Drehzahlregelung.

Zum Antrieb der Hochfrequenzgeneratoren dienen Gleichstrommotoren, deren Erregerstrom durch einen Regler beeinflusst wird. Dieser Zentrifugalregler wird von der Welle der Hochfrequenzmaschine aus mittels Schnecke angetrieben und schließt während veränderlicher Zeitintervalle einen Teil des im Erregerkreis des Motors liegenden Widerstandes kurz.

Die Änderung der Drehzahl zwischen Leerlauf und Vollast ist nicht größer als 0,1% der Normaldrehzahl.

ε) Ausführungsformen.

1. Fabrikationstypen. Die Société Française Radio-Électrique baut zur Zeit die Hochfrequenzmaschinensätze in 4 Größen: 25, 50, 250 und 500 kW; nähere Angaben hierüber sind in nachstehender Tabelle zusammengestellt.

Tabelle 83.

Hochfrequenzmaschinen der Société Française Radio-Électrique.

Maschinenleistung kW	25	50	250	500
Normale Frequenz Hz	32 400	30 000	18 000 oder 20 000	15 000
Normale Drehzahl	6 000	4 545	3 000	2 500
Ankerspannung des Antriebsmotors V	220	500	500	500
Erregerspannung des Motors und Generators V	220	110	110	110
Ständerwicklung des Generators unterteilt in Abschnitte	1	2	4	8

Abb. 902 zeigt einen Maschinensatz von 250 kW.

2. Bauart des Läufers. Der zylinderförmige, aus Stahl gefertigte Läuferkern trägt auf seinem Umfang 2 Kränze aus dünnem Stahlblech, die aus einzelnen Paketen bestehen. Die Blechstärke beträgt 0,5, 0,7 bzw. 0,9 mm, je nach Größe

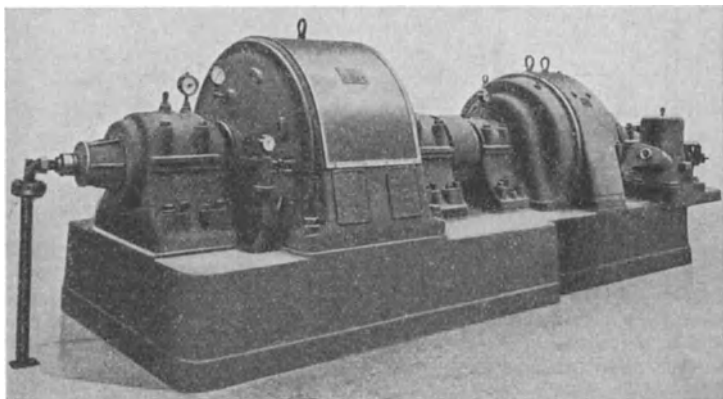


Abb. 902. Maschinensatz von 250 kW-Leistung der Société Française.

und Frequenz der Maschinen. Die Bleche sind emailliert und zur Befestigung mit einem schwabenschwanzähnlichen Ansatz versehen.

Die Läufer der beiden großen Maschinentypen laufen in einer Atmosphäre von geringem Unterdruck (200 mm Quecksilbersäule).

3. Bauart des Ständers. Die Ständer bestehen aus zwei gleichen Ankerhälften, zwischen denen die Erregerwicklungen untergebracht sind. Die Ankerkörper sind aus Blechen von 0,5 bis 0,9 mm Stärke zusammengesetzt, die mit offenen Nuten versehen sind. In jeder Nute liegt ein aus Litze bestehender Leiter. Die Wicklung ist als Zickzackwicklung ausgeführt (über Unterteilung der Wicklung siehe vorst. Tabelle).

Die Kühlung der Ständerbleche erfolgt durch umlaufendes Öl.

Der Luftspalt zwischen Ständer- und Läuferisen beträgt 0,5 bis 1 mm.

4. Wirkungsgrad. Der Wirkungsgrad der Hochfrequenzgeneratoren beträgt 63% (25 kW) bis 84% (500 kW).

Daten und Prüfergebnisse des 200 kW-Hochfrequenzmaschinensatzes der Station Coltano:

Motor: Gleichstrom, 1000 V, 400 A, 2000/3000 n ; Erregung 110 V, 20,5 A bei 3000 n ; 4 Pole.

Generator: 17 800/20 400 Hz, 2620/3000 n ; Wicklung 8 teilig, von denen je 2 parallel geschaltet, also 4 unabhängige Kreise; normale Spannung: 260 V; maximale Spannung: 350 V (3000 n); Stromstärke pro Kreis: 110 A.

Wirkungsgrade: Generator 79⁰/₀, Motor 87⁰/₀.

Temperatur nach 3 stündigem Betrieb: Ständerisen: 41° C, Ständerwicklung: 67° C, Erregerwicklung: 40,3° C, Lager: 46° und 31° C.

d) Maschinensender von R. Goldschmidt.

α) Wirkungsweise.

Ständer und Läufer der Hochfrequenzmaschine sind aus dünnen Blechen zusammengesetzt und mit einer großen Zahl kreisrunder Nuten versehen. In jeder Nute liegt nur ein Leiter. Die Wicklungen sind als Zickzackwicklung ausgeführt.

Der zur Erregung nötige Gleichstrom wird gewöhnlich der Ständerwicklung zugeführt und erzeugt hier ein Wechselfeld, dessen Polzahl gleich der Nutenzahl ist. Bei sich drehendem Läufer wird in seiner Wicklung eine Wechselspannung induziert von der Frequenz

$$f_1 = \frac{u n}{120} \text{ Hz,}$$

wobei u die Zahl der Ständernuten und n die minutliche Drehzahl bedeuten. Die Läuferwicklung wird mit einem Kondensator verbunden und dieser Kreis auf die Frequenz f_1 abgestimmt.

Das Wechselfeld des Läufers induziert nun wieder in der Ständerwicklung eine Wechsel-EMK von der Frequenz $f_2 = f_1 + f_1 = 2 f_1$. Die Läuferwicklung wird mit einem Schwingungskreis verbunden und dieser auf die Frequenz f_2 abgestimmt. Eine weitere Frequenzsteigerung läßt sich erreichen, durch Anlegung eines zweiten Abstimmkreises an die Läuferwicklung für die von dem Ständerfeld mit der Frequenz f_2 in der Läuferwicklung induzierte EMK mit der Frequenz $f_3 = f_1 + f_2 = 3 f_1$. Ein grundsätzliches Schaltbild des Senders, sowie weitere Angaben über die Wirkungsweise sind auf S. 244 bis 246 angegeben.

β) Bauart und Schaltung.

Die nachstehenden Angaben beziehen sich auf eine der vier auf der Großfunkstelle Eilvese in Betrieb befindlichen Goldschmidt-Maschinen. Abb. 903 zeigt das Innere des Maschinenhauses der genannten Großfunkstelle. Die Maschinen sind von den Bergmann-Elektrizitäts-Werken, A.-G. Berlin gebaut.

1. Bauart der Hochfrequenzmaschine. Die Eisenkerne des Ständers und Läufers sind aus 0,05 mm dicken Blechen zusammengesetzt. Diese Bleche werden mittels schwalbenschwanzförmiger Ansätze an dem Gehäuse bzw. Läuferkern befestigt. Abb. 904 zeigt Schnitte eines Ständer- und Läuferbleches.

Die Nutenzahl des Ständers ist 384. Die Ständernuten führen je 1 Leiter (Litze bzw. Volldraht); die Leiter sind zickzackförmig miteinander verbunden. Der Läufer hat 360 Nuten, von denen 336 mit einer Wicklung versehen sind, die wie die Ständerwicklung ausgeführt ist.

Der Durchmesser des Läufers beträgt etwa 0,9 m; der Luftspalt 0,8 mm.

2. Schaltung des Senders. Wie Abb. 905 zeigt, sind Ständer- und Läuferwicklung in 12 Abschnitte zerlegt. Jeder Abschnitt a der Ständerwicklung umfaßt 32 Leiter (Nuten), jeder Abschnitt b der Läuferwicklung 28 Leiter. Je 2 Abschnitte der Ständerwicklung sind parallel geschaltet; die Gruppen sind unter Zwischenschaltung von Kondensatoren g in der in der Abb. 905 angegebenen Art miteinander verbunden. Die Kondensatoren sind oberhalb der Maschine an einem Gestell befestigt.

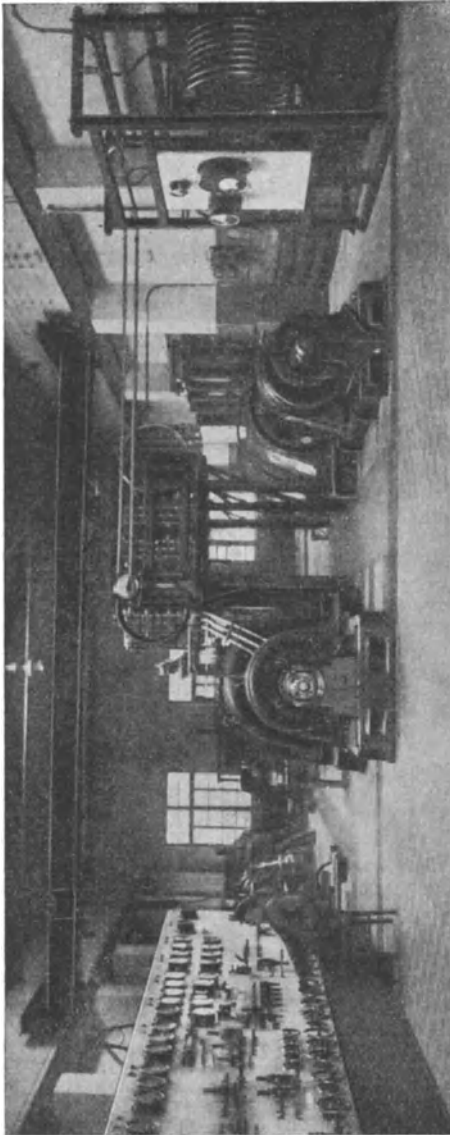


Abb. 903. Goldschmidt-Maschinen der Großfunkstelle Eilvese.

Da die Ständerwicklung außer dem Hochfrequenzstrom auch den Erregerstrom führen muß, müssen einzelne Kondensatoren durch Spulen c überbrückt werden. Die für den Erregerstrom nötigen Leitungsverbindungen sind in Abb. 905 dünn ausgezogen. Die Erregermaschine ist mit d bezeichnet.

Je 6 Abschnitte der Läuferwicklung b liegen parallel und sind mit je 2 Schleifringen e verbunden. Die entsprechenden Schleifringe sind unter sich verbunden, so daß also alle 12 Abschnitte parallel liegen. Zum Abstimmen der Läuferwicklung dient die Kapazität f .

γ) Drehzahl und Frequenz.

Die Drehzahl der Maschine $n = 3280$. Bei Erregung des Ständers bilden sich, da 384 bewickelte Nuten vorhanden sind, 384 Pole. Hieraus ergibt sich im Läufer die Frequenz $f_2 = 10250$ Hz. Die Läuferwicklung wird mit dem Kondensator f auf diese Frequenz abgestimmt. Durch Rückwirkung des Läuferfeldes entsteht in der Ständerwicklung, die im Antennenkreis liegt, ein Wechselstrom von der Frequenz $f_2 = 2 \cdot f_1 = 20\,500$ Hz, entsprechend der Betriebswellenlänge $\lambda = 14\,600$ m.

δ) Tasteinrichtung.

Während der Zeichenpausen wird der Erregerstrom heruntergesetzt auf etwa $\frac{1}{6}$ des Normalstromes bei gedrückter Taste. Für diese Schaltung werden Preßluftrelais (vgl. Abb. 585, S. 584) benutzt.

ε) Drehzahlregelung.

Die nach dem Prinzip des Phasensprunges arbeitende Reguliereinrichtung (vgl. S. 593 bis 594) betätigt über Relais den Erregerstrom der Umformerndynamo,

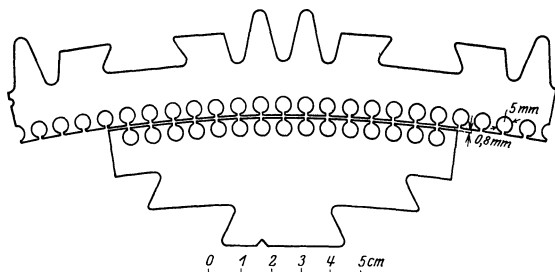


Abb. 904. Bleche der Goldschmidt-Maschine.

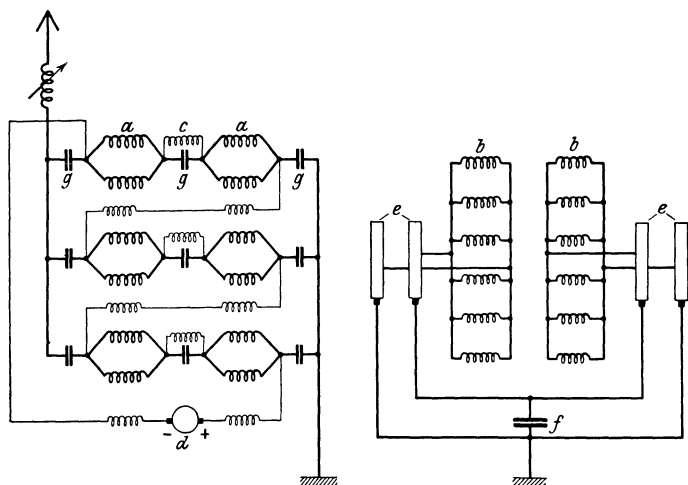


Abb. 905. Schaltbild der Goldschmidt-Maschine.

die den Strom für den Anker des Antriebsmotors liefert. Ein weiteres Relais (Grobrelais) steht mit der Taste in Verbindung und schließt während des Tastdruckes einen Teil des im Erregerkreis liegenden Widerstandes kurz.

ζ) Antennenstrom und Kraftbedarf.

Tabelle 84. Hochfrequenzmaschine von Goldschmidt.

Hochfrequenzmaschine		Antriebsmotor
Antennenstromstärke	Erregerstromstärke	Aufgenommene Leistung
145 A	56 A	144 kW
265 A	92 A	185 kW

C. Maschinensender mit ruhenden Frequenzwandlern.

a) Allgemeines.

Die bei diesen Sendern benutzten Hochfrequenzmaschinen arbeiten mit einer Frequenz (**Grundfrequenz**) von 5000 bis 10 000 Hz.

Die Maschinen sind allgemein nach der Gleichpoltype (Induktortype) gebaut mit einem in zwei symmetrische Teile zerlegten Anker, zwischen denen die (ruhende) Erregerwicklung untergebracht ist. Das innerhalb des Ankers rotierende

Magnetrad ist an seinem Umfang mit Zähnen versehen, deren Zahl zusammen mit der Drehzahl die Frequenz bestimmt. (Vgl. die schematische Zeichnung und Angaben auf S. 103 u. 104).

Die Steigerung der Frequenz auf den im Antennenkreis benötigten Wert wird **außerhalb** der Maschine mittels ruhender **Frequenzwandler** vorgenommen. Diese werden mit oder ohne Gleichstrommagnetisierung verwendet. In beiden Fällen kann pro Stufe eine gerad- oder ungeradzahlige Vervielfachung erzielt werden. Es können auch mehrere Frequenzwandler in Kaskadenschaltung benutzt werden, wobei die zwischen je zwei Stufen befindlichen Stromkreise auf die jeweilige Zwischenfrequenz abgestimmt werden. Bezüglich weiterer Angaben siehe S. 371 bis 378.

Zur Vermeidung störender Oberwellen sind diese Sender mit Zwischenkreisen auszurüsten.

b) Maschinensender von Telefunken (Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H.).

α) Allgemeines¹⁾.

Zwischen Maschine und Antennenkreis sind Frequenzwandler geschaltet, die die Frequenz der Maschine auf die im Antennenkreis benötigte Frequenz umformen. Es werden Frequenzwandler mit und ohne Gleichstrommagnetisierung verwendet.

Es können mehrere Sender (sog. Abzapfsender) von einer Maschine aus betrieben werden. Die Wicklung der Maschine wird hierbei in entsprechende, voneinander getrennte Abschnitte zerlegt.

Tabelle 85.

Hauptdaten der Normaltypen der Telefunken-Hochfrequenzmaschinen.

Bezeichnung der Type	Dauerleistung ²⁾ kVA	Spannung ³⁾ V	Stromstärke A	Drehzahl in der Minute	Frequenz Hz	Bemerkungen
O 3000/18	18	250	72	3000	10 000	—
		500	36			
O 3000/30	30	350	86	3000	10 000	—
		700	43			
O 3000/60	60	250	240	3000	10 000	Ankerbleche mit Wasserkühlung
		500	120			
O 1500/100	100	250	400	1500	8 000	„
		500	200			
		1000	100			
O 1500/150	150	300	500	1500	7 500	„
		600	250			
		1200	125			
O 1500/250	250	350	720	1500	7 500	„
		700	360			
		1400	180			
O 1500/400	400	400	1000	1500	6 000	„
		800	500			
		1600	250			
O 1500/660	660	625	1060	1500	10 000	„
		1250	530			

¹⁾ Graf Arco: Die drahtlose Station Nauen. ETZ 40, S. 665. 1919.

²⁾ Die maximale Leistung („Strichleistung“ bei gedrückter Taste) ist 40 bis 50% höher als die oben angegebene Dauerleistung.

³⁾ Richtet sich nach der Schaltung der Wicklungsabschnitte der Ankerwicklung.

β) Hochfrequenzmaschinen¹⁾.

Allgemeine Bauart. Die Maschinen sind nach der Gleichpoltype (s. S. 103) gebaut. Das aus Stahlguß gefertigte Gehäuse trägt die beiden aus

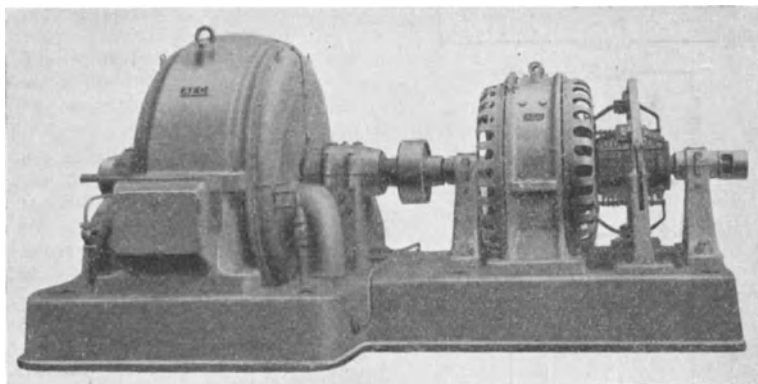


Abb. 906. Hochfrequenzmaschinensatz von Telefunken (AEG).

hochlegierten Blechen zusammengesetzten Ankerringe, zwischen denen die Erregerwicklung befestigt ist. Die Ankerbleche der Maschinen größerer Leistung werden durch Wasser gekühlt. Das Magnetrad ist aus Siemens-Martinstahl hergestellt und mit zwei Zahnkränzen versehen.

Abb. 906 zeigt eine Hochfrequenzmaschine der Type O 1500/400 mit direkt gekoppeltem Gleichstrommotor.

Der Anker dieser Maschine ist aus hochlegierten, 0,35 mm starken Blechen zusammengesetzt. Nutenzahl 480. Pro Nute 1 Leiter (Stäbe). Nutteilung 10,8 mm. Mikantisolation.

Erregerspule ringförmig, zwischen beiden Ankerhälften. Erregerspannung 220 V.

Magnetrad 1,65 m Durchmesser. 240 Zähne. Umfangsgeschwindigkeit 130 m/sek. Schwungmoment 16 000 kg m².

Luftspalt 1,5 mm. Lager mit Ringschmierung.

Prüfspannung: Ankerwicklung gegen Eisen 2000 V, Erregerwicklung gegen Eisen 2000 V.

Erwärmung: Übertemperatur der Ankerwicklung 80°, des Ankereisens 80°, der Erregerwicklung 60° und der Lager 45°.

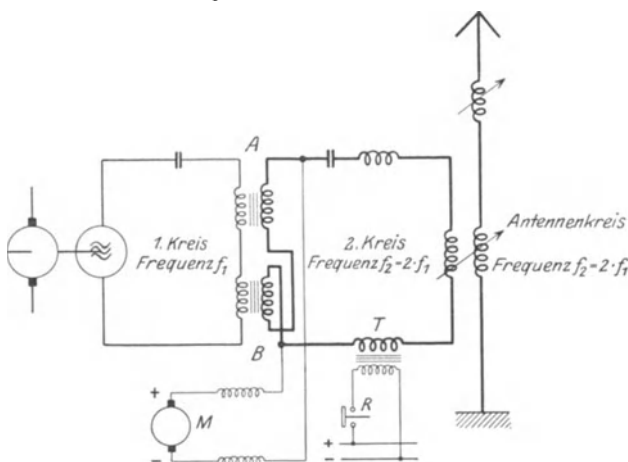


Abb. 907. Schaltbild eines Senders mit Frequenzverdoppler.

γ) Senderschaltungen.

Abb. 907 zeigt das Schema eines Senders, der mit einem Frequenzwandlerpaar (A und B) zur Frequenzverdopplung arbeitet. Die Sekundärwicklungen

¹⁾ Werden von der AEG gebaut.

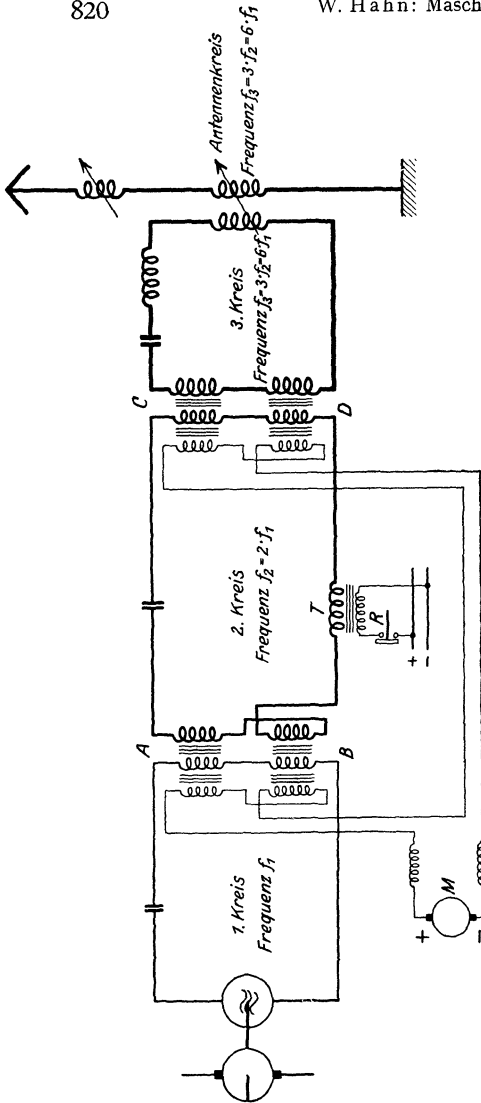


Abb. 908. Sender mit 2 Frequenzwandlerpaaren.

der Wandler A und B sind gegeneinander geschaltet und dienen gleichzeitig zur Führung des von der Gleichstrommaschine M gelieferten Magnetisierungsstroms. Im 2. Kreis (Frequenz $f_2 = 2 \cdot f_1$) liegt die Tastdrossel T , deren Gleichstrom durch das Relais R im Tasttempo gesteuert wird.

In Abb. 908 sind zwei Frequenzwandlerpaare A , B und C , D in Kaskade geschaltet. Die Maschinenfrequenz f_1 wird durch das erste Paar verdoppelt, so daß im 2. Kreis die Frequenz $f_2 = 2 \cdot f_1$ ist.

Die Sekundärspulen des Wandlerpaares C , D sind so geschaltet, daß dieses Wandlerpaar als Frequenzverdreifacher wirkt. Es ist also im 3. Kreis die Frequenz $f_3 = 3 \cdot f_2 = 6 \cdot f_1$. Der Antennenstrom hat damit die sechsfache Frequenz des Maschinenstroms. Der Magnetisierungsstrom der Wandler fließt in besonderen Wicklungen. Die Tastdrossel T liegt im 2. Kreis.

Zur Verdreifachung der Maschinenfrequenz wird neuerdings oft — statt des in Abb. 385, S. 375 angegebenen Frequenzwandlerpaares mit Gleichstrommagnetisierung — ein Frequenzwandler ohne Gleichstrommagnetisierung benutzt. Der Wandler hat neben der Hochfrequenzwicklung noch eine Wicklung (Steuerwicklung), die zum Tasten herangezogen wird. Während der Tastepausen führt die Steuerwicklung Gleichstrom. Hierdurch wird der Eisenkern

des Wandlers vormagnetisiert, und die Frequenztransformation setzt aus (vgl. Abb. 913).

δ) Tasteinrichtungen.

Zum Steuern des Antennenstromes dienen Tastdrosseln (Näheres hierüber s. S. 373, 374), die im 2. oder 3. Kreis liegen. Wie die Abb. 913 und 914 zeigen, liegen parallel zur Gleichstromwicklung (Steuerwicklung) der Drossel ein Kondensator und ein Widerstand zur Vermeidung unzulässig hoher Spannungen bei der Stromunterbrechung. Der Gleichstrom wird mittels Relais (R) im Rhythmus der Morsezeichen gesteuert.

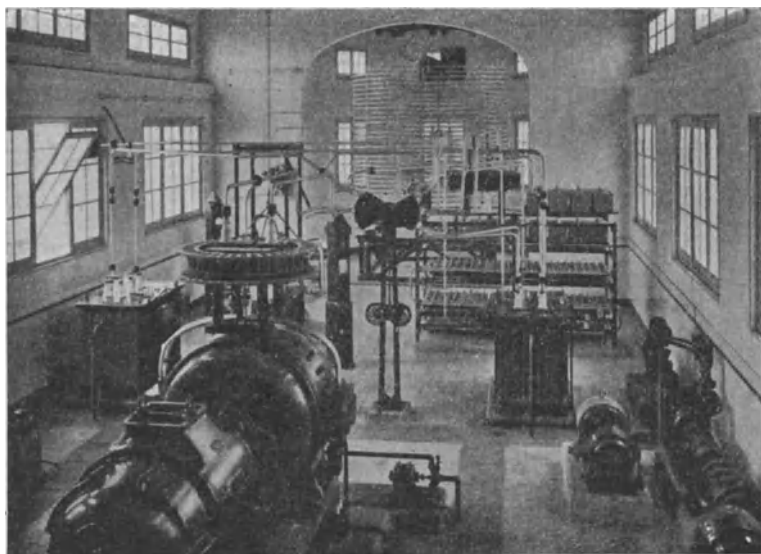


Abb. 909. Sender der Station Prado del Rey.

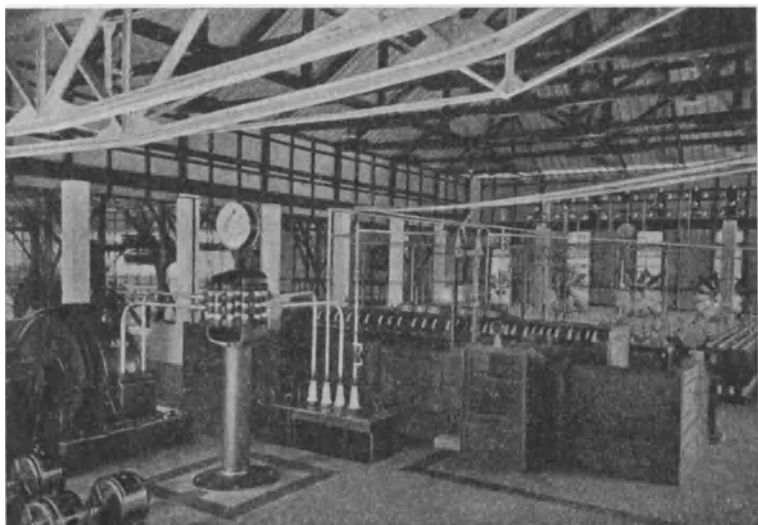


Abb. 910. Sender der Station Malabar-Radio.

ε) Drehzahlregelung.

Hierzu wird die Phasensprungmethode benutzt. Näheres hierüber s. S. 593 bis 595.

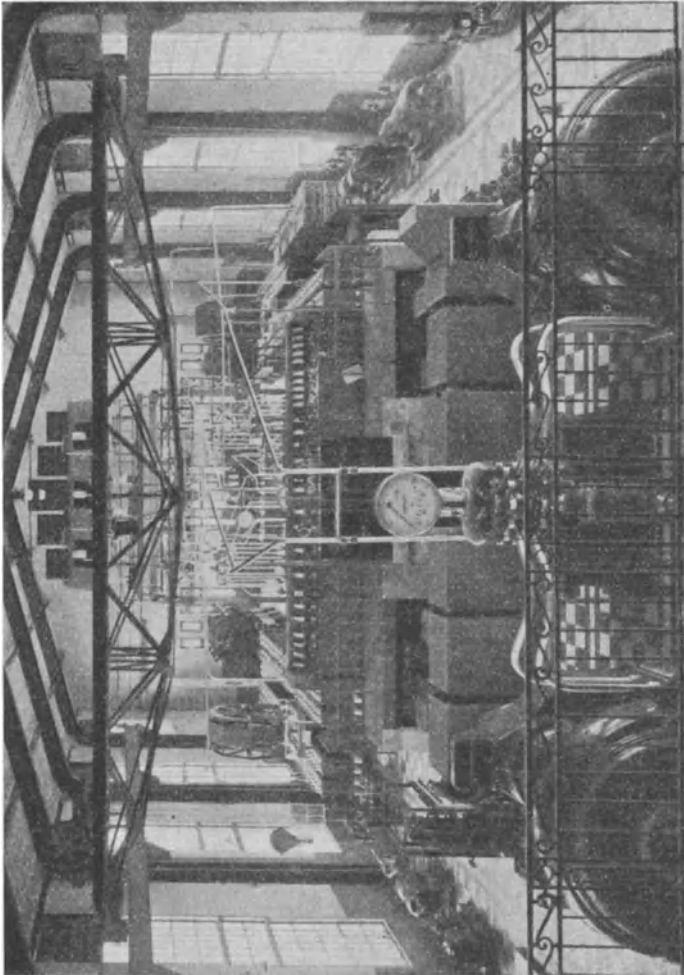


Abb. 911. Sender der Station Monte Grande.

ζ) Ausgeführte Senderanlagen.

1. Prado del Rey bei Madrid¹⁾. Abb. 909 zeigt das Innere des Senderhauses. Die mit einem Drehstrommotor gekuppelte Hochfrequenzmaschine leistet

¹⁾ Kuntze, O.: Die Großfunkstelle Prado del Rey bei Madrid. Telefunken-Zeitung Nr. 42, S. 23. 1925.

150 kVA, 7500 Hz bei $n \approx 1500$. Oberhalb der Maschine ist eine Maschinenkreisspule angebracht. Hinter der Maschine stehen drei Tanks mit der Tasterdrossel (links) und zwei Frequenzwandlern (für Verdrei-, Vervier- und Verfünffachung der Maschinenfrequenz), dahinter die Kondensatorbatterien und die Antennenverlängerungsspule.

Die zugehörige Antenne hat eine Kapazität von 18 000 cm.

Die Betriebswellenlängen sind 13 870, 10 565 und 8415 m.

2. Malabar-Radio auf Java¹⁾ (s. Abb. 91C). Die Hochfrequenzmaschine (auf dem Bild links) leistet 400 kVA (5000 Hz, $n \approx 1500$), bei 600 V Klemmenspannung. Zum Antrieb dient ein Drehstrommotor von 550 kW

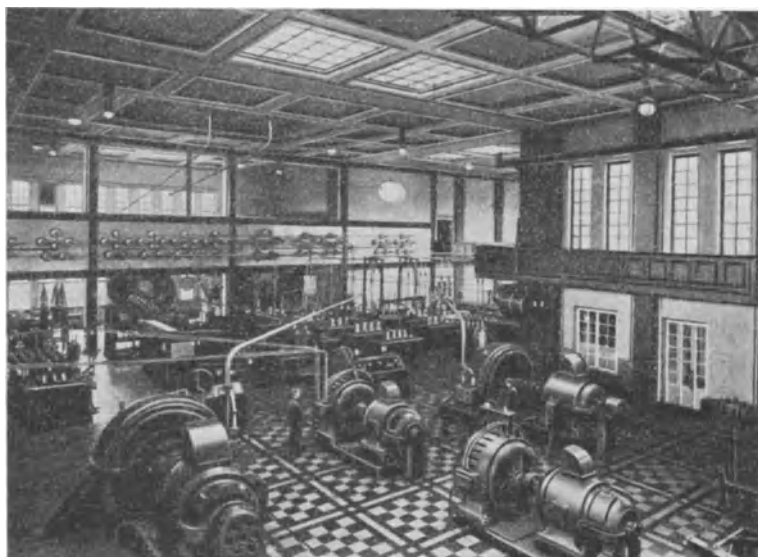


Abb. 912. Sender der Station Nauen.

Leistung. Der Generator ist über eine Schaltsäule (mit angebautelem Strommesser) mit dem Spannungstransformator (Mitte des Bildes) verbunden. Neben dem Tank des Spannungstransformators ist das Pult für den Drehzahlregler zu sehen.

Der Sender ist an eine Bergantenne (Kapazität 36 000 cm) angeschlossen.

Betriebswellenlänge: 15 710 m.

3. Monte Grande bei Buenos Aires²⁾. Der Senderraum ist in Abb. 911 wiedergegeben. Aufgestellt sind zwei Generatoren von je 400 kVA, 6000 Hz, $n \approx 1500$, die von Drehstrommotoren (je 550 kW) angetrieben werden. Jeder Maschinensatz arbeitet auf einen Sender. Hinter den Maschinen sind die

¹⁾ Doetsch, C. W.: Die Großstation Malabar-Radio auf Java. Telefunken-Zeitung Nr. 40/41. 1925.

²⁾ Doetsch, C. W.: Die Großfunkstelle Monte Grande bei Buenos Aires. Zeitschr. d. Ver. deutsch. Ing. 1926, Nr. 1, S. 3.

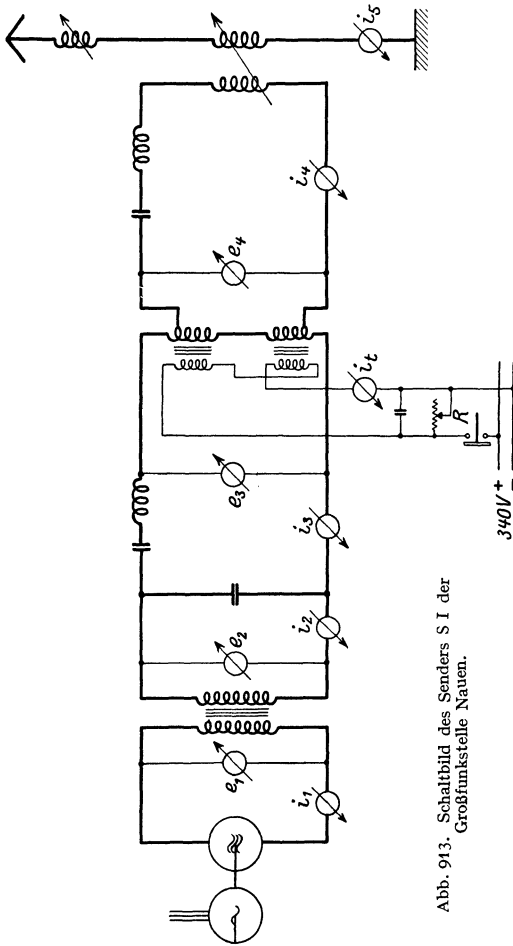


Abb. 913. Schaltbild des Senders S I der Großfunkstelle Nauen.

Regulierwiderstände für die Motoren aufgestellt. In der Mitte des Raumes befindet sich auf einem Podium das Senderbedienungspult mit den beiden Drehzahlreglerpulten.

Für den Sender sind zwei langgestreckte T-Antennen von je etwa 40 000 cm Kapazität vorhanden.

Betriebswellenlängen: 8500 und 12 650 m.

4. Nauen. Auf der Großfunkstelle Nauen sind die in nachstehender Zusammenstellung näher bezeichneten Hochfrequenzmaschinensätze aufgestellt.

In Abb. 912 sind im Vordergrund die 4 Maschinensätze zu sehen.

In Tabelle 86 sind Angaben über die 5 Sender zusammengestellt.

Tabelle 86. Hochfrequenzmaschinen der Großfunkstelle Nauen.

Hochfrequenzmaschinen								Motoren (Drehstrommotoren mit Schleifringanker)						
Bezeichnung	Type	Leistung kVA	Drehzahl	Frequenz Hz	Spannung V	Stromstärke A	Erregerspannung V	Type	Leistung kW	Spannung V	Stromstärke A	Frequenz Hz	cos φ	Schleifringspannung V
M I	O 1500/400	400	1500	6000	400	1000	220	VD 1500/1000	550	1000	360	50	0,92	750
M II	O 1500/400	400	1500	6000	400	1000	220	VD 1500/1000	550	1000	360	50	0,92	750
M III	O 1500/150	150	1500	8000	300	500	220	VD 1500/425	280	1000	189	50	0,91	700
M IV	O 1500/150	150	1500	7500	300	500	220	VD 1500/425	280	1000	189	50	0,91	700

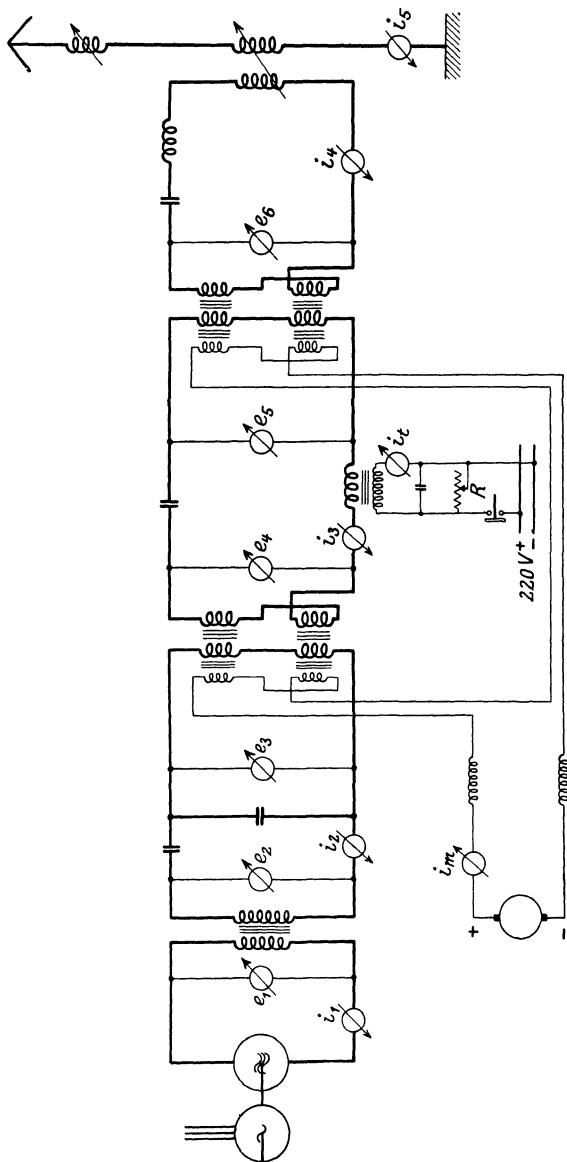


Abb. 914. Schaltbild des Senders S II der Großfunkstelle Nauen.

Tabelle 87. Sender der Großfunkstelle Nauen.

Bezeichnung des Senders	Angeschlossen an Maschine	Schlupf des Motors %	Zahl der Frequenzwandler	Frequenzstufen	Wellenlänge m	Kapazität der Antenne cm
S I	M I	8	1	1 zu 3	18 060	48 000
S II	M II	4	2	1 zu 2 und 2 zu 4	13 000	26 000
S III	M III	4	3	1 zu 2, 2 zu 4 und 4 zu 8	4 900	3 500
S IV	M III	4	2	1 zu 2 und 2 zu 6	6 500	7 000
S V	M III	4	1	1 zu 7	5 600	3 500

Das Schaltbild des Senders S I zeigt Abb. 913. Die bei diesem Sender auftretenden Spannungs- und Stromwerte sind nachstehend zusammengestellt. Vgl. die Abb. 913.

$$\begin{aligned}
 e_1 &= 550 \text{ V (auf der Primärseite des Spannungswandlers),} \\
 e_2 &= 3800 \text{ V (auf der Sekundärseite des Spannungswandlers),} \\
 e_3 &= 5200 \text{ V (auf der Primärseite des Frequenzwandlers),} \\
 e_4 &= 3200 \text{ V (auf der Sekundärseite des Frequenzwandlers),} \\
 i_1 &= 800 \text{ A (Maschinenstrom),} \\
 i_2 &= 180 \text{ A,} \\
 i_3 &= 210 \text{ A,} \\
 i_4 &= 180 \text{ A,} \\
 i_5 &= 460 \text{ A (Antennenstromstärke),} \\
 i_t &= 18 \text{ A (Taststromstärke).}
 \end{aligned}$$

In Abb. 914 ist das Schaltbild des Senders S II wiedergegeben. Bei diesem Sender treten folgende Spannungs- und Stromwerte auf:

$$\begin{aligned}
 e_1 &= 350 \text{ V,} & i_1 &= 680 \text{ A,} \\
 e_2 &= 3300 \text{ V,} & i_2 &= 180 \text{ A,} \\
 e_3 &= 3800 \text{ V,} & i_3 &= 280 \text{ A,} \\
 e_4 &= 1000 \text{ V,} & i_4 &= 190 \text{ A,} \\
 e_5 &= 4000 \text{ V,} & i_5 &= 400 \text{ A (Antennenstromstärke),} \\
 e_6 &= 1600 \text{ V,} & i_t &= 11 \text{ A (Taststromstärke),} \\
 & & i_m &= 380 \text{ A (Magnetisierungsgleichstrom).}
 \end{aligned}$$

η) Wirkungsgrad.

Für einen Maschinensender von 375 kW Antennenleistung können folgende ungefähre Werte angenommen werden:

Motoraufnahme	600 kW
Generatorleistung	420 kW
Verluste im Frequenzwandler	40 kW
Verluste in den Abstimmgliedern	5 kW
Antennenleistung	375 kW
Wirkungsgrad	62%

c) Maschinensender von K. Schmidt (C. Lorenz A.-G., Berlin-Tempelhof).

α) Allgemeines.

Die bei diesen Sendern benutzten Frequenzwandler haben nur eine Wicklung (Hochfrequenzwicklung) und werden ohne Gleichstromvormagnetisierung betrieben. Bei kleineren Wellenlängen (unter 800 m) werden zweckmäßig zwei Frequenzwandler in Kaskadenschaltung verwendet.

Über Wirkungsweise der Frequenzwandler und Literatur siehe S. 376 bis 378.

β) Bauart der Hochfrequenzmaschinen.

Die Maschinen werden in verschiedenen Größen (2 bis 400 kW) gebaut. Abb. 915 zeigt eine Hochfrequenzmaschine von 100 kW Leistung mit direkt gekuppeltem

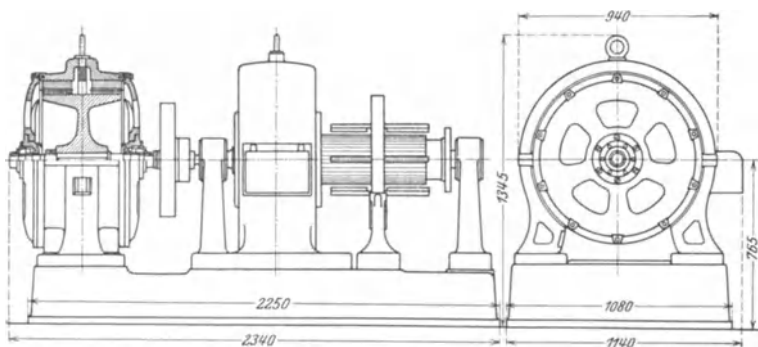


Abb. 915. Hochfrequenzmaschinensatz von 100 kW der C. Lorenz A.-G.

Gleichstrommotor. Die Hauptdaten dieser Maschine sind:

Anker: 360 Nuten; Nutendurchmesser 3,5 mm; 1 Draht (2,4 mm Ø) pro Nute; Ankerbreite 2×150 mm.

Magnetrad: Stahlguß; 180 Zähne; Durchmesser 620 mm; Breite 384 mm; Luftspalt 0,5 mm.

Das Gehäuse (Joch) ist aus Stahlguß. Die normale Drehzahl 2500. Ein Teil des Ankereisens und des Magnetrades zeigt Abb. 916.

Eine Maschine von 40 kW Leistung, bei der Magnetrad, eine Ankerhälfte und die Erregerspule herausgenommen sind,

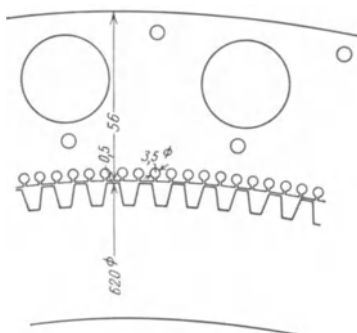


Abb. 916. Anker und Läufer der 100-kW-Maschine von C. Lorenz A.-G.

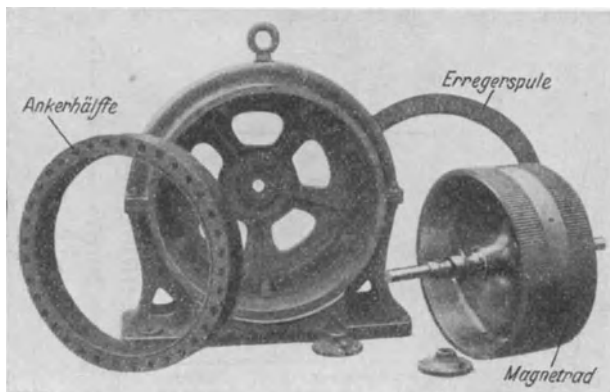


Abb. 917. Maschine von 40-kW-Leistung der C. Lorenz A.-G.

ist in Abb. 917 dargestellt. Abb. 918 zeigt eine Maschine von 500 kW bei der Montage.

Die Maschinen sind luftgekühlt.

Zum Antrieb der Hochfrequenzmaschinen werden Gleichstrommotoren benutzt.

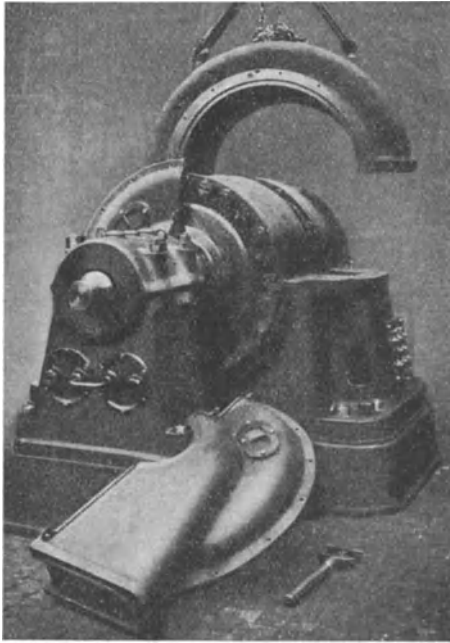


Abb. 918. Maschine von 500-kW-Leistung der C. Lorenz A.-G.

f_1 vervielfacht auf $f_2 = 11 f_1$. Der zweite Wandler bringt nun eine nochmalige Frequenzsteigerung um das Neunfache. Die Antennenfrequenz f_3 ist also $11 \cdot 9 = 99$ mal größer als die Maschinenfrequenz f_1 . Zu diesem Sender gehört

γ) Schaltung der Sender.

1. Mit einem Frequenzwandler. Das grundsätzliche Schaltbild zeigt Abb. 919. Die Maschine ist mit dem Primärkreis über die Spule L derart gekoppelt, daß die Spannung e an der Spule gleich der Wattspannung der Maschine ist. Die Maschine wird hierdurch nur mit Wattleistung belastet. Durch die Benutzung des Nebenschwingungskreises, der auf eine Frequenz, die zwischen der der Maschine und der des Stoßkreises liegt, abgestimmt ist, soll ein geringeres Abklingen der Amplituden der Nutzwelle und damit eine Leistungssteigerung erzielt werden.

2. Mit zwei Frequenzwandlern. In Abb. 920 ist das Schaltbild eines Rundfunksenders dargestellt, der mit zweimaliger Frequenzvervielfachung arbeitet. Mit Hilfe des ersten Wandlers wird die Maschinenfrequenz

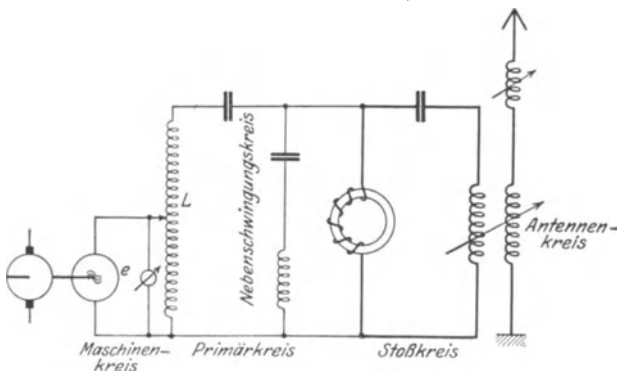


Abb. 919. Schaltbild des Senders mit einem Wandler.

die in Abb. 917 dargestellte Maschine von 40 kW Leistung. Die bei der Wellenlänge $\lambda = 415$ m in den einzelnen Kreisen auftretenden Stromstärken und Frequenzen sind in Abb. 920 eingetragen. Eine Photographie des Senders zeigt Abb. 921, S. 830.

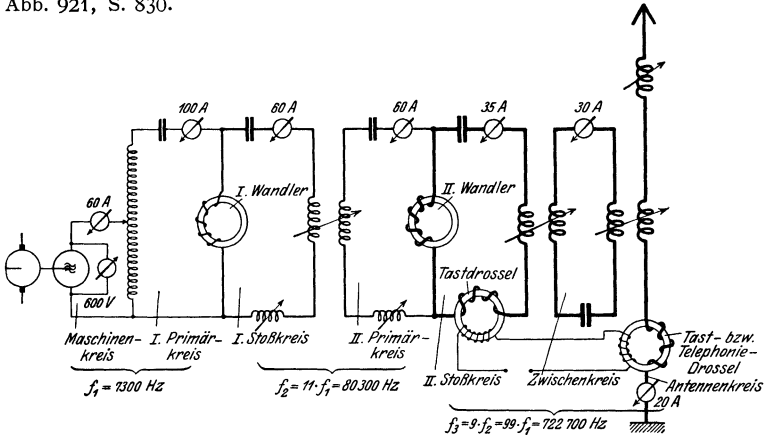


Abb. 920. Schaltbild des Senders mit zwei Wandlern.

δ) Wellenänderungen.

Änderungen der Wellenlänge können durch folgende Mittel bewirkt werden:

1. *stufenweise* durch Verändern der Vervielfachungszahl der Frequenzwandler und

2. *kontinuierlich* durch Drehzahlveränderungen der Hochfrequenzmaschine.

Durch Vereinigung dieser beiden Mittel läßt sich ein größerer Wellenbereich nahezu kontinuierlich herstellen. Abb. 922 zeigt die Kurven $n = f(\lambda)$ bei 4 Vervielfachungstufen (1 : 3, 1 : 5, 1 : 7 und 1 : 9) eines Senders von etwa 50 Antennen-kW mit einem Wandler.

e) Die Tasteinrichtung.

Zur Steuerung des Antennenstromes bei Telefonie wird eine im Antennenkreis liegende **Tastdrossel** benutzt. Bei dem Telegraphiebetrieb wird neben dieser Drossel noch eine im Stoßkreis (letzter Stoßkreis) liegende Drossel betätigt, um bei den Tastpausen mit dem Antennenstrom auf den Nullwert zu kommen; vgl. Abb. 920.

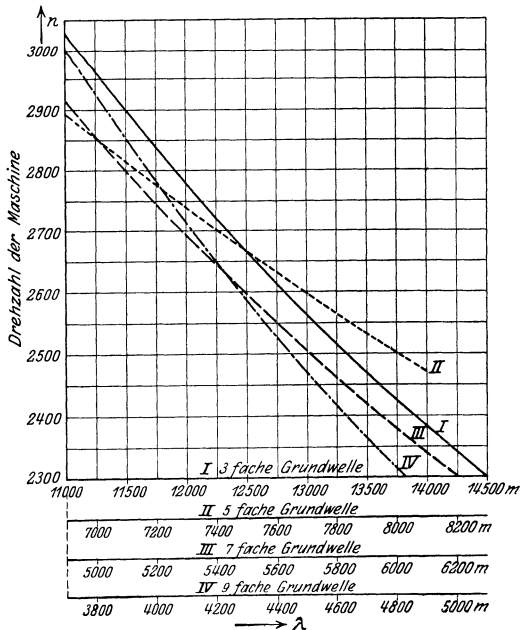


Abb. 922. Änderung der Wellenlänge.

ζ) Drehzahlregelung.

Der Federregler ist entweder direkt an dem Magnetrad befestigt oder befindet sich an einer besonderen, auf der Maschinenwelle befestigten Scheibe (vgl. Abb. 915). Über Wirkungsweise und Bauart des Reglers siehe S. 391.

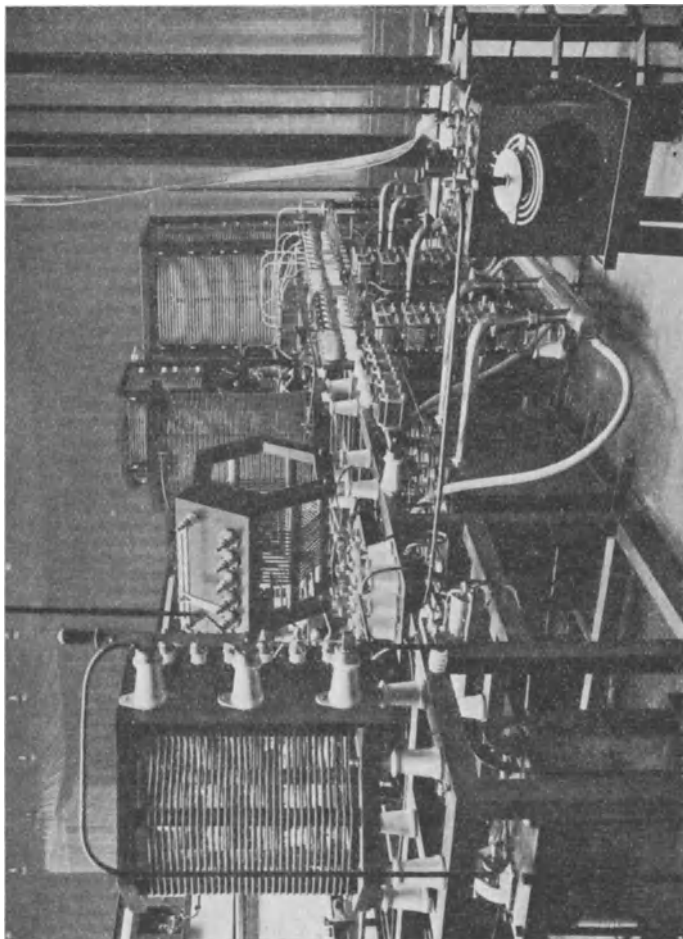


Abb. 921. Rundfunksender der C. Lorenz A.-G.

In nachstehender Tabelle sind die Betriebsdaten eines 2-kW-Maschinensenders¹⁾ für Schiffe bei verschiedenen Wellenlängen zusammengestellt. Der Sender ist mit Zwischenkreis ausgestattet. Die Frequenz der Maschine beträgt 7500 Hz bei 2600 Umdrehungen.

¹⁾ Schmidt, K.: Der Maschinensender für mittlere und kurze Wellen. Jahrbuch für das gesamte Funkwesen 2, S. 54. 1926.

Tabelle 38.

Betriebsdaten eines 2-kW-Maschinensenders von C. Lorenz A. G.

Wellenlänge m	Motorspannung V	Motorstrom A	Aufgenommene Leistung kW	Antennenkreiswiderstand Ω	Antennenstrom A	Antennenleistung kW	Wirkungsgrad %
800	220	80	17,6	6,5	22,0	3,15	17,9
900	220	80	17,6	6,0	24,5	3,61	20,5
1015	220	80	17,6	5,8	26,0	3,92	22,2
1210	220	80	17,6	5,4	28,0	4,24	24,1
1390	220	78	17,18	5,0	29,0	4,21	24,5
1620	220	80	17,6	4,8	31,0	4,62	26,2
1790	220	80	17,6	4,4	33,0	4,8	27,2
2000	220	78	17,18	4,5	32,5	4,76	27,7
2200	220	80	17,6	4,9	32,0	5,02	28,5
2500	220	78	17,18	5,2	31,0	5,00	29,1
2900	220	78	17,18	5,5	30,5	5,12	29,8
4200	220	73	16,07	5,9	29,0	4,96	30,9

d) Maschinensender von W. Dornig.

Diese Sender arbeiten mit Frequenzwandlern ohne Gleichstrommagnetisierung¹⁾. Sie sind ähnlich gebaut wie die Sender von K. Schmidt.

II. Der Empfang²⁾.

Bearbeitet von A. Esau.

Die Hauptbestandteile einer Empfangsanlage sind: die Empfangsantenne und der eigentliche Empfänger, der seinerseits wiederum eine Reihe von Einzelteilen enthält, von denen jeder seine besonderen Funktionen zu erfüllen hat. Die Abstimmittel, bestehend aus einer mehr oder weniger großen Zahl von Schwingungskreisen, die dazu dienen, die notwendige Störungsfreiheit gegenüber fremden Wellen herzustellen; eine Forderung, die in neuerer Zeit und mehr noch in der Zukunft in möglichster Vollkommenheit erfüllt sein muß, wenn der drahtlose Verkehr sicher durchgeführt werden soll. Die Gleichrichtung der hochfrequenten Schwingung erfordert ein weiteres wichtiges Organ im Empfänger, den Detektor, den man heute in idealer Form in der Elektronenröhre besitzt, die durch ihr Erscheinen eine Umwälzung in der Empfangstechnik hervorgerufen und die Empfangsmethoden von Grund aus umgestaltet und verfeinert hat.

Die Elektronenröhre hat auch die Möglichkeit eröffnet, die ankommenden außerordentlich schwachen Wellenenergien in sehr weitgehendem Maße zu verstärken, und zwar nicht nur solange sie hochfrequenter Natur sind, d. h. also vor der Gleichrichtung durch den Detektor, sondern auch nachdem diese erfolgt ist. Dementsprechend sind zwei verschiedene Verstärkertypen von der Technik entwickelt worden, die als Hoch- und Niederfrequenzverstärker bezeichnet werden.

Außer den Problemen der Störungsfreiheit und der Verstärkung, die heutzutage praktisch ausreichend gelöst sind und zu Apparaturen geführt haben, die allen Anforderungen des Betriebes entsprechen, hat man es noch mit einem dritten zu

¹⁾ Hilpert, Gg., u. H. Seydel: Beiträge zur Frequenzervielfachung. ETZ 47, H. 15 u. 16, S. 433. 1926.

²⁾ Die Bearbeitung dieses Kapitels ist unter besonderer Berücksichtigung des Empfangs über große Entfernungen (Überseempfang) auf langen Wellen durchgeführt.

tun, dessen Bedeutung noch erheblich größer ist als die der beiden ersten: die Abschwächung oder Beseitigung der atmosphärischen Störungen. Trotz großer alleseitiger Anstrengungen ist es bisher nicht gelungen, eine Lösung dieser Aufgabe zu finden, die den Forderungen des Betriebes genügt. Wohl ist erreicht worden, daß unter Zuhilfenahme sehr umfangreicher und kostspieliger Mittel eine merkbare Abschwächung der Störungen erzielt werden kann, von einer Ausscheidung aber kann auch heute noch nicht gesprochen werden.

Jeder Fortschritt nach dieser Richtung hin ist von der größten wirtschaftlichen Bedeutung. Nicht nur wird dadurch die Sicherheit der Aufnahme gesteigert, sondern auch eine Herabsetzung der Senderleistung ermöglicht. Hinzu kommt ferner, daß der vom Verkehrsstandpunkt so außerordentlich dringend geforderte Schnellbetrieb in vollem Ausmaß erst verwirklicht werden kann, wenn es gelingt, die atmosphärischen Störungen so weit abzuschwächen, daß zu allen Zeiten und auch unter tropischen Verhältnissen das für den Empfang allein maßgebliche Verhältnis von $\frac{\text{Lautstärke der Zeichen}}{\text{Intensität der Störungen}}$ größer als 1 gemacht werden kann. Die absolute Empfangsintensität spielt hierbei nur eine untergeordnete Rolle, da es bei dem obigen Verhältnis immer möglich ist, durch Verstärkeranordnungen die notwendige Endlautstärke herzustellen.

A. Empfangsantennen.

Solange der Verkehr zwischen zwei drahtlosen Stationen sich in der Weise abspielte, daß die eine sendete, während die andere empfing und daß in gewissen Abständen beide ihre Rollen wechselten, konnte man von Sende- und Empfangsantennen schlechthin nicht sprechen, da in beiden Fällen dasselbe Gebilde benutzt wurde. Da nun Größe und Formgebung der Antenne in erster Linie auf den Sender zugeschnitten, große Kapazität und wirksame Höhe erwünscht waren, so mußte der Empfänger mit der vorgegebenen Antenne vorliebnehmen und auf eine für ihn passende Gestaltung verzichten. Es muß allerdings zugegeben werden, daß zu dieser Zeit, wo allein der immerhin recht unempfindliche Detektor zur Verfügung stand und Verstärkungsmöglichkeiten nicht vorhanden waren, Antennen mit großer effektiver Höhe nicht zu umgehen waren.

Die großen Senderantennengebilde nahmen unter dem Einfluß atmosphärischer Störungen hohe Spannungen auf, die den Übelstand im Gefolge hatten, daß die zur Abstimmung der Antenne verwendeten Drehkondensatoren, auch dann, wenn sie mit Öl gefüllt waren, häufig durchschlagen wurden und Empfangsstörungen hervorriefen. Aus dem gleichen Grunde heraus erfolgten zahllose Zerstörungen von Detektoren, von denen sich am widerstandsfähigsten noch der Karborunddetektor erwiesen hat.

Erst in einer späteren Epoche der Entwicklung ging man dazu über, den Antennen für den Empfang eine abweichende Gestalt zu geben, d. h. also jede Station mit zwei Antennen auszurüsten, wobei aber der Wechselverkehr aus Gründen der gegenseitigen Beeinflussung der beiden beibehalten werden mußte.

Die am meisten angewendete Form der Sendeantenne bestand aus einem dickdrähtigen Kupferseil, das an etwa 75 bis 140 m hohen Masten geradlinig in Richtung auf die aufzunehmende Station ausgespannt war. Die Länge wurde etwa gleich der Viertelwellenlänge gewählt. Gewöhnlich wurde ein Teil der Maste, zwischen denen diese Sendeantenne ausgespannt war, auch zum Tragen der viel längeren Empfangsantenne mitbenutzt. Bemerkenswert in bezug auf die weitere Entwicklung ist hier schon das Vorhandensein einer räumlichen Trennung von Sende- und Empfangsstation, die aber noch nicht infolge der festen Kopplung zwischen beiden Antennen ein gleichzeitiges Arbeiten ermöglichte.

Die Wege in der Ausgestaltung der Antennen entsprechend ihrer Verwendung trennen sich erst in dem Zeitpunkt, wo der Verkehr aus Gründen der Zeitersparnis

und der Abkürzung der Laufzeit der Telegramme den Duplexverkehr forderte, d. h. das gleichzeitige ungestörte Senden und Empfangen.

Die Lösung dieses Problems konnte nur durch eine noch weitergehende räumliche und elektrische Trennung der Sender- und Empfangsanlagen erreicht werden, und damit standen der Anpassung der Antenne an die besonderen Bedürfnisse des Empfanges nunmehr Hindernisse nicht mehr entgegen.

Allerdings durfte die Entfernung beider Anlagen aus Kostengründen nicht über ein gewisses Maß wachsen, denn es mußte eine Drahtverbindung zwischen ihnen vorhanden sein, die dazu diente, entweder durch die auf der Empfangsstation gelegene Taste den Sender zu betätigen oder aber die Empfangsströme zur Sendestation zu übertragen für den Fall, daß die Taste sich bei der letzteren befand.

Diese Anordnungen sind aber in der neuesten Zeit überholt worden durch die Einrichtung von Betriebszentralen, die entweder mit dem Zentraltelegraphenamt der Landeshauptstadt unmittelbar vereinigt oder wenigstens ihm sehr nahe liegen. Hier münden sowohl von der Sendestelle die Tastleitungen als auch von der Empfangsanlage die Hörübertragungsleitungen (Abb. 923).

Da es beim gleichzeitigen Senden und Empfangen darauf ankommt, den Empfänger gegen die Einwirkungen des starken Feldes der eigenen Sendestation zu schützen, so ist es erklärlich, warum man an Stelle der ungerichteten Antennen sehr bald zu solchen mit ausgesprochener Richtwirkung übergegangen ist, die bis in die neueste Zeit, wenn auch in veränderter Form, ihren Platz behauptet haben.

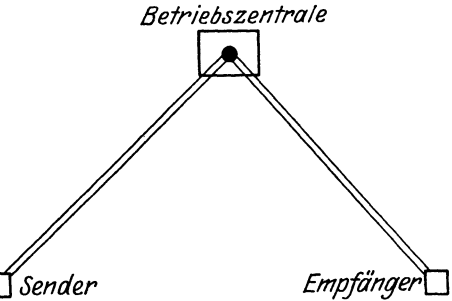


Abb. 923. Verbindung von Sender und Empfänger mit der Betriebszentrale.

a) V-Antenne.

Als erste gerichtete Antenne wurde die V-Antenne benutzt, so genannt nach der Ähnlichkeit ihrer Form mit einem V (s. Abb. 924). Ihre Aufstellung erforderte besonders für die langen Wellen einen ausgedehnten, offenes und möglichst ebenes Gelände. Sie besitzt gegenüber den weiter unten beschriebenen Rahmenantennen den Vorzug einer verhältnismäßig großen Empfangsamplitude und wurde daher vielfach zu einer Zeit angewendet, als es noch nicht möglich war, einwandfreie Hochfrequenzverstärker zu bauen. Da aber ihre maximale Empfangsrichtung durch ihren Verlauf gegeben ist, so besitzt man nicht die Möglichkeit wie beim Rahmen, diese Richtung zu drehen.

Wenn auch mit V-Antennen eine Empfangsmöglichkeit für alle Einfallrichtungen geschaffen werden soll, so läßt sich dieses Ziel nur erreichen, wenn man zwei sich rechtwinklig kreuzende, vollkommen gleichgebaute Antennen aufstellt und die Drehung

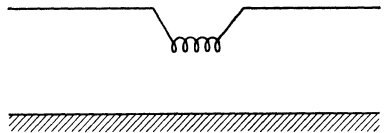


Abb. 924. V-Antenne.

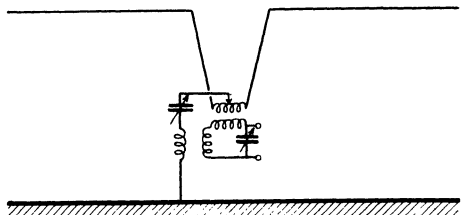


Abb. 925. Schaltung für einseitigen Empfang.

der Charakteristik durch eine Goniometeranordnung bewerkstelligt (vgl. S. 947 ff.).

Verbindet man (Abb. 925) die Mitte der in der V-Antenne liegenden Kopplungsspule mit der Erde unter Einschaltung eines Abstimmkreises und kombiniert man dann in genau der gleichen Weise wie bei der Rahmenantenne (s. S. 846) die Wirkungen der gerichteten und ungerichteten Antennen, so erhält man als resultierende Charakteristik die Kardioide (s. Abb. 932 S. 839), d. h. also ein einseitig gerichtetes Empfangssystem.

b) Rahmenantenne.

Mit viel kleineren Abmessungen und einfacher Drehungsmöglichkeit gestattet die Rahmenantenne einen gerichteten Empfang. Ihre Anwendung setzt allerdings voraus, daß die Möglichkeit besteht, die sehr schwachen Empfangsströme hochfrequent genügend zu verstärken, eine Forderung, die bei dem heutigen Stande der Empfangstechnik als gelöst angesehen werden kann. Von den sehr kleinen Rahmenabmessungen, die zunächst angestrebt wurden (Zimmerrahmenanordnungen), ist man später wieder abgekommen und zu größeren übergegangen, die besonders in dem Fall am Platze sind, wo eine Abstimmung der Antenne auf die Empfangswelle nicht erfolgt (s. Doppelrahmenanordnung S. 848).

c) Erdantennen.

Macht man den Abstand zwischen einer V-Antenne und dem Erdboden sehr klein, so behält sie ihre Richteigenschaften unverändert bei, und zwar auch dann noch, wenn die Antenne unmittelbar auf der Erde ausgelegt wird. Es ändert sich nur die Dämpfung, und zwar steigt diese um so mehr, je mehr man sich dem Boden nähert, was eine Verschlechterung der Störungsfreiheit zur Folge hat.

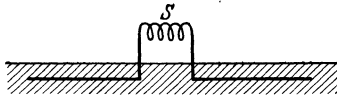


Abb. 926. Erdantenne.

Die Richtwirkung bleibt auch dann noch erhalten, wenn der blanke Leitungsdraht in die Erde verlegt wird. Es wird in diesem Falle aber nötig, die Länge beträchtlich zu verkürzen. Für Wellen von

10 000 bis 20 000 m genügen bereits 100 m Drahtlänge. Die Schaltung zeigt die Abb. 926. Die in der Antennenmitte eingeschaltete Kopplungsspule, die nur eine geringe Windungszahl zu haben braucht, vermittelt die Energieübertragung zur eigentlichen Empfangsapparatur, die besonders selektiv und außerdem über Verstärkungsmöglichkeiten verfügen muß. Mit Hilfe derartiger Antennen gelingt es Großstationen über Entfernungen von mehr als 10 000 km aufzunehmen. In der Praxis haben sie keinen Eingang gefunden, weil ihnen die Möglichkeit der Drehung der Empfangsrichtung fehlt und sie zusätzlicher Selektionsmittel zur Erzielung ausreichender Störungsfreiheit bedürfen.

d) Innenantennen.

Seit der Einführung des Rundfunks werden vielfach Antennen benutzt, die im Innern von Gebäuden ausgespannt sind und die man im Gegensatz zu den normalen im Freien angeordneten als Innenantennen bezeichnet. Abgesehen davon, daß innerhalb von Häusern, die aus Eisenbeton hergestellt sind, infolge der Schirmwirkung des verteilten Eisens eine unter Umständen sehr beträchtliche Schwächung der Empfangsintensität eintritt, ist bei ihrer Anlage sorgfältig darauf zu achten, daß sie nach Möglichkeit nicht allzu nahe an den Wänden, elektrischen Leitungen usw. entlang geführt werden, da sonst sehr leicht störende Beeinflussungen des Empfanges auftreten können, die mit denen atmosphärischer Störungen viel Ähnlichkeit besitzen.

B. Richtcharakteristiken von Antennenkombinationen¹⁾.

Vorausgesetzt werden zwei im Abstand d voneinander angeordnete Antennen (s. Abb. 927), deren Richtungscharakteristiken in Polarkoordinaten r und φ dargestellt werden durch die Beziehungen

$$r_1 = f(\varphi) \quad \text{und} \quad r_2 = g(\varphi) \quad (\text{Abb. 927}).$$

Hieraus ergibt sich für die Gleichung der resultierenden Charakteristik der Ausdruck

$$r = r_1 + r_2 = \sqrt{\{f(\varphi) - g(\varphi)\}^2 + 4f(\varphi)g(\varphi)\cos^2\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cos\varphi + \psi\right)},$$

wo λ die Wellenlänge und ψ ein Phasenwinkel ist, den man dem durch Wellenlänge, Abstand und φ gegebenen $-\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\varphi$ — noch künstlich zusetzen kann.

Von den möglichen Werten haben die folgenden praktisch das größte Interesse

$$\psi_1 = 0 \quad \text{und} \quad \psi_2 = \pi,$$

die außerdem noch den Vorzug der leichten Herstellbarkeit besitzen,

$$1. \quad \underline{\psi_1 = 0}.$$

Aus der Gleichung für r ergibt sich in dem Falle, wo nur die „natürliche“ Phasendifferenz $\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\varphi$ vorhanden ist:

$$r_{\psi=0} = \sqrt{\{f(\varphi) - g(\varphi)\}^2 + 4f(\varphi)g(\varphi)\cos^2\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cos\varphi\right)},$$

$$2. \quad \underline{\psi_2 = 180^\circ}.$$

Führt man zusätzlich eine künstliche Phasenverschiebung von 180° ein, so wird

$$r_{\psi=180^\circ} = \sqrt{\{f(\varphi) - g(\varphi)\}^2 + 4f(\varphi)g(\varphi)\sin^2\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cos\varphi\right)}.$$

Diese beiden Ausdrücke stellen ganz allgemein die Richtungscharakteristiken von zwei Antennen dar, die im einzelnen als voneinander verschieden vorausgesetzt worden sind.

Anwendung auf spezielle Fälle.

a) $f(\varphi) = g(\varphi)$.

Unter der Annahme, daß, wie es praktisch vielfach der Fall sein wird, beide Antennen gleiche Einzelcharakteristiken haben, gehen die Ausdrücke für $r_{\psi=0}$ und $r_{\psi=180^\circ}$ über in die folgenden:

$$r_{\psi=0} = 2f(\varphi)\cos\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cos\varphi\right), \quad r_{\psi=180^\circ} = 2f(\varphi)\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\cos\varphi\right).$$

$$\underline{\alpha) f(\varphi) = g(\varphi) = \text{const} = a} \quad (\text{Abb. 928}).$$

¹⁾ Esau, A.: Richtcharakteristiken von Antennenkombinationen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 142. 1926.

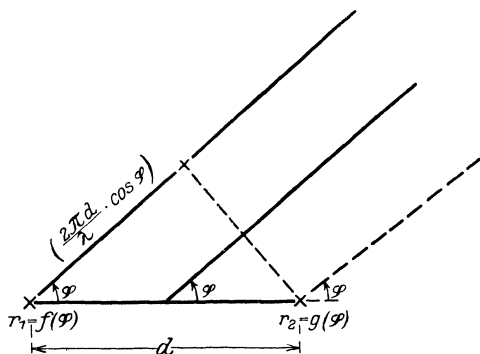


Abb. 927. Antennenkombination.

Gibt man der beliebigen Funktion $f(\varphi)$ den Wert a , d. h. setzt man zwei ungerichtete Antennen, wie beispielsweise gerade Drähte, T-Antennen usw. voraus, so erhält man als Charakteristik der Kombination

$$r_{\psi=0} = 2a \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi\right), \quad r_{\psi=180^\circ} = 2a \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi\right).$$

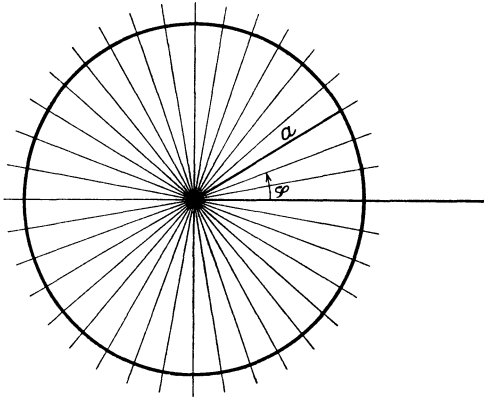


Abb. 928. Charakteristik der offenen Antennen.

während die Empfangsintensität der Wellen in dieser Richtung geringer ist. In dem besonderen Fall, wo der Abstand so gewählt wird, daß $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$, d. h. gleich einer halben Wellenlänge ist, wird die Intensität für den Einfallswinkel $\varphi = 0$ bzw. 180° gleich Null.

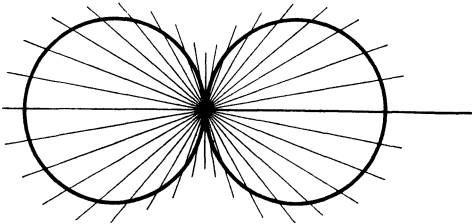


Abb. 929. Charakteristik einer Kombination von zwei gerichteten Antennen.

Unter dieser Voraussetzung fällt die Hauptempfangsrichtung in die Verbindungslinie der Antennenstandorte, während aus der um 90° dagegen versetzten nichts empfangen wird (Abb. 929).

3. $\frac{d}{\lambda}$ sehr klein. Macht man den Abstand der beiden Antennen sehr klein, so kann in dem Ausdruck

$$r_{\psi=180^\circ} = 2a \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi\right)$$

der Sinus annäherungsweise ersetzt werden durch das Argument, und es wird dann

$$r_{\psi=180^\circ} = 2a \frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi.$$

Sie besteht in beiden Fällen aus zwei sich berührenden, nahezu kreisförmigen Figuren, deren Hauptachsen aber um 90° gegeneinander versetzt sind.

1. $r_{\psi=0^\circ}$. Für $\varphi = 0$ und $\varphi = 90^\circ$ erhält man:

$$r_{\psi} = 2a \cos \frac{\pi d}{\lambda}$$

bzw.

$$r_{\psi} = 2a,$$

d. h. das System empfängt maximal aus einer Richtung, die senkrecht auf der Verbindungslinie der beiden Antennenfußpunkte steht, während die Empfangsintensität der Wellen in dieser Richtung geringer ist. In dem besonderen Fall, wo der Abstand so gewählt wird, daß $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$, d. h. gleich einer halben Wellenlänge ist, wird die Intensität für den Einfallswinkel $\varphi = 0$ bzw. 180° gleich Null.

2. $r_{\psi=180^\circ}$. Gibt man beiden noch eine zusätzliche Phasenverschiebung von 180° , so wird

$$r_{\psi} = 2a \sin \frac{\pi d}{\lambda}$$

für $\varphi = 0$

und

$$r_{\psi} = 0$$

für $\varphi = 90^\circ$.

In diesem Falle besteht die Charakteristik aus zwei sich berührenden wirklichen Kreisen. Es ergibt sich ferner, daß die Amplitude $2a \frac{\pi d}{\lambda}$ unter diesen Umständen abhängig ist von dem Verhältnis $\frac{d}{\lambda}$, d. h. also bei sehr kleinen Werten entsprechend geringen Abständen ebenfalls sehr klein wird.

Aber auch wenn diese Bedingung nicht erfüllt ist, wird man praktisch mit genügender Genauigkeit die Kreisform annehmen können.

$$\beta) \underline{f(\varphi) = g(\varphi) = a \cos \varphi} \quad (\text{Abb. 929}).$$

Setzt man zwei Antennen voraus, deren Charakteristiken wie beispielsweise bei Rahmenantennen dargestellt werden können durch die Gleichung

$$f(\varphi) = a \cos \varphi,$$

so erhält man für das System aus der allgemeinen Gleichung

$$r_{\psi=0} = 2a \cos \varphi \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right)$$

bzw.

$$r_{\psi=180^\circ} = 2a \cos \varphi \sin \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right),$$

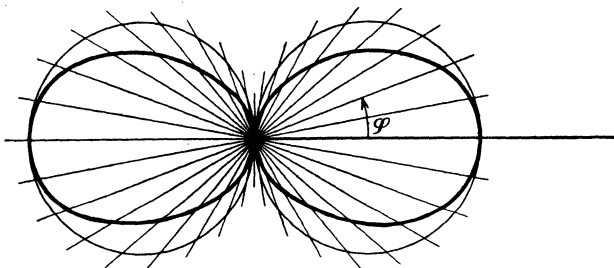


Abb. 930. Kombination zweier gerichteter Antennen.

d. h. die Richtungscharakteristik der Kombination besteht wiederum aus zwei sich berührenden Figuren, die aber von der Kreisgestalt abweichen. Wie auch das Verhältnis $\frac{\text{Abstand}}{\text{Wellenlänge}}$ gewählt wird, stets wird das System für senkrecht zur Verbindungslinie einfallende Wellen die Empfangsintensität Null ergeben.

Bei Anwendung einer zusätzlichen Phasendifferenz von 180° und unter der Annahme, daß die Entfernung der Fußpunkte der Antennen klein im Verhältnis zur Wellenlänge ist ($d \ll \lambda$), wird

$$r_{\psi=180^\circ} = 2a \frac{\pi d}{\lambda} \cos^2 \varphi \quad (\text{Abb. 930}).$$

Die hierdurch gegebene Kurve verläuft beträchtlich flacher als die im vorhergehenden Abschnitt für das aus zwei ungerichteten Antennen bestehende System gefundene.

γ) Reihen- oder Parallelstellung (s. Abb. 931).

Dreht man die Rahmen aus der bisher angenommenen Stellung — beide Ebenen fielen in eine Richtung — um 90° heraus, so daß sie nunmehr parallel verlaufen, so gehen die obigen Gleichungen über in die folgenden:

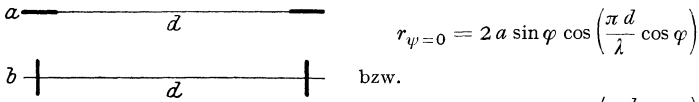


Abb. 931. Antennenstellungen:
a) Reihenstellung, b) Parallelstellung.

$$r_{\psi=0} = 2a \sin \varphi \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right)$$

bzw.

$$r_{\psi=180^\circ} = 2a \sin \varphi \sin \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right).$$

In beiden Fällen wird das System, wie aus den Gleichungen hervorgeht, für Wellen in Richtung der Verbindungslinie der Antennen nicht empfangsfähig sein.

Für Einfallswinkel von 90° bzw. 270° ergibt sich

$$r_{\psi=0} = 2a, \quad r_{\psi=180^\circ} = 0,$$

d. h. ein aus zwei Rahmenantennen bestehendes Empfangssystem, deren Ebenen parallel sind, empfängt maximal aus einer Richtung, die in diese Ebene hinein-fällt, während die Empfangsintensität für Wellen aus dazu senkrechten Richtungen Null wird.

Außerdem aber besteht noch ein wesentlicher Unterschied zwischen den beiden Stellungen (Reihen- und Parallelstellung), der in verschieden großer Schärfe der Charakteristiken zum Ausdruck kommt (s. Tabelle 89).

Tabelle 89.

Charakteristiken für zwei Rahmen-
antennen

	Reihen- stellung: $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$	Parallel- stellung: $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$
$\varphi = 0^\circ$	$r = 2,00 a$	$r = 2,00 a$
30°	$1,69 a$	$1,23 a$
60°	$0,71 a$	$0,21 a$
90°	$0,0 a$	$0,0 a$

Bei der Reihenstellung beträgt der r -Wert für Wellen, die aus einem um 30° von der Hauptempfangsrichtung abweichenden Winkel einfallen, $1,69 a$, bei der Parallelstellung aber nur $1,23 a$. Für eine Winkeldifferenz von 60° erhält man im ersten Fall $0,71 a$, im zweiten $0,21 a$. Die Richtcharakteristik ist also bei der Parallelstellung (Abb. 931b) viel schärfer.

Daraus ergibt sich das für die Praxis sehr wichtige Resultat, daß bei der Kombination zweier Rahmenantennen die Parallelstellung der Reihenstellung unbedingt vorzuziehen ist.

Es ist hierbei ganz gleichgültig, ob das Verhältnis $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$ oder kleiner gewählt wird.

b) $f(\varphi) \geq g(\varphi)$.

$$f(\varphi) = a; \quad g(\varphi) = a \cos \varphi \quad (\text{Abb. 932}).$$

Die Kombination besteht aus einer ungerichteten und einer gerichteten Antenne.

Aus der allgemeinen Gleichung für die Charakteristik folgt

$$r_{\psi=0} = a \sqrt{(1 - \cos \varphi)^2 + 4 \cos \varphi \cos^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right)},$$

$$r_{\psi=180^\circ} = a \sqrt{(1 - \cos \varphi)^2 + 4 \cos \varphi \sin^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi \right)}.$$

In der folgenden Tabelle 90 sind für verschiedene Werte von $\frac{\text{Abstand}}{\text{Wellenlänge}}$ und die Einfallswinkel $\varphi = 0^\circ, 90^\circ$ und 180° ; die sich aus den obigen Gleichungen ergebenden r -Werte enthalten.

Tabelle 90. Werte für r bei verschiedenen Einfallswinkeln.

	$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{6}$	$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{4}$	$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{3}$	$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$
$\varphi = 0^\circ$	$r_{\psi=0} = 1,74 a$	1,42 a	1,0 a	0,0 a
90°	1,0 a	1,0 a	1,0 a	1,0 a
180°	1,00 a	1,42 a	1,74 a	2,0 a

Die Form der Charakteristik ist stark abhängig von dem Verhältnis des Abstandes zur Wellenlänge. Eine Symmetrie in bezug auf die Ordinatenachse ist nur in

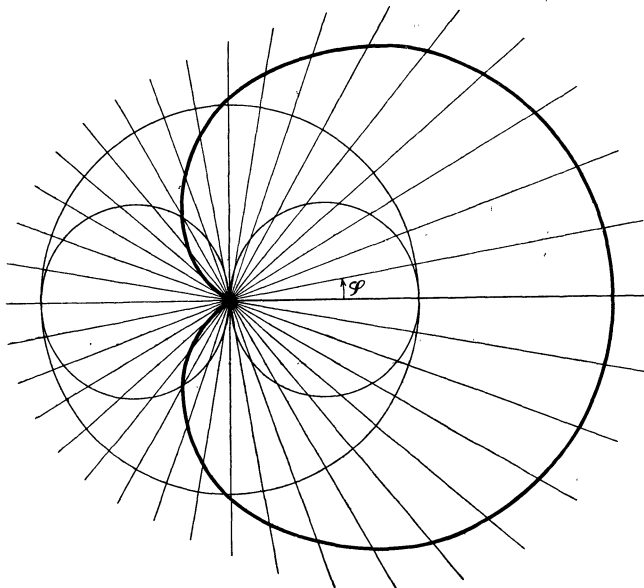


Abb. 932. Kombination von gerichteter und ungerichteter Antenne zur Kardioiden.

dem Fall vorhanden, wo $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{4}$ ist. Im allgemeinen ist die Empfangswirkung für Wellen mit dem Einfallswinkel 0° verschieden von dem für $\varphi = 180^\circ$ (Abb. 933). Unabhängig von dem Abstandsverhältnis ergibt sich der Wert des r für senkrecht zur Verbindungslinie der Fußpunkte einfallende Wellen gleich a . Die Charakteristik hat eine gewisse Ähnlichkeit mit der der bekannten geknickten L-Antenne.

Besonderer Fall: $d = 0$.

Rücken die beiden Antennen so nahe zusammen, daß sie sich an dem gleichen Ort befinden ($d = 0$), so gehen die obigen Gleichungen über in die folgenden:

$$r_{\psi=0} = a(1 + \cos \varphi),$$

$$r_{\psi=180^\circ} = a(1 - \cos \varphi).$$

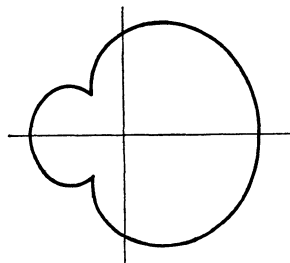


Abb. 933.

Die Richtcharakteristiken sind Kardioiden (s. Abb. 933). Für den Einfallswinkel $\varphi = 0$ wird $r_{\psi=0} = 2a$; für die entgegengesetzte Richtung ($\varphi = 180^\circ$) $r_{\psi=0} = 0$. Die Kombination stellt ein einseitiges Empfangssystem dar, das unter dem Namen Herzkurven- oder Kardioidenanordnung in der Technik eine vielseitige Anwendung gefunden hat (s. auch Mittel gegen Störungen S. 858 ff.).

$$c) f(\varphi) = g(\varphi).$$

$$\alpha) f(\varphi) = a(1 + \cos \varphi).$$

Kombiniert man zwei Antennensysteme, von denen jedes für sich aus einer gerichteten und ungerichteten Antenne besteht, d. h. die Kardioiden als Charakteristik besitzt, so erhält man für den Fall der „Reihenstellung“ aus der allgemeinen Gleichung

$$r_{\psi=0} = 2a(1 + \cos \varphi) \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi\right),$$

$$r_{\psi=180^\circ} = 2a(1 + \cos \varphi) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi\right).$$

Praktisch am meisten benutzt wird die Anordnung, bei der eine zusätzliche Phasendifferenz von 180° eingeführt wird, was der zweiten Gleichung entspricht. Den ungefähren Verlauf der Richtkurve erkennt man aus der folgenden Tabelle.

Tabelle 91.

Charakteristik bei zusätzlicher Phasendifferenz von 180° .

	$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{6}$	$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{4}$	$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{3}$	$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$
$\varphi = 0^\circ$	$r_{\psi=180^\circ} = 2,0 a$	2,84 a	3,48 a	4,0 a
60°	0,78 a	1,15 a	1,5 a	2,1 a
90°	0,0 a	0,0 a	0,0 a	0,0 a
120°	0,26 a	0,38 a	0,5 a	1,0 a
180°	0,0 a	0,0 a	0,0 a	0,0 a

Das System empfängt maximal Wellen vom Einfallswinkel $\varphi = 0$. Die Empfangsintensität wird Null für senkrecht zur Verbindungslinie einfallende Wellen, desgleichen für solche, die von rückwärts kommen ($\varphi = 180^\circ$). Von der Kardioidenform unterscheidet sich die vorliegende Charakteristik dadurch, daß der Seitenempfang ausbleibt und die Schärfe eine viel größere ist. Es zeigt sich ferner, daß praktisch aus Winkelräumen, für die φ zwischen 90° und 270° liegt, nichts empfangen werden kann, mit Ausnahme von zwei eng begrenzten Winkelbereichen, die in der Nähe der Einfallswinkel $\varphi = 120^\circ$ und 240° liegen, wobei aber die Beträge des r gegenüber der Maximalamplitude sehr klein sind und daher nicht so erheblich ins Gewicht fallen (Abb. 934).

Was die praktische Ausführung einer solchen Anordnung betrifft, die unter dem Namen „Doppelrahmenanordnung“ besonders für die Zwecke des Großempfanges eine weitgehende Anwendung gefunden hat, so wird der Forderung einer möglichst scharfen Richtungscharakteristik, d. h. einer weitgehenden elektrischen „Abblendung“ des Systems, am besten entsprochen, wenn der Abstand der beiden Antennen möglichst klein gemacht wird, da die Schärfe hierbei zunimmt. Andererseits aber tritt hierbei, wie aus der Tabelle 91 hervorgeht, eine starke Abnahme der Amplitude von r ein, d. h. eine Schwächung der Empfangsintensität. Man wird deshalb zwischen den beiden Forderungen: große Schärfe und möglichst geringe Schwächung des Empfangs, einen Kompromiß schließen

und die Anordnung so wählen, daß das Verhältnis $\frac{d}{\lambda}$ etwa zwischen $\frac{1}{3}$ und $\frac{1}{6}$ liegt. Eine Unterschreitung des Wertes $\frac{1}{6}$ erhöht die Schärfe der Charakteristik nur unbedeutend, schwächt aber die Empfangsintensität sehr stark, während um-

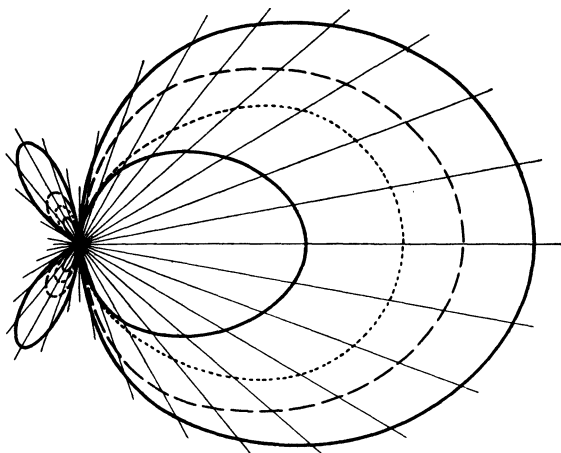


Abb. 934. Charakteristik einer Doppelrahmenanordnung.

gekehrt bei Annäherung an den Wert $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$ zwar noch eine Zunahme der Intensität eintritt, die aber nur erkauft werden kann durch eine starke Verbreiterung der Kurve und damit eine Verschlechterung der Richteigenschaften des Systems.

β) Parallel- oder Reihenstellung (Abb. 931, S. 838).

Dreht man die beiden Richtantennen aus der vorhin angenommenen Stellung um 90° , so wird die maximale Empfangsintensität für jede einzelne jetzt beim Einfallswinkel $\varphi = 90^\circ$ liegen, während für Winkel $\varphi = 0^\circ$ und 180° r den Wert a annimmt.

Die Gleichung der Einzelcharakteristik (Kardioide) nimmt hierbei die Form $a(1 + \sin \varphi)$ an, und man erhält für das System die Beziehungen

$$r_{\psi=0} = 2a(1 + \sin \varphi) \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi\right)$$

bzw.

$$r_{\psi=180^\circ} = 2a(1 + \sin \varphi) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \varphi\right).$$

Aus der ersten Gleichung folgt, daß ohne Zusatz einer künstlichen Phasendifferenz ($\psi = 0$) die Charakteristik sehr günstig wird, wenn das Verhältnis $\frac{\text{Abstand}}{\text{Wellenlänge}}$ so gewählt wird, daß der Wert $\frac{1}{2}$ herauskommt. Anderenfalls wird r für $\varphi = 0$ nicht Null, d. h. es bleibt ein restlicher Seitenempfang bestehen, dessen Betrag abhängig ist von dem Verhältnis $\frac{d}{\lambda}$.

Dieser Fall unterscheidet sich von dem vorhin behandelten, wo das System aus zwei einfachen Richtantennen bestand, dadurch, daß nur für das Verhältnis $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$ eine besonders günstige Form der Charakteristik eintritt, während dort

eine ähnliche Beschränkung nicht vorhanden war. Vergleicht man auch bei der vorliegenden Kombination die beiden Richtcharakteristiken, die bei Reihen- und Parallelstellung erhalten werden und die durch die Gleichungen

$$r_{\varphi=180^\circ} = 2a(1 + \cos\varphi) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos\varphi\right)$$

und

$$r_{\varphi=0} = 2a(1 + \sin\varphi) \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos\varphi\right)$$

gegeben sind, so zeigt sich, wie aus der Tabelle 92 hervorgeht, auch hier wiederum eine beträchtliche Überlegenheit der Parallelstellung.

Tabelle 92.

	Reihen- stellung: $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$	Parallel- stellung: $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$
$\varphi = 0^\circ$	$r = 4,00 a$	$r = 4,00 a$
30°	$3,65 a$	$2,64 a$
60°	$2,12 a$	$0,62 a$
90°	$0,00 a$	$0,00 a$

Die betreffenden r -Werte für eine aus 30° von der Hauptempfangsrichtung abweichenden Richtung einfallende Welle sind 3,65 a bzw. 2,64 a . Für Winkelabweichungen von 60° wird $r = 2,12 a$ bzw. 0,62 a .

Eine Anlage mit Parallelstellung der beiden Antennen wird also am günstigsten empfangen, wenn die Einfallrichtung der Wellen senkrecht zur Verbindung der Antennenfußpunkte liegt und wenn außer-

dem ihr Abstand so gewählt wird, daß er der halben Wellenlänge entspricht.

In der Praxis wird es im allgemeinen sehr schwierig sein, eine derartige Anlage anzuwenden, da ihre überlegene Wirksamkeit nur bei einer einzigen Wellenlänge, die durch die Abmessungen fest gegeben ist, beschränkt bleibt und eine Empfangsanlage für nur eine Welle sehr unwirtschaftlich sein würde. Infolgedessen zieht man die Aufstellung in „Reihe“ vor, die zwar eine nicht ganz so gute Richtschärfe aufweist, dafür aber auf einem größeren Wellenbereich annähernd gleichmäßig arbeitet.

d) $f(\varphi) = g(\varphi)$.

$$f(\varphi) = 2a(1 + \cos\varphi) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos\varphi\right) \quad (\text{Abb. 935}).$$

Kombiniert man die erste der beschriebenen Doppelrahmenanordnungen ($r = 2a(1 + \cos\varphi) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos\varphi\right)$) mit einer im Abstand d' gelegenen entsprechenden, so ergibt die allgemeine Gleichung für die resultierende Charakteristik den Ausdruck

$$r = 4a(1 + \cos\varphi) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos\varphi\right) \cos\left(\frac{\pi d'}{\lambda} \sin\varphi\right).$$

Die durch diese Gleichung dargestellte Charakteristik zeigt eine noch größere Schärfe als die einfache Doppelrahmenanordnung. Sie unterscheidet sich von ihr aber auch noch in anderer Beziehung. Während wir dort Minima des Empfangs für Einfallswinkel $\varphi = 90^\circ$, 180° und 270° vorfanden, treten bei der neuen Anordnung noch weitere Minima hinzu, deren Lage abhängig ist von dem Abstand d' der beiden Doppelrahmensysteme, insbesondere dem Verhältnis $\frac{d'}{\lambda}$.

Wie aus der Gleichung der Charakteristik hervorgeht, lassen sich die weiteren Minima errechnen aus dem Faktor

$$\cos\left(\frac{\pi d'}{\lambda} \sin\varphi\right),$$

und zwar lautet die Bedingung hierfür

$$\cos\left(\frac{\pi d'}{\lambda} \sin \varphi\right) = 0$$

oder

$$\frac{\pi d'}{\lambda} \sin \varphi = \frac{\pi}{2}, \quad \frac{3\pi}{2} \quad \text{usw.}$$

Daraus folgt

$$\sin \varphi = \frac{1}{2\left(\frac{d'}{\lambda}\right)}$$

$$\varphi = \arcsin \frac{1}{2\frac{d'}{\lambda}}.$$

Macht man $\frac{d'}{\lambda} = \frac{1}{2}$, so tritt offenbar noch keine Vermehrung der Minima ein gegenüber der einfachen Doppelrahmenanordnung; es ergibt sich $\varphi = 90^\circ$,

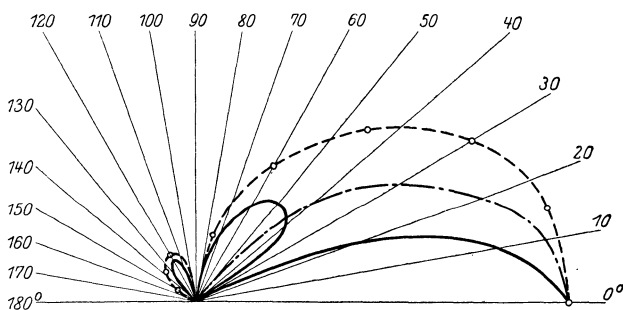


Abb. 935.

- Doppelrahmenanordnung $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{4}$; $\frac{d'}{\lambda} = 0$.
 - - - - Vier-Antennenanordnung $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{4}$; $\frac{d'}{\lambda} = \frac{1}{2}$.
 ————— Vier-Antennenanordnung $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{4}$; $\frac{d'}{\lambda} = 1$.

wo bereits ein Minimum liegt. Erst bei Werten $\frac{d'}{\lambda} > \frac{1}{2}$ kommen neue Minima hinzu, so beispielsweise wenn der Abstand d' gleich der Wellenlänge gemacht wird, für $\sin \varphi = \frac{1}{2}$ oder $\varphi = 30^\circ$ bzw. 150° . Da die Kurve außerdem symmetrisch zur Abszissenachse ist, so treten noch Minima bei 210° und 330° hinzu, insgesamt also 4.

Vergrößert man den Abstand d' noch weiter, so daß etwa $\frac{d'}{\lambda} = 2$ wird, so erhält man aus der obigen Beziehung $\sin \varphi = \frac{1}{2\frac{d'}{\lambda}}$

$$\sin \varphi = \frac{1}{4}, \quad \text{d. h.} \quad \varphi = 14,5^\circ \quad \text{bzw.} \quad 165,5^\circ.$$

Damit ist aber die Zahl der neuen Minima noch nicht erschöpft, da auch für $\frac{\pi d'}{\lambda} \sin \varphi = \frac{3\pi}{2}$ der cos gleich Null wird, wobei

$$\sin \varphi = \frac{3}{2 \left(\frac{d'}{\lambda} \right)}$$

ist. Für $\frac{d'}{\lambda} = 2$ wird hieraus

$$\sin \varphi = \frac{3}{4},$$

$$\varphi = 48,5^\circ \text{ bzw. } 131,5^\circ.$$

Bei dem Abstand gleich der doppelten Wellenlänge erhält man also eine Verdoppelung der neu entstehenden Minima, eine Verdreifachung bei $\frac{d'}{\lambda} = 3$ usw. Die Richtcharakteristik blättert gewissermaßen auf, und zwar um so mehr, je größer der Abstand d' gemacht wird.

Die technische Verwendung der Anordnung stößt auf gewisse Schwierigkeiten, die einerseits darin begründet sind, daß für ihre Aufstellung große Terrains notwendig sind und andererseits infolge der Richtungsschwankungen der Wellen besonders in dem Bereich von 2000 bis 8000 m sehr leicht die Einfallsrichtung mit einer Minimumstellung zusammenfallen kann, was notwendigerweise entweder zu einer starken Schwächung oder einem vollständigen Verschwinden der Empfangsintensität führt. Besonders zu den Sonnenauf- und -untergangszeiten, wo die Richtungsschwankungen am stärksten hervortreten, wird es sich vielfach als zweckmäßig erweisen, an Stelle dieser sehr scharf gerichteten Anordnung das einfache Doppelrahmensystem anzuwenden.

Wenn auch, wie die Abb. 931 a und b, S. 838 zeigen, durch Vergrößerung des Abstandes d' eine immer größer werdende Schärfe der Charakteristik erreicht wird, so wird man praktisch nicht über $d' = \lambda$

hinausgehen, d. h. also $\frac{d'}{\lambda}$ etwa zwischen $\frac{2}{3}$ und 1 wählen.

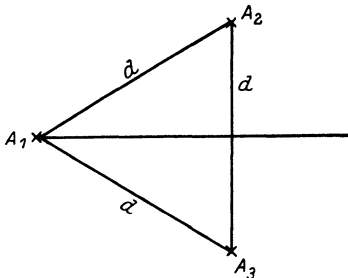


Abb. 936.
Dreiecksanordnung von F. Braun.

e) Dreiecksanordnung (F. Braun).

Stellt man in den Ecken eines gleichseitigen Dreiecks (s. Abb. 936) drei Antennen auf im gegenseitigen Abstand d und sorgt man dafür, daß die Schwingungen in A_2 und A_3 gleichphasig, in A_1 aber um 270° dagegen verschoben sind, so erhält man ebenfalls sowohl für Sende- als auch Empfangszwecke eine einseitige Charakteristik, die ähnlich der ist, die bei der Kombination einer ungerichteten und einer gerichteten auftritt (Kardioide).

In der drahtlosen Technik ist die eben beschriebene Anordnung bisher praktisch nicht angewendet worden.

f) Beverage- oder Wellenantenne (Abb. 937).

Zu ganz ähnlichen Charakteristiken wie bei der Doppelrahmenanordnung gelangt man, wenn man in Richtung der einfallenden Wellen einige Meter über dem Boden einen einfachen Draht ausspannt, dessen Länge etwa der Wellenlänge entspricht: Der Empfänger befindet sich an dem der Sendestation abgewandten Ende, während das andere über einen Widerstand geeigneter Größe zwecks Ver-

meidung von Reflexionen geerdet ist. Der Wert des Widerstandes hängt ab von den Konstanten der Antennenleitung.

Die Anordnung braucht viel Platz; ihre Aufstellung in dicht bebautem Gelände wird vielfach auf Schwierigkeiten stoßen. Sie gestattet außerdem nicht eine Drehung der Charakteristik, die bei den Doppelrahmensystemen in einem gewissen Bereich möglich ist, was in bezug auf die Ausscheidung atmosphärischer Störungen (s. dortselbst S. 307) von Bedeutung ist.

Der letzteren Anordnung gegenüber besitzt sie aber die Eigenschaft einer größeren Aufnahmefähigkeit aus dem Felde und benötigt daher nicht so weitgehende Verstärkungsmittel.

Will man auch bei dieser Anordnung eine noch größere Richtschärfe und eine Drehung der Charakteristik erzielen, so muß man zu einer Kombination von zwei



Abb. 937. Beverage-Antenne.

Antennen übergehen, bei der dann die Charakteristiken in Abhängigkeit vom Abstand ganz ähnlich ausfallen wie bei der Doppelrahmenkombination.

Diese Anordnung ist in Amerika entwickelt und in erster Linie auf Stationen dortselbst zur Anwendung gekommen. Neuerdings hat sie sich auch beim Empfang kurzer elektrischer Wellen (s. unter: Kurze Wellen) gut bewährt.

g) Richtempfangssysteme nach dem Spiegelprinzip.

Wie schon Hertz gezeigt hat, besteht die Möglichkeit, scharf gerichtete Sender und Empfänger dadurch herzustellen, daß die Antennen in der Brennpunktlinie eines parabolischen Spiegels angeordnet werden, und zwar sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite. Die in neuerer Zeit vielfach von Marconi benutzte Anordnung eignet sich besonders für kurze Wellen (s. dortselbst), da bei größeren Wellenlängen die Dimensionen der Spiegel, die ein Mehrfaches der Wellenlänge betragen müssen, praktisch kaum herstellbar sein werden.

Die Spiegel selbst können entweder aus Blech hergestellt werden oder aber auch aus Einzeldrähten, die die Mantelfläche des Paraboloids bilden und die auf die Wellenlänge des Senders bzw. des Empfängers abgestimmt sind.

Die Wirksamkeit der Anordnung, d. h. die Energiekonzentration und die Form der Charakteristik, hängt ab vom gegenseitigen Drahtabstand, der Spiegelöffnung und der genauen Abstimmung. Nur in diesem Falle fällt die Rückenstrahlung bzw. der Empfang von rückwärts fort, was bei den Richtcharakteristiken von Antennenkombinationen streng genommen niemals vollständig der Fall sein kann.

C. Praktische Herstellung der Richtcharakteristiken.

a) Kombination zweier ungerichteter Antennen.

Für Empfangszwecke ist diese Kombination von untergeordneter Bedeutung, da die zu ihrer Herstellung erforderlichen Mittel, vor allen Dingen die Kabelleitungen für die Energieübertragung von den beiden Antennen zum eigentlichen Empfänger, in keinem Verhältnis zur erreichbaren Richtfähigkeit des Systems stehen, die auf andere viel einfachere Weise in gleicher Güte erzielt werden kann.

In Betracht kommt hierfür die Rahmenantenne, die bei kleinen Abmessungen mechanisch oder aber als Goniometer ausgeführt elektrisch gedreht werden kann. Diese Drehung ermöglicht den Richtempfang aus allen Richtungen in gleich gutem

Maße, während bei der obigen Kombination die Empfangsmöglichkeit auf Winkelräume beschränkt bleibt, die um die Verbindungslinie der Antennenfußpunkte herumliegen. Als einziger Vorteil der kombinierten Antennen käme in Betracht die größere Empfangsenergie und damit eine weniger hohe Verstärkung im Empfänger, der aber nicht als ausreichend angesehen werden kann für den Ersatz des Rahmens durch die Kombination.

b) Rahmenantenne.

Man unterscheidet nach der Wicklungsart zwei verschiedene Formen: zylindrische und Flachrahmen.

Bei der ersten liegen die Windungen in Richtung der Achse nebeneinander, wobei es gleichgültig ist, ob der Querschnitt des Rahmens kreisförmig, quadratisch oder sechseckig ist. Aus Gründen der leichten Herstellbarkeit und der Stabilität werden in der Praxis die beiden letzten Arten bevorzugt.

Beim Flachrahmen liegen die Windungen in einer Ebene (spiralförmig). Da es bei vielen Anordnungen, die Rahmen als Antennen benutzen, sehr auf möglichst vollkommene Symmetrie ankommt (Peilanlagen), so wendet man praktisch infolge der leichteren Erfüllbarkeit dieser Forderung meistens die erste Form an.

Die Eigenwelle der Rahmenantenne als Funktion der Drahtlänge läßt sich praktisch mit ausreichender Genauigkeit darstellen durch die Gleichung

$$\lambda_0 = \alpha l,$$

wobei der Wert des α für Rahmen mit vielen, dicht aneinander liegenden Windungen etwa gleich 7 zu setzen ist. Mit wachsender Ganghöhe nimmt er ab, desgleichen auch bei Rahmen mit wenig Windungen bis zu Werten von 3,8 bis 4.

Die Kapazität dieser Antenne ergibt sich bei nicht zu großer Erdnähe und zu geringen Windungszahlen als

$$C = \beta \cdot a$$

(a Seitenlänge, quadratischer Querschnitt vorausgesetzt), wobei β mit genügender Genauigkeit gleich 0,3 gesetzt werden kann.

Bei kleinen Windungszahlen nimmt β ab und erreicht bei Rahmen mit einer einzigen Windung etwa den Wert 0,03.

Um den Einfluß der Erdkapazität auf den Rahmen möglichst niedrig zu halten, ist es zweckmäßig, ihn so aufzustellen, daß er auf der Spitze steht, die Seitenlänge also nicht parallel zum Boden verläuft.

Wenn es sich, wie beispielsweise bei Peilempfangsanlagen, darum handelt, eine Richtcharakteristik zu erhalten, die der errechneten möglichst nahe kommt, d. h. senkrecht zur Rahmenebene keine Empfangswirkung besitzt, so hat man darauf zu achten, daß die von den Rahmenwindungen zum Abstimmkondensator führenden Zuleitungen so kurz wie nur irgend möglich gemacht werden. Andernfalls wirken diese Leitungen als ungerichtete Antennen, was zur Folge hat, daß das Empfangsminimum nicht ein absolutes wird. Sollte eine kurze Leitungsführung technisch unmöglich sein, so empfiehlt es sich, die Drähte durch Verlegung in ein Metallrohr gegen die Einwirkung der Wellen zu schützen.

c) Kombination von Rahmen- und ungerichteter Antenne.

Die Herstellung der sich für dieses System ergebenden Charakteristik, die die Form einer Kardioiden hat, ist auf verschiedene Weise möglich. Sie gelingt am einfachsten, wenn die Rahmenantenne gleichzeitig als offene, ungerichtete Antenne benutzt wird, sie also gleichzeitig 2 Funktionen ausübt, wodurch die Aufstellung einer besonderen ungerichteten Antenne überflüssig wird.

Die Schaltung ergibt sich aus Abb. 938.

Die Wicklung des Rahmens (I), dargestellt durch die beiden gleichen Hälften S_1 und S_2 ist in der Mitte aufgeschnitten zwecks Einschaltung der Kopplungs-

spule S zum eigentlichen Empfänger. Der Kondensator C dient zum Abstimmen der Rahmenantenne auf die zu empfangende Welle.

Verbindet man den Mittelpunkt P der Kopplungsspule S mit der Erde, so wird, da zwischen P und dem Erdungspunkt eine Potentialdifferenz nicht besteht, die Form der Charakteristik unbeeinflusst bleiben.

Das gilt auch in dem Fall, wo in diese Verbindungsleitung ein Schwingungskreis (II) eingeschaltet wird, den man ebenfalls auf die Empfangswelle abstimmt.

Die Erdleitung bildet mit dem an ihrem einen Ende angehängten Rahmengebilde eine offene Antenne, die unabhängig ist von dem als Richtantenne wirkenden Rahmen.

Die Wirkungen beider Antennen werden durch die Spulen s und s' auf den Sammelkreis des Empfängers (III) übertragen.

Die Einstellung erfolgt in der Weise, daß zunächst bei geöffneter Erdleitung der Rahmen und der Kreis (III) auf die ankommende Welle abgestimmt werden. Die Abstimmung der ungerichteten Antenne erfolgt in gleicher Weise bei geöffnetem Rahmen. Die Herstellung gleicher Amplituden von beiden Antennen im Kreise (III) geschieht dann durch Einregulierung der Kopplungen.

Die Prüfung der Anordnung auf Reinheit der Charakteristik, d. h. Nullwerden der Empfangsintensität für den Einfallswinkel $\varphi = 180^\circ$, erfolgt in der Weise, daß man nach erfolgter Wellenabstimmung, Einstellung nach dem Gehör auf ungefähre Gleichheit der Stromamplituden von beiden Antennen im Sammelkreis und Drehung des Rahmens in die Einfallrichtung der Wellen die Intensität der Zeichen beobachtet, und zwar vor und nach Vertauschung des Wicklungssinnes der Kopplungsspule s . Es muß dann in dem einen Fall ein absolutes Nullwerden eintreten, im anderen maximale Lautstärke, die größer ist als die von jeder Antenne einzeln im Empfänger erzeugte. Sollte nach der Grobeinstellung die Intensität nicht ganz verschwinden, so bedarf es im allgemeinen nur einer geringfügigen Korrektur der Kopplung oder einer kleinen Änderung des Abstimmkondensators C (Phasenkorrektion), um ein totales Minimum herzustellen.

Wenn auch im allgemeinen die einmal für eine bestimmte Welle erfolgte Einregulierung über viele Stunden unverändert erhalten bleibt, so muß doch besonders um die Zeit des Sonnenauf- und -unterganges (Übergang von Tag und Nacht), sowie auch bei Wechsel von Trockenheit und Feuchtigkeit (Regen) eine Nachstellung vorgenommen werden. Zu den angegebenen Zeiten wird in der einen Rahmenstellung ($\varphi = 180^\circ$) die Empfangslautstärke nicht mehr Null und damit die reine Form der Charakteristik verloren gegangen sein.

Diese Charakteristik ermöglicht auch den Duplexverkehr (gleichzeitiges Senden und Empfangen), der im allgemeinen nur bei genügender Wellendifferenz der beiden verkehrenden Sender ausgeführt werden kann, auf der gleichen Wellenlänge. Dabei muß aber die Lage der drei Stationen — Empfänger, eigener Sender (I) und aufzunehmender Sender (II) nach Abb. 939 — so gewählt werden, daß alle in einer Geraden und außerdem die eigene Sendestation im Rücken des Empfängers liegen,

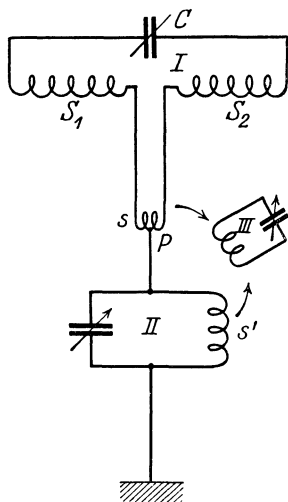


Abb. 938. Schaltung von Rahmen und Rahmen als Antenne zur „Kardioid“.



Abb. 939. Lage von Sender und Empfänger für Duplexverkehr.

d) Kombination von zwei Antennen mit Kardiodencharakteristik (Doppelrahmenanordnung).

Diese außerordentlich wichtige Anordnung, die in sehr vielen modernen Empfangsanlagen für lange und mittlere Wellen in Betrieb ist und sich vorzüglich bewährt hat, setzt zwei Antennen voraus, die je nach dem geforderten Arbeitswellenbereich in einer solchen gegenseitigen Entfernung aufgestellt werden, daß der

Wert $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{3}$ nicht über- und der Wert $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{6}$ nicht wesentlich unterschritten wird.

Dieses würde in dem ersten Fall eine Charakteristik von geringerer Richtschärfe, in dem anderen eine zu starke Abnahme der Empfangsintensität zur Folge haben.

In bezug auf die Auswahl der Örtlichkeit hat man darauf zu achten, daß nach Möglichkeit große Terrainunterschiede zwischen den beiden Antennenstandorten vermieden werden.

Die Antennenanlagen werden als Goniometer ausgeführt, wobei die Windungen der beiden Kreuzrahmen im allgemeinen auf eine geringe Zahl beschränkt bleiben.

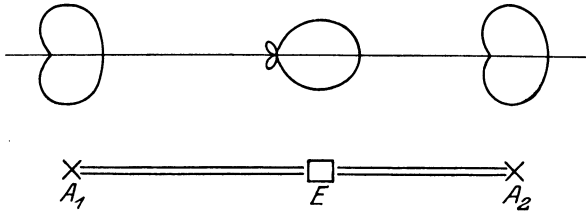


Abb. 940. Doppelrahmenanordnung.

Die Höhen der Masten, die aus Eisen hergestellt werden können, liegt je nach der Reichweite zwischen 40 und 60 m.

Die Form der Antenne wird aus Gründen der Einfachheit der Aufstellung als Dreieck gewählt, dessen Basis im Abstand von mehreren Metern parallel zum Boden geführt ist.

Als offene Antenne wird entweder, wie zuvor näher beschrieben, der Rahmen mitbenutzt, was bei längeren Wellen im allgemeinen statthaft ist oder aber bei mittleren Wellenlängen eine besondere Antenne gezogen in Form eines kleinen Schirmes oberhalb des eigentlichen Rahmens.

Aus Gründen der Vereinfachung des Betriebes einer Doppelrahmenanlage werden nicht abgestimmte Goniometer verwendet. Durch die Abstimmung würde zwar eine beträchtliche Zunahme der Empfangsintensität im Sammelkreis des Empfängers eintreten und damit eine geringere Verstärkung ermöglicht werden, die aber nur dadurch erkaufte werden kann, daß an den räumlich getrennten Antennenanlagen Bedienungspersonal vorhanden sein müßte für die Durchführung der von dem Empfangseinstellbeamten angeordneten Einstellmaßnahmen. Außerdem würde aller Wahrscheinlichkeit nach die Abstimmung viel Zeit erfordern, die aus Betriebsgründen nicht gewährt werden kann.

Die eigentliche Empfangsapparatur, bestehend aus dem Sammelkreis, den Goniometern, den hoch- und niederfrequenten Siebkreisen, Verstärkern usw., wird zweckmäßig möglichst in der Mitte zwischen den beiden Antennen angelegt, so daß die für die Überleitung der Empfangsenergie von den beiden Rahmengoniometern zum Empfänger notwendigen Drahtverbindungen nahezu gleich lang werden, wodurch besondere elektrische Ausgleichmaßnahmen überflüssig werden.

In Abb. 940 bedeuten A_1 und A_2 die beiden Rahmenanordnungen, von denen jede eine Kardiodencharakteristik besitzt; E bedeutet den Empfänger.

Die Übertragungsleitungen können bei langen Wellen entweder als Freileitungen oder aber auch als Kabel ausgeführt werden. Aus Sicherheits-, aber auch

aus elektrischen Gründen empfiehlt es sich aber, die letztere Verlegungsart anzuwenden. Bei mittleren Wellen kommt nur sie allein in Frage, da Freileitungen durch den eigenen und fremde Sender sehr stark gestört werden und infolgedessen unerwünschte Wellen in den Empfänger gelangen, deren Beseitigung nur durch besondere Selektionsmittel erzielt, in manchen Fällen aber überhaupt nicht durchgeführt werden kann.

Die elektrischen Anforderungen an diese Hochfrequenz führenden Leitungen beziehen sich einmal auf weitgehendste Vermeidung des Übersprechens und andererseits auf möglichst geringe Schwächung der Energie, die besonders bei kürzeren Wellenlängen sehr schwer erzielt werden kann.

Was die Zahl der Leitungspaare betrifft, so sind zunächst zwei erforderlich für die Übertragung der beiden Kreuzrahmenwirkungen; hinzu kommt noch die Antennenwirkung (offene Antenne), die ein drittes Paar benötigen würde. Eine Vereinfachung kann aber erzielt werden durch die in der Fernsprechtechnik übliche Herstellung eines dritten Leitungspaares aus zwei vorhandenen auf dem Wege einer Kunstschaltung (s. S. 180), wodurch die an und für sich notwendige Anzahl von 3 auf 2 reduziert wird.

Bei Anlagen mit Mehrfachempfang, d. h. gleichzeitiges Aufnehmen von mehreren Sendestationen, hat man nur nötig, für jede Welle eine besondere ungerichtete Antenne dem Rahmengoniometer hinzuzufügen. Dazu kommen noch weitere Übertragungsleitungen, so daß man bei der Aufstellung einer Doppelrahmenanordnung von vornherein die Anzahl der Kabeladern nicht zu klein bemessen sollte.

Die Kopplungstransformatoren von den Rahmenantennen zur Übertragungsleitung und von dieser zum Sammelkreis des Empfängers müssen gegen Feuchtigkeit geschützt werden und außerdem durch Einbau in Eisenkästen gegen die Einwirkung des Feldes der eigenen Sendestation. Sie sollen ferner elektrisch so bemessen sein, daß in den als nicht abgestimmt vorausgesetzten Kreisen Resonanzen für Wellen nicht vorhanden sind, die innerhalb des Arbeitswellenbereiches der Station liegen.

Die Abstimmung der Apparatur erfolgt in der Weise, daß zunächst mittels des Goniometers im Empfangsgebäude ganz ähnlich wie vorhin beschrieben, die eine Antenne auf eine möglichst reine Kardioide gebracht wird und daran anschließend die zweite — die Anordnung besitzt für jede der beiden Antennen eine besondere Goniometerapparatur, die elektrisch identisch sein sollen. Dann erfolgt die Zusammenschaltung auf den gemeinsamen Sammelkreis und die genaue Abstimmung der eigentlichen Empfangs- und Verstärkerapparatur.

Auch für die Doppelrahmenanordnung gilt in bezug auf die Nachregulierung der Einstellung das gleiche wie für die einfache einseitige Empfangsanordnung.

Der Wellenbereich, der mit einer solchen Anlage bei praktisch annähernd gleichbleibender Charakteristik erzielt werden kann, umfaßt etwa die Frequenzen einer bis anderthalb Oktaven.

Treten, wie es besonders in dem Bereich der mittleren Wellenlängen der Fall ist, starke Richtungsschwankungen auf, so wird es zweckmäßig sein, während dieser Zeiten, die um den Sonnenauf- und -untergang herumliegen, nur mit der einen Hälfte der Apparatur zu arbeiten, d. h. mit der Kardioide als Richtcharakteristik, die weniger scharf ist und daher von Richtungswechseln in weit geringerem Maße beeinflußt wird. Da durch das Abschalten der einen Hälfte Störungen des Empfängers nicht eintreten, so läßt sich während des Betriebes das Umschalten rasch und ohne Empfangsunterbrechung durchführen.

e) Kombination von zwei Doppelrahmenanordnungen.

Kombiniert man zwei der eben beschriebenen Doppelrahmenanordnungen, so wird man für genügend ausgedehntes Terrain zu sorgen haben, das allgemein denselben vorhin erwähnten Bedingungen nach Möglichkeit entsprechen muß.

Das gleiche bezieht sich auch auf die Antennenanordnungen, Übertragungsleitungen usw.

Das eigentliche Empfangsgebäude mit dem Empfänger, der entsprechend dem Hinzukommen einer weiteren Doppelanordnung in bezug auf die Apparatur eine Verdopplung erfahren muß, wird zweckmäßig in den Schnittpunkt der Diagonalen des von den Antennen gebildeten Rechtecks gelegt (s. Abb. 941). Es besteht dann die Möglichkeit, entweder mit der Kombination aller zu arbeiten oder aber auch, wenn auch nicht mit günstigster Charakteristik, die Kombination von 1 und 3 bzw. 2 und 4 zu benutzen. Auf diese Weise kann auch von Stationen empfangen werden, die senkrecht zur Verbindungslinie von 1 und 2 liegen, d. h. der Empfangswinkelraum wird auf diese Weise vergrößert.

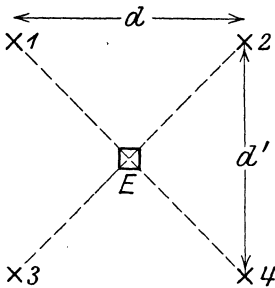


Abb. 941. Anlage von Zwei-Doppelrahmenanordnungen.

Bei Richtungsschwankungen wird man bei dieser schärferen Anordnung noch vorsichtiger zu Werke gehen müssen wie im vorhergehenden Fall. Aber auch hier kann man durch Abschalten der einen Hälfte oder noch weitergehend durch Benutzung von nur einer Antenne die Charakteristik unschärfer machen.

f) Drehung der Charakteristik.

Wie schon hervorgehoben, gestatten alle die erwähnten Kombinationen eine gewisse Drehung ohne eine praktisch allzu schwer ins Gewicht fallende Deformation der Charakteristik, die einen Winkel von etwa $\pm 30^\circ$ umfaßt. Diese Möglichkeit ist von nicht zu unterschätzender Wichtigkeit, wenn es sich darum handelt, entweder fremde Wellen durch Drehung auszuschalten oder aber, was von noch größerer Bedeutung ist, atmosphärische Störungen.

Wie schon hervorgehoben, gestatten alle die erwähnten Kombinationen eine gewisse Drehung ohne eine praktisch allzu schwer ins Gewicht fallende Deformation der Charakteristik, die einen Winkel von etwa $\pm 30^\circ$ umfaßt. Diese Möglichkeit ist von nicht zu unterschätzender Wichtigkeit, wenn es sich darum handelt, entweder fremde Wellen durch Drehung auszuschalten oder aber, was von noch größerer Bedeutung ist, atmosphärische Störungen.

g) Einfluß von Fernsprech- und Kraftübertragungsleitungen.

Die Wirkungsweise aller Richtanordnungen, d. h. die Erzielung einer möglichst vollkommenen Charakteristik hat zur Voraussetzung, daß in der Nähe der Antennen Leitungen oder auch Eisenmaste nicht vorhanden sind. Besonders gefährlich sind umfangreiche Fernsprech- und Kraftübertragungsleitungen. Wenn bei den für ihre Aufstellung benötigten ausgedehnten Flächenräumen — das gilt insbesondere für die zuletzt beschriebene Anordnung — Leitungen immer vorhanden sein werden, so muß doch vermieden werden, daß sie in unmittelbarer Nähe der Antennen vorbeigeführt werden. Praktisch wird es im allgemeinen genügen, wenn ein Abstand von mehreren hundert Metern nicht unterschritten wird.

D. Die Abstimmittel.

Wie schon in der Einleitung (S. 831) erwähnt worden ist, muß das Problem der Störungsfreiheit als dasjenige angesehen werden, daß zur Zeit und noch mehr in der Zukunft im Vordergrund des Interesses steht. Wenn auch die Schärfe der Richtcharakteristik in hohem Maße dazu beiträgt, fremde Wellen vom Empfänger fernzuhalten, so wird es doch noch darüber hinaus notwendig sein, zusätzliche, von der Antennenform unabhängige Mittel anzuwenden, um eine noch weitere Störfreiheit zu erreichen.

Als solche Maßnahmen sind in erster Linie hochfrequente Siebkreise anzusehen, die aus einer mehr oder weniger großen Zahl von auf die Empfangswelle abgestimmten Schwingungskreisen bestehen. Theoretisch und experimentell läßt sich zeigen, daß die Steigerung der Selektion nicht proportional mit der Anzahl, sondern weniger stark wächst, so daß man praktisch über

drei Kreise nicht hinausgehen sollte. Die Hinzunahme weiterer Kreise erhöht die Störungsfreiheit praktisch nur in geringem Maße; gleichzeitig aber nehmen die Abstimmungsschwierigkeiten zu, so daß man auch aus Betriebsgründen nicht allzu weit gehen sollte.

Es ist selbstverständlich, daß man die einzelnen Kreise so verlustfrei wie nur irgend möglich macht, und daß bei ihrem Zusammenbau eine genügende Kopplungsvariation vorgesehen wird, die den jeweiligen Betriebszuständen angepaßt werden kann.

Was die Abstimmung der Siebkette betrifft, so empfiehlt es sich, die einzelnen Kreise so weit wie nur irgend möglich gleichartig zu bauen, d. h. allen die gleichen Selbstinduktions- und Kapazitätswerte zu geben. In diesem Fall besteht dann die Möglichkeit, die sämtlichen Kondensatoren miteinander mechanisch zu koppeln, wodurch die Wellenlänge gleichzeitig in allen Kreisen variiert werden kann und die Einzelabstimmung der Kreise in Wegfall kommt. Es hat sich aber im Betrieb als praktisch erwiesen, trotz der mancherlei Vorzüge die mechanische Kopplung fallen zu lassen und die Glieder der Siebkette nacheinander auf die Empfangswelle abzustimmen.

Bei dem Aufbau der Kette ist großer Wert darauf zu legen, daß **kapazitive Kopplungen** zwischen den einzelnen Kreisen so weit wie nur irgend möglich vermieden werden und außerdem direkte Einwirkungen des Eingangskreises (erstes Glied der Kette) auf den dritten unter Überspringung des dazwischenliegenden, der dadurch wirkungslos gemacht wird. In diesem Falle wird selbstverständlich die um ein Glied verminderte Kette eine beträchtliche Einbuße an Störungsfreiheit erleiden müssen. Man baut aus diesem Grunde jeden der Kreise in ein die schädliche gegenseitige Induktion vermeidendes Eisengehäuse ein, dessen Wandstärken je nach der Wellenlänge gewählt werden müssen, und zwar um so dicker, je länger die Arbeitswelle ist.

Die Unterbringung der gesamten Empfangsapparatur in einem mit Eisenblech umkleideten Raum hat sich in der Praxis ausgezeichnet bewährt als **Abschirmmittel** gegen das Feld der eigenen, in der Nähe befindlichen Sendestation, was beim Duplexverkehr von größter Bedeutung ist.

Außer den hochfrequenten Siebketten werden in modernen Empfangsanlagen zusätzlich noch niederfrequente angewendet, wodurch eine noch wesentlich gesteigerte Selektionswirkung eintritt. Für ihren Bau gelten ganz ähnliche Vorschriften wie bei hochfrequenten. Ihre Frequenzbemessung wird am zweckmäßigsten so gewählt werden, daß Schwingungszahlen von etwa 800 bis 1200 eingestellt werden können. Ketten mit nur einer einzigen festliegenden Frequenz sind zwar in ihrem Aufbau etwas einfacher, besitzen aber nicht die in realen Fällen sehr erwünschte Änderungsmöglichkeit des Zeichentones.

Macht man die Kopplung der Glieder zu lose, so tritt leicht ein Hallen der Zeichen — Kleinerwerden der Pausen — ein, was bei der Höraufnahme störend empfunden wird, und zwar auch noch aus einem weiteren Grunde, der darin seine Ursache hat, daß die atmosphärischen Störungen bei zu schwach gedämpften Ketten einen Klangcharakter annehmen, der dem der Zeichen entspricht (s. Mittel gegen atmosphärische Störungen, S. 858) und ihre Unterscheidung erschwert oder unmöglich macht.

Auch bei Aufnahme von Schnelltelegraphie, besonders bei langen Wellen, ist eine etwas festere Kopplung der einzelnen Kettenglieder erforderlich.

Die Anwendung scharf abgestimmter und hohe Störungsfreiheit liefernder niederfrequenter Siebkreise ist auf den Telegraphieempfang beschränkt und leider bei der Aufnahme von Telephonie nicht anwendbar. Wohl aber arbeiten Hochfrequenzsiebketten auch in diesem Falle, wobei allerdings darauf geachtet werden muß, daß die Kopplungen nicht zu lose werden, weil sonst eine Abschnürung der Seitenbänder eintritt und damit eine Verzerrung. Das notwendige Aufgeben sehr loser Kopplungen hat natürlich zur Folge, daß die Störungsfreiheit nicht die hohen Werte erreicht, die der Anordnung an und für sich innewohnen.

In der Praxis liegt häufig der Fall vor, daß eine von der eigentlichen Empfangswelle weit abliegende, sehr kräftige Störwelle vorhanden ist, die die Aufnahme unmöglich macht. Ihre Beseitigung gelingt in den meisten Fällen durch Einschaltung von „Sperrorganen“ in einen der abgestimmten Kreise. Es sind dies Schwingungskreise (*I* in Abb. 942), die auf die Störwelle abgestimmt werden, möglichst verlustfrei sein sollen und, wie aus der Abb. 942 hervorgeht, an einer Stelle der Leitung (*1*) eingeschaltet werden müssen. Da aber die Möglichkeit besteht, daß auch auf dem Wege über die Leitung (*2*) noch ein Teil der Störenergie übertragen werden kann, so empfiehlt es sich, ein gleichartiges Sperrorgan (*II*) in ihr vorzusehen. Handelt es sich um eine größere Anzahl Störwellen, so muß eine entsprechend vermehrte Zahl von Sperrgliedern angewendet werden, von denen jedes auf eine der betreffenden abgestimmt werden muß.

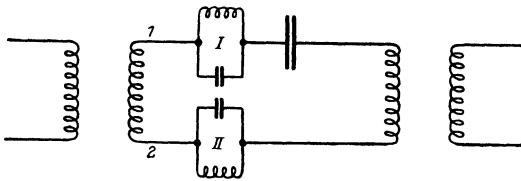


Abb. 942. Schwingungskreis mit Sperrkreisen.

Bei hochfrequenten Siebketten wird man die Sperrkreise zweckmäßig in das erste Kettenglied hineinlegen und nicht an den Schluß.

Die Wirksamkeit der Sperrorgane, d. h. ihr Ausscheidungsvermögen von fremden

Störwellen, ist abhängig von der Wellendifferenz zwischen ihnen und der eigentlichen Empfangswelle, und zwar wächst sie mit dem Wellenabstand. Bei zu kleinen Differenzen tritt eine starke Schwächung der Empfangsintensität ein, so daß also bestimmte Minimalwerte, die einige Prozent betragen, nicht oder nur sehr schwer unterschritten werden können.

Beim Empfang ungedämpfter Schwingungen lassen sich zwei verschiedene Wege einschlagen: entweder arbeitet man mit rückgekoppeltem Audion oder aber mit Überlagerung.

Im ersten Fall schwingt der mit dem Gitter der Röhre verbundene Kreis in einer je nach der Höhe des gewünschten Schwebungstones gewählten Frequenz, d. h. er ist gegen die ankommende Schwingung verstimmt. Diese Verstimmung hat zur Folge, daß die Amplitude der Empfangswelle im Gitterkreis kleiner ist als sie es im Falle der Resonanz sein würde. Solange aber der Betrag der Verstimmung klein ist — und das ist bei kurzen Wellen im allgemeinen immer der Fall — wird die Schwächung der Empfangsintensität nur gering sein und der Anwendung der Rückkopplungsmethode nichts im Wege stehen.

Geht man aber zu mittleren und großen Wellenlängen über (>4000 bis 5000 m), so wird die durch die notwendige Verstimmung eintretende Schwächung der Empfangsintensität so groß, daß man die Rückkopplung verlassen und zur Überlagerung übergehen muß.

Die Schwebungsfrequenz wird hierbei durch einen kleinen Hilfsgenerator, den Überlagerer, am Empfänger hergestellt, wobei der Gitterkreis der Röhre scharf auf die Empfangsstelle abgestimmt und daher die maximal erreichbare Intensität erhalten wird.

Was die durch den Überlagerer in den Empfangskreis übertragene Energie betrifft, so kann man unter Beobachtung der Zeichenlautstärke durch Variation der Kopplung zwischen beiden Kreisen den günstigsten Betrag sehr leicht herausfinden. Bei zu fester Kopplung, also zu großer Überlagerungsenergie, tritt wiederum eine Abnahme der Lautstärke ein. Es ist ferner darauf zu achten, daß durch Änderungen der Kopplung keine Änderung der Tonfrequenz entsteht. Ist eine solche vorhanden, so braucht sie nicht notwendigerweise auf der angeführten Ursache zu beruhen, sie kann auch veranlaßt sein durch unregelmäßiges Arbeiten des Überlagerers an sich oder auch Frequenzschwankungen der sendenden Station.

Es ist daher erforderlich, daß sowohl die Senderwelle als auch die Hilfsfrequenz, gleichgültig ob bei Anwendung von Rückkopplungs- oder Überlagerungsschaltungen, in weitgehendem Maße konstant bleiben. Besonders schwierig ist die Einhaltung dieser Bedingungen bei den ganz kurzen elektrischen Wellen (s. Näheres: Kurze Wellen, S. 972 ff.).

Die Rückkopplung (s. Abb. 943) ist verknüpft mit einer **Reduktion der Dämpfung** im Schwingungskreis, auf den sie erfolgt, und zwar läßt sich sein Widerstand je nach dem Festigkeitsgrad der Rückkopplung herunterdrücken nicht nur auf den Wert Null, sondern noch darüber hinaus in den negativen Bereich hinein. In diesem Fall wird die Anordnung allerdings nicht mehr für den Empfang brauchbar sein, sie ist bei Überschreiten des Nullwertes ein Sender geworden. In der Praxis wird man aber an die positiven, kleinen Widerstandswerte nur unter ganz bestimmten Bedingungen und mit großer Vorsicht herangehen können, die einerseits abhängig sind von dem Telegraphiertempo und andererseits von der Stärke der atmosphärischen Störungen. Je schneller telegraphiert wird und je kräftigere Luftstörungen vorhanden sind, um so weniger weit wird man die Rückkopplung und damit die Reduktion des Widerstandes treiben können. Anderenfalls wird zwar eine sehr beträchtliche Zunahme der Zeichenlautstärke eintreten, wobei aber gleichzeitig ein starkes Nachhallen und ein Ineinanderfließen der Zeichen stattfindet, das die Aufnahme sehr erschweren oder sogar unmöglich machen kann. Daneben tritt noch eine andere, nicht minder unangenehme Erscheinung

auf, die darin besteht, daß die atmosphärischen Störungen mit derselben Tonhöhe im Telephon erscheinen wie die Zeichen, was gleichfalls eine starke Behinderung des Empfanges zur Folge hat. Der Grad der Rückkopplung wird also den wechselnden Empfangs- und Betriebsbedingungen entsprechend angepaßt werden müssen. Besonders in tropischen Gegenden mit starken Luftstörungen wird man die Vorteile der Rückkopplung nur in bescheidenem Maße ausnutzen können.

Die Reduktion des Widerstandes tritt aber nur ein für die eingestellte Wellenlänge und nicht für die links und rechts von ihr liegenden. Es besteht infolgedessen ein Unterschied zwischen der „natürlichen Entdämpfung“, hervorgerufen durch verlustschwache Kreise (verdrillte und verseilte Drähte, Spulenform usw.), die allen Wellenlängen zugute kommt, und der „künstlichen“ auf dem Wege der Rückkopplung. Eine Störwelle wird bei der letzteren in der gleichen Stärke im Empfänger bestehen bleiben und die Zunahme der Störungsfreiheit wird dadurch zustande kommen, daß die Intensität der Empfangswelle um ein Vielfaches gesteigert, d. h. das Verhältnis beider Intensitäten ein günstigeres geworden ist. Bei der natürlichen Entdämpfung dagegen wächst zwar die Lautstärke der aufzunehmenden Welle ebenfalls, wenn auch in ungleich geringerem Maße, dafür nimmt aber die Störintensität ab, und zwar nicht nur für eine, sondern für alle Wellen, so daß also auch hier eine Steigerung der Empfangsgüte eintritt.

In der Praxis sollte man daher durch Verringerung der Kreisverluste eine möglichst weitgehende Reduktion der Dämpfung zu erreichen suchen und dann durch Hinzunahme der Rückkopplung die Erhöhung der Empfangsintensität so weit treiben, wie es die besondere Art des Empfanges (Telegraphie oder Telephonie) und die atmosphärischen Störungen nur irgendwie zulassen.

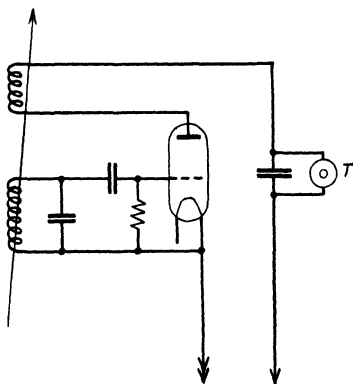


Abb. 943. Rückkopplungsschaltung.

Mit besonderer Vorsicht ist die Dämpfungsreduktion durch Rückkopplung beim Empfang von Telephonie anzuwenden, wo man es nicht mit einer einzigen Welle, sondern einem Wellenbunde zu tun hat, und wo es im Interesse der klangtreuen Wiedergabe liegt, daß nicht nur das ganze Band ungeschmälert, sondern auch die Amplitudenverhältnisse der einzelnen Partien zueinander erhalten bleiben. Man wird also aus diesen Gründen hier die Rückkopplung viel weniger weit treiben können als beim Telegraphieempfang, besonders wenn es sich um längere Wellen handelt. Infolgedessen wird auch der erreichbare Grad der Störungsfreiheit bei der Telephonieaufnahme niedriger liegen als bei der Telegraphie und damit die Zahl der in einem begrenzten Wellenbereich einsetzbaren Sender geringer sein.

Als Selektionsmittel kommen hier in erster Linie hochfrequente Siebketten und einfache, gerichtete Antennen (Rahmenantennen) in Frage.

E. Die Verstärkung.

Die in der Empfangsantenne induzierten schwachen Empfangsströme werden besonders bei den geringen Abmessungen der modernen Antennen nicht ausreichend sein, um im Telephon eine für die Aufnahme genügende Lautstärke zu geben. Sie müssen deshalb verstärkt werden, was auf zwei verschiedene Arten geschehen kann, die als Hoch- und Niederfrequenzverstärkung bezeichnet werden.

a) Hochfrequenzverstärkung (vgl. S. 536).

Wie schon aus der Bezeichnung hervorgeht, erfolgt bei dieser Verstärkungsart eine Verstärkung der hochfrequenten Schwingungen, deren Charakter dadurch nicht verändert wird. Derartige Verstärker werden also im Empfänger ihren Platz vor dem Gleichrichter (Audion) haben müssen. Je nach dem Grad der gewünschten Verstärkung wird man ein- oder mehrstufige (Kaskaden-) Verstärker anwenden müssen. Wenn auch der Verstärkungsgrad mit der Anzahl der Röhren immer weiter zunehmen wird, so kann man praktisch nicht ohne weiteres eine gewisse Anzahl überschreiten, da es dann nicht mehr möglich ist, die durch den Zusammenbau bedingte Führung der einzelnen Drahtleitungen so

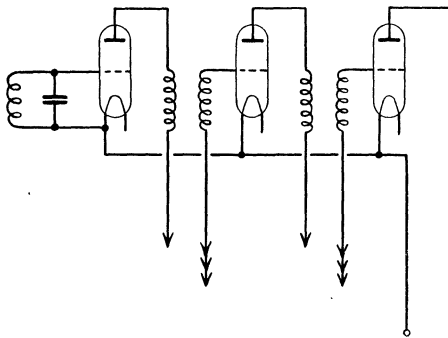


Abb. 944. Transformatoren-Hochfrequenzverstärker.

zu wählen, daß unerwünschte Rückkopplungen zwischen den einzelnen Kaskadengliedern vollständig vermieden werden. Sehr hochstufige Hochfrequenzverstärker neigen daher sehr zum Schwingen, wodurch ihre Stabilität stark verringert und der Betrieb äußerst unsicher wird.

Die Ausführung dieser Verstärker kann in verschiedener Weise erfolgen, und zwar unterscheiden sie sich nach der Art und Weise, wie die Energieübertragung von der einen Stufe zur nächstfolgenden bewirkt wird. Erfolgt sie durch Transformatoren (Abb. 944) besonderer Bauart, bei der auf möglichst kapazitätsfreie Wicklungen großer Wert gelegt werden muß, so hat man es mit Transformatorverstärkern zu tun. Die primäre Wicklung liegt hierbei im Anodenkreis der ersten Stufe, während die sekundären Windungen mit dem Gitter der zweiten verbunden sind. Gefordert wird ferner, daß zwecks Erzielung einer über

einen möglichst großen Frequenzbereich gleichbleibenden Verstärkung Eigen-schwingungen der Transformatorseiten nicht in den Arbeitsbereich fallen.

Schaltet man in den Anodenkreis der ersten Stufe eine Drosselspule D_r (Abb. 945) und verbindet man den Punkt B über einen Kondensator von kleiner Kapazität (100 bis 300 cm) mit dem Gitter der zweiten Röhre, so hat man es mit einem Drosselverstärker zu tun. Auch für diese Drossel gilt die Forderung einer möglichst geringen Eigenkapazität, die erreicht werden kann durch weitgehende Unterteilung des Wicklungsraumes nicht nur senkrecht zur Achse, sondern auch zu ihr parallel.

Die **Schwingneigung** des Verstärkers läßt sich weitgehend unterdrücken, wenn als Drahtmaterial Manganindradht verwandt wird, wodurch der Widerstand der Drosseln beträchtlich heraufgesetzt wird.

Bei Hochfrequenzverstärkern dieser Art wird praktisch noch eine andere Anordnung bevorzugt, die darin besteht, daß an Stelle der Drossel im Anodenkreis des ersten Rohres ein auf die zu empfangende Welle abgestimmter Schwingungskreis (II in Abb. 946) liegt, der mit einem Teil oder der ganzen Selbstinduktion auf den Gitterkreis rückgekoppelt werden kann. Es erfolgt dann eine Dämpfungssreduktion und im Gefolge daran eine Zunahme der Verstärkung.

Das Gitter kann entweder voll mit dem an ihm liegenden Kreise gekoppelt werden oder aber auch loser, was den Vorteil hat, daß die Resonanzkurve schärfer und damit die Störfreiheit größer wird. Wie schon eingangs erwähnt, nimmt die Schwingneigung des Verstärkers mit der Vermehrung der Kaskadenzahl zu, so daß eine bestimmte Röhrenzahl ohne Aufgeben des betriebssicheren Arbeitens nicht überschritten werden sollte. Will man die hochfrequente Verstärkung aber noch weiter treiben, so empfiehlt es sich, den ganzen Verstärker in Gruppen zu unterteilen, von denen jede nicht mehr Röhren enthält wie die aus Sicherheitsgründen zulässige Zahl. Die Verbindung der einzelnen Gruppen erfolgt dann über Lufttransformatoren. Derartige Gruppenverstärker haben sich im praktischen Betrieb ausgezeichnet bewährt.

Als Röhren sollte man nur solche verwenden, die möglichst frei von Eigengeräuschen sind, was insbesondere für die Eingangsröhre gilt. Stark rauschende oder brodelnde Verstärker, durch die der Empfang stark beeinträchtigt werden kann, werden fast vollkommen ruhig, wenn man die erste Röhre auswechselt gegen eine geräuschfreie. Oft genügt es, wenn die Röhren des Verstärkers nur

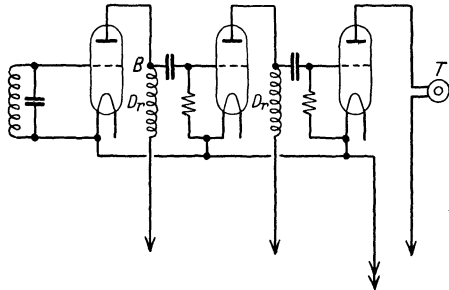


Abb. 945. Verstärker mit Anodendrosseln.

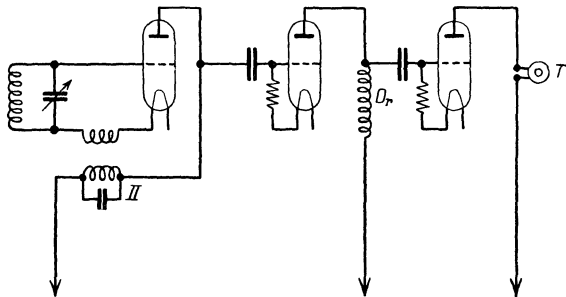


Abb. 946. Hochfrequenzverstärker mit abgestimmtem Anoden-Rückkopplungskreis.

als Röhren sollte man nur solche verwenden, die möglichst frei von Eigengeräuschen sind, was insbesondere für die Eingangsröhre gilt. Stark rauschende oder brodelnde Verstärker, durch die der Empfang stark beeinträchtigt werden kann, werden fast vollkommen ruhig, wenn man die erste Röhre auswechselt gegen eine geräuschfreie. Oft genügt es, wenn die Röhren des Verstärkers nur

als Röhren sollte man nur solche verwenden, die möglichst frei von Eigengeräuschen sind, was insbesondere für die Eingangsröhre gilt. Stark rauschende oder brodelnde Verstärker, durch die der Empfang stark beeinträchtigt werden kann, werden fast vollkommen ruhig, wenn man die erste Röhre auswechselt gegen eine geräuschfreie. Oft genügt es, wenn die Röhren des Verstärkers nur

vertauscht werden, so daß die mit Geräuschen behaftete erste an eine andere Stelle der Kaskade kommt.

Bei Empfangsschaltungen wie beispielsweise der mit **Frequenztransformation** arbeitenden, wo die hochfrequenten Schwingungen zunächst in mittel- und dann erst in niederfrequente umgeformt werden, kann für die Verstärkung im Bereiche der Mittelfrequenzen ebenfalls der Drosselverstärker angewendet werden, wobei nur darauf zu achten ist, daß an Stelle der Gitterkondensatoren von 100 bis 300 cm entsprechend größere von 1000 bis 2000 cm genommen werden müssen. Anderenfalls beobachtet man eine weniger gute Verstärkung der Apparatur.

Die dritte Art der Hochfrequenzverstärker, die man im Gegensatz zu den vorhergehenden als Widerstandsverstärker bezeichnet, verwendet an Stelle der Drosseln oder Transformatoren zur Energieübertragung von einer Röhre zur

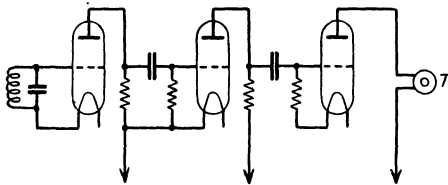


Abb. 947. Widerstandsverstärker.

anderen passend gewählte Widerstände (s. Abb. 947), die ebenfalls möglichst kapazitätsfrei sein sollten. Um eine gleich gute Verstärkung zu erhalten, muß man die Anodenspannung beträchtlich erhöhen, was unter gewissen Umständen als ein Nachteil dieser Anordnung empfunden werden kann.

In bezug auf die zu verstärkende Frequenz zeigt sich, daß die Hochfrequenzverstärker am besten bei längeren und mittleren Wellenlängen arbeiten, während ihr Verstärkungsgrad bei kurzen elektrischen Wellen sehr stark abnimmt. Diese Abnahme macht sich schon im Bereich der Rundfunkwellen bemerkbar und nimmt sehr schnell zu, wenn man in die Gegend von 100 m und darunter kommt. Hier werden Hochfrequenzverstärker also nicht mehr angewendet werden können, und es empfiehlt sich daher, bei hinreichender Konstanz der Senderfrequenz eine Frequenztransformation vorzunehmen und dann erst die Hochfrequenzverstärkung bei dieser transformierten Frequenz ($f = 100\,000$ bis $300\,000$ Hertz) zur Anwendung zu bringen.

b) Niederfrequenzverstärkung (vgl. S. 522).

Von den Hochfrequenzverstärkern grundsätzlich verschieden sind die Niederfrequenzverstärker, die, wie schon aus der Bezeichnung hervorgeht, im Bereich der niederfrequenten Schwingungen (hörbaren Frequenzen) arbeiten. Ihr Platz in der Empfangsanlage ist also unmittelbar hinter dem Gleichrichter (Audion oder Detektor).

Auch bei ihnen kann man verschiedene Ausführungsformen unterscheiden, und zwar wie bei Hochfrequenzverstärkern nach der Art der Übertragung der Energie von einer Röhre zur nächsten.

Die Transformatorenverstärker für Niederfrequenz unterscheiden sich von den entsprechenden für Hochfrequenz dadurch, daß die Transformatoren hier anders bemessen sein müssen, und zwar wird man, solange es sich um Verstärker für telegraphischen Empfang handelt, den Spulen eine gewisse Abstimmung geben, die in der Umgebung der Tonfrequenz 1000 Hertz liegen wird. Man erhält dadurch einmal eine erhöhte Verstärkung und andererseits infolge der Bevorzugung gewisser Frequenzen noch eine zusätzliche Erhöhung der Störungsfreiheit der Empfangsapparatur. Für die Aufnahme von Telephonie indessen wird ein solcher Verstärker unbrauchbar sein, da er infolge seiner ausgesprochenen Resonanzlage gewisse Bereiche des Wellenbandes bevorzugen und dadurch Ursache zu einer beträchtlichen Verzerrung der Übertragung geben wird.

Telephonieverstärker sollen daher so gebaut werden, daß die Transformatoren über einen beträchtlichen Frequenzbereich -- im Idealfall von etwa

30 bis 10 000 Hertz — resonanzunempfindlich sind und alle Frequenzen gleichmäßig verstärken, eine Forderung, die in dem obigen Ausmaß nur außerordentlich schwer, streng vielleicht gar nicht erfüllt werden kann.

Die in älteren oder schlechten Telephonieempfängern beobachtbaren Verzerrungen sind zum größten Teil auf die fehlerhafte Bauart der Transformatoren zurückzuführen.

Eine zweite Ausführungsform benutzt an Stelle der Transformatoren Widerstände (s. Hochfrequenzverstärker), wobei im allgemeinen eine nicht ganz so hohe Verstärkung erreicht wird wie bei Transformatoren, dafür aber bei richtigem Zusammenbau ein sehr geringer Verzerrungsgrad erreicht wird, der beim Telephonieempfang in erster Linie in Betracht kommt. Auch bei den Niederfrequenzverstärkern ist es genau wie bei den Hochfrequenzverstärkern von Wichtigkeit, daß die verwendeten Röhren kling- und rauschfrei sind, da sonst störende Geräusche im Telefon oder Lautsprecher auftreten, die die Aufnahme empfindlich zu beeinträchtigen imstande sind.

Bei Kaskadenverstärkern ist darauf zu achten, daß gegen das Ende der Kaskade hin Röhren mit immer größerer Emission gewählt werden, damit nicht eine frühzeitige Begrenzung der Amplituden eintritt, wodurch nicht nur der Verstärkungsgrad, sondern auch die Reinheit der Übertragung in Mitleidenschaft gezogen wird.

Als allgemeine Regel für die Verteilung der Gesamtverstärkung auf Hoch- und Niederfrequenz läßt sich angeben, daß es, wie die Praxis zeigt, zweckmäßig ist, mit der hochfrequenten Verstärkung so weit wie nur irgend möglich zu gehen und dann zur Erreichung des gewünschten Endwertes der Empfangsintensität noch in möglichst beschränktem Umfang die Niederfrequenzverstärkung hinzuzunehmen. Der Wert einer solchen Anordnung tritt besonders beim Telephonieempfang zutage, da die Hochfrequenzverstärkung bei richtiger Ausführung weniger verzerrt als die niederfrequente.

Ganz allgemein läßt sich sagen, daß das Problem der Störungsfreiheit gegenüber fremden Wellen wie auch das der Verstärkung heutzutage in recht befriedigender und den Anforderungen des Betriebes zur Zeit vollkommen gerecht werdender Weise gelöst sind. Man kann die vorhandenen Möglichkeiten noch nicht einmal voll ausnutzen, so daß auch für die nächste Zukunft eine weitergehende Lösung der Probleme nicht notwendig erscheint, mit Ausnahme vielleicht der Hochfrequenzverstärkung bei kurzen Wellen.

F. Schnelltelegraphie¹⁾.

(Vgl. S. 884 ff.)

Die vom Betriebsstandpunkt schon seit geraumer Zeit nachdrücklichst geforderte Schnelltelegraphie macht besondere Empfangseinrichtungen notwendig. Das Telefon und der mit dem Gehör aufnehmende Mensch müssen ersetzt werden durch automatisch arbeitende Apparaturen.

In Betracht kommen hierfür: Morseschreiber oder Undulatoren.

Die schon in den Anfangsstadien der Entwicklung für die Niederschrift der Telegramme verwendeten Morseschreiber gewöhnlicher Bauart sind im Laufe der Zeit weiter vervollkommenet worden, vor allen Dingen in bezug auf das Arbeitstempo (Schnellmorse).

Sie haben aber, wie auch eine Abart der Creedschreiber, im praktischen Schnellbetrieb den Undulatoren weichen müssen, trotzdem sie die Möglichkeit boten, durch besondere Zusatzapparaturen die Morseschriftzeichen in Typendruck-schrift umzuwandeln, was für den Betrieb eine Ersparnis an Zeit und Arbeitskräften bedeutet. Der Grund für ihre Ausschaltung liegt in der Hauptsache wohl darin, daß bei der Anwesenheit von atmosphärischen Störungen leicht Verstümm-

¹⁾ S. Fußnote 2 S. 831.

lungen der Buchstaben vorkommen können, die entweder nur äußerst schwer oder gar nicht erkannt werden können. Im besonderen macht sich dieser Übelstand bei der Aufnahme von Codetelegrammen bemerkbar, wo Ergänzungen oder Berichtigungen wie bei offenem Text nicht vorgenommen werden können.

Das Erkennen von Verstümmelungen ist bei den Kurvenschreibern oder Undulatoren viel leichter, und aus diesem Grunde haben sie im praktischen Schnellbetrieb die vorher beschriebenen Arten verdrängt. Sie haben jenen gegenüber aber den Nachteil, daß eine automatische Umwandlung in Klarschrift nicht möglich ist, und daß daher mehr Zeit und Personal erforderlich wird.

Der Schnellempfang, der in den letzten Jahren beträchtliche Fortschritte gemacht hat, wird begrenzt durch die Stärke der atmosphärischen Störungen.

Er verlangt, daß das Verhältnis $\frac{\text{Lautstärke der Zeichen}}{\text{Stärke der Störungen}}$ größer ist als 1, und zwar um so mehr, je höher das Sendetempo gewählt wird. Je stärker die Luftstörungen geschwächt werden können, um so größer werden die Aussichten für die weitere Steigerung der Telegraphiergeschwindigkeit.

Aus diesem Grunde bieten die ganz kurzen elektrischen Wellen (unter 100 m), bei denen die atmosphärischen Störungen fast durchgängig erheblich schwächer sind als bei längeren, aller Voraussicht nach ein vorzügliches Mittel zur Erreichung einer wesentlich schnelleren Übermittlung als die, die heutzutage bei langen Wellen erreichbar ist und ausgeführt wird.

G. Mittel zur Beseitigung von Empfangsstörungen.

Die in der Praxis vorkommenden Empfangsstörungen lassen sich in 3 Klassen einteilen: hochfrequente, lokale und die eigentlichen atmosphärischen Störungen.

a) Hochfrequente Störungen.

Sie werden verursacht durch fremde Wellen, die in der Nähe der Empfangswelle liegen. Die Mittel zu ihrer Beseitigung bestehen, wie schon oben erwähnt, in der Anwendung von hoch- und niederfrequenten Siebkreisen, zu denen noch Sperrkreise treten.

Als weiteres Mittel sind die Empfangsanordnungen mit scharfen Richtcharakteristiken anzusehen.

Das Maximum der Wirkung wird bei ihrer gleichzeitigen Benutzung erreicht. Was die Beseitigung dieser Störungsart betrifft, so läßt sich sagen, daß für die Zwecke der Aufnahme von Telegraphie die Anordnungen den derzeitigen Ansprüchen vollauf genügen. In bezug auf den Telephonieempfang, bei dem niederfrequente Siebkreise als Störfreimittel von vornherein ausfallen müssen und die Anwendung gerichteter Empfangsantennen auf die einfachsten und wenig Platz einnehmenden Formen beschränkt bleibt, ist die erreichbare Störungsfreiheit beträchtlich geringer, was schon in der Natur dieser Empfangsart begründet liegt.

Eine besondere Art von Hochfrequenzstörungen kommt vor in Empfangsanlagen, wo Umformeraggregate für die Ladung der Heiz- und Anodenbatterien verwendet werden. Es handelt sich hierbei um Wellenlängen von 10 bis 20 km, die im Empfänger scharf abstimbar sind und die den Lademaschinen eigentümlich sind, wobei in dem angegebenen Wellenbereich in der Regel nicht mehr als 1 bis 2 ausgesprochene Frequenzen festgestellt werden. Diese den Maschinen entstammenden Störwellen hängen in ihrer Länge ab von dem Umformertyp, so daß bei zwei von verschiedenen Baufirmen gelieferten Aggregaten im allgemeinen die Störwellen voneinander abweichende Frequenzen aufweisen werden.

Ihre Beseitigung gelingt nicht durch Parallelschaltung von Kondensatoren oder Zuhilfenahme von Drosseln, auch hat die Funkenbildung am Kollektor wenig oder gar keinen Einfluß auf ihr Vorhandensein. Es empfiehlt sich daher,

derartige Maschinen gegen andere auszuwechseln, bei denen die Störwellen entweder nicht innerhalb des Empfangsbereiches der Station liegen oder aber überhaupt nicht vorhanden sind. Da es Aggregate gibt, die dieser Forderung weitgehend entsprechen, so wird man zweckmäßig nur diese benutzen.

Hochfrequente Empfangsstörungen werden auch durch die Zündung der Explosionsmotoren hervorgerufen, soweit diese elektrisch erfolgt. Sie sind besonders unangenehm in Flugzeugempfängern, wo die Einwirkung infolge der großen Nähe der Motoren naturgemäß sehr kräftig ist. Ihre Abschwächung ist bis zu einem gewissen Grade möglich, und da man außerdem beim Empfang in Flugzeugen infolge der vorhandenen Geräusche mit beträchtlichen Empfangsintensitäten rechnen muß, d. h. starke Sender voraussetzt, so sind unter den gemachten Voraussetzungen die früher vorhandenen Empfangsschwierigkeiten überwindbar.

In Empfangsanlagen, wo man die Ladedynamos infolge des Nichtvorhandenseins von Kraftnetzen durch Verbrennungsmotoren antreiben muß, empfiehlt es sich, an Stelle der Zündung durch Funken die Glühkopfzündung anzuwenden, bei der Empfangsstörungen nicht eintreten können.

Jedenfalls sollte man bei Motoren mit elektrischer Zündung ihren Aufstellungs-ort räumlich trennen von dem eigentlichen Empfangsgebäude, wodurch die Störungsmöglichkeit beträchtlich verringert wird. Die hierdurch hervorgerufenen Störungen sind nicht nur im Bereich der langen und mittleren Wellen vorhanden, sondern sie treten in noch verstärktem Maße bei ganz kurzen elektrischen Wellen auf. Es hat den Anschein, als ob in den Zündvorrichtungen unmittelbar Wellen von einigen Metern Länge entstehen, die im Empfänger abstimmbare sind und deren Einwirkung nicht nur auf die unmittelbare Umgebung des Motors begrenzt bleibt, sondern sich aller Wahrscheinlichkeit nach über nicht unbeträchtliche Entfernungen ausdehnen wird. Hierin liegt eine sehr unangenehme Störungsquelle für den Kurzwellenempfang, die sich zur Zeit deshalb noch nicht voll auswirkt, weil in dem betreffenden Wellenbereich ein betriebsmäßiger Verkehr noch nicht stattfindet.

Störungen ganz ähnlicher Natur werden durch eine Reihe medizinischer Apparate hervorgerufen, von denen als ganz besonders gefährlich nur die Röntgenapparaturen angeführt werden sollen. Auch bei ihnen macht sich die störende Wirkung selbst über Entfernungen von 100 m und mehr bemerkbar.

In Industriebezirken hat man es häufig mit einer anderen Störungsquelle zu tun, die bei Entstäubungsanlagen vorhanden ist und die den Empfang vollkommen zerstören kann. Mittel zur Beseitigung dieser und auch der vorhin angeführten Störungen am Empfänger sind zwar verschiedentlich versucht worden, jedoch ohne wesentlichen Erfolg. Abhilfe kann deshalb nur am Störungsherd selbst geschaffen werden, was in der neuesten Zeit besonders bei den letztgenannten Anlagen erfolgreich ausgeführt worden ist.

Als einziges, aber nicht überall wirksames und anwendbares Mittel am Empfänger selbst käme nur eine Rahmenantenne in Frage, bei der unter Umständen infolge ihrer Richteigenschaften eine Abschwächung der Störgeräusche eintritt, wobei allerdings vorausgesetzt wird, daß die Empfangsrichtung nicht in die der Störungen hineinfällt, sondern senkrecht dazu liegt.

b) Lokale Störungen.

Unter lokalen Störungen hat man solche zu verstehen, die hervorgerufen werden durch das Vorhandensein gewisser Störungsquellen in unmittelbarer Nähe des Empfängers.

Diese Störungen sind teilweise hochfrequenter, teilweise aber auch niederfrequenter Natur.

Ihre Einwirkung wird erkenntlich nicht nur an dem Auftreten von störenden Geräuschen im Empfangstelephon, sondern auch an einer Verzerrung der Richtcharakteristik, insbesondere bei Doppelrahmenanordnungen. Es ist bereits (S. 850) darauf hingewiesen worden, daß zur Vermeidung dieses Einflusses die Aufstellung der Rahmen so gewählt werden muß, daß ein genügend großer Abstand zwischen ihnen und in der Umgebung vorbeiführenden Hochspannungs- bzw. Fernspreitleitungen bestehen bleibt.

c) Einfluß von Hochspannungsleitungen.

Hochspannungsleitungen rufen Empfangsstörungen hervor, die nicht auf eine ganz bestimmte Wellenlänge beschränkt bleiben, sondern bei jeder Empfangsabstimmung auftreten, und zwar in besonders starkem Maße dann, wenn Sprüh- oder Glimmentladungen an den Isolatoren auftreten, was bei feuchtem Wetter in größerem Umfange der Fall ist als bei trockenem. Die gleiche Erscheinung tritt im Empfänger auch dann zutage, wenn Erdschlüsse vorhanden sind und Funkenübergänge erfolgen. Da die Leitungen eine gewisse Strahlungsfähigkeit besitzen, so wird der störende Einfluß sich nicht auf die unmittelbare Umgebung beschränken. Da zur Zeit systematische Versuche über die Reichweite dieser Störungen noch nicht vorliegen, so können zahlenmäßige Angaben noch nicht gemacht werden.

Es empfiehlt sich deshalb, Empfangsanlagen nicht in die unmittelbare Nähe von Kraftleitungen zu legen. Für den Fall, daß die Anlage an das Netz angeschlossen werden muß, wird man aus den gleichen Gründen die Zuführung von der Abzweigstelle zum Empfängergebäude als Erdkabel ausführen.

d) Straßenbahnen.

Straßenbahnen rufen außerordentlich starke Empfangsstörungen hervor, die an gewissen Orten jeglichen Fernempfang unmöglich machen. Auch hier ist es zwecklos, eine Beseitigung am Empfänger selbst versuchen zu wollen. Nachdem es durch langwierige Versuche gelungen war, die Ursache für ihre Entstehung mit ziemlicher Sicherheit festzustellen, sind auch die Mittel gefunden worden, sie wenigstens so stark abzuschwächen, wenn nicht ganz zu beseitigen, daß eine Aufnahme ermöglicht wird. Allerdings wird die Durchführung der Beseitigungsmaßnahmen an vielen Stellen nur durch tief in den bestehenden Betrieb eingreifende Umänderungen (Kohlebürsten an den Stromabnehmerbügeln usw.) erfolgen können, die unter Umständen nicht unerhebliche Kosten erfordern werden¹⁾.

Auch durch die Elektrisierung der Eisenbahnen werden Störungen entstehen, die besonders im Winter bei Vereisungen der Zuleitungen sehr unangenehm werden können.

Empfangsanlagen sollten daher auch in diesem Falle die zu große Nähe der Bahnführungen nach Möglichkeit vermeiden.

e) Wechselstrombeleuchtung.

Bei der Wahl der Stromart für die Beleuchtung der Empfangsräume wird man darauf zu achten haben, daß keinerlei Störung des Empfanges eintritt. Wendet man den normalen Wechselstrom an, so wird man im allgemeinen unter normalen Verhältnissen den Wechselstromton entsprechend seiner Frequenz im Empfangstelephon vorfinden, allerdings so schwach, daß er die Aufnahme nicht wesentlich beeinträchtigt. Sobald aber irgendwie Störungen in dem Netz vorhanden sind (Erdschlüsse, Sprühen der Isolatoren usw.), wächst die Intensität der Störgeräusche sehr stark an, besonders dann, wenn der Empfänger mit mehrstufiger Niederfrequenzverstärkung arbeitet. Auch kommt es vor, daß an zwei verschiedenen Empfangsstellen die Stärke der Empfangsgeräusche ohne ersichtliche Abweichungen

¹⁾ Vgl. Eppen, F.: ETZ 45, S. 817. 1924.

der Leitungsführungen ganz verschieden ausfällt. Es empfiehlt sich daher, in Empfangsanlagen, die einen hohen Grad der Betriebssicherheit besitzen sollen, an Stelle der Wechselstrom- die Gleichstrombeleuchtung anzuwenden, wobei störende Einwirkungen auf den Empfang praktisch nicht in Frage kommen.

f) Fernsprech- und Telegraphenleitungen.

Empfänger, an denen oberirdische Fernsprech- oder Telegraphenleitungen vorbeigeführt sind, zeigen häufig Störgeräusche, die von den Leitungen herühren. Sie treten besonders stark auf, wenn mit Hughesapparaten gearbeitet wird und wenn die Ströme in den Leitungen beträchtlich werden. Man wird deshalb gut daran tun, diesen Leitungen fernzubleiben oder aber in dem Falle, wo eine Möglichkeit hierfür nicht besteht, die Leitungen zu verkabeln.

Störungen durch solche Leitungen machen sich auch in den Hörübertragungsleitungen zwischen der Empfangsanlage und der eigentlichen Aufnahme-stelle (Betriebszentrale) bemerkbar, und zwar besonders dann, wenn diese Verbindungsleitungen auf längeren Strecken als Freileitungen parallel zu Telegraphen- oder Fernsprechleitungen geführt sind. Auch hier werden durch Verkabelung die Störungen ausgeschaltet.

Ganz ähnliche Störungen werden auch durch elektrisch betriebene Aufzüge oder laufende Motoren erzeugt, die sich in der Nähe des Empfängers befinden. Sie lassen sich abschwächen, wenn man ihre Entfernung voneinander vergrößert.

g) Mittel gegen Aufladungen der Antenne.

Wie schon oben erwähnt, kann der Fall eintreten, daß infolge von Sandstürmen, Graupeln oder auch Regen die Empfangsantenne so stark aufgeladen wird, daß ein Durchschlagen der Abstimmkondensatoren eintritt, und zwar nicht nur in der Antenne, sondern auch im Sekundärkreis. Diese Gefahr war besonders groß zu den Zeiten, als noch die großen, hochkapazitätigen Sendeantennen in gleicher Weise auch für den Empfang benutzt wurden.

Als wirksames Mittel hiergegen hat sich die Parallelschaltung einer Drosselspule zum eigentlichen Empfänger bewährt (s. Abb. 948), die einerseits mit der Erde und andererseits mit dem Eintrittspunkt der Antenne in den Empfänger verbunden ist. Ihre Wirkung beruht darauf, daß die Ladungen unmittelbar zur Erde abgeführt werden, während sie den hochfrequenten Schwingungen den Durchgang sperrt, so daß also eine praktisch ins Gewicht fallende Abnahme der Empfangsintensität nicht eintritt.

Man hat seinerzeit dieser Anordnung auch einen günstigen Einfluß auf die Verminderung der Luftstörungen zugeschrieben, der aber in Wirklichkeit überhaupt nicht oder aber nur in sehr geringem Maße vorhanden ist.

Unter den heutigen Verhältnissen, wo die Empfangsantennen sehr viel kleinere Abmessungen besitzen, wird sich die Anwendung der Schutzdrosseln wohl in den allermeisten Fällen erübrigen, da die auftretenden Spannungen viel geringer sind. Außerdem sind die Röhrendektoren gegen Überlastungen in hohem Grade unempfindlich im Gegensatz zu den früher verwendeten Kristalldektoren, die schon bei mittelstarken Stromstößen häufig unbrauchbar wurden.

Unbeeinflusst von obigen Störungen sind alle Empfangsantennen, die sich nicht in der freien Atmosphäre befinden, bei denen also die Ladungsträger nicht in unmittelbare Berührung mit den Drähten der Antenne kommen können. Da-

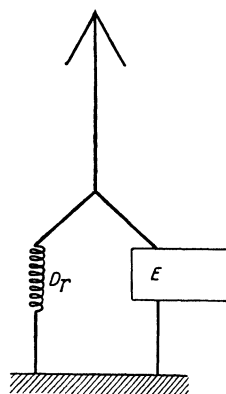


Abb. 948. Parallelschaltung einer Drosselspule zum Empfänger.

nach werden also Innenantennen (Rahmen oder ausgespannte Drähte) von derartigen Störungen frei sein, was mit den Erfahrungen der Praxis übereinstimmt.

Ganz ähnlich verhalten sich auch Antennen, die im Erdboden vergraben sind. Es muß aber im Gegensatz zu einer weitverbreiteten Annahme, daß auch die Luftstörungen hierbei geringer sind, festgestellt werden, daß eine solche Wirkung bisher in merklichem Ausmaß nicht beobachtet worden ist.

h) Die „eigentlichen“ Luftstörungen.

Die Beseitigung der Luftstörungen hat schon seit den ersten Anfängen der drahtlosen Telegraphie im Mittelpunkt des Interesses gestanden und bildet auch heute noch das an Wichtigkeit alle anderen weit überragende Problem, das aber zugleich auch das schwierigste ist.

Man hatte zunächst geglaubt, daß der Weg zu seiner Lösung nach der Richtung gesucht werden sollte, daß es gelingen müßte, Empfangsschaltungen zu finden, die ein Ausschalten oder mindestens eine starke Abschwächung der Luftstörungen zur Folge haben würden.

Wie schon vorhin erwähnt, hat sich das Parallelschalten einer Drosselspule, von Marconi angegeben und benutzt, für den vorliegenden Zweck nicht bewährt.

i) Detektorgegenschaltung (vgl. S. 434).

In früherer Zeit ist ein anderes, ebenfalls von Marconi angegebenes Mittel zur Beseitigung der atmosphärischen Störungen vorgeschlagen und zur Anwendung gebracht worden, das unter dem Namen „Detektorgegenschaltung“ bekannt geworden ist.

Die Anordnung benutzt zwei Detektoren (Kristall- oder Flemingdetektoren), die, wie aus der Abb. 949 hervorgeht, gegeneinander geschaltet sind zur Erzielung einer Differentialwirkung, im übrigen aber in der üblichen Weise mit dem Empfangssystem verbunden sind. Die Charakteristiken beider sind voneinander verschieden und so gewählt, daß für kleine Intensitäten praktisch nur der eine Detektor aktiv ist, während bei größeren, wie sie durch die Luftstörungen hervorgerufen werden, beide in Wirksamkeit treten und infolge der Gegeneinanderschaltung eine Differenzwirkung eintritt, so daß also in diesem Falle eine starke Schwächung im Telephon wahrgenommen wird.

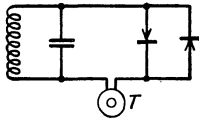


Abb. 949. Detektorgegenschaltung nach Marconi.

Was die praktische Verwendbarkeit der Anordnung betrifft, so hat sie nicht die Hoffnungen gerechtfertigt, die auf sie gesetzt worden sind. Einmal ist es zunächst schon einigermaßen schwierig, zwei Detektoren mit richtigen Charakteristiken zu finden, und ferner zeigt es sich im Betrieb, daß durch Einflüsse von außen ihr Verlauf Änderungen unterworfen ist, die zu einem Versagen der Anordnung führen. Wie alle Detektoren, unterliegen sie ebenfalls den Einwirkungen starker Luftstörungen, bei denen sie häufig vollkommen unempfindlich werden.

Aber auch bei einwandfreier Einstellung und dem Vorhandensein einer Differentialwirkung bei stärkeren Strömen zeigt sich, daß die Intensität der Luftstörungen wohl herabgesetzt wird, daß aber gleichzeitig auch eine Verstümmelung der Morsezeichen eintritt, wodurch entweder fehlerhafte Aufnahmen eintreten oder aber diese vollkommen unmöglich gemacht werden können.

Bei Anwendung von Glühlampendetektoren (Flemingrohr) hat man gegenüber den sich sehr schnell ändernden Kristalldetektoren zwar die Vorteile einer größeren Konstanz und Haltbarkeit, indessen bleibt auch bei ihnen die störende Rückwirkung auf die Zeichen bestehen.

k) Abstimmittel.

Der erste sich praktisch auswirkende Fortschritt in der Abschwächung der Luftstörungen wurde erzielt, als man vom Primärempfang abging und den Detektor in einen abgestimmten Kreis verlegte, der mit der Empfangsantenne

lose gekoppelt werden konnte. Dabei zeigt sich, daß besonders dann, wenn die ankommenden Wellen sehr wenig oder besser noch ungedämpft sind, das Verhältnis $\frac{\text{Lautstärke}}{\text{Störungen}}$ beim Sekundärkreis merkbar besser ist als beim direkten (Primär-) Empfang, und zwar um so ausgesprochener, je loser die Kopplung zwischen ihm und der Antenne gemacht wird. Allerdings wird man in dieser Richtung nicht so weit gehen dürfen, daß die Empfangsintensität allzu stark abnimmt. Praktisch wird man diese Kopplung so wählen, daß sie etwas loser ist als der zur Erzielung größter Lautstärke notwendige Kopplungsgrad, wobei zwar eine geringe Abnahme der Empfangsintensität eintritt, die aber erheblich geringer ist als die Verminderung der Stärke der Luftstörungen.

Wendet man an Stelle eines einzigen Sekundärkreises eine mehrgliedrige hochfrequente Siebkette an, so tritt noch eine Steigerung des Effektes ein, die allerdings nicht mit der Zahl der Kettenglieder, sondern in ganz ähnlicher Weise wie bei der Störungsfreiheit nur etwa mit der Wurzel zunimmt.

Das obige Mittel ist von allen sonst bekannt gewordenen dasjenige, das sich am besten bewährt hat und auch bei den modernsten Empfängern zur Anwendung kommt.

Zur Abschwächung der Luftstörungen sind auch niederfrequente Siebketten¹⁾ vorgeschlagen und untersucht worden. Dabei hat sich gezeigt, daß die beabsichtigte Wirkung bis zu einem gewissen Grade eintritt, und zwar um so stärker, je schwächer gedämpft die Kette ist. Leider muß man dabei den Übelstand in Kauf nehmen, daß die atmosphärischen Störungen sehr bald den gleichen Klangcharakter annehmen wie die Zeichen, wodurch ihre Unterscheidungsmöglichkeit in Fortfall kommt. Man wird deshalb ein gewisses geringes Dämpfungsmaß nicht unterschreiten dürfen, wenn man jenen Übelstand vermeiden will, wodurch natürlich die Wirksamkeit verringert wird.

Auf ganz ähnliche Schwierigkeiten stößt man auch, wenn man, wie zur Zeit der tönenden Funken, akustische Resonatoren anwendet, die auf den Ton des Senders abgestimmt wurden und von denen man gleichfalls eine Ausscheidung der atmosphärischen Störgeräusche erwartete.

Hin und wieder findet man in der Praxis die Meinung vertreten, daß man durch Parallelschalten von Widerstand zum Empfangstelephon eine Verbesserung des allein maßgeblichen Verhältnisses von Lautstärke zu Störungen erreichen könnte. Was mit dieser Schaltung nur erzielt werden kann, ist eine gleichzeitige Schwächung beider Intensitäten um denselben Betrag, wodurch für die Aufnahme nichts gewonnen wird. Es tritt nur ein Schutz des Ohres des Aufnehmenden gegen zu starke Reizungen ein, und dadurch wird leicht der Eindruck erweckt, daß eine Verbesserung des Empfanges eingetreten ist.

1) Form der Empfangsantenne.

Nachdem die über viele Jahre ausgedehnten Versuche, die Luftstörungen durch geeignete Schaltmaßnahmen des Empfängers zu beseitigen, nur ein recht bescheidenes Ergebnis erzielt hatten, entschloß man sich zur Lösung dieses Problems, die Richtwirkung von geeigneten Antennengebilden heranzuziehen, die allerdings erst in dem Augenblick ermöglicht wurde, als es nach Erfindung der Elektronenröhre gelang, die von geschlossenen Antennen (Rahmen oder Rahmenkombinationen) aufgenommenen winzigen Energien genügend weit hochfrequent zu verstärken.

Als einfachste Antenne mit Richtwirkung kommt die Rahmenantenne in Frage, bei der das Verhältnis $\frac{\text{Lautstärke}}{\text{Störungen}}$ schon beträchtlich günstiger ist als bei einer ungerichteten Antenne. Dieser Unterschied tritt besonders deutlich hervor,

¹⁾ Vgl. K. Kupfmüller: Störungsverminderung durch selektive Schaltmittel beim drahtlosen Empfang. ENT 3, S. 112. 1926.

wenn die Luftstörungen bevorzugte Richtungen besitzen und ihre Haupteinflussrichtung senkrecht zu der der aufzunehmenden Welle liegt.

Günstiger als der Rahmen verhält sich die Kombination aus ihm und einer ungerichteten Antenne, wobei die S. 839 beschriebene Kardioide entsteht. Ihr Ausscheidungsvermögen gegenüber Luftstörungen wird dann besonders groß, wenn ihr Zentrum entgegengesetzt gelegen ist wie die empfangende Station.

Da ganz allgemein die Wirkung aller Richtanordnungen zunimmt mit der Größe des „toten“ Winkelraumes, so ergibt sich, daß eine Kombination von zwei Antennen mit Kardioidencharakteristik noch erheblich günstiger arbeiten wird als eine einzige.

Nach diesem Prinzip sind die als „Doppelrahmenanordnungen“ bekannten modernen Empfangsanordnungen gebaut, deren Charakteristiken auf S. 841 näher beschrieben worden sind und die sich im praktischen Betrieb außerordentlich bewährt haben. Gegenüber den Einzelantennenanordnungen (Rahmen und Kombination Rahmen—offene Antenne) besitzen sie den großen Vorteil, daß infolge des bei ihnen sehr großen toten Winkelraumes von etwa 220° die Luftstörungen in noch viel weitergehendem Maße ausgeschieden werden können, und daß sie auch dann noch wirksam sind, wenn es sich nicht um ein einziges, sondern um mehrere Störungszentren handelt, die von den vorhergehenden Anordnungen nicht erfaßt werden können.

Man könnte noch einen Schritt weitergehen und eine Kombination von zwei Doppelrahmenanordnungen verwenden, wobei allerdings die Platz- und Kostenfrage bei ihrer Aufstellung stark ins Gewicht fällt. Zweifellos würde dadurch noch eine größere Schwächung der Luftstörungen erzielt werden können. Die Richtschärfe derartiger Anordnungen wird dabei aber so groß, daß sie zu Zeiten, wo die Richtungsschwankungen der einfallenden Wellen beträchtliche Werte annehmen, nicht mehr benutzt werden können. Jedenfalls sollte man mit der Verschärfung der Richtcharakteristik nicht so weit gehen, daß die Aufnahme darunter leidet oder unmöglich gemacht wird.

Man wird also praktisch über die Doppelrahmenanordnung nicht hinausgehen, bei der Richtungsschwankungen der Welle von $\pm 20\%$ ohne weiteres zugelassen werden können.

Da die Beverage-Antenne (vgl. S. 844) eine ganz ähnliche Charakteristik besitzt wie die einfache Doppelrahmenanordnung, so verhält sie sich auch in bezug auf atmosphärische Störungen in der gleichen Weise. Gegenüber der letzteren hat sie den Nachteil, daß eine Drehung der Charakteristik bei ihr nicht möglich ist, was bei gewissen Lagen des Störungszentrums sehr erwünscht ist.

In die Erde verlegte Antennen verhalten sich Luftstörungen gegenüber genau so wie oberirdisch angeordnete.

Auch das vor einer Reihe von Jahren von Weagant¹⁾ angegebene Verfahren zur Elimination der Luftstörungen hat nicht die erhofften Ergebnisse gezeitigt. Es handelt sich hierbei um eine Anordnung, die aus 3 Rahmenantennen besteht, von denen zwei — die beiden äußersten — einen Abstand von etwa Halbwellenlänge haben, und zwar in Richtung der einfallenden Welle, während die dritte in der Mitte zwischen beiden liegt. Die Einzelwirkungen aller werden dann in einem Empfänger kombiniert, wobei die Luftstörungen stark geschwächt werden sollen. Eine praktische Anwendung hat dieses Verfahren nicht gefunden einmal deshalb, weil die Wirkung nicht erheblich und ferner weil die Einstellung der Apparatur außerordentlich mühsam und zeitraubend war.

Bei der Aufstellung und Einrichtung einer **leistungsfähigen Empfangsanlage** wird man daher die folgenden Gesichtspunkte zu beachten haben:

1. Auswahl eines Ortes, wo die atmosphärischen Störungen gering sind, d. h. also nicht in unmittelbarer Nähe von Gebirgen und ausgedehnten Seen oder Mooren, sondern, wenn irgendwie möglich, in der Nähe von Seeküsten. Es empfiehlt sich, durch vergleichende Beobachtungen (Messung der Intensität der Luftstörungen) während der schlechtesten Jahreszeit über einen längeren Zeitraum den geeignetsten Ort zu finden.

¹⁾ Weagant, A.: Reception through Static and Interference. Proc. Inst. Rad. Eng. 7, S. 207. 1919.

2. Anwendung von möglichst scharf gerichteten Empfangsantennen (Doppelrahmenanordnungen), wobei allerdings Rücksicht darauf zu nehmen ist, daß die Schärfe der Charakteristik in Rücksicht auf die Richtungsänderungen der einfallenden Wellen zweckmäßig gewählt wird.

3. Benutzung von hochfrequenten Siebketten mit loser Kopplung zwischen den einzelnen Gliedern.

4. Verwendung von nicht zu schwach gedämpften niederfrequenten Ketten.

Als weiteres Mittel zur Verbesserung des Verhältnisses von Lautstärke zu Störungen ist die Verwendung kurzer elektrischer Wellen anzusehen, bei denen die atmosphärischen Störungen im allgemeinen viel schwächer sind als bei mittleren und langen. Da wir aber erst im Anfang ihrer Entwicklung stehen, so läßt sich zur Zeit ein endgültiges Urteil darüber noch nicht abgeben, ob sie berufen sein werden, die bisher für den Weitverkehr üblichen Wellenlängen gänzlich zu verdrängen.

m) Atmosphärische Störfreigungsmittel beim Telephonieempfang.

Die bisher angegebenen Störfreigungsmittel bezogen sich auf den Empfang von Telegraphie, für den sie in erster Linie ausgebildet worden sind.

Handelt es sich aber um die Aufnahme von Telephonie, so werden die erwähnten Anordnungen infolge der besonderen abweichenden Eigenheiten dieser Empfangsart nicht ohne weiteres hierfür übernommen werden können.

Bestehen bleibt aber auch hier die Wichtigkeit der Auswahl eines in bezug auf die Luftstörungen günstigen Empfangsortes und die Anwendung gerichteter Empfangsantennen. Beide Mittel sind unabhängig von der Art des Empfanges.

Desgleichen lassen sich auch hochfrequente Siebketten mit Erfolg zur Anwendung bringen, nicht aber niederfrequente, die, wie schon vorher erwähnt, sehr leicht zu Verzerrungen der Aufnahme Anlaß geben und deshalb vermieden werden sollten.

Da zur Zeit systematische Untersuchungen über die Telephonie auf kurzen Wellen in ausreichendem Maße noch nicht vorliegen, so erscheint ein Urteil über ihre praktische Verwendbarkeit noch verfrüht.

In bezug auf den Rundfunkempfang sind die allgemein zur Verfügung stehenden Störfreigungsmittel noch mehr beschränkt, und zwar deshalb, weil sowohl aus Raum- als auch aus Kostengründen die Aufstellung von Richtempfangsanlagen beispielsweise im Stadttinnern nicht möglich sein wird. Übrig bleibt nur die einfache Rahmenantenne und zusätzlich noch die Verwendung von lose gekoppelten Sekundär- bzw. Tertiärkreisen.

Infolgedessen wird beim Rundfunk eine Verbesserung der Empfangsgüte in bezug auf atmosphärische Störungen zur Zeit nur dadurch zu erreichen sein, daß die Energie der Sender erhöht wird, was besonders in der warmen Jahreszeit von Bedeutung sein wird.

III. Empfänger.

Bearbeitet von F. Eppen.

1. Detektorempfänger.

Heute fast nur noch für Rundfunkempfang in der Nähe des Senders, und zwar meist in einfachster Ausführung in Verwendung. Die gebräuchlichsten Schaltungen siehe Abb. 950 bis 955. Abstimmung bei den Schaltungen Abb. 950 bis 952 u. 954

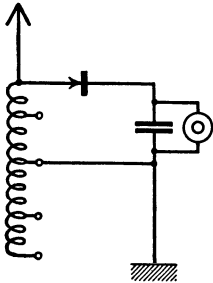


Abb. 950.

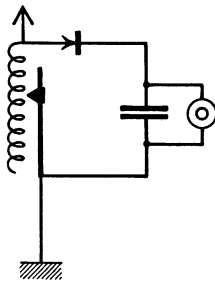


Abb. 951. Einfache Schaltung mit Schiebepule.

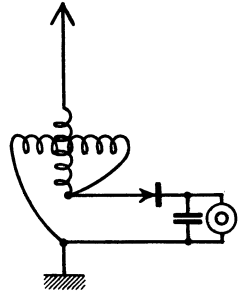


Abb. 952. Schaltung mit Variometer.

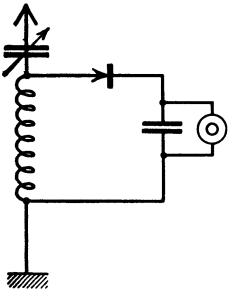


Abb. 953.

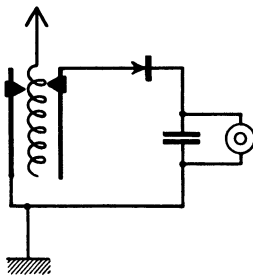


Abb. 954.

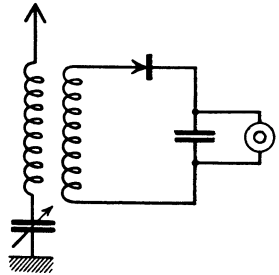


Abb. 955.

durch Veränderung der Induktivität, bei 953 und 955 durch Änderung der Kapazität; beide Arten sind bei den meist stark gedämpften Rundfunkantennen in der Lautstärke gleichwertig, Abstimmung durch Kapazitätsänderung gibt bei kleinen Antennen geringen Wellenbereich, falls nicht Parallel- und Serienschaltung wahlweise vorgesehen ist. — Detektorkopplung bei den Schaltungen Abb. 950 bis 953 nicht besonders einstellbar; dem Vorzug der Einfachheit steht der Nachteil gegenüber, daß die zur Erzielung größter Lautstärke bei kleinen Eingangsleistungen nötige Anpassung des Verbraucherwiderstandes an den Eigenwiderstand der Stromquelle nicht möglich ist. Als Verbraucherwiderstand ist hier der durch die Ankopplung des Detektorkreises an den Antennenkreis eingefügte scheinbare Widerstand, als „Eigenwiderstand der Stromquelle“ der Verlustwiderstand des ganzen Antennenkreises anzusehen. — Durch eine regelbare Detektorkopplung ist ferner eine für die Befreiung von störenden Sendern wichtige Erhöhung der Selektivität des Empfängers erzielbar. Infolge Fehlens einer leitenden Verbindung

zwischen Antennenkreis und Detektorkreis und der geringen kapazitiven Kopplung beider gestattet Schaltung Abb. 955 eine bessere Befreiung von den durch die Erde ins Empfangsgerät gelangenden Störungen durch benachbarte elektrische Anlagen u. dgl.

Abb. 956 bis 959 zeigen Ansichten von Detektorempfängern nach den Schaltungen Abb. 952 bis 955.

Eine weitere bedeutende Erhöhung der Selektivität ist durch **Sekundärempfang** zu erzielen. Wegen der nicht einfachen Bedienbarkeit (zu den zwei Abstimmkreisen kommt als drittes veränderliches Glied die Einstellung des leicht unempfindlich werdenden Detektors) ist Umschaltmöglichkeit von Sekundär- auf Primärempfang von Wichtigkeit. Sekundärempfänger werden im Rundfunkempfang wegen der höheren Kosten, und da die erhöhte Selektivität nur in Ausnahmefällen nötig ist, nur vereinzelt verwendet, dagegen waren sie im Funkbetriebe früher vielfach im Gebrauch.

Abb. 960 und 961: Im Funkbetriebe, z. B. auf Schiffen vielfach verwendeter Detektor-Sekundärempfänger, Wellenbereich etwa 100 bis 12 000 m. Abstimmung durch Drehkondensator (4000 cm) und auswechselbare, unterteilte Litzenspulen, deren ringförmige Körper an einem Gelenk befestigt werden. Letzteres gestattet weitgehende Änderungen in der Primär-Sekundärkopplung. Detektorkopplung galvanisch durch Stöpselung stufenweise veränderbar. Zum Übergang auf Primärempfang ist ein Schalter vorgesehen, der den Sekundärkondensator abschaltet und die Sekundärspule, von der ein größerer oder kleinerer Teil mittels Stöpsels benutzt werden kann, an den Detektor legt.

Die weitere Entwicklung der Detektorempfänger für den Funkbetrieb ging dahin, möglichst lautstarke, selektive Geräte zu schaffen, bei denen eine Auswechslung von Teilen vermieden, und die gewünschten Schaltungen durch mechanische Getriebe und Schalter hergestellt wurden. Da **große Lautstärke** nur durch Ver-

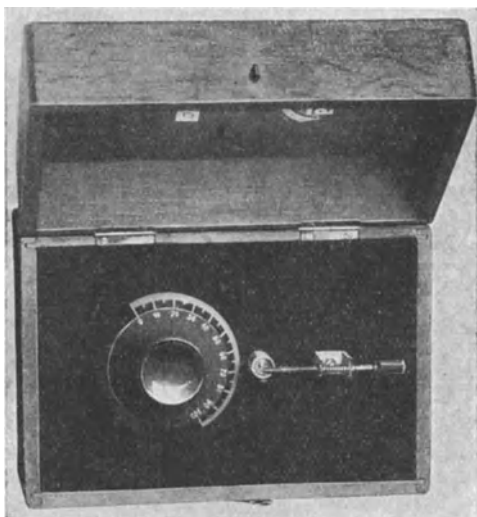


Abb. 956. Detektorempfänger (Schaltung nach Abb. 952).

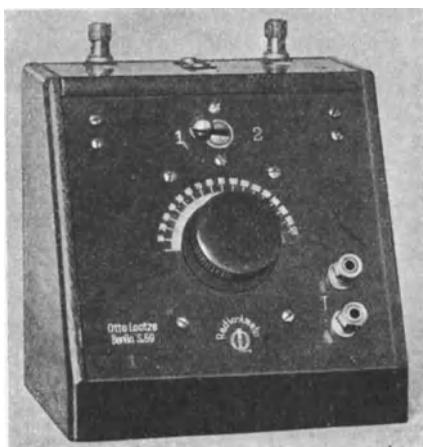


Abb. 957. Detektorempfänger (Schaltung nach Abb. 953).

ringierung der inneren Verluste besonders in den Spulen erzielbar waren, so entstanden für große Wellen Apparate, deren Volumen nach Kubikmetern zählte und

die mechanisch und schalttechnisch äußerst kompliziert waren. Ein näheres Eingehen auf diese Apparate erübrigt sich, da sie nur noch historisches Interesse haben.

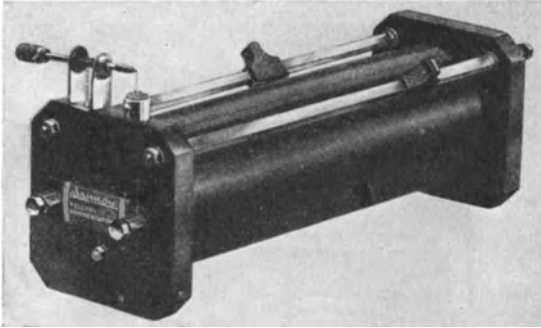


Abb. 958. Detektorempfänger (Schaltung nach Abb. 954).

2. Röhren-empfänger.

Die Vielseitigkeit in der Verwendbarkeit der Elektronenröhren, die Trägheitslosigkeit, mit der sich die Vorgänge in ihnen abspielen, sowie das anscheinend völlige Fehlen eines Schwellenwertes sind der Grund für die umfangreiche Anwendung der Röhren in der Empfängstechnik.

Vorteile des Röhrenempfanges gegenüber dem Detektorempfang: 1. Unempfindlichkeit gegenüber Störungen, die den Detektor für die Dauer unbrauchbar zu machen vermögen, während die Röhre nach momentaner Übersättigung sofort wieder arbeitet. 2. Durch Serienschaltung mehrerer Röhren ist eine fast unbegrenzte Leistungssteigerung möglich, da die schwache, von der Antenne oder dem Rahmen aufgenommene Leistung nur zur Steuerung eines

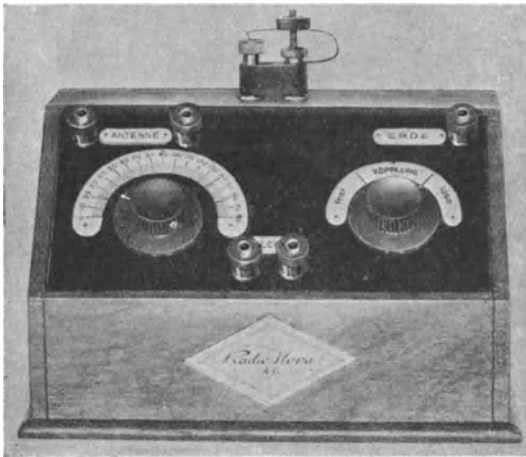


Abb. 959. Detektorempfänger (Schaltung nach Abb. 955).

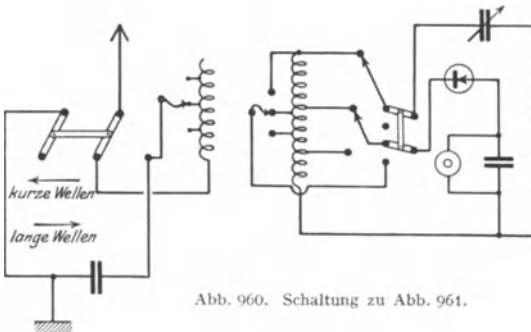


Abb. 960. Schaltung zu Abb. 961.

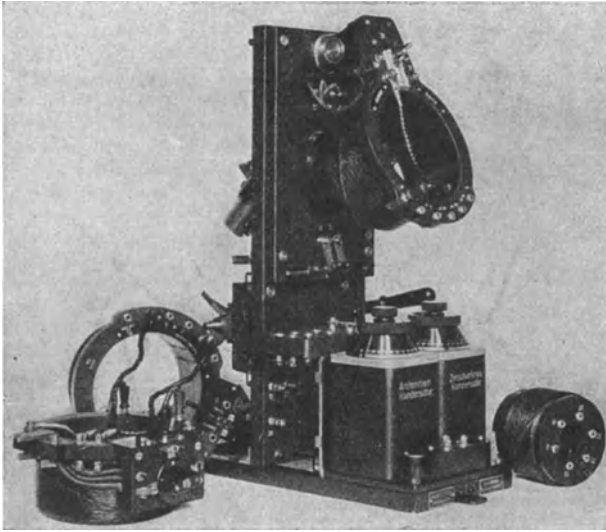


Abb. 961. Detektor-Sekundärempfänger (E 5, Telefunken).

relativ starken Stromes einer örtlichen Stromquelle dient, während beim Detektorempfang nur die aufgenommene Leistung wirksam ist.

Nachteile des Röhrenempfanges: 1. Höherer Preis der Röhre. 2. Die Notwendigkeit besonderer Stromquellen für Heiz- und Anodenspannung, deren Wirkungsgrad und Lebensdauer meist gering sind. — Wichtig ist beim Röhrenempfang zur Herausholung kleinster Eingangleistungen und zur Erzielung guter Störungsfreiheit die Vermeidung schädlicher Kopplungen, die meist kapazitiver Natur sind und zur Folge haben, daß die Energie starker störender Sender einzelne Abstimmkreise überspringt und dadurch den Empfang beeinträchtigt. Empfängertypen, die mit Detektor Vorzügliches leisten, sind für Röhrenempfang häufig wenig brauchbar, da die Anbringung der einzelnen Teile und die Leitungsführung starke schädliche Kopplungen hervorrufen.

A. Empfänger mit einer Röhre.

a) Audionempfänger.

α) Ohne Rückkopplung.

Abb. 962: Grundsätzliche Schaltung des Audions¹⁾. L Induktivität, C Kapazität des Schwingungskreises, HB Heizbatterie (je nach der Röhrentype 0,05 bis 1,0 A bei 1, bis 3 V je Röhre erforderlich), AB Anodenbatterie (je nach der Röhrentype 10 bis 100 V und 1 bis 20 mA erforderlich), HW Heizwiderstand (Größe 3 bis 50 Ω). Wichtig ist, daß Regulierung möglichst feinstufig und ohne Unterbrechung erfolgt, da sonst Knattern im Fernhörer. C_g Gitterkondensator (Größe 100 bis 500 cm); die kleineren Werte desselben ergeben bei Telephonie höhere Tonlage

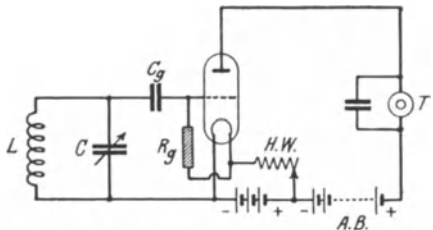


Abb. 962. Grundsätzliche Schaltung des Audions.

¹⁾ Näheres über das Audion s. C. Kuhlmann: Jahrbuch d. drahtl. Telegr. 25, S. 70. 1925.

der Sprache. Wichtig ist hohe Isolation des Kondensators. R_G Gitterableitungswiderstand (Größe 1 bis 4 $M\Omega$). Wichtig ist Unveränderlichkeit und Fehlen von

Nachwirkungen durch Polarisation. Letztere beiden Bedingungen sind bei Metall- und Graphitwiderständen besser erreichbar als bei den gebräuchlichen Silicitwiderständen.

Abb. 963 und 964: Ansicht und Schaltung eines Audionsekundärempfängers. Im Antennenkreis des Empfängers sind Spule und Kondensator in Serie geschaltet. Die Sekundärspule hat mehrere Abgriffe, um auch bei den kürzeren Wellen eine bequemere Einstellung zu ermöglichen.



Abb. 963. Audionsekundärempfänger (Schaltung nach Abb. 964).

β) Mit Rückkopplung.

Unter Rückkopplung versteht man die Zurückführung eines Teils der im Ausgangskreis einer Röhre oder einer Kaskadenschaltung schwingenden Leistung zum Eingangskreis.

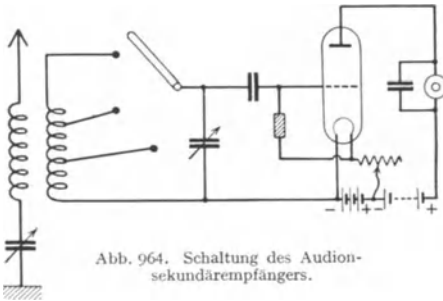


Abb. 964. Schaltung des Audionsekundärempfängers.

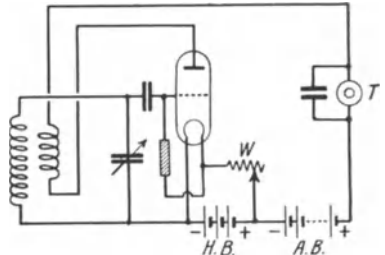


Abb. 965. Rückkopplungsschaltung.

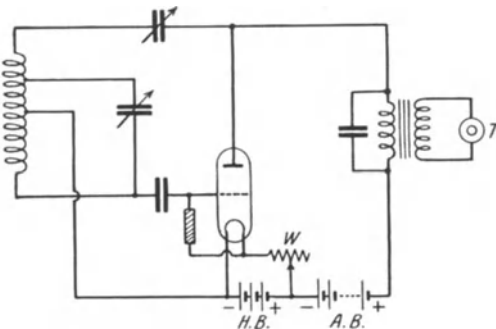


Abb. 966. Rückkopplungsschaltung nach Leithäuser.

Bei richtig gewählter Phase erhält man eine Erhöhung der Spannungsamplitude am Gitter, dadurch eine Vergrößerung der Amplitude des Anodenstromes usw. Ist die Rückkopplung fest genug, d. h. ist der Betrag der zurückgeführten Leistung so groß, daß alle Verluste, die ein Anwachsen der Anodenstromamplitude verhindern, mehr als gedeckt werden, so erreichen die

Amplituden des Anodenstromes eine nur durch die Sättigung der Röhre begrenzte Höhe, und das System gerät in Eigenschwingungen in der Frequenz des angeschlossenen Schwingungskreises.

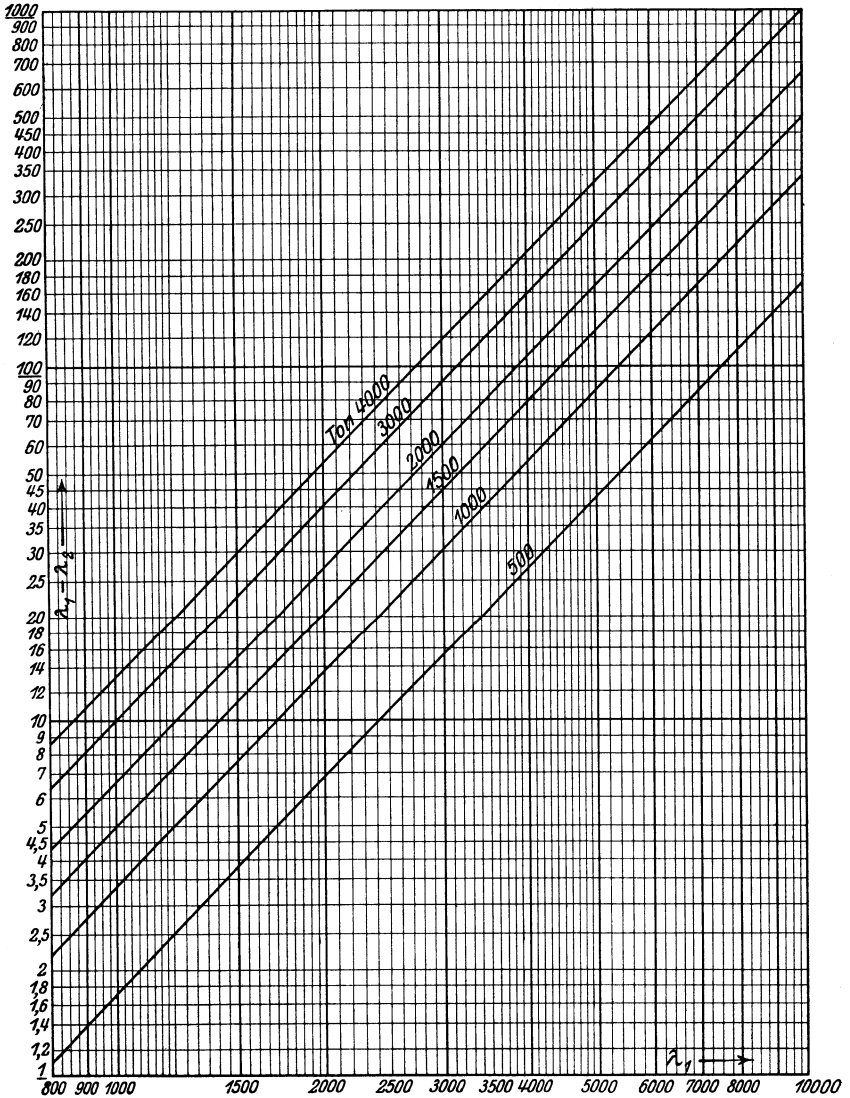


Abb. 967. Wellenlängendifferenz für verschiedene Schwebungstöne.

Abb. 965 und 966: Die im Empfängerbau hauptsächlich angewendeten Rückkopplungsschaltungen. Bei Schaltung Abb. 965 erzeugt der verstärkte Strom über eine im Anodenkreis liegende Spule, die induktiv mit der Spule des am Gitter

liegenden Schwingungskreises gekoppelt ist, eine Erhöhung der Amplituden in ihm, damit eine größere Spannung am Gitter und weitere Erhöhung der Schwingungsamplituden des Anodenstromes. Bedingung hierfür ist, daß der Kopplungssinn der Spule richtig ist. Durch den Grad der Kopplung kann man den Betrag der zurückgeführten Energie in



Abb. 968. Rückkopplungsempfänger (Schaltung nach Abb. 969).

weiten Grenzen ändern, jedoch erfordert es häufig besondere konstruktive Maßnahmen, um möglichst weich an den Einsatzpunkt der Schwingungen heranzukommen.

Abb. 966 zeigt eine von Leithäuser-Heintze angegebene Schaltung, bei der die Regelung der zurückgeführten Energie sehr fein mittels eines Drehkondensators erfolgt, wodurch bei richtiger Wahl des Anschaltpunktes der Kathode und der außerhalb des Schwingungskreises liegenden Windungszahl ein sehr weiches Einsetzen der Schwingungen erzielbar ist. Die Schaltung ist mit Vorteil auch für Wellen unter 150 m verwendbar.

Rückkopplung wird bei Empfängern verwendet: 1. Zur Erzeugung der für die Aufnahme ungedämpfter Sender mit Schwebungsempfang nötigen Hilfsschwingung. Dem Vorteil großer Einfachheit und Billigkeit dieses Verfahrens gegenüber dem der Erzeugung der Hilfsschwingung durch besonderen Überlagerer steht der sich besonders bei langen Wellen bemerkbar machende Nachteil gegenüber, daß der die Schwebungen erzeugende — meist Sekundär- — Kreis gegen die aufzunehmende Schwingung ver-

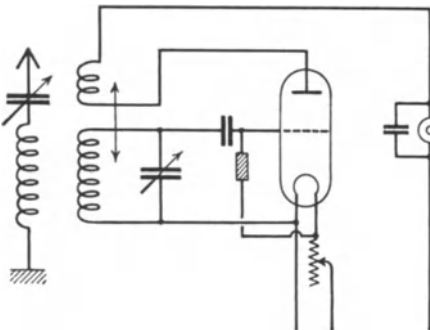


Abb. 969. Rückkopplungsschaltung zu Abb. 968.

stimmt sein muß, wodurch der Empfänger weniger störungsfrei wird. Die zur Erzielung eines bestimmten Schwebungstones nötige Differenz der Wellenlängen zwischen fernem und örtlichem Sender siehe Abb. 967. 2. Zur Ausnutzung der sog. „Rückkopplungsverstärkung“. Diese ist mit den gleichen Schaltungen wie die Schwingungserzeugung

erzielbar, nur muß die Rückkopplung so lose sein, daß die Schwingungen gerade noch nicht einsetzen. In diesem Falle bewirkt der Anodenstrom über die Rückkopplungsorgane eine Erhöhung der Spannungsamplitude am Gitter, und zwar in der Frequenz des angeschlossenen Kreises. Durch diese Erhöhung der Spannungsamplitude am Gitter kann die Wirkung der Dämpfung des betreffenden Empfangskreises bis auf Null kompensiert werden, daher der für dieses Verfahren vielfach gebrauchte, aber mißverständliche Ausdruck „Dämpfungsreduktion“.

Vorteil des Verfahrens: Große Lautstärkenzunahme mit einfachsten Mitteln. Nachteil: Bevorzugung der Frequenz des angeschlossenen Schwingungskreises, daher durch starke Ausnutzung der Rückkopplungsverstärkung merkbare Verzerrung der Telephonie auf langen Wellen.



Abb. 970. Universalempfänger (Type E 262 Telefunken).

Ausführungsbeispiele für Rückkopplungsempfänger (Abb. 968 und 969): Empfänger für den Unterhaltungsrundfunk, dessen Schaltung ohne weiteres verständlich ist. Die im Anodenkreis liegende Rückkopplungsspule ist drehbar in der auf einen Zylinder gewickelten Sekundärspule angeordnet.

Abb. 970 bis 972 zeigen einen im Funkbetriebe vielfach verwendeten Empfänger. Das Gerät ist in ein Fernsprechtischgehäuse für Selbstanschlußbetrieb eingebaut: Vorn ist der Griff des Drehkondensators, die Feineinstellung links seitlich sichtbar. Oben werden die auswechselbaren Spulensätze eingesetzt, von denen jeder aus vier einzelnen Spulen besteht: 1 Kopplungsspule, 1 in zwei Einzelspulen geteilte Wellenspule, 1 Rückkopplungsspule. Die Holzkörper, die die flach gewickelte Spule enthalten, sind paarweise so miteinander verbunden, daß zur Änderung der Kopplung die eine Spule gegen die andere verschoben werden kann. Die Stromzuführung zu den beiden miteinander gekoppelten Spulen erfolgt durch Stecker, die in dem nichtbeweglichen Spulenkörper (enthaltend einen Teil der Sekundärspule) sitzen und in die an der Oberseite des Gehäuses befindlichen Buchsen passen. Oben auf dem Gehäuse sind ferner noch der Eisenwiderstand zur Regulierung der Heizung sowie versenkt die Röhre angeordnet. Antenne und Erde werden links, die Fernhörer rechts durch Stöpselung angeschlossen; der Batterieanschluß erfolgt durch eine Dreifachschnur mit Stecker.

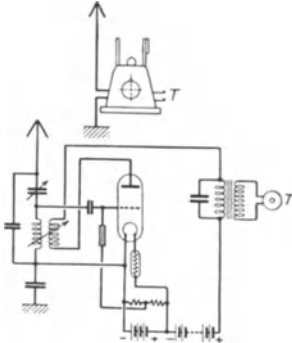


Abb. 971. Schaltung des Universalempfängers E 262 (Primärempfang).

Mit dem Gerät kann Primärempfang unmittelbar an der Antenne sowie Sekundärempfang hinter einem anderen Primärempfänger oder hinter einem Empfänger gleicher Bauart gemacht werden. Durch Hintereinanderschaltung mehrerer Geräte gleicher Art kann mit beliebig vielen Abstimmkreisen gearbeitet werden. Bei Primärempfang (Abb. 971) liegt parallel zur Antennenkapazität ein stufenweise einstellbarer Kondensator, der wie die Spulen eingesetzt wird. Hierdurch werden

Ungleichheiten in den Kapazitäten der verschiedenen Antennen bis zum gewissen Grade ausgeglichen. Soll der Empfänger als Sekundärkreis hinter einem anderen, z. B. einem Detektorempfänger mit induktiver Detektorkopplung, arbeiten, so wird

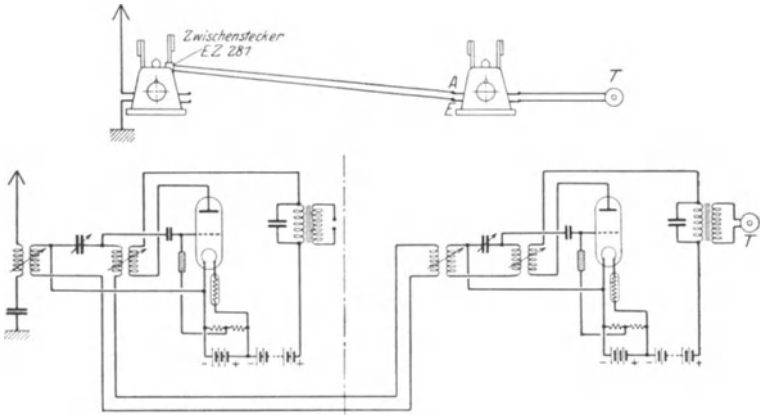


Abb. 972. Schaltung des Universalempfängers E 262 (Sekundärempfang).

anstatt des genannten Kondensators ein Spulenpaar eingesteckt, das aus einer Koppelspule und einem Teil der Wellenspule besteht (Abb. 972). Zwischen der mit dem Detektorempfänger (natürlich ohne Detektor) abgestimmten Antenne und dem Abstimmkreis im Röhrenempfänger liegt dann ein nichtabgestimmter Kopp-

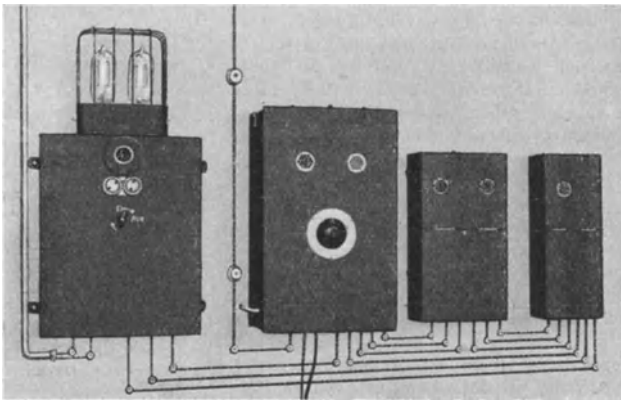


Abb. 973. Empfänger für den Wirtschaftsrundpruchdienst.

lungskreis, der aus der Detektorspule des Detektorempfängers und der genannten Koppelspule besteht. Bei Serienschaltung mehrerer Geräte gleichen Typs wird zwischen den im Gehäuse befindlichen Buchsen und dem rechten Spulenpaar ein Zwischenstecker eingeschaltet, der die Koppelspule des zweiten Empfängers in den Abstimmkreis des ersten schaltet usw. Der Empfänger wird normal mit 6 Spulensätzen für einen Wellenbereich von 300 bis 20 000 m geliefert und gibt bei starker Ausnutzung der Rückkopplungsverstärkung infolge der kleinen Spulen

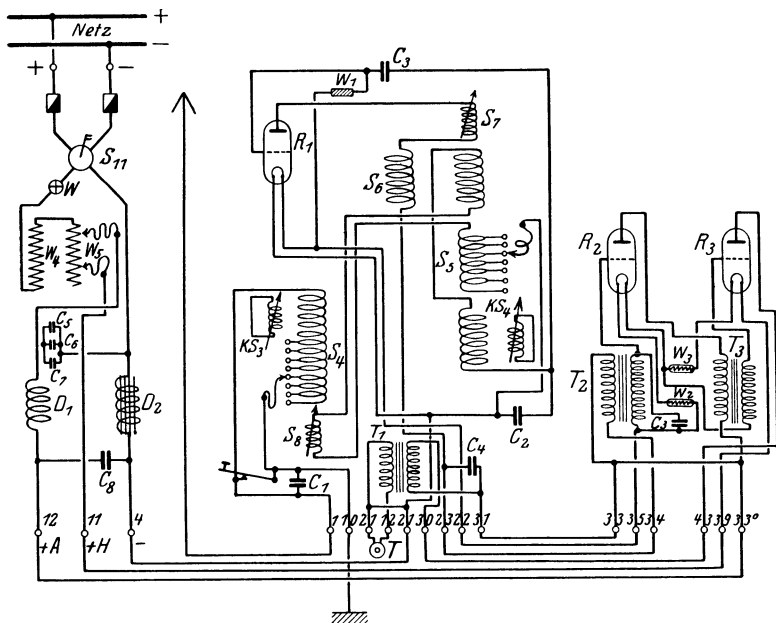


Abb. 974 a. Schaltung des Empfängers für den Wirtschafts Rundspruchdienst.

und der geringen schädlichen Kopplungen relativ störungsfreien Empfang bei großer Lautstärke.

In Abb. 973 und 974 a ist Ansicht und Schaltbild eines Apparatsatzes für den Empfang des von der Deutschen Reichspost eingerichteten Wirtschafts Rundspruchdienstes dargestellt¹⁾. Der Audionsekundärempfänger mit einstellbarer Rückkopplung für Telephonie- und Telegraphieempfang wird in beiden Kreisen grob durch stufenweise Änderung der Induktivität, fein durch Drehung von Kurzschlußspulen innerhalb der festen Spulen abgestimmt. Diese Abstimmittel ermöglichen eine jeweilige Variation der Welle im Verhältnis 1 : 1,5, also z. B. von 3000 m bis 4500 m. Im ganzen kann der Empfänger bei geeigneter Bemessung der in den Kreisen liegenden festen Kondensatoren für Wellenlängen von etwa 800 bis 10 000 m verwendet werden. — Der ganze Apparatsatz ist für Speisung aus dem Starkstromnetz (90 bis 250 V) gebaut und besteht bis zu 165 km Entfernung des Empfangsortes vom Sender nur aus dem Netzanschlußgerät und dem Empfänger, bei größeren Entfernungen wird je nach Bedarf Ein-, Zwei- oder Dreirohrniederfrequenzverstärkung zugeschaltet. In allen Fällen liegen die Heizfäden der Röhren in Serie. Abb. 974 a zeigt den Stromlauf des Apparatsatzes bei

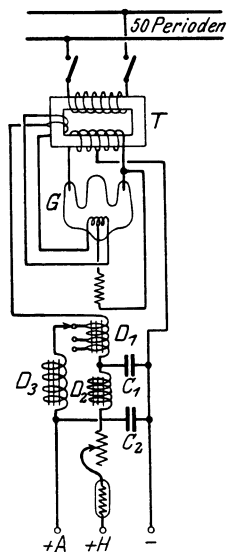


Abb. 974 b. Wechselstromanschlußgerät zu Abb. 974 a.

¹⁾ Näheres s. W. Borgsmüller: Telegraphen- und Fernsprechtechnik 10, S. 175. 1921. — Eppen, F.: Telegraphen- u. Fernsprechtechnik 12, S. 65. 1923.

Verwendung des Gleichstromnetzanschlußgerätes und Zweirohrtonfrequenzverstärkung. In Abb. 974 b ist das Wechselstromnetzanschlußgerät dargestellt, das an Stelle des Gleichstromnetzanschlußgerätes in Abb. 974 a geschaltet werden kann.

b) Detektorreflexempfänger.

Siehe S. 884.

B. Empfänger mit mehreren Röhren.

Apparate, die außer dem Audionrohr nur Röhren enthalten, die ausschließlich zur Tonfrequenzverstärkung dienen, sollen hier nicht behandelt werden.

a) Empfänger mit einer oder mehreren Röhren Hochfrequenzverstärkung.

Bei Verwendung von mehreren Röhren zur Hochfrequenzverstärkung macht die Kopplung der Röhren Schwierigkeiten.

α) Kopplung durch induktionsfreie Widerstände gibt theoretisch die beste Kopplung, da hierbei keine Bevorzugung einzelner Frequenzen, also keine Verzerrung, auftritt und die Neigung zur Selbsterregung fehlt. Nachteile dieser Kopplung: Geringe Lautstärke, da es sehr schwer ist, große Spannungen auf den Gittern zu erzeugen.

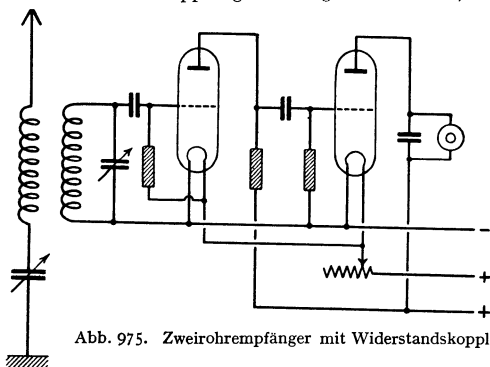


Abb. 975. Zweirohempfänger mit Widerstandskopplung.

β) Kopplung mit induktiven Widerständen (Drosseln):

Günstig nur für Wellen über 1000 m, da die unvermeidlichen Kapazitäten der Drosseln und der ganzen Schaltung einen Nebenschluß bilden, dessen Widerstand bei höheren Frequenzen klein ist gegen den Gitterwiderstand der Röhre und infolgedessen keine hohen Spannungen

auf dem Gitter und damit keine großen Verstärkungen zu erreichen gestattet¹⁾.

γ) Setzt man an Stelle der Drosselspulen auf die aufzunehmende Welle abgestimmte Schwingungskreise, so erhält man auch auf kleinen Wellen große

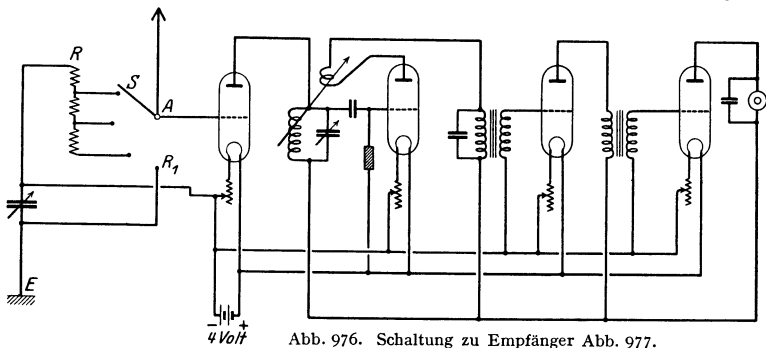


Abb. 976. Schaltung zu Empfänger Abb. 977.

¹⁾ Näheres siehe z. B. H. Barkhausen: Die Vakuumröhren und ihre technischen Anwendungen. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 18, S. 402 ff. 1921.

Lautstärke (siehe Barkhausen 1. c.). Die Bedienbarkeit des Empfängers wird jedoch hierdurch bei mehreren Röhren ziemlich schwierig, da mehrere Schwingungskreise abzustimmen sind. Bei hinreichender Gleichmäßigkeit in der Herstellung der Spulen, Kondensatoren und Röhren ist es möglich, mehrere Kreise mechanisch zu koppeln und durch einen Griff zu bedienen. — Die Neigung derartiger Empfänger zum Selbstschwingen (mehrfache Anwendung der Kühn-Huth-Senderschaltung! Siehe S. 773) kann durch Einbau besonderer Dämpfungswiderstände oder durch Ausführung der Spulen aus Draht mit hohem Widerstand beseitigt werden.

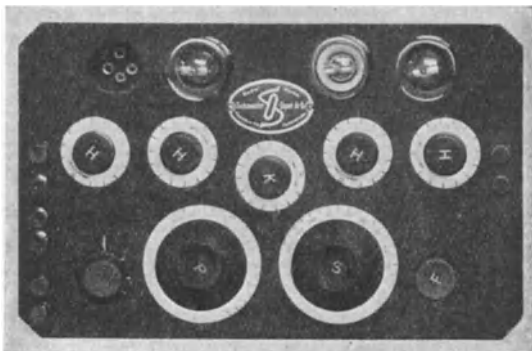


Abb. 977. Vierröhrenempfänger.

δ) Kopplung durch Hochfrequenztransformatoren. Sie gibt gute Lautstärken, jedoch nur für Frequenzen in der Nähe der Eigenschwingung der

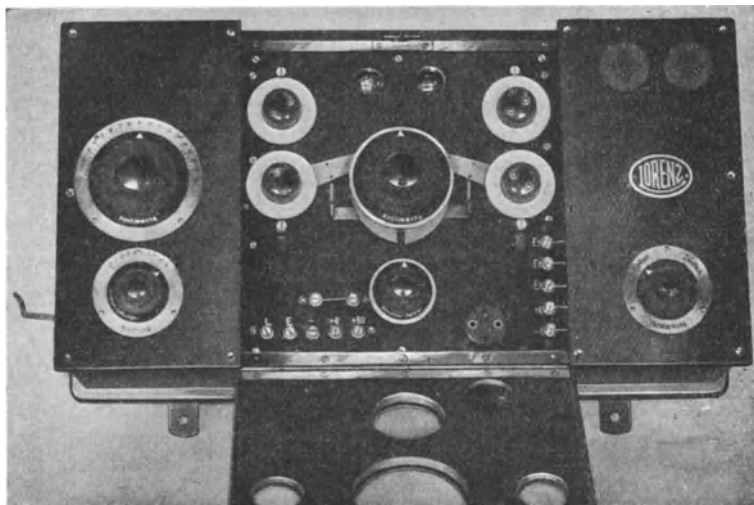


Abb. 978. Pressedienstempfänger.

Transformatoren. Für einen größeren Wellenbereich muß man also Sätze auswechselbarer Transformatoren vorsehen.

ε) Durch Abstimmung der Sekundärseite des Transformators auf die zu verstärkende Frequenz wird aus der Kopplung durch Transformatoren die Kopplung durch „induktiv gekoppelte Sperrkreise“. Bei dieser vielfach angewendeten Schaltung sind die erreichbaren Lautstärken sowie die Schwierigkeiten in der

Bedienung bei mehreren Stufen die gleichen wie bei galvanisch gekoppelten Abstimmkreisen. Die Neigung zur Selbsterregung läßt sich durch Lösung der Kopplungen, allerdings unter Verzicht auf volle Ausnutzung der Verstärkung, beseitigen.

Abb. 975: Schaltbild eines Zweirohreffängers mit Widerstandskopplung. Um die Gitter gegen die hohe Anodenspannung zu schützen, müssen sie durch Kondensatoren verblockt und diese durch Ableitungswiderstände überbrückt werden.

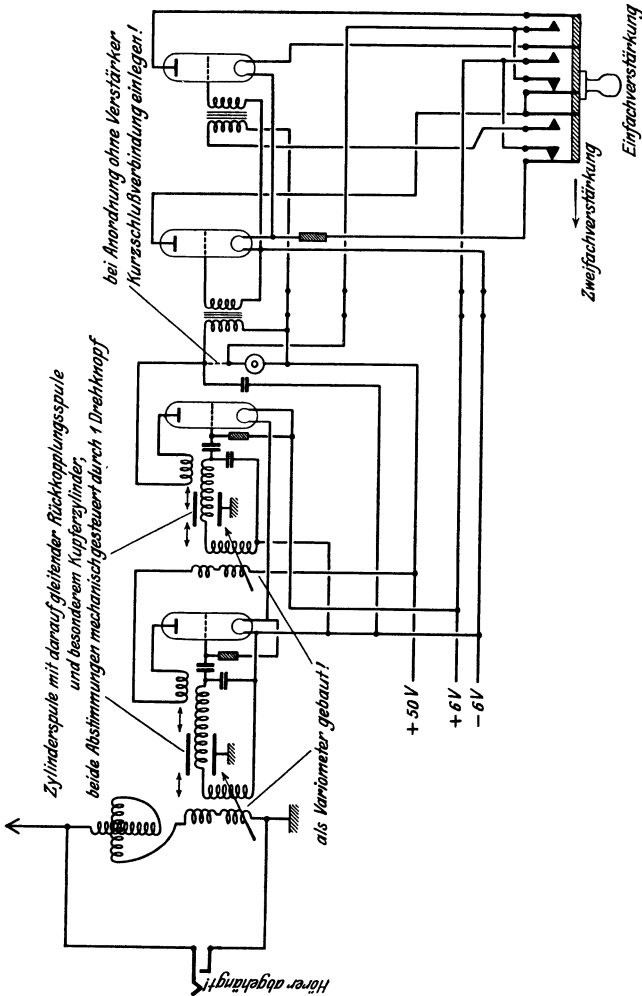


Abb. 979. Schaltung zum Pressedienstepfänger Abb. 978.

Abb. 976 und 977 zeigen Schaltung und Ansicht eines Vierröhrenempfängers für Rundfunkzwecke mit galvanischer Sperrkreis-kopplung (1 Rohr Hochfrequenzverst., 1 Audion, 2 Röhre Tonfrequenzverst.). Der Empfänger ist für Anschluß an Antenne und Rahmen eingerichtet: Anschluß des Rahmens an R und E , bei Schalterstellung S an R_1 . Das erste Rohr liegt an der im Primärkreis

eingeschalteten Induktivität oder an dem gesamten Rahmen; im Anodenkreis desselben liegt der zweite Abstimmkreis, mit dessen Spule die im Anodenkreis des Audions liegende Rückkopplungsspule gekoppelt ist. Auf das Audion folgen zwei Röhren zur Tonfrequenzverstärkung.

Abb. 978 und 979 zeigen einen Vierröhrenempfänger für Pressedienst. Die Abstimmung des Antennenkreises erfolgt durch Variometer. Sekundär- und Tertiärkreis enthalten außer kleinen Spulen für die Kopplung Induktivitäten mit Eisenkern, deren Selbstinduktionsbetrag durch Überschieben von geerdeten Kupferzylindern geändert wird. Hierdurch sowie durch die Eisenkerne wird die Dämpfung der Kreise sehr hoch, so daß sie eine nur wenig ausgeprägte Eigenfrequenz haben, wodurch Störungen nur sehr geringe Amplituden erreichen, während die Frequenz, auf die abgestimmt ist, durch Verwendung von Dämpfungsreduktion in jedem Kreise herausgehoben wird. Hierdurch ist eine sehr gute Störungsfreiheit des Empfängers erzielt. Je nach der Entfernung vom Sender kann ohne oder mit einer bzw. zwei Röhren Tonfrequenz gehört werden. Die an der Vorderseite sichtbaren Drehknöpfe ermöglichen eine Änderung der Antennenabstimmung, der Kopplungen der Kreise und eine Korrektur der Sekundär- bzw. Tertiäreinstellung, die mechanisch gekuppelt sind, um etwa $\pm 2\%$.

b) Empfänger mit unterdrückter Selbsterregung (Neutrodynempfänger).

Der der Kopplung durch galvanisch oder induktiv gekoppelten Sperrkreis anhaftende Nachteil, daß infolge der Röhren- und Schaltungskapazitäten leicht

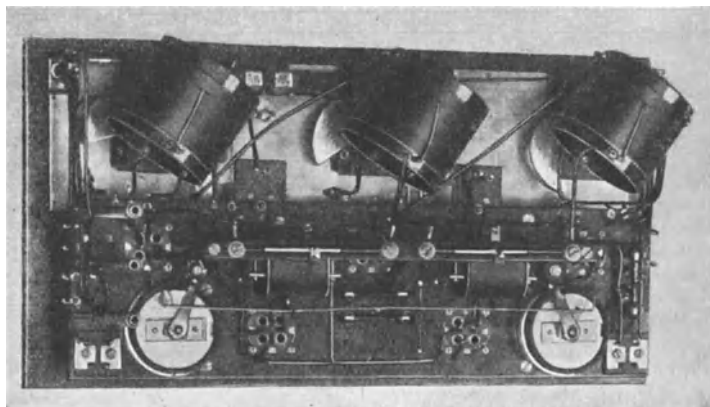


Abb. 980. Neutrodynempfänger.

Selbsterregung auftritt (s. vorigen Abschnitt S. 876) läßt sich in der Regel nur auf Kosten des Verstärkungsgrades durch Einfügung besonderer Dämpfungswiderstände oder durch Lösen der Kopplungen erreichen. Volle Ausnützung des Verstärkungsgrades der Röhren unter Beseitigung der Selbsterregungsneigung ist erreichbar durch eine von Hazeltine 1923 angegebene Schaltung, bei der dem Gitter jeder zur Hochfrequenzverstärkung benutzten Röhre über einen Kondensator in der ungefähren Größe der Röhrenkapazität eine Spannung zugeführt wird, die so an einem hinter der Röhre liegenden Kreis abgegriffen ist, daß sie gegen die Gitterspannung um 180° phasenverschoben ist. Das Verfahren gibt gute Hochfrequenzverstärkung, fordert jedoch bei serienweiser Herstellung von Geräten große Gleichmäßigkeit in der Fabrikation. Ferner muß der zur Kompensierung

verwendete Kondensator häufig beim Wechseln der Röhre, stets aber beim Auswechseln der Abstimmungspulen neu eingestellt werden, da er sowohl die Wirkung der — nie ganz gleichmäßigen — Röhrenkapazität als auch die der unvermeidlichen Schaltungskapazität, die sich mit den Dimensionen der Abstimmittel ändert, neutralisieren muß. Gelingt die Kompensation nicht hinreichend, was bei wechselnden Abstimmitteln sehr schwer ist, so schwingt der Empfänger dauernd, so daß er für Telephonieempfang dann unbrauchbar ist. Es ist daher schwer, derartige Empfänger für einen großen Wellenbereich zu bauen.

Abb. 980 und 981: Fünfröhren-Neutrodyneempfänger (2 Röhren Hochfrequenzverstärkung, 1 Audion, 2 Röhren Tonfrequenzverstärkung). Die Antenne ist über einen Teil der Spule des geschlossenen ersten Abstimmkreises gekoppelt, an dem

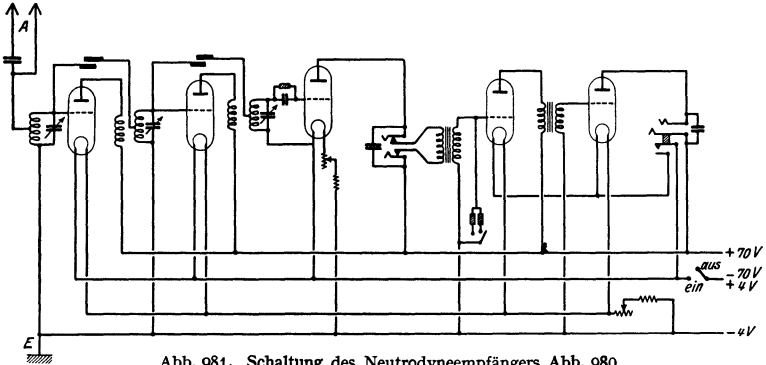


Abb. 981. Schaltung des Neutrodyneempfängers Abb. 980.

die erste Röhre liegt. Die Kopplungen zur zweiten und dritten Röhre sind induktiv über Sperrkreise. An geeigneten Punkten des zweiten und dritten Schwingungskreises, die durch Versuch zu bestimmen sind, liegen die kleinen Kondensatoren, mittels deren den Gittern der vorhergehenden Röhre die zur Unterdrückung der Schwingungen erforderlichen Spannungen zugeführt werden. Hinter dem dritten (Audion-) Rohr kann, wenn ohne Tonfrequenzverstärkung gehört werden soll, mit einem Klinkenstecker ein Fernhörer angeschlossen werden, sonst liegt an ihm der Eingang des ersten Tonfrequenztransformators, zu dessen Sekundärseite zur Vermeidung von Übersteuerungen der Tonfrequenzverstärkungsrohre induktionsfreie Widerstände parallel geschaltet werden können.

c) Empfänger mit Zwischenfrequenz (Superheterodyneempfänger).

Prinzip: Beim Empfang schwacher oder sehr entfernter Sender genügt die Empfindlichkeit des Audions nicht, man ist zur Anwendung von Hochfrequenz-

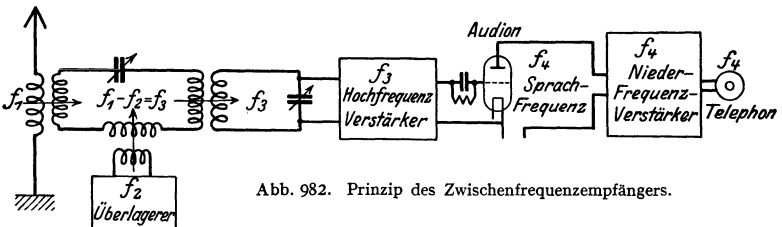


Abb. 982. Prinzip des Zwischenfrequenzempfängers.

verstärkung gezwungen. Die bei mehrfacher Anwendung derselben besonders bei kleinen Wellen auftretenden Schwierigkeiten sind bei den einzelnen Kopplungs-

arten der Röhren unter a) S. 876 angegeben. Angestrebt werden muß eine Kopplung, die ohne Bedienung hohe Spannung auf die Gitter der Röhren bringt, also z. B. die Kopplung durch Drosseln. Da diese sich bei langen Wellen gut bewährt, liegt es nahe, bei der Aufnahme von kleinen Wellen diese in *lange* umzuformen, was sich durch Hinzufügung einer geeigneten Hochfrequenzschwingung im Empfänger erreichen läßt. Fügt man z. B. zur Frequenz 1 000 000 ($\lambda = 300$ m) die Frequenz 900 000 ($\lambda = 333,3$ m), so erhält man Schwebungen von der Frequenz 100 000 ($\lambda = 3000$ m), die ein Hochfrequenzverstärker mit Kopplung durch Drosseln gut verstärkt. Eine oder mehrere Tonfrequenzen, durch die die ankommende Hochfrequenzschwingung moduliert ist, können jederzeit wieder unverzerrt zurückgewonnen werden, mögen auch noch so viele Schwingungen anderer Frequenzen ihnen überlagert worden sein, wenn man nur Vorkehrungen trifft, durch die die hinzugefügten Schwingungen aus dem Strom hinausgesiebt werden. Im vorliegenden Falle wird sowohl die hochfrequente Trägerfrequenz, wie auch die im Empfänger hinzugefügte Hochfrequenz, die zur Erzielung der für den Hochfrequenzverstärker geeigneten Frequenzlage dient, durch die gleichrichtende Wirkung des Audions wieder ausgesiebt, so daß mit dem Verfahren der Empfang von Telephonie ohne merkbare Verzerrung möglich ist.

In Abb. 982 ist das Prinzip des Verfahrens dargestellt. Antenne und Sekundärkreis sind auf die zu empfangende Frequenz f_1 (1 000 000) abgestimmt. Der Überlagerer preßt dem Sekundärkreis außerdem die Frequenz f_2 (z. B. 900 000) auf. Die entstehenden Schwebungen f_3 (100 000) werden durch das Audion gleichgerichtet und stoßen so den auf die Frequenz 100 000 abgestimmten Kreis, an dem der Hochfrequenzverstärker liegt, an. Hinter dem Hochfrequenzverstärker, dessen letzte Röhre als Audion wirkt, liegt erforderlichenfalls ein Tonfrequenzverstärker. Abb. 983 und 984 zeigen Schaltbild und Ansicht eines ausgeführten Sechsröhren-Zwischenfrequenzempfängers, der für Anschluß an offene Antenne oder Rahmen eingerichtet ist. Im ersten Falle wird die nichtabgestimmte Antenne lose induktiv mit der Spule des ersten Abstimmkreises gekoppelt; im zweiten Falle tritt der Rahmen an die Stelle der Spule des Kreises. Zur möglichsten Ausschaltung örtlicher Störungen ist der erste Abstimmkreis einpolig lose kapazitiv mit dem zweiten gekoppelt, an dem das als Schwingaudion arbeitende erste Rohr liegt. Dieses erzeugt die Frequenz, die mit der ankommenden zusammen die Schwebungen ergibt, auf die die vier Zwischenfrequenztransformatoren abgestimmt sind. Die fünfte Röhre arbeitet als Gleichrichter mit induktiver Vorspannung, die sechste als Tonfrequenzverstärker.

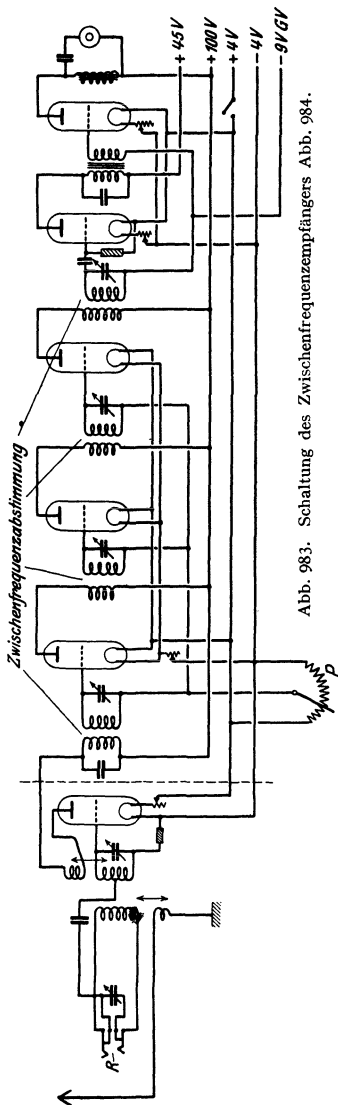


Abb. 983. Schaltung des Zwischenfrequenzempfängers Abb. 984.

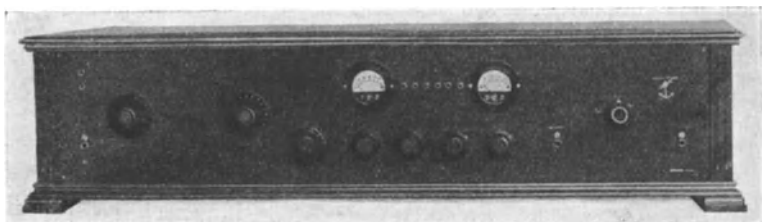
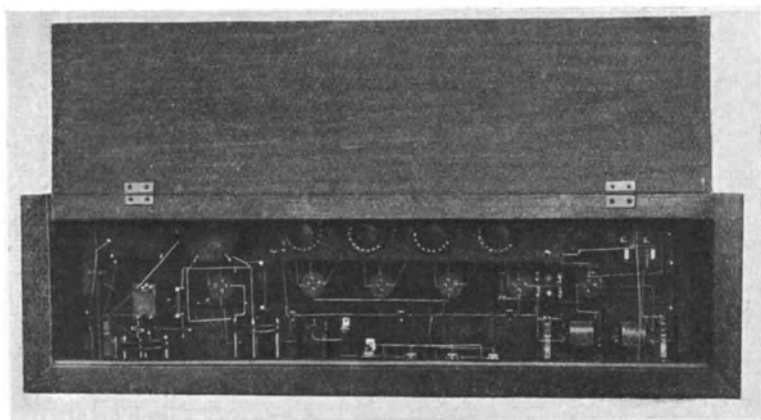
*a**b*

Abb. 984. Zwischenfrequenzempfänger.

a Vorderansicht, *b* geöffnet.**d) Empfänger mit mehrfacher Benutzung einer Röhre (Reflexempfänger).**

Prinzip (Abb. 985): Die zur Hochfrequenzverstärkung verwendeten Röhren (1 und 2) werden nach erfolgter Gleichrichtung des Stromes (Röhre 3) nochmals

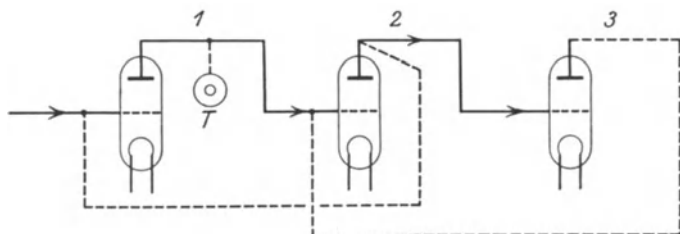


Abb. 985. Prinzip der Reflexschaltung.

zur Tonfrequenzverstärkung benutzt. Dieses ist möglich, da man durch geeignet bemessene Induktivitäten und Kapazitäten Teile der Stromkreise nach Wunsch für die Hochfrequenz oder die Tonfrequenz sperren kann. Infolge des sehr großen

Frequenzunterschiedes findet eine gegenseitige störende Beeinflussung der beiden Frequenzen nicht statt; die an die erste Röhre angelegte Tonfrequenz wirkt für die Hochfrequenz als relativ langsame Änderung der Gittervorspannung, die nichts schadet, solange die Röhre nicht übersteuert ist, also im geradlinigen Teil der Cha-

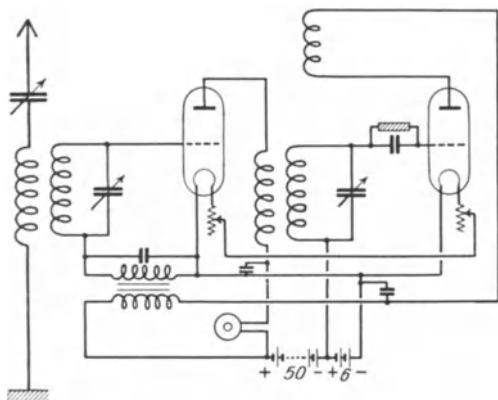


Abb. 986. Schaltung des Zweiröhrenreflexempfängers.

rakteristik arbeitet. Die erzielbare Ersparnis an Röhren ist ziemlich bedeutend, da z. B. in einem Vierröhrenempfänger eine dreistufige Hoch- und eine dreistufige Tonfrequenzverstärkung möglich ist. Die erreichbare Verstärkung ist jedoch nicht so groß, als wenn jede Röhre nur einmal benutzt wird, da durch die Art der Schaltung Verluste besonders durch kapazitive Nebenschlüsse unvermeidlich sind. Die als „Rückkopplung“ wirkende Verbindung des Ausganges einer Röhre mit dem Eingang der vorhergehenden verursacht häufig Selbsttönen. Es ist daher nicht zweckmäßig, vom Ausgang der letzten Röhre etwa auf das Gitter der ersten zurückzugehen.

Abb. 986 zeigt das Schalt-schema eines Zweiröhrenreflexempfängers. Der Antennenkreis ist induktiv mit dem Sekundärkreis gekoppelt, an dem die erste

Röhre zur Hochfrequenzverstärkung liegt. Die Kopplung zur zweiten Röhre, die als rückgekoppeltes Audion arbeitet, erfolgt durch induktiv gekoppelten Sperrkreis. Im Anodenkreis der zweiten Röhre liegt außer der Rückkopplungsspule die Primärwicklung des Transformators, dessen durch einen Kondensator für die Hochfrequenz überbrückte Sekundärwicklung zwischen Gitter und Kathode des ersten Rohres geschaltet ist. Der Fernhörer liegt in der Verbindung der Anode des ersten Rohres mit der Batterie.

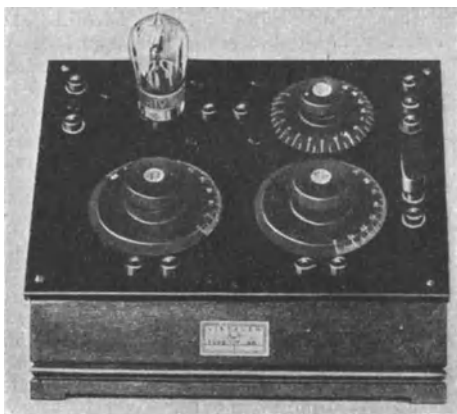


Abb. 987 Detektorreflexempfänger.

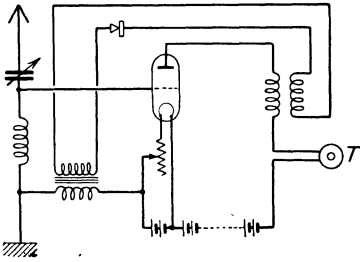


Abb. 988. Schaltung des Detektorreflexempfängers Abb. 987.

Ersetzt man das Audionrohr durch einen Detektor, so erhält man den „Detektorreflexempfänger“ (Abb. 987 und 988), dessen Wirkungsweise aus dem Schaltungsschema ohne weiteres ersichtlich ist. Dem Vorteil größerer Billigkeit steht der Nachteil der größeren Unzuverlässigkeit des Detektors gegenüber. Bei Detektorreflexempfängern mit Rückkopplung muß der Detektor auch kräftige Überlastungen vertragen, da er sonst beim Einsetzen der Schwingungen leicht unempfindlich wird.

IV. Drahtlose Schnelltelegraphie und Schreibempfang¹⁾.

Bearbeitet von F. Banneitz.

I. Allgemeines.

A. Definitionen.

Die drahtlose Schnelltelegraphie ist dadurch gekennzeichnet, daß bei ihr zur Erzielung einer höheren Telegraphiergeschwindigkeit der Sender mit einem Maschinengeber getastet wird und die vom Empfänger aufgenommenen Zeichen auf einen Schreiber oder einen Typendrucker übertragen werden.

Unter Schreibempfang versteht man die selbsttätige lesbare Niederschrift der aufgenommenen Zeichen. Mit einer Apparatur für Schreibempfang ist es fast immer möglich, bei höheren Telegraphiergeschwindigkeiten zu empfangen; andererseits ist für die Schnelltelegraphie stets eine Apparatur für Schreibempfang erforderlich. Der Schreibempfang wird daher in den folgenden Abschnitten mit der Schnelltelegraphie gemeinsam behandelt; die veralteten Verfahren werden nicht berücksichtigt.

Handtempo ist eine Telegraphiergeschwindigkeit, die mit der Taste von Hand gegeben werden kann; bei Hörempfang wird mit einer Geschwindigkeit gearbeitet, die mit dem Fernhörer aufgenommen werden kann. Die hierbei erreichbaren maximalen Telegraphiergeschwindigkeiten liegen für geübte Beamte bei 30 Wörtern/min.

Unter Schnelltelegraphie wird das Telegraphieren mit einer Geschwindigkeit von mehr als 30 Wörtern/min (= 150 Buchstaben/min) verstanden.

Näheres über Telegraphiergeschwindigkeiten s. S. 144.

Die für drahtlose Schnelltelegraphie verwendbaren Telegraphensysteme lassen sich in zwei Gruppen einteilen:

α) Mit Morsezeichen arbeitende Systeme.

Auf der Sendeseite werden gewöhnliche Morsezeichen im schnellen Tempo mit Hilfe eines selbsttätigen Schnellgebers auf die Tastvorrichtung des Senders übertragen. Auf der Empfangsseite kann jeder beliebige Schnellschreiber (Wheatstone, Lichtschreiber, Recorder, Telegraphon usw. s. S. 897) benutzt werden.

¹⁾ Literatur: H. Mosler u. G. Leithäuser: Einführung in die moderne Radiotechnik. Braunschweig: Vieweg 1926. — Nesper, E.: Radio-Schnelltelegraphie. Berlin: Julius Springer 1922.

- β) Mit besonderen Zeichenkombinationen arbeitende Systeme (direkte Typendrucker).

Hierher gehören der Hughesapparat, der Siemens-Schnelltelegraph, der Mehrfachtelegraph von Baudot und die verschiedenen Gehsteh- (Start-stop) Apparate (s. S. 157 ff.). Über die Zeichenkombinationen dieser Systeme vgl. S. 144).

B. Vorzüge der Schnelltelegraphie.

Mit einer höheren Telegraphiergeschwindigkeit kann eine Funkverbindung zwischen zwei Stationen besser ausgenutzt werden als beim normalen Hörbetrieb. Wird beispielsweise mit einer 6mal größeren Geschwindigkeit gearbeitet, so sind die Einnahmen an Gebühren auch 6mal größer, während die Ausgaben durch die Kosten für die Schnelltelegraphenapparate und deren Bedienung sich nur wenig vergrößern. Auch für Verbindungen, die nur während einiger Stunden am Tage betrieben werden können, wird der Wirkungsgrad verbessert, wenn sie während dieser Zeit den Verkehr mit erhöhter Geschwindigkeit abwickeln.

Werden für die drahtlose Schnelltelegraphie die gleichen Telegraphensysteme wie für den Betrieb auf Leitungen benutzt, so läßt sich eine weitgehende Anpassung und gegenseitige Ergänzung des drahtlosen mit dem Drahtbetrieb erzielen. Dies ist besonders erwünscht und wichtig für den Postbetrieb. Durch geeignete Anordnung der Gesamtanlage läßt sich erreichen, daß die Schnelltelegraphenapparate in der gleichen Weise und von den gleichen Beamten bedient werden, einerlei, ob die Verbindung mit oder ohne Draht geschaltet ist.

Ein weiterer Vorzug der drahtlosen Schnelltelegraphie besteht darin, daß es mit einem gewöhnlichen Empfänger nicht möglich ist, die Zeichen aufzunehmen. Zur Aufnahme der Schnelltelegraphie sind immerhin verwickelte und teure Apparate notwendig, deren Handhabung besondere Kenntnisse und Übung erfordert. Die Aufnahme von Telegrammen durch Unbefugte wird dadurch sehr erschwert, besonders wenn Typendrucktelegraphen verwendet werden (vgl. S. 901).

In den letzten Jahren ist die drahtlose Schnelltelegraphie weitgehend im praktischen Betrieb aufgenommen worden. Über die hierbei gemachten Erfahrungen ist in der Fachliteratur¹⁾ eingehend berichtet.

C. Bedingungen für die Anwendbarkeit der Schnelltelegraphie²⁾.

Funkensender sind für Schnelltelegraphie nicht geeignet. Praktisch brauchbar sind nur Sender, die kontinuierliche Schwingungen großer Konstanz und ausreichender Energie erzeugen. Es ist zu unterscheiden, ob der Verkehr einseitig für eine mehr oder weniger große Anzahl von Empfängern (Rundfunk) oder gegenseitig bzw. wechselseitig zwischen zwei Stationen stattfindet.

a) Konstanz der Frequenz.

Für Schnelltelegraphie müssen höhere Anforderungen an die Konstanz der Senderfrequenz gestellt werden, als für den Hörbetrieb. Allgemein gilt, daß die Konstanz um so größer sein muß, je größer die Abstimmsschärfe des Empfängers

¹⁾ Banneitz F.: Über Betriebsversuche und Erfahrungen mit drahtloser Schnelltelegraphie. TFT 9, S. 90. 1920. — Ders.: Über Versuche und Erfahrungen mit drahtloser Schnelltelegraphie bei der Reichspost. ETZ 42, S. 714. 1921. — Ders.: Der Radioschnellverkehr Berlin—Budapest. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 272. 1923; ETZ 44, S. 39. 1923. — Wratzke, A.: Die drahtlose Schnelltelegraphenverbindung zwischen Berlin und London. TFT 10, S. 105. 1921. — Ders.: Die Entwicklung der drahtlosen Schnelltelegraphie beim Haupt-Telegraphenamte Berlin. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 13. 1926. — Cusins, A. G. T.: High-speed wireless telegraphy. Journ. Inst. El. Eng. 60, S. 245. 1922; Ref.: ETZ 44, S. 741. 1923; Übersetzung von M. Kagemann: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 20, S. 93 u. 193. 1922. — H. Graf Arco: Moderner Schnellempfang und Schnellsenden. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 338. 1922. — Verch, H.: Schnelltelegraphie auf Großstationen. Telefunken-Zeitung 4, Nr. 22, S. 17. 1921.

²⁾ Über Schnelltelegraphie im Überseeverkehr s. S. 857.

und je schwächer die Empfangsenergie ist. Nach den Ausführungen auf S. 585 ff. soll für eine brauchbare Schnelltelegraphie die Senderfrequenz um nicht mehr als 30 Hertz schwanken, das entspricht Tonschwankungen von nicht mehr als 3% beim Überlagerungsempfang mit Ton 1000, eine Konstanz, die sich mit den heute zur Verfügung stehenden Mitteln erreichen läßt.

b) Telegraphiergeschwindigkeit, Dämpfung und Zeichenverzerrung.

Für eine brauchbare Zeichenübermittlung ist erforderlich, daß die dem Sender zugeführte Zeicheneinheit (Stromschritt s. S. 142) von dem Empfänger als gleichartiger Stromschritt wiedergegeben wird.

Von der mechanischen Zuführung des Stromschrittes am Geber bis zu seiner mechanischen Wiedergabe im Schreiber wird derselbe sehr oft wechselnd in elektrische, magnetische und mechanische Energie umgewandelt, wodurch starke Veränderungen (Verzerrungen) hervorgerufen werden können. Überschreiten diese Verzerrungen eine gewisse Grenze, so ist es am Empfänger nicht mehr möglich, aus diesen Stromschritten die richtigen Buchstaben zu bilden. In Abb. 989 ist die Veränderung eines Zeichens während der Übertragung von der Taste bis zum Empfangsrelais schematisch dargestellt.

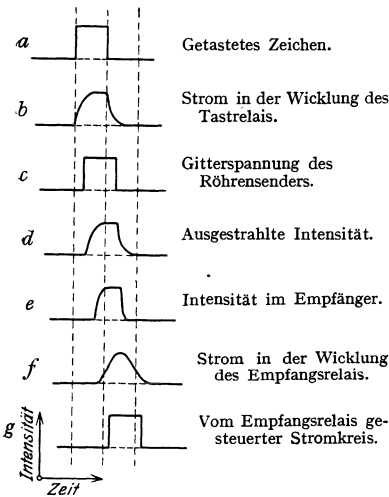


Abb. 989. Veränderung einer Zeicheneinheit während der Übertragung.

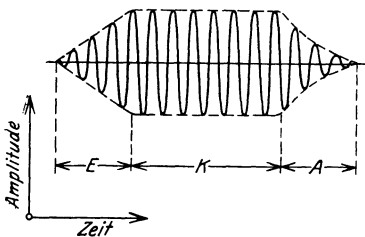


Abb. 990. Verlauf einer Zeicheneinheit.

α) Einschwingvorgänge und Dämpfung.

Der von einem ungedämpften Sender während einer Zeicheneinheit ausgesandte Wellenzug läßt sich nach Abb. 990 in drei Teile zerlegen: Einschwingzeit (*E*), Zeit konstanter Amplitude (*K*) und Abklingzeit (*A*). Ebenso erreicht im Empfänger die Amplitude des aufgenommenen Zeichens auch erst nach einer gewissen Zeit ihren vollen Wert und klingt ebenso auch erst nach Ablauf einer gewissen Zeit ab. Die Größe der Einschwingzeit τ ist der Dämpfung des schwingenden Systems umgekehrt proportional nach der Beziehung (vgl. S. 183):

$$\tau = \frac{\ln p}{\delta \cdot f} \tag{1}$$

τ gibt hierbei die Zeit an, nach der die Amplitude auf $\frac{1}{p}$ gesunken ist. Diese Formel gilt jedoch nur genau für einen freischwingenden Kreis¹⁾.

Im allgemeinen ist die Abklingzeit gleich der Einschwingzeit; bei Schwingungssystemen, die durch Rückkopplung eine Dämpfungsverminderung er-

¹⁾ Vgl. H. G. Möller: Über den Einfluß der Aufschaukelzeit beim drahtlosen Schnellverkehr. Zeitschr. f. techn. Phys. 3, S. 128. 1922.

fahren, sind Einschwing- und Abklingzeiten entsprechend der Rückkopplung größer. Dies trifft für rückgekoppelte Empfänger und Röhrensender zu. Für die Dämpfung eines aus mehreren Kreisen zusammengesetzten schwingenden Systems ist das log. Dekrement maßgebend, das sich aus der Resonanzkurve ergibt.

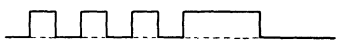
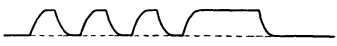
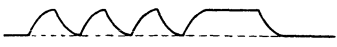

Zeichenform	Telegraphiergeschwindigkeit	Dämpfung
<i>a</i> 	sehr niedrig	sehr groß
<i>b</i> 	unterer	} Grenz- wert
<i>c</i> 	oberer	
<i>d</i> 	zu hoch	zu klein

Abb. 991. Form des Zeichens „v“ bei verschiedenen Telegraphiergeschwindigkeiten.

In Abb. 991 ist das Morsezeichen „v“ in verschiedenen Kurvenformen dargestellt. Bei sehr niedriger Telegraphiergeschwindigkeit wird die Form *a* fast unverändert durch das Schwingungssystem übertragen. Mit wachsender Geschwindigkeit nimmt das Zeichen die Formen *b* und *c* und schließlich bei sehr großen Geschwindigkeiten die Form *d* an. Andererseits wird bei hoher Telegraphiergeschwindigkeit die Form *a* fast unverändert übertragen, wenn die Dämpfung des Systems sehr groß ist. Mit abnehmender Dämpfung bei gleicher Telegraphiergeschwindigkeit nimmt das Zeichen die Formen *b*, *c* und *d* an. Form *a* verursacht ein breites Frequenzspektrum, *d* dagegen nur ein schmales. Hiernach könnte man die Form *c* für die geeignetste halten, weil diese mit geringster Spektrumsbreite und daher geringster Dämpfung die Zeichen noch deutlich überträgt; bei ihr ist die Einschwingzeit gleich der Zeitdauer eines Stromschrittes. In der Praxis hat sich jedoch gezeigt, daß man nicht bis an diese Grenze gehen soll, sondern besser die Kurvenform *b* benutzt¹⁾.

Die obere Grenze der erreichbaren Telegraphiergeschwindigkeit hängt (von allen mechanisch bewegten Teilen zunächst abgesehen) also einerseits von der Dämpfung des Senders in bezug auf die Ausstrahlung der Zeichen ab und andererseits von der Dämpfung der vollständigen Empfangsanordnung in bezug auf die Aufnahme der Zeichen. Aus der Resonanzkurve der gesamten schwingenden Systeme ergibt sich die Dämpfung und mithin die Dauer der Einschwing- und Abklingvorgänge. Von Küpfmüller²⁾ ist hierfür die Näherungsformel

$$\tau = \frac{0,8}{f_2 - f_1} [\text{sec}]$$

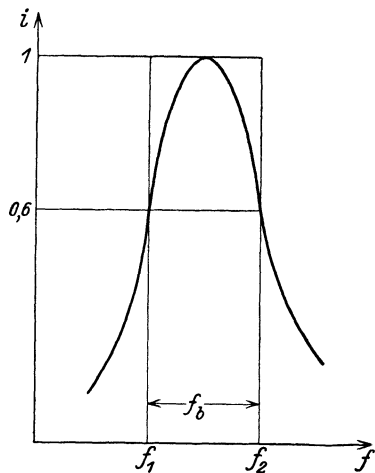


Abb. 992. Resonanzkurve.

¹⁾ Lüschen, F.: ETZ 45, S. 799. 1924. — Clausing, A.: ETZ 47, S. 501. 1926.

²⁾ Küpfmüller, K.: Störungsverminderung durch selektive Schaltmittel beim drahtlosen Empfang. ENT 3, S. 112. 1926. — Ferner: Ders.: Über Einschwingvorgänge in Wellenfiltern. ENT 1, S. 141. 1924. — Lüschen, F.: ETZ 45, S. 798. 1924.

angegeben worden, bei der τ die Einschwingzeit und $f_2 - f_1$ die Breite der Resonanzkurve (f_b) bedeuten. Letztere ist gemessen in der 0,6fachen Höhe und entspricht angenähert der Breite eines der Resonanzkurve flächengleichen Rechtecks (Abb. 992), ausgedrückt in Frequenzen.

Bei einer Telegraphiergeschwindigkeit von x Stromschritten/sec ($= x/2$ Perioden) erhält man die Kurvenform der Abb. 991c, wenn die Einschwingzeit $\tau = 1/x$ gemacht wird. Hierzu muß die Breite der Resonanzkurve sein:

$$f_2 - f_1 = \frac{0,8}{\tau} = 0,8x \quad [\text{Hertz}].$$

Würde die Resonanzkurve weniger breit sein (kleinere Dämpfung), so würden die Zeichen die Form der Abb. 991d annehmen und das Empfangsrelais nicht mehr ausreichend exakt zum Ansprechen bringen. Ist dagegen die Dämpfung größer, so wird das vom Sender ausgestrahlte Spektrum unnötig breit, der Empfang bleibt aber trotzdem gut. Ist die Dämpfung des Empfängers größer, als obige Beziehung angibt, so werden von diesem dementsprechend mehr Störungen aufgenommen. Diese Betrachtungen gelten sowohl für die Hochfrequenz- wie für die Niederfrequenzkreise.

Soll beispielsweise mit einer Telegraphiergeschwindigkeit von 600 Morzeichen/min telegraphiert werden, so sind, da Morsetext im Mittel 9,6 Stromschritte pro Buchstaben erfordert, in der Sekunde 96 Stromschritte zu leisten. Die Einschwingzeit würde also $\tau = 1/96 \approx 10$ ms betragen. Die Resonanzkurve hätte ihre günstigste Form bei einer Breite von

$$f_2 - f_1 = 0,8/0,01 = 80 \text{ Hertz.}$$

Dies entspricht bei $\lambda = 10\,000$ m einem log. Dekrement von $\beta = 0,0033$ der Hochfrequenzkreise und beim Überlagerungston 3000 Hertz einem Dekrement von 0,033 der Niederfrequenzkreise.

Da es nicht immer möglich ist, die Dämpfung von Hochfrequenzkreisen so klein zu halten, daß die obigen Forderungen erfüllt werden, muß man die Begrenzung des Frequenzbereichs beim Sender in den Tastkreis (vgl. S. 890) und beim Empfänger als Sieb in den Niederfrequenzkreis legen (vgl. S. 1008).

β) Zeichenverzerrung durch die verwendeten Apparate.

Eine unerwünschte Veränderung in der Form der Zeichen tritt mehr oder weniger in allen Einzelteilen der Gesamtanordnung, die zum Übertragen der Zeichen dienen, ein und ergibt durch Summation die Gesamtverzerrung. Charakteristisch für die Verzerrung ist die Grenzgeschwindigkeit, mit der die Zeichen gerade noch einwandfrei übertragen werden.

Im automatischen Geber ist die Grenzgeschwindigkeit im allgemeinen durch die mechanische Ausführung desselben gegeben. Es gibt jedoch Geber, die Geschwindigkeiten von 1000 Buchstaben/min und mehr zulassen. Für die Tastleitung gelten die gleichen Beziehungen wie bei der Drahttelegraphie (vgl. S. 145). Da die Tastleitungen im allgemeinen kurz sind (unter 50 km), kommt eine Zeichenverzerrung durch dieselben nicht in Betracht. Die Verwendung von Doppelstrom zum Betrieb des Tastrelais hat sich als günstig erwiesen, weil dadurch, besonders bei größeren Geschwindigkeiten, eine präzisere Zeichengebung möglich ist. Bei den Sendern ist die Grenze der Telegraphiergeschwindigkeit durch die im vorhergehenden Kapitel durchgeführten Betrachtungen über Dämpfung, Wellenlänge, Einschwing- und Abklingzeit gegeben. Eine Veränderung der Zeichen hierdurch kommt jedoch nur bei langen Wellen und hohen Telegraphiergeschwindigkeiten in Frage. Das gleiche gilt für die Hochfrequenzkreise des Empfängers. Dagegen spielt in den Niederfrequenzkreisen der Empfänger Dämpfung und Einschwingzeit bei Verwendung von abgestimmten Kreisen eine wesentliche Rolle (vgl. S. 891 und 1007).

c) Erforderliche Energie.

Zur betriebssicheren Überbrückung einer bestimmten Entfernung mit Schnelltelegraphie ist im allgemeinen mehr Energie erforderlich als für den Hörbetrieb. Dies ist dadurch begründet, daß bei Hörbetrieb das menschliche Ohr imstande

ist, die gewünschten Zeichen an der Klangfarbe zu erkennen und bei Tonschwankungen und Veränderungen der Lautstärke diesen instinktiv zu folgen. Beim Schnellbetrieb dagegen verursacht eine Verminderung der Empfangsintensität um 50% schon ein Aussetzen des Empfangsrelais. Eine solche Verminderung kann besonders bei selektiven Empfängern schon durch sehr kleine Frequenzschwankungen des Senders hervorgerufen werden.

Die für Schnelltelegraphie erforderliche Sendeenergie hängt wie beim Hörbetrieb zunächst von der zu überbrückenden Entfernung und von den am Empfangsort herrschenden Störungen ab. Je größer die Konstanz der Senderfrequenz, desto geringer kann die Energie des Senders bei gleicher Güte des Empfanges sein. Mit gut hörbaren Zeichen kann zwar ein Relais zum Ansprechen gebracht werden, doch ist für eine betriebssichere Schnelltelegraphie mehr Sendeenergie aufzuwenden.

Bei einem gegenseitigen Verkehr zwischen zwei Stationen läßt sich die Schnelltelegraphie nur dann vorteilhaft ausnutzen, wenn mit Duplexbetrieb, d. h. gleichzeitigem Telegraphieren in beiden Richtungen, gearbeitet wird (vgl. S. 1030). Man wird hier die Sendeenergie zweckmäßig so bemessen, daß sie etwa doppelt so groß ist wie bei Hörbetrieb, und daß infolgedessen die Empfangslautstärke auch etwa doppelt so groß wird wie bei einem guten Hörbetrieb.

Bei einseitigem Verkehr wird *blind* gegeben, d. h. ohne Empfangsbestätigung und ohne Rückfragemöglichkeit. Um hierbei den Empfang möglichst sicher zu gestalten, muß unter sonst gleichen Bedingungen wiederum mehr Sendeenergie als beim gegenseitigen Verkehr aufgewendet werden. Für diesen Fall wird man zweckmäßig die Sendeenergie wiederum verdoppeln, so daß man hier auf das Vierfache einer solchen für Hörbetrieb kommt.

Über drahtlose Schnelltelegraphie im Überseeverkehr s. S. 857.

2. Die zusätzlichen Einrichtungen für drahtlose Schnelltelegraphie.

A. Sendeseite.

Von veralteten Anlagen abgesehen, ist heute fast jede Sendeanlage mit einem Tastrelais ausgerüstet, das durch einen besonderen Stromkreis, in dem die Taste liegt, gesteuert wird. Hierdurch ist schon von vornherein die Möglichkeit gegeben, den Sender auch aus größeren Entfernungen über eine Tastleitung zu steuern. Schaltet man an Stelle der Handtaste irgendeinen Schnellgeber, so ist die Sendeanlage für Schnelltelegraphie verwendbar, sofern die einzelnen Teile derselben die gewünschte Telegraphiergeschwindigkeit zulassen.

α) Schnellgeber.

Im Schnellgeber werden die Telegraphierzeichen meistens mittels eines vorbereiteten Lochstreifens (s. S. 146) durch ein mechanisch oder elektrisch betriebenes Hebelwerk auf die Kontakte des Gebers übertragen, die dementsprechend Gleichstromimpulse der Tastleitung zuführen. Hierbei hat sich die Verwendung von Doppelstrom (s. S. 141) bewährt. Mitunter schaltet man auch zwischen Geber und Tastleitung ein gewöhnliches Telegraphenrelais (s. S. 167). Dies bietet den Vorteil, daß man durch Verschiebung der Relaiskontakte in einfacher Weise das Verhältnis der Zeichenstromschrittlänge zur Trennstromschrittlänge (in kleinen Grenzen) ändern kann. Die Leistungsfähigkeit des Schnellgebers in bezug auf Telegraphiergeschwindigkeit hängt von seiner Konstruktion ab. Angaben hierüber s. S. 146 ff.

β) Tastleitung.

Als Tastleitung ist jede Telegraphen- oder Fernsprechleitung verwendbar. Die Taststromstärke auf derselben soll 30 mA nicht überschreiten (s. S. 581).

γ) Tastrelais.

Am Ende der Tastleitung wird stets ein kleines Relais benutzt (Telegraphenrelais s. S. 167), das mit 10 bis 30 mA gesteuert werden kann. Sollen kleine Röhrensender oder die Steuersender großer Röhrensender getastet werden¹⁾, so wird an die Kontakte dieses Relais der zu steuernde Gitterkreis direkt angeschlossen. Ströme bis $\frac{1}{4}$ A lassen sich auf diese Weise steuern. Wegen der auftretenden hohen Spannungen an den Kontakten müssen diese besonders gut isoliert sein. Sollen stärkere Ströme getastet werden, so ist ein dementsprechend größeres Tastrelais erforderlich, für das dann ein kleines, wie oben, als Vorrelais benutzt wird. Näheres über Tastrelais und die mit denselben erzielbaren Geschwindigkeiten s. S. 581 ff.

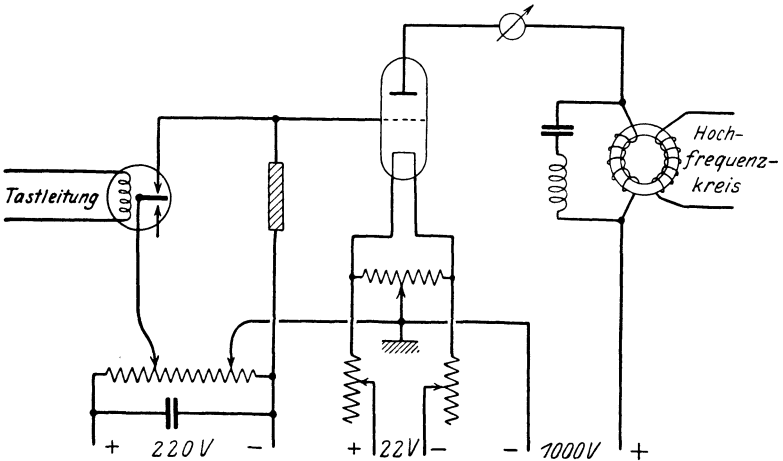


Abb. 993. Schnelltastenschaltung mit Tastdrossel.

Bei Verwendung von Tastdrosseln nach Pungs (s. S. 373) für Schnelltelegraphie²⁾ benutzt man die in Abb. 993 wiedergegebene Schaltung. Der parallel zur Tastdrossel geschaltete Schwingungskreis ist auf die gleiche Frequenz abgestimmt wie der Hochfrequenzkreis.

Über weitere Tastschaltungen für Röhrensender s. S. 794, für Lichtbogen-sender s. S. 749, für Maschinensender s. S. 811, 820 und 829.

 δ) Begrenzung des Frequenzbereichs.

Wird ein Sender derart getastet, daß die Telegraphierzeichen auch bei hoher Telegraphiergeschwindigkeit in annähernd rechteckiger Kurvenform (Abb. 991 a) zur Ausstrahlung gelangen, so lassen sich die Zeichen in der fernen Empfangsanlage zwar gut aufnehmen, doch wird vom Sender ein verhältnismäßig breites Frequenzspektrum³⁾ ausgesandt, das besonders bei langen Wellen zu Störungen des Verkehrs auf benachbarten Wellen Anlaß geben kann. Erfolgt dagegen das An- und Abklingen der Zeichen annähernd nach der Sinusfunktion (Abb. 991 c), so wird die Trägerwelle nur mit dieser einen, von der Telegraphiergeschwindigkeit abhängenden Frequenz moduliert. Je steiler der Einschwingvorgang, desto mehr höhere Frequenzen treten auf, und desto breiter wird das Senderspektrum. Es ist nun meistens nicht möglich, den Sender so schwach zu dämpfen, daß sein Spektrum bis auf die zur Erzeugung einer Kurvenform nach Abb. 991 c nötigen Frequenzen

¹⁾ Vielfach wird bei größeren Röhrensendern gleichzeitig mit der Gittertastung des Steuersenders der Gitterkreis des Hauptsenders getastet; der entsprechend seiner Stromstärke ein größeres Tastrelais erfordert.

²⁾ Fischer, W., u. L. Pungs: Schnelltelegraphie mit Steuerdrossel. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 51. 1926.

³⁾ Küpfmüller: ENT I, S. 141. 1924.

begrenzt wird. Eine Begrenzung ist dann nur möglich durch Einschalten eines Verzögerungs- oder Sperrgliedes in den vom Tastrelais betätigten Stromkreis,

B. Empfangsseite.

a) Allgemeine Gesichtspunkte.

Der normale Empfänger liefert die Telegraphierzeichen für das Aufnahme-telephon mit einer Frequenz von etwa 1000 Hertz und einer Stromstärke von etwa 0,2 mA im Telephon. Bei einer gewissen Art von Schreibern, z. B. den Tonschreibern (Parlograph usw., s. S. 998), wird dieser Wechselstrom direkt in mechanische Schwingungen, die niedergeschrieben werden können, umgesetzt.

Soll dagegen durch die Empfangsenergie ein Relais oder ein Kurvenschreiber betrieben werden, so ist dies mit der Endleistung eines normalen Empfängers für Hörbetrieb nicht möglich; dieselbe muß vielmehr weiter verstärkt und gleichgerichtet werden.

Es gibt Relais, die schon auf den Bruchteil eines Milliamperes ansprechen, doch ist die Einstellung derartiger Relais schwierig; sie sind im Betrieb unsicher und zu träge. Man zieht daher vor, die Verstärkung mit Elektronenröhren so weit zu treiben, daß eine für ein normales Telegraphenrelais ausreichende Stromstärke erzielt wird. Ein solches Relais mit einer Wicklung von 1000 Ω benötigt zum betriebssicheren Arbeiten 4 bis 10 mA.

b) Selektionsmittel.

Die Empfänger besitzen gewöhnlich zwei, höchstens drei abgestimmte Hochfrequenzkreise. Ihre Selektivität kann durch weitere Vermehrung der abgestimmten Hochfrequenzkreise nicht mehr wesentlich gesteigert werden, vor allem nicht so weit, daß ihre Durchlaßbreite nicht größer ist als das für die Schnelltelegraphie erforderliche Frequenzspektrum (s. S. 887).

Schaltet man dagegen Schwingungskreise, die auf die Tonfrequenz (≈ 1000 Hertz) abgestimmt sind (Sieb, Tonselktion) in den Niederfrequenzkreis, so läßt sich jede gewünschte Durchlaßbreite erreichen. Macht man die Durchlaßbreite gleich der Breite des notwendigen Frequenzspektrums, so erhält man die günstigste Störfreiung. Wird die Durchlaßbreite (Dämpfung) dieses Siebes zu klein, so werden die Einschwingzeiten zu groß, und die Zeichen laufen zusammen (Nachhallen). Je größer die Telegraphiergeschwindigkeit, desto größer muß auch die Dämpfung sein.

Nach den von K. Küpfmüller¹⁾ hierfür angegebenen Formeln (s. S. 887) läßt sich die erforderliche Durchlaßbreite (Breite der Resonanzkurve) in einfacher Weise berechnen. Über Selektionswirkung von Empfangsrelais s. S. 579 und 580.

c) Empfangsgleichrichter.

α) Die grundsätzlichen Schaltungen.

Die Umwandlung des vom Empfänger gelieferten niederfrequenten Wechselstromes in pulsierenden Gleichstrom zur Betätigung des Empfangsrelais geschieht mittels des Empfangsgleichrichters. Dieser besteht im wesentlichen aus einer Elektronenröhre, deren Gitter durch die Batterie *GB* (Abb. 994) so weit negativ vorgespannt ist, daß der Arbeitspunkt an den Fußpunkt der Charakteristik zu liegen kommt (vgl. Abb. 1000, S. 893). Der vor dieser Röhre verwendete Übertrager muß sekundär an diese und primär an die letzte Verstärkerröhre angepaßt sein (vgl. S. 523); man verwendet zweckmäßig Übertrager, die eine Resonanzlage besitzen, die mit der des benutzten Verstärkers übereinstimmt und auf die zur Ausnutzung der Selektionswirkung niederfrequent abgestimmt wird. Die grundsätzlichen Schaltungen für Empfangsgleichrichter sind in Abb. 994 bis Abb. 999 zusammengestellt. Abb. 994 zeigt die einfachste Gleichrichterschaltung. Im Anodenkreis der Röhre liegt das Relais (*NR* = Neutrales Relais, s. S. 578) und parallel zu demselben ein Ausgleichkondensator

¹⁾ Küpfmüller, K.: l. c.

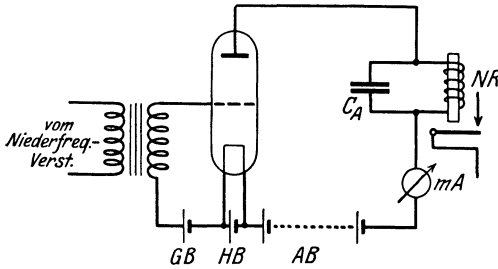


Abb. 994. Gewöhnliche Gleichrichterschaltung.

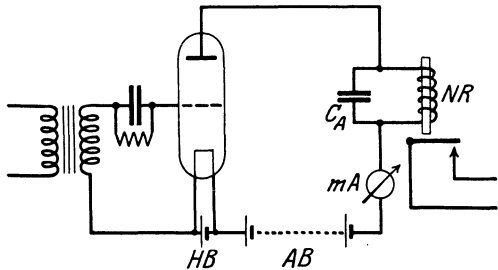


Abb. 995. Audiogleichrichter.

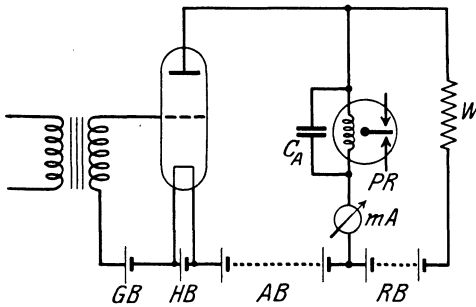


Abb. 996. Gleichrichterschaltung mit Trennstrombatterie.

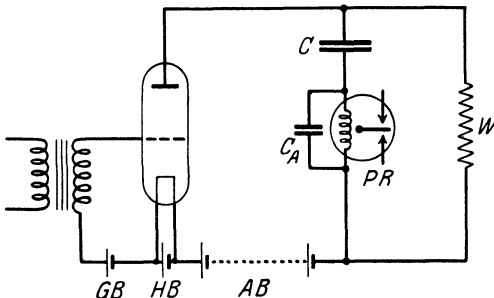


Abb. 997. Gleichrichter mit Kondensatorschaltung.

von einigen μF , durch den die die Relaiswicklung durchfließenden Stromstöße abgeflacht werden. An Stelle der negativen Vorspannung der Gitterbatterie GB kann auch die Audionschaltung (Abb. 995) verwendet werden; diese liefert jedoch negative Zeichen.

Ein besseres Arbeiten, insbesondere eine exaktere Zeichenwiedergabe bei höheren Telegraphiergeschwindigkeiten, wird erreicht, wenn statt eines neutralen Relais ein polarisiertes Relais (s. S. 578) benutzt wird. Letzteres ist empfindlicher und leichter einstellbar. Es erfordert zum Arbeiten Doppelstrom (s. S. 141); die Gleichrichterschaltung muß hierfür dementsprechend abgeändert werden. In Abb. 996 bis 998 sind die drei wichtigsten Schaltungen für solche Doppelstromgleichrichter mit polarisiertem Relais PR angegeben.

In Schaltung [F. Banneitz¹⁾] Abb. 996 wird der Ruhestrom (Trennstrom) von der Batterie RB geliefert. Dieser fließt über den Widerstand W und die Relaiswicklung und legt den Relaisanker an den Ruhekontakt. Treffen Schwingungen auf das Gitter der Röhre, so fließt ein Strom der Batterie AB entgegengesetzt durch die Relaiswicklung und legt den Anker an den Arbeitskontakt; gleichzeitig fließt ein Strom der Batterien $AB + RB$ über den Widerstand W . Das Relais wird neutral eingestellt (s. S. 578), und die Batterien AB und RB müssen so bemessen sein, daß in der Relaiswicklung der Ruhestrom gleich dem Arbeitsstrom ist. Um die Einstellung dieses Gleichrichters zu prüfen, werden vom

¹⁾ Banneitz, F.: TFT 9, S. 90. 1920.

Sender Wechsel (kürzeste Zeichen mit Pausen von gleicher Länge) gegeben, bei denen das Milliampereometer (Nullpunkt in der Mitte der Skala) im Relaiskreis sich auf den Mittelwert Null einstellen muß.

Schaltung [nach F. Ban-
neitz¹⁾] Abb. 997 benutzt die
Lade- und Entladeströme eines
mit dem Relais in Serie geschal-
teten Kondensators *C* zur Betäti-
gung des polarisierten Relais.
Die Ruhestrombatterie fällt hier-
bei fort.

In der Schaltung [von Siem-
ens & Halske²⁾] Abb. 998 ist
in den Anodenkreis die Primär-
spule eines Übertragers geschal-
tet, während an der Sekundär-
wicklung desselben das Relais
liegt. Diese Schaltung bietet den
Vorzug, daß durch geeignete Be-
messung der Transformator-
wicklungen eine gute Anpas-
sung zwischen Röhre und Relais
erzielt werden kann.

β) Netzanschluß.

Die Empfangsgleichrichter
arbeiten mit verhältnismäßig
großer Energie, etwa 1 mW am
Gitter der Röhre, und sind in-
folgedessen auf Fremdströme
wenig störungsempfindlich. Es
ist daher ohne besondere Vorsichts-
maßregeln möglich, die für die Röhre erforder-
lichen Spannungen aus dem Starkstromnetz zu entnehmen. Abb. 999 zeigt eine Gleich-
richterschaltung nach Abb. 996
mit Anschluß an ein Gleich-
stromnetz. Sämtliche erforder-
lichen Spannungen werden von
einem Spannungsteiler abgegrif-
fen. Bei Anschluß an ein
Wechselstromnetz kann ein
Wechselstrom - Netzanschluß-
gerät nach Art der Schaltung
Abb. 974 b, S. 875 verwendet
werden.

γ) Verwendbare Röhren.

Die für Empfangsgleich-
richter zu verwendenden Elek-
tronenröhren dürfen nicht
zu klein bemessen sein. Unter
der Annahme, daß für das Emp-
fangsrelais eine Stromstärke von

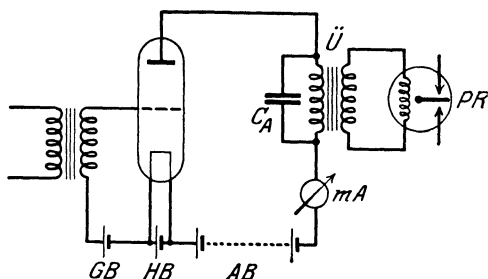


Abb. 998. Gleichrichter mit Übertrager.

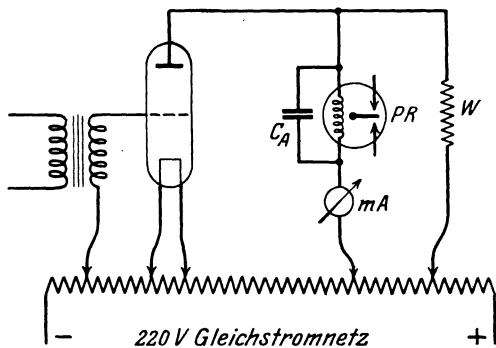


Abb. 999. Grundsätzliche Schaltung für Netzanschluß.

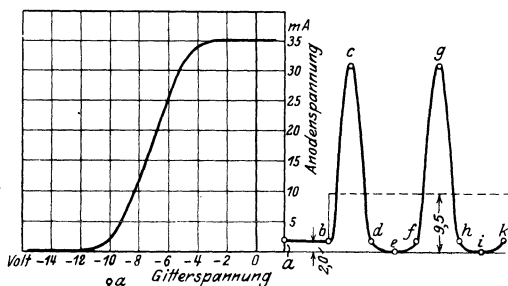
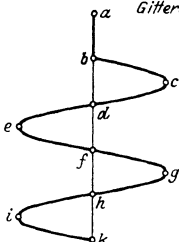


Abb. 1000. Gleichrichtwirkung der Elektronenröhre.

¹⁾ S. Fußnote ¹⁾ vorige Seite.

²⁾ Clausing, A.: ETZ 47 S. 502. 1926.



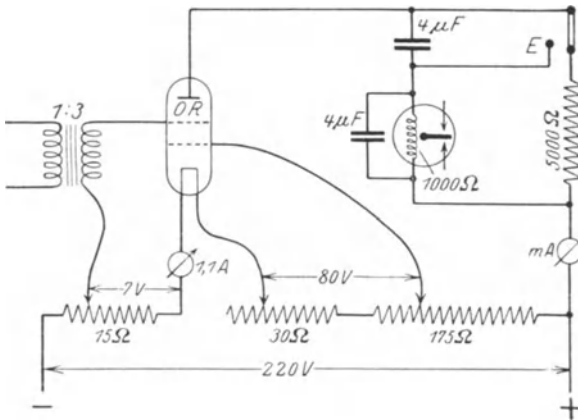


Abb. 1001. Schaltung des Empfangsleichrichters (Abb. 1002).

6 bis 10 mA benötigt wird, ist für einen Doppelstromgleichrichter ein Rohr mit etwa 60 bis 100 mA Emission erforderlich, bei Einfachstrom genügt eine Emission von 30 bis 50 mA. Die genaue Ermittlung des mit einer Röhre erreichbaren Gleichstroms ergibt sich aus deren Charakteristik. Abb. 1000¹⁾ zeigt die Charakteristik einer Röhre, die 7,5 mA Gleichstrom liefert.

Die zusammengehörenden Punkte der Gitterspannung und des Anodenstroms sind durch gleiche Buchstaben gekennzeichnet. Die Verwendung von Doppelgitterröhren ist vorteilhaft wegen der größeren Steilheit ihrer Charakteristik und der dadurch erzielten größeren Empfindlichkeit.

Reicht zur Durchsteuerung des Gleichrichterrohres die Leistung des letzten Verstärkerrohres nicht aus, so schaltet man zweckmäßig ein größeres Verstärkerrohr (Endrohr oder Lautsprecherrohr) zwischen Verstärker und Gleichrichter. Dies Verfahren ist vielfach derart ausgeführt worden, daß dies zusätzliche Rohr unter Verwendung einer besonderen Kopplung vor das Gleichrichterrohr geschaltet und mit diesem zu einem Gerät vereinigt wird. Derartige Schaltungen²⁾ sind von G. Leithäuser und F. Eppen angegeben. Eine Schal-

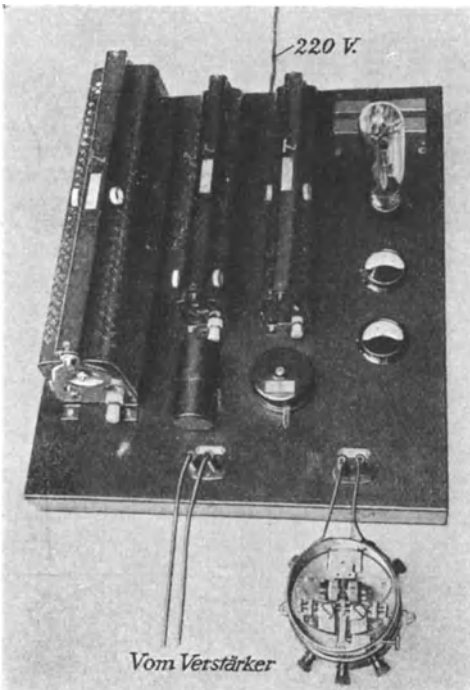


Abb. 1002. Empfangsleichrichter des TRA mit Netzanschluß.

¹⁾ Entnommen aus: R. Fiedler: Telegraphen-Praxis 4, H. 3 bis 5, 1924.

²⁾ Eine Zusammenstellung mit Literaturangaben findet sich bei: Zenneck - Rukop: Drahtlose Telegraphie. Stuttgart: F. Enke 1925, und Mosler - Leithäuser: Einführung in die moderne Radiotechnik. Braunschweig: Fr. Vieweg 1926.

tung¹⁾, bei der zwei Röhren wechselseitig auf das Relais arbeiten, stammt von P. Schuchmann. Über Empfangsrelais s. S. 580.

δ) Ausführungsbeispiel.

Abb. 1001 zeigt die Schaltung und Abb. 1002 die Ansicht eines Doppelstromempfangsgleichrichters des TRA mit Netzanschluß. Das verwendete Rohr ist von der Type OR (Daten s. S. 477). Je nach Stellung des Umschalters kann mit Einfachstrom (Stellung *E*) oder mit Doppelstrom (Stellung *D*) gearbeitet werden.

C. Die Gesamtanordnung für Schnelltelegraphie.

a) Gegenseitiger Verkehr.

Die gegenseitige Verbindung zweier Orte durch drahtlose Schnelltelegraphie wird wirtschaftlich voll ausgenutzt, wenn mit Gegensprechen (Duplexbetrieb = gleichzeitiges Senden in beiden Richtungen auf zwei verschiedenen Wellen, vgl. S. 1030) gearbeitet wird. Dies ist für Schnelltelegraphie besonders wichtig, damit eine schnelle gegenseitige Verständigung über Telegraphiergeschwindigkeit, Rückfragen, Quittungen usw. erfolgen kann. Bei Verwendung von Typendrucktelegraphen, wie Siemens, Baudot und Hughes, ist außerdem noch eine schnelle Verständigung über den Gleichlauf erforderlich.

Bei einem gegenseitigen Betrieb werden Funksender und Funkempfänger im allgemeinen örtlich voneinander getrennt; auch werden die Schnelltelegraphenapparate zweckmäßig in einem besonderen Raum²⁾ (Betriebszentrale) aufgestellt. Hierdurch ergibt sich die Dreiteilung der Gesamtanlage, die in Abb. 1003 schematisch dargestellt ist (vgl. S. 1033). Die Betriebszentrale (Telegraphenraum) legt man für kommerziellen Verkehr ins Verkehrszentrum des Ortes. Beim Betrieb der Anlage durch die Post ist die Betriebszentrale im Telegraphenamt untergebracht. Hierdurch erreicht man eine weitgehende Anpassung des drahtlosen Verkehrs an den über Leitungen, besonders wenn die gleichen Systeme von Telegraphenapparaten für den Verkehr mit und ohne Draht benutzt werden. Zur Verständigung des Bedienungspersonals ist der Telegraphenraum durch Fernsprecher einerseits mit dem Sender und andererseits mit dem Empfänger verbunden. Die Tast- und Empfangsströme können, wenn keine zweite Leitung zur Verfügung steht, in Simultanschaltung, wie Abb. 1003 zeigt, ebenfalls über die Fernsprechleitungen geführt werden.

In Abb. 1003 ist das Empfangsrelais in der Nähe des Empfängers aufgestellt, so daß über die Leitung zum Telegraphenraum die Ströme einer Ortsbatterie geführt werden. Diese Anordnung hat den Vorzug, daß die üblichen Störgeräusche der Leitung ohne Einfluß auf die Übertragung der Zeichen bleiben.

Eine andere auch angewandte Schaltung zeigt Abb. 1004, nach der die im Empfänger auf Tonfrequenz gebrachten Zeichen über die Leitung geführt werden und erst im Telegraphenraum, wenn nötig nach weiterer Verstärkung, gleichgerichtet werden. Dies hat den Vorzug, daß bei ungünstigen Empfangsbedingungen durch einfache Umschaltung zum Hörbetrieb übergegangen werden kann.

b) Einseitiger Betrieb.

Für die Verbreitung von Nachrichten an „*Alle*“ oder an bestimmte Interessentengruppen (Presse- und Wirtschaftsnachrichten) wird *blind* (ohne Quittung) gegeben. Ein in der Betriebszentrale aufgestellter einfacher Empfänger dient zur Kontrolle des Senders (vgl. S. 1037).

¹⁾ S. Fußnote ²⁾ vorige Seite.

²⁾ Banneitz, F.: ETZ 42, S. 714. 1921. — Quäck, E.: Die Transradio-Betriebszentrale. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 323. 1923.

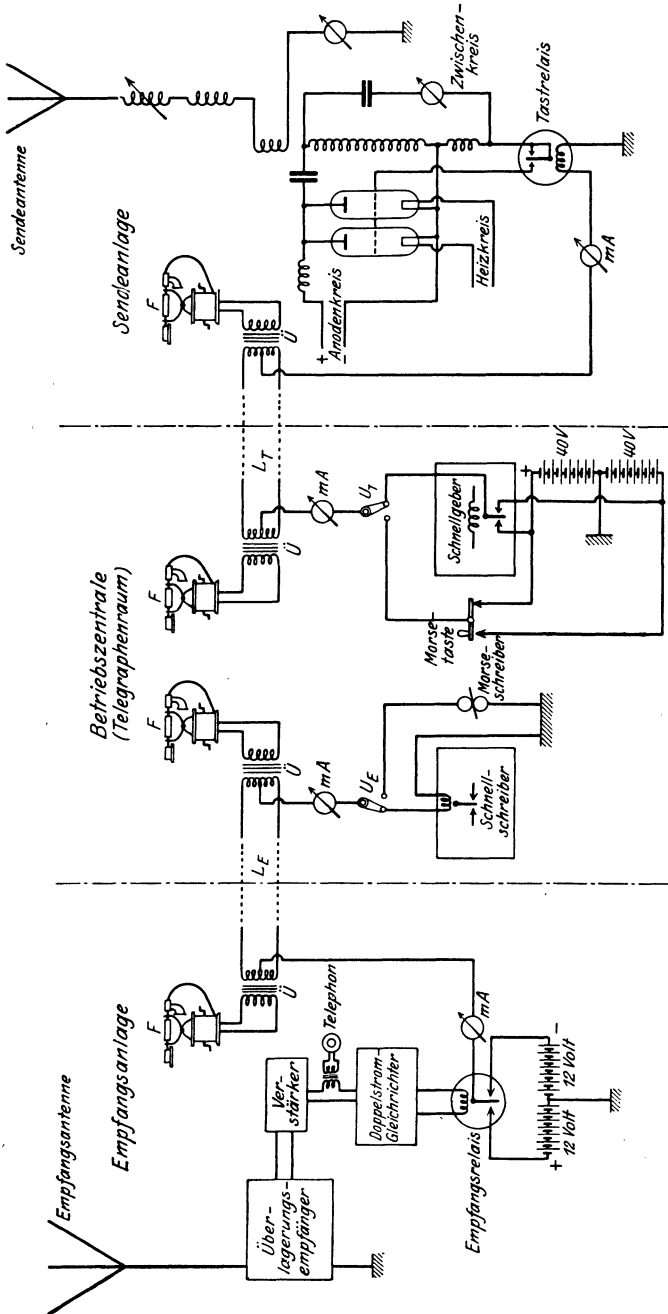


Abb. 1003. Gesamtanordnung für Schnelltelegraphie.

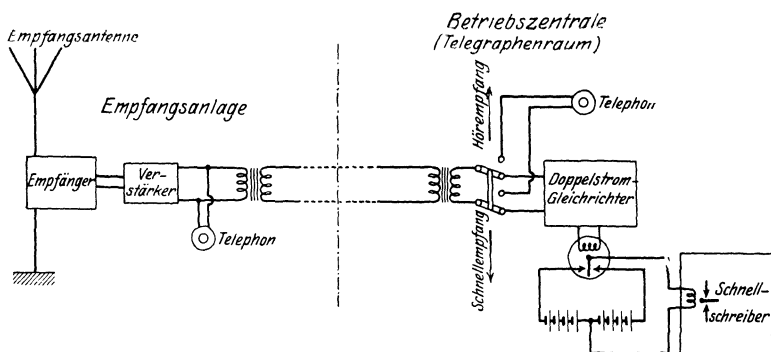


Abb. 1004. Schaltung für Schnelltelegraphie mit Übergang zum Hörempfang.

3. Die Verwendbarkeit der gebräuchlichsten Schnelltelegraphenapparate für die drahtlose Telegraphie.

Die Telegraphenapparate, die sich im Drahtbetrieb als brauchbar erwiesen haben, können im allgemeinen auch für den drahtlosen Betrieb verwendet werden. Es zeigen sich jedoch bei den verschiedenen Systemen Unterschiede, deren Kenntnis und Beachtung bei der Ausrüstung von drahtlosen Stationen von Bedeutung ist¹⁾.

Auf der Sendeseite besteht zwischen den verschiedenen Systemen nur insofern ein Unterschied, als bei gleicher Stromschrittlänge verschiedene Wortgeschwindigkeiten erzielt werden (vgl. S. 144).

Auf der Empfangsseite machen sich dagegen Unterschiede bemerkbar, die in einer mehr oder weniger großen Beeinflußbarkeit der aufzunehmenden Zeichen durch Störungen bestehen, wobei auch eine Rolle spielt, ob mit oder ohne Empfangsrelais gearbeitet wird. Arbeitet der Empfänger über die Verstärker- und Gleichrichterapparatur auf ein Empfangsrelais, das den Lokalstromkreis des Schnellschreibers steuert, so kann durch geeignete Einstellung dieses Relais eine erhebliche mechanische Selektionswirkung (vgl. S. 579) erzielt werden. Diesen Anordnungen mit Relais kommt eine größere Bedeutung insofern zu, als jeder beliebige Schnellschreiber oder Typendrukker durch das Empfangsrelais gesteuert werden kann. Wirkt dagegen der gleichgerichtete Empfangsstrom direkt auf einen Schreiber (Recorder, Undulator), so werden sämtliche Störungen und Intensitätsschwankungen mit niedergeschrieben; man hat jedoch hierbei die Möglichkeit, die den Störströmen überlagerten Zeichen zu erkennen, falls die Störungen nicht zu stark sind. Das gleiche gilt, wenn die tonfrequenten Empfangsströme niedergeschrieben werden (Parlograph, Telegraphon).

A. Mit Morseschrift arbeitende Systeme.

Bei Verwendung dieser Systeme kann mit jedem der hierunter beschriebenen Schreiber empfangen werden, einerlei, welcher Morse-Geber, benutzt wird. Aus diesem Grunde sind diese Apparate für den internationalen Verkehr besonders geeignet. Gleichlauf zwischen Geber und Schreiber ist nicht erforderlich. Ferner gestatten diese Systeme die Telegraphiergeschwindigkeit den jeweiligen Empfangsverhältnissen anzupassen und bei sehr ungünstigen Bedingungen auf Hörbetrieb überzugehen. Die vorgestanzten Lochstreifen können bei jeder Telegraphier-

¹⁾ Banneitz, F.: Über Versuche und Erfahrungen mit drahtloser Schnelltelegraphie bei der Reichspost. ETZ 42, S. 714. 1921.

geschwindigkeit verwendet werden. Dies ist für die schnelle Abwicklung des Telegraphenverkehrs sehr wichtig¹⁾.

Ein Nachteil ist die geringe Geheimhaltung bei offenem Text, da es mit verhältnismäßig einfachen Mitteln möglich ist, den Morsetext lesbar aufzunehmen.

a) Empfang mit Relais.

α) Schnelltelegraph von Wheatstone (vgl. S. 147 u. 151) hat sich im drahtlosen Betrieb bewährt und ist sowohl für den gegenseitigen, wie für den einseitigen Betrieb verwendbar.

β) Morse-Schnelltelegraph von Siemens & Halske (vgl. S. 148 u. 152) ist in der gleichen Art verwendbar, wie der Wheatstone-Schnelltelegraph.

γ) Schnelltelegraph von Creed (vgl. S. 148 u. 155) wird neuerdings vielfach verwendet. Er arbeitet bei normaler Telegraphiergeschwindigkeit mit Empfangslocher und Übersetzer für Typendruck. Ein Undulator dient als Kontrolle beim Versagen des Empfangslochers.

b) Empfang ohne Relais mit Wellenschriftempfänger.

Die gleichgerichteten Empfangsströme werden direkt dem empfindlichen Schreiber zugeführt. Dies Verfahren ist besonders geeignet bei ungünstigen Empfangsbedingungen (Überseeempfang vgl. S. 857), weil die den Störungen überlagerten Zeichen auf dem Empfangstreifen auch dann noch zu erkennen sind, wenn eine Anordnung mit Relais bereits versagen würde; jedoch wird hierdurch die Lesbarkeit der Zeichen bei schlechten Empfangsbedingungen nur um etwa 10% verbessert.

Von den auf S. 153 beschriebenen Wellenschriftempfängern wird der

α) Tintenschreiber der Gen. El. Co.²⁾ in Amerika vielfach verwendet. Ferner scheint der

β) Drehspulschnellschreiber von Siemens & Halske³⁾ hierfür besonders geeignet zu sein.

c) Tonschreiber⁴⁾.

α) Wachswalzenapparate nach dem Phonographensystem von Edison. Hierzu gehören: Phonograph, Parlograph und Wachswalzen-Telephon⁵⁾. Sie arbeiten mit einem elektromagnetischen System, das parallel zum Empfangstelephon geschaltet ist, und durch das die Schreibnadel (Saphir), die die Schwingungen in das Wachs eingräbt, beeinflusst wird. Das Abhören der Zeichen geschieht mit einer Schalldose (wie beim Grammophon) ohne Verstärkung. Durch Abdrehen der obersten Schicht wird die Wachswalze wieder von neuem verwendungsfähig.

β) Stahldrahtapparate nach dem Telephonprinzip von Poulsen. Ein Stahldraht wird an einer von den tonfrequenten Empfangsströmen durchflossenen Spule entlang geführt und erhält dadurch eine Quermagnetisierung, die bestehen bleibt. Beim Abhören induzieren umgekehrt diese den Schallschwingungen entsprechenden Quermagnetisierungen Ströme, die unter Zwischenschaltung eines Verstärkers im Telephon hörbar gemacht werden. Die Bewegung des Drahtes durch ein konstantes Magnetfeld vernichtet die Quermagnetisierungen und macht ihn von neuem verwendungsfähig.

Bei Aufnahme von Schnelltelegraphie mit derartigen Tonschreibern läßt man die Empfangszeichen mit hohem Ton auf den schnellaufenden Apparat einwirken,

¹⁾ Wratzke, A.: Die Entwicklung der drahtlosen Schnelltelegraphie beim Haupttelegraphenamte Berlin. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 13. 1926.

²⁾ Weinberger, J.: Journ. Inst. Radio Eng. v. 7. Dez. 1921, Übersetzung von H. Eales. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 20, S. 30. 1922.

³⁾ Fipp, A., u. W. Mitzel: ENT 2, S. 184. 1925.

⁴⁾ Vgl. E. Nesper: Radioschnelltelegraphie. Berlin: Julius Springer 1922.

⁵⁾ Petzold, W.: Telegraphen-Praxis 5, S. 369. 1925.

damit beim Abhören (langsamer Lauf) ein gut hörbarer (tieferer Ton) erhalten wird. Die Unterschiede in den Laufgeschwindigkeiten beim Abhören und bei der Aufnahme sollen nicht größer als 1 : 10 sein. Mithin können Telegraphiergeschwindigkeiten bis zu etwa 1000 Buchstaben/min aufgenommen werden.

Mit den Tonschreibern ist es ferner möglich, Telephonie festzuhalten und wiederzugeben. Auch besteht hierbei die Möglichkeit, drahtlose Telephonie geheimzuhalten, wenn der drahtlose Sender mit Hilfe eines schnell (oder auch rückwärts) laufenden Tonschreibers besprochen wird.

Ein gewisser Nachteil dieser Apparate besteht darin, daß es erst nach dem Abhören von der Walze oder dem Draht möglich ist, festzustellen, wie weit der Empfang geglückt ist. Für einen gegenseitigen Telegrammverkehr sind die Tonschreiber aus diesem Grunde nicht geeignet.

B. Typendrucker.

Die Vorteile der Typendrucker bestehen hauptsächlich in der schnellen Herstellung einer für jedermann lesbaren Druckschrift. Die einzelnen Buchstaben werden durch Zeichenkombinationen gebildet, die bei den einzelnen Systemen verschieden sind (vgl. S. 142). Hierdurch wird gleichzeitig ein hoher Grad der Geheimhaltung (vgl. S. 901) erreicht.

Für den Betrieb der Typendrucker muß auf der Empfangsseite stets eine Anordnung mit Empfangsrelais benutzt werden.

a) Typendrucker mit Gleichlauf.

Geber und Drucker müssen sowohl mit gleicher Drehzahl als auch winkeltreu (phasengleich) laufen. Kurze Störungen, z. B. atmosphärischer Art, verursachen falsche Buchstaben, längere Störungen vernichten den Gleichlauf. Zur Herstellung bzw. Wiederherstellung des Gleichlaufs ist eine schnelle unmittelbare Verständigung zwischen beiden Stationen nötig, daher sind Typendrucker mit Gleichlauf nur bei Duplexbetrieb anwendbar.

α) Typendruck - Schnelltelegraph von Siemens & Halske (vgl. S. 158). Die Telegraphiergeschwindigkeit dieses Apparates kann entsprechend den jeweiligen Empfangsverhältnissen zwischen 300 und 1000 Buchstaben/min eingestellt werden; im praktischen Betrieb geht man jedoch nicht über 700 Buchstaben/min. Bei dieser Geschwindigkeit ist die Dauer eines Stromschrittes $\approx 1/60$ sec. Kurze Störungen von weniger als $1/60$ sec rufen einen falschen Buchstaben hervor, wenn während dieser Zeit ein Trennstromzeichen (Zeichenpause) vom Sender gegeben wird. Der Gleichlauf geht jedoch erst dann verloren, wenn während einer Zeit von $\approx 1/3$ sec keine Zeichen des Senders am Empfangsrelais zur Wirkung kommen. Die Wiederherstellung des Gleichlaufs kann innerhalb weniger Sekunden erfolgen.

Der Schnelltelegraph von S. & H. hat sich für den drahtlosen Schnellverkehr bewährt. Ein fehlerfreier Empfang wird erzielt, solange die Intensität der Störungen nicht mehr als 30% der Intensität der Zeichen beträgt. Das gleiche gilt für alle Reihentelegraphen.

β) Der Hughes - Telegraph (vgl. S. 157) ist in Duplexschaltung verwendbar, d. h. jede Station benötigt je einen Apparat zum Geben und zum Empfangen. Die durchschnittliche Telegraphiergeschwindigkeit beträgt 170 Buchstaben/min. Die Beeinflussbarkeit durch Störungen ist bei diesem Telegraphen etwas geringer (etwa 25%) als bei den mit Fünferalphabet arbeitenden Telegraphen, bezogen auf gleiche Telegraphiergeschwindigkeit. Trotzdem bei Versuchsbetrieben mit diesem Telegraphen günstige Ergebnisse erzielt wurden, wird er wegen seiner geringen Leistung im Funkbetrieb kaum verwendet.

γ) Der Baudot - Telegraph (vgl. S. 161) sowie alle Mehrfach-Telegraphen, die mit synchron laufenden Verteilern arbeiten, zeigen gegenüber den unter α und β aufgeführten für den drahtlosen Verkehr den Nachteil, daß für die Wiederherstellung des verlorengegangenen Gleichlaufs eine verhältnismäßig lange Zeit

(5 bis 30 sec) benötigt wird. Wohl hauptsächlich aus diesem Grunde sind die Mehrfach-Telegraphen, von Versuchen abgesehen, im praktischen Funkbetrieb nicht zur Verwendung gelangt.

b) Typendrucker ohne Gleichlauf.

Die unter der Bezeichnung „Geh-steh“ oder „Start-stop“ bekannten Telegraphenapparate benutzen zur Bildung der Zeichen Fünferalphabet (vgl. S. 162). Sie werden bei Beginn der Übertragung eines jeden Zeichens mittels eines Auslösestromschrittes (Zeichenstrom) in Bewegung gesetzt und kommen nach Übertragung der fünf, das Zeichen bildenden Stromschritte zum Stillstand. Ein siebenter Stromschritt (Trennstrom) wird benutzt, um den Drucker von neuem aufnahmebereit zu machen. Die Übertragung eines Zeichens geschieht während einer Umdrehung der Apparate; der Gleichlauf während derselben braucht nur angenähert (Toleranz etwa 10%) übereinzustimmen.

Für die drahtlose Telegraphie sind diese Geh-steh-Apparate besonders geeignet, weil sie nach Ablauf einer etwaigen (atmosphärischen) Störung sogleich wieder richtig arbeiten; sie sind infolgedessen auch für einseitigen Verkehr (Rundfunk) verwendbar.

Einige dieser Systeme werden für Blattdruck gebaut. Der Blattdruck hat jedoch in bezug auf die drahtlose Telegraphie den Nachteil, daß durch eine Störung während der Übertragung des Zeilentransportzeichens die ganze folgende Zeile verloren geht.

α) Geh-steh-Telegraph von Siemens & Halske¹⁾. Die Konstruktionsgrundlagen ähneln denen des Schnelltelegraphen von S. & H. (S. 158). Der Geber ist für Senden mit Lochstreifen und mit Tastatur eingerichtet. Der Empfänger liefert Streifendruck. Leistung: 480 Buchstaben/min.

β) Creed Start-stop. Geben erfolgt mittels Tastatur oder Lochstreifen, Empfänger für Blattdruck, Leistung etwa 400 Buchstaben/min.

γ) Morkrum Start-stop, aus dem Teletype und Kleinschmidt-Apparat (vgl. S. 163) entstanden, arbeitet mit Tastatur und Streifendruck; Leistung 250 Buchstaben/min.

4. Geheimhaltung²⁾.

a) Allgemeines.

Der Wunsch, die drahtlose Telegraphie so einzurichten, daß die zu übermittelnden Nachrichten nur von denjenigen Stationen aufgenommen bzw. entziffert werden können, für die sie bestimmt sind, hat zu vielen, die Geheimhaltung mehr oder weniger sicherstellenden Vorschlägen geführt, von denen jedoch die meisten sich als ungeeignet für die Praxis erwiesen haben.

Die sicherste Art der Geheimhaltung wird durch das Chiffrieren des Textes nach irgendeinem, nur dem Absender und Empfänger bekannten Schlüssel erreicht. Das immerhin umständliche Chiffrieren und Dechiffrieren kann durch die Anwendung von Chiffriermaschinen³⁾ erleichtert werden. Dies Verfahren erfordert keine besonderen Einrichtungen an den Funkgeräten und ist unabhängig von der Art der Übermittlung der Nachricht. Alle übrigen Verfahren benötigen eine Einrichtung für Schreibempfang mit Empfangsrelais. Vorschläge, die auf einer selbsttätigen systematischen Veränderung der Zeichen im Sender und einer umgekehrt wirkenden Wiederherstellung im Empfänger beruhen, haben noch keine praktische Bedeutung gewonnen, weil durch sie die Sicherheit der Übertragung bedeutend herabgesetzt wird. Von Comparé und Pohle⁴⁾ ist bei der

¹⁾ Lüschen, F.: ETZ 45, S. 795. 1924.

²⁾ Vgl. F. Banneitz: Jahrb. f. d. ges. Funkwesen 2, S. 75. 1926.

³⁾ Scherblus, A.: Radiotelegraphie und Geheimschrift. Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 4, S. 70. 1923. — Ders.: Enigma-Chiffriermaschine. ETZ 44, S. 1035. 1923.

⁴⁾ Pohle, O.: Der Typengeheimschreiber System Comparé. ENT 2, S. 14. 1925. — Ders.: Der drahtlose Ferndrucker System Comparé. Jahrb. f. d. ges. Funkwesen 2, S. 82. 1923.

Firma Dr. E. F. Huth ein Verfahren ausgearbeitet worden, bei dem jedes Zeichen durch die Kombination zweier Töne gebildet wird. Die Töne werden hierbei der Trägerwelle des Senders überlagert. Ein von E. Montoriol¹⁾ beschriebenes Verfahren „Baudot-Verdan“ erzielt neben der Geheimhaltung auch noch eine Erhöhung der Sicherheit in der Übertragung, da hierbei jeder Buchstabe mit Hilfe von Baudot-Apparaten und Relaisätzen mehrere Male selbsttätig wiederholt wird²⁾.

b) Geheimhaltung durch Schnelltelegraphie.

Von besonderem Interesse ist die Sicherheit der Geheimhaltung bei drahtloser Schnelltelegraphie und die Frage, wie weit es hierbei Unbefugten möglich ist, aufgefangenen Text zu entziffern. Im folgenden sollen die verschiedenen Telegraphiersysteme von diesem Gesichtspunkt betrachtet werden:

α) Schnelltelegraphie mit Morsezeichen bietet insofern eine Sicherheit gegen den Empfang durch Unbefugte, als es nur mit einem gewissen Aufwand an Apparaten möglich ist, die Zeichen lesbar aufzunehmen. Hinzu kommt, daß auch die Handhabung solcher Apparate nicht einfach ist. Die Sicherheit der Geheimhaltung ist jedoch nur gering, da es mit jeder Anordnung für Schreibempfang (Morseschnellschreiber, Wellenschriftschreiber, Tonschreiber, vgl. S. 898) möglich ist, die Zeichen aufzunehmen.

β) Typendruckers. Der Betrieb mit Typendruckern unter Verwendung eines Fünferalphabets (vgl. S. 899) bietet für die Geheimhaltung der Nachrichten eine viel größere Sicherheit. Stehen für einen unberechtigten Empfang gleichartige Apparate, wie sie für den betreffenden Verkehr benutzt werden, zur Verfügung, so ist natürlich die Aufnahme leicht auszuführen, besonders wenn Typendruckers ohne Gleichlauf (Start-stop, vgl. S. 900) benutzt werden. Bei Typendruckern mit Gleichlauf (Siemens, Baudot, Hughes, vgl. S. 899) ist es dagegen ohne Verständigung mit der sendenden Station nicht immer möglich, den Gleichlauf zu erreichen; es kann demnach hier nur mit der Aufnahme von Bruchstücken des Verkehrs gerechnet werden.

Werden dagegen die Zeichen einer mit Typendruck arbeitenden Station mit Morseschriftempfänger aufgenommen, so ist es theoretisch wohl möglich, die Zeichen zu entziffern, doch ist diese Arbeit derartig langwierig und mühselig, daß schließlich nur geringe Bruchteile des Verkehrs zur Entzifferung gelangen. Das Entziffern der in dieser Art aufgenommenen Zeichen der Telegraphen von Siemens, Baudot und Hughes ist ferner dadurch noch bedeutend erschwert, daß die Grenzen der zu einem Buchstaben gehörenden Stromschritte nicht erkennbar sind; das Entziffern ist in diesem Fall praktisch unmöglich.

5. Anrufeinrichtungen³⁾.

a) Allgemeines.

Anrufeinrichtungen haben den Zweck, das Personal einer Empfangsanlage auf eine aufzunehmende Nachricht aufmerksam zu machen. Diese Einrichtungen sind besonders dort wertvoll, wo der Empfänger nicht dauernd besetzt ist (z. B. kleine Schiffe). Die zur Zeit der Knallfunksender benutzten Anrufeinrichtungen mit Fritterempfang haben wegen ihrer geringen Empfindlichkeit und Unsicherheit heute keine Bedeutung mehr.

Bei Verwendung ungedämpfter Schwingungen⁴⁾ wird die Anrufsmöglichkeit erschwert durch die erforderliche genaue Abstimmung von Sender und Empfänger

¹⁾ Montoriol, E.: Elimination radicale des parasites en T.S.F. par le système Baudot-Verdan. Ann. des Poste, Telegr. et Teleph. 14, S. 645. 1925.

²⁾ Vgl. G. S. Vernam, Telegr. and Teleph. Age Nr. 4, S. 75. 1926.

³⁾ Näheres s. E. Nesper: Handb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. Bd. II, S. 271. Berlin: Julius Springer 1921.

⁴⁾ Vgl. J. Zenneck u. H. Rukop: Drahtlose Telegraphie. 5. Aufl., S. 844f. Stuttgart: Enke 1925.

auf die gleiche Wellenlänge. Außerdem macht die große Anzahl der Sender auf benachbarter oder sogar auf der gleichen Welle das Anrufproblem heute schwierig und unsicher. Die Verwendung von Verstärkern auf der Empfangsseite läßt sich nicht vermeiden, wenn ein Relais, das das Alarmzeichen auslösen soll, zum Ansprechen gebracht werden muß. Trotzdem Anrufeinrichtungen in den praktischen Betrieb noch nicht eingeführt sind, sollen die für eine brauchbare Einrichtung in Frage kommenden Gesichtspunkte im folgenden kurz zusammengestellt werden:

b) Sendeseite.

Hier müssen Einrichtungen vorhanden sein, die eine genaue Einstellung der Wellenlänge gestatten. Bei ungedämpften Sendern ist es unter Umständen vorteilhaft, *tönend* (vgl. S. 728) zu senden. Auch sind Vorschläge gemacht worden, die Wellenlänge des Senders während des Anrufs um geringe Beträge periodisch zu ändern¹⁾, damit auch ein nicht genau eingestellter Empfänger zum Ansprechen gebracht werden kann. Ist die Empfangsstation mit einer Einrichtung versehen, die auf bestimmte Zeichen anspricht, so müssen diese Zeichen vom Sender möglichst exakt, am besten mit Maschinengeber getastet werden.

c) Empfangsseite.

Bei der Empfangsanlage muß eine Alarmvorrichtung durch den Empfänger ausgelöst werden. Hierzu ist erforderlich, daß der Empfänger ein Relais zum Ansprechen bringt; die Empfangsanlage muß also wie beim Schreibempfang mit Verstärker, Gleichrichter und Empfangsrelais versehen sein.

Soll außerdem noch die Empfangsanlage auf ein bestimmtes Zeichen, z. B. Rufzeichen, Seenotzeichen oder auf einen Strich von bestimmter Länge ansprechen, so muß noch eine besondere mechanisch oder elektromagnetisch arbeitende Einrichtung (Selektor) vorhanden sein, die die Alarmvorrichtung in Tätigkeit setzt, wenn Zeichen von bestimmter Art empfangen werden.

Um ferner eine Anrufeinrichtung stets betriebsbereit zu halten, muß sie mit einer Prüfeinrichtung versehen sein, mit der festgestellt werden kann, ob die Gesamtanlage auf das gewünschte Zeichen sicher anspricht; außerdem ist eine Kontrolleinrichtung nötig, die anspricht, sobald ein Teil der Empfangsanlage gestört ist (z. B. Entladung einer Batterie, Durchbrennen einer Röhre usw.).

d) Seenotzeichenanruf.

Von besonderem Interesse sind die Anrufeinrichtungen, die auf das Seenotzeichen SOS (oder auf ein Ersatzzeichen hierfür) ansprechen. Durch sie kann die Sicherheit der Seeschifffahrt erheblich gesteigert werden, wenn die kleineren Schiffe, deren Funkstation nicht dauernd besetzt ist, damit ausgerüstet sind. Für solche Einrichtungen gelten auch die oben ausgeführten Gesichtspunkte.

Von L. Chauveau²⁾ ist ein derartiger Apparat beschrieben, der mit 9 Relais zur Auswahl des Seenotzeichens arbeitet. Ein von W. H. Shephard und A. E. Mc Kechnie³⁾ (London) angegebener Apparat spricht sowohl auf das Seenotzeichen als auch auf ein beliebig einstellbares Anrufzeichen an.

¹⁾ S. Fußnote ²⁾ vorige Seite.

²⁾ Chauveau, L.: Radioelectricité 1923, H. 7.

³⁾ D. R. P. 369 717.

V. Drahtlose Telephonie.

Bearbeitet von W. Hahn.

I. Allgemeines.

A. Definition.

Unter drahtloser Telephonie versteht man die Übermittlung von Sprache, Tönen und musikalischen Darbietungen mittels elektrischer Wellen ohne Benutzung von Leitungsdrähten zwischen den Teilnehmern.

B. Betriebsarten.

Sind einzelne Teilnehmer nur mit Sendern, die anderen nur mit Empfängern verbunden, so kann die Übermittlung nur in einer Richtung vorgenommen werden.

Beim Rundfunk werden die Darbietungen einer Sendestelle gleichzeitig von mehreren Empfangsstellen aufgenommen.

Sind beide Teilnehmer mit je einem Sender und je einem Empfänger verbunden, so kann die Übermittlung in beiden Richtungen stattfinden (Wechsel- und Gegensprechen).

C. Betriebsmittel.

a) Sender.

Es können alle diejenigen Sender verwendet werden, welche Schwingungen von gleichbleibender Amplitude, sog. ungedämpfte Schwingungen erzeugen, d. s. die Lichtbogensender (Poulsensender), Maschinensender und Röhrensender. Durch Hinzunahme besonderer Einrichtungen werden diese Sender für die Telephonie hergerichtet.

b) Empfänger.

Zur Aufnahme der übertragenen Sprache usw. dienen Detektor- oder Audionempfänger.

Wird mit unterdrückter Trägerwelle gearbeitet, so muß diese auf der Empfangsstelle mittels eines Hilfssenders erzeugt werden, um die Sprache aufnehmen zu können.

2. Modulation der Trägerwelle.

A. Der Frequenzbereich von Sprache und Musik¹⁾.

a) Sprache.

Zur vollkommenen Wiedergabe der Sprache²⁾ ist ein Schwingungsbereich von 100 bis 10 000 Hertz zu übertragen.

In der Fernsprechdrahttechnik werden im allgemeinen nur die Sprachfrequenzen bis 3000 Hertz übertragen.

¹⁾ Miller, D. Cl.: The Science of Musical Sounds. New York 1922. — Stumpf, C.: Sitzungsber. d. Preuß. Akad. d. Wiss. 1918, 1921. — Wagner, K. W.: ETZ-Funksonderheft, April 1924 und ETZ 45, S. 451. 1924. — Trendelenburg, F.: Methoden und Ergebnisse der Klangforschung. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 28, S. 54 u. 84, 1926. — Aigner, F.: Der Deutsche Rundf. S. 3061. 1925.

²⁾ Über die Maßmethode von W. Hahn zur Beurteilung der Sprachdeutlichkeit im Telephon s. J. Zenneck u. H. Rukop: Lehrb. der drahtl. Telegraphie 5. Aufl. S. 788. Stuttgart 1925.

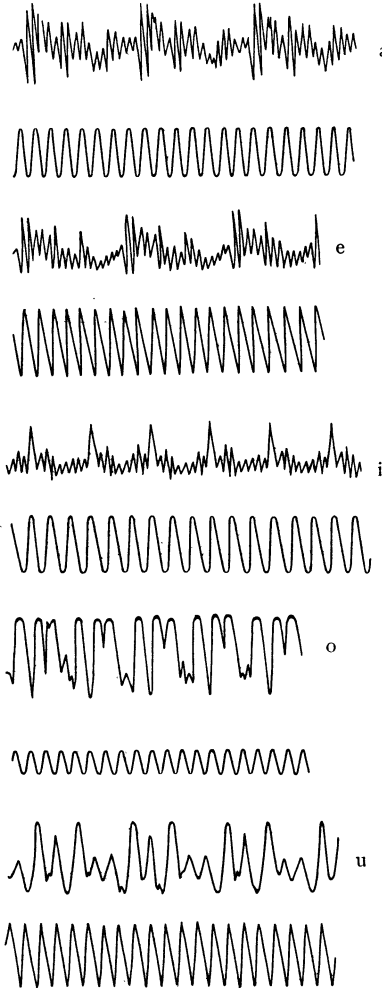


Abb. 1005. Oszillogramme der Vokale.

Abb. 1005 zeigt oszillographische Aufnahmen der Vokale mit gleichzeitig aufgenommenen Tönen von der Schwingungszahl 1000 Hertz.

Nebenstehende Zusammenstellung (Tab. 93) zeigt die Veränderung der Sprache beim Abbau der Frequenzen von oben her.

b) Musik.

Für eine gute Wiedergabe der Musik ist ein Frequenzbereich von mindestens 20 bis 10 000 Hertz zu übertragen.

Der Grundschwingungstonbereich eines Klaviers beträgt 27 bis 4252 Hertz. Der tiefste Ton einer Orgel hat die Schwingungszahl 16 Hertz, der höchste Ton einer Pikkoloflöte 4752 Hertz.

Neben den Grundschwingungen sind noch die wesentlichsten Oberschwingungen (bis etwa einschließlich der dritten Oberschwingung) zu übertragen, um den Charakter des Instrumentes zu wahren.

B. Modulation¹⁾

(vgl. auch S. 183 u. 1003).

a) Allgemeines.

Die Radio-Telephonie beruht auf der Benutzung einer einwilligen sinusförmigen Hochfrequenzschwingung als Trägerwelle für die niederfrequenten Sprachschwingungen (Steuerschwingungen).

Unter Modulation versteht man die Beeinflussung der Trägerwelle durch die Steuerschwingungen.

b) Modulation durch eine einwillige Steuerschwingung.

Die von einer einwilligen, sinusförmigen Steuerschwingung von der

Frequenz f_s modulierte Trägerwelle von der Frequenz f läßt sich in drei Schwingungen zerlegen mit den Frequenzen:

1. Trägerfrequenz f ,
2. Trägerfrequenz $f +$ Steuerfrequenz f_s ,
3. Trägerfrequenz $f -$ Steuerfrequenz f_s .

Bedeutet

J_t den Augenblickstromwert der modulierten Schwingung,

i_m die Stromamplitude der Trägerwelle mit der Frequenz f ,

i_{sm} „ „ „ Steuerwelle „ „ „ f_s ,

¹⁾ Joos, G., u. J. Zenneck: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 22, S. 93. 1923. — Manz, E., u. J. Zenneck: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 19, S. 256. 1922. — Muth, H.: Telefunken-Zeitung 6, Nr. 34, S. 27. 1924.

Tabelle 93.

Veränderung der Sprache beim Abbau der Frequenzen.

Obere Tongrenze Per./Sek.	Verständlichkeit	Besondere Bemerkungen
4780	sehr gut	S stark abgestumpft; Chp etwas stumpfer u. dunkler.
3650	sehr gut	E, I etwas verdunkelt; S sehr unscharf; F abgestumpft.
3180	gut	E beginnt nach Ö, I nach Ü überzugehen; S, F, Ch sehr unscharf.
2870	gut	E, I noch dunkler, etwas heiser und blasend; S und F nicht sicher unterscheidbar; Chp wie stumpfes S.
2550	fast gut	I in Üu, E in Ö verwandelt, Ä etwas verdunkelt. Zischlaute nicht, M, N, Ng nicht sicher unterscheidbar.
2230	leidlich	Umbildung der hellen Vokale I, E, Ä weiter fortgeschritten; nur Ö noch klar. Sch abgestumpft; M, N, Ng undeutlich.
1910	verschleiert, scharfes Aufmerken erforderlich	I = U, E = Oö; Ü = Uü; Ä = AOä; Ö = Öo; S, F, Ch nur ein Hauchen (Blasen); Sch, Chg stumpf; T, P kaum unterscheidbar; L, M, N, Ng nicht unterscheidbar.
1590	schlecht, stark nebelhaft	Umbildung der einzelnen Laute weiter fortgeschritten.
1430	sehr schlecht, vielfach unverständlich	I = U, E = O, Ü = U; Ä = AO, Ö = Oö; K fast wie T; R dunkel, gurrend; übrige Konsonanten in kaum zu unterscheidende Geräusche umgewandelt.

so ist:

$$J_t = (i_m + i_{sm} \sin 2\pi f_s t) \sin 2\pi f t, \quad (1)$$

oder nach Umformung:

$$J_t = i_m \sin 2\pi f t + \frac{i_{sm}}{2} \cos(2\pi f - 2\pi f_s) t - \frac{i_{sm}}{2} \cos(2\pi f + 2\pi f_s) t. \quad (2)$$

c) Modulation durch ein Frequenzspektrum.

Bei der Übertragung von Sprache wird die Trägerwelle moduliert durch ein Frequenzspektrum, das alle Frequenzen umfaßt, die in der Sprache enthalten sind.

Bedeutet

f die Frequenz der Trägerwelle,

f_{s1} die niedrigste Frequenz der zu übermittelnden Sprachschwingungen,

f_{s2} die höchste Frequenz der zu übermittelnden Sprachschwingungen,

so enthält die modulierte Schwingung:

1. die Frequenz der Trägerwelle f ;
2. ein Sprachband vom Frequenzbereich $(f - f_{s2})$ bis $(f - f_{s1})$,
3. „ „ „ „ $(f + f_{s1})$ bis $(f + f_{s2})$.

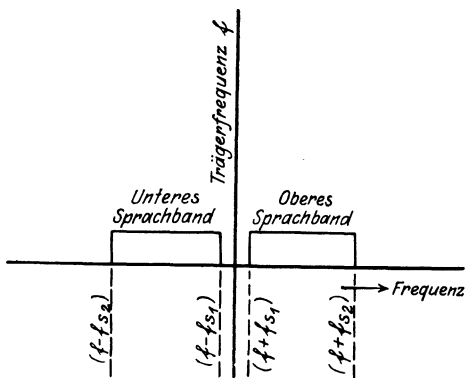


Abb. 1006. Trägerfrequenz und Sprachbänder.

Da sich die beiden Sprachbänder zu beiden Seiten der Trägerfrequenz gruppieren, so unterscheidet man (vgl. Abb. 1006): das untere Sprachband (Seitenband) von den Frequenzen $(f - f_{s2})$ bis $(f - f_{s1})$ und das obere Sprachband (Seitenband) von den Frequenzen $(f + f_{s1})$ bis $(f + f_{s2})$.

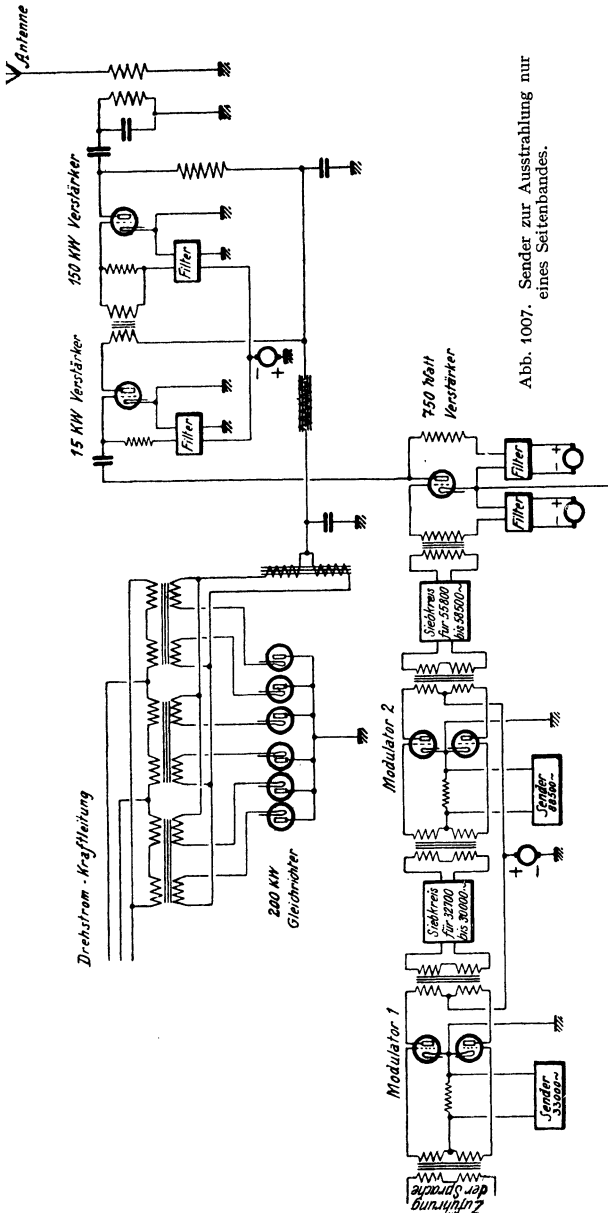


Abb. 1007. Sender zur Ausstrahlung nur eines Seitenbandes.

d) Unterdrückung der Trägerwelle und eines Seitenbandes¹⁾.

Die Telephoniesender, welche mit unterdrückter Trägerwelle arbeiten, führen in ihrem Antennenkreis nur dann Schwingungen, wenn sie „besprochen“ werden. Um die Zeichen dieser Sender aufnehmen zu können, muß auf der Empfangsstelle die fehlende Trägerwelle durch einen Hilfsender (Überlagerer, Schwingaudion) erzeugt werden.

Neben der Trägerwelle wird gewöhnlich noch das eine Seitenband unterdrückt, so daß also nur ein Seitenband während der Besprechung zur Ausstrahlung gelangt.

Der Vorteil dieser Anordnung besteht darin, daß der benötigte Wellenbereich (Frequenzband) schmaler ist gegenüber dem eines normalen Telephoniesenders, und daß deshalb mehr Sender, die nur ein Seitenband ausstrahlen, nebeneinander störungsfrei arbeiten können. Ferner ist es für gewisse Zwecke vorteilhaft, daß diese

¹⁾ Patent von J. R. Carson: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 18, S. 137, 1921. (Patentschau). — Arnold, H. D., u. L. Espenschied: Journ. Am. Inst. El. Eng. 92, S. 815, 1923.

Sender nicht mit den für den normalen Telephonieempfang geeigneten Empfangsapparaten aufgenommen werden können.

Demgegenüber ist als Nachteil anzusehen, daß sowohl die Sender als auch die Empfänger mit besonderen Zusatzapparaten ausgerüstet werden müssen, und daß die Bedienung dieser Geräte schwieriger auszuführen ist.

In Abb. 1007 ist das Schaltbild eines Senders angegeben, bei dem nur ein Seitenband zur Ausstrahlung gelangt. Mit diesem Sender werden seit 1923 Versuche zwischen Amerika und England ausgeführt¹⁾. Der ankommenden Sprache (300 bis 3000 Hertz) werden, wie Abb. 1007 zeigt, durch zwei Hilfsender die Frequenzen 33 000 und 88 500 Hertz überlagert und unter Zuhilfenahme von Sperrkreisen jeweils nur ein Seitenband der entstehenden Frequenzspektren weitergeleitet. Das letzte Frequenzband (Seitenband) von 55 800 bis 58 500 Hertz wird dann über einen dreistufigen Verstärker der Antenne zugeführt. Auf der Empfangsseite wird das vom Sender kommende Frequenzband zuerst mit einem Hilfsstrom von 90 000 Hertz überlagert. Das eine sich hieraus gebildete Frequenzband von 31 500 bis 34 200 Hertz wird durch einen Siebkreis geleitet, verstärkt und nochmals mit einem Hilfsstrom von 34 500 Hertz überlagert. Man erhält nun das dem Sender zugeführte Sprachfrequenzband von 300 bis 3000 Hertz, das über einen Verstärker dem Telefon zugeführt wird.

e) Wellenbereich und Zahl der Sender.

Der von einem Telephoniesender beanspruchte Wellenbereich (Frequenzband) hängt ab von dem Frequenzbereich der zur Modulation benutzten Steuerschwingungen.

Im allgemeinen rechnet man mit der Breite eines Seitenbandes von 0 bis 5000 Hertz. Für einen normalen Telephoniesender, d. h. bei dem beide Seitenbänder und die Trägerwelle ausgestrahlt werden, beträgt also das beanspruchte Frequenzband 10000 Hertz. Die Kurven in Abb. 1008 stellen dar die Zahl der gleichzeitig in Betrieb möglichen Telephoniesender in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ . Der Abszissenbereich ist gewählt für Wellenlängen von 1 bis 8000 m. Die ausgezogene Kurve bezieht sich darauf, daß

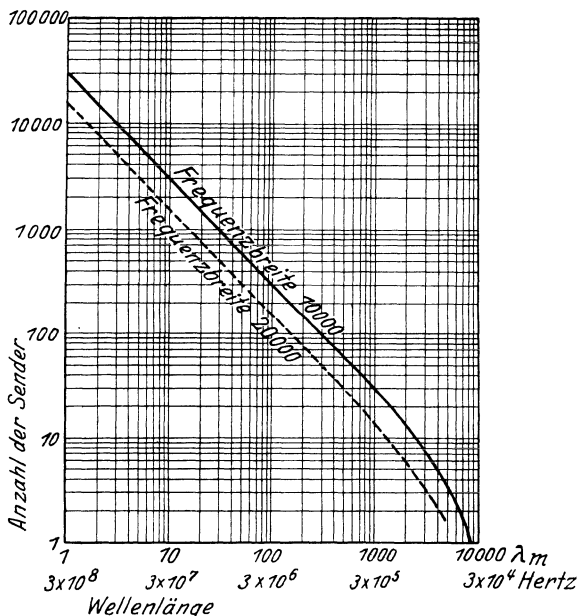


Abb. 1008. Wellenbereich und Zahl der Sender.

für jeden Telephoniesender ein Frequenzband von 10 000 Hertz benötigt wird; für die gestrichelte Kurve ist ein Band von 20 000 Hertz gewählt worden.

f) Aussteuerung.

α) Aussteuerungskoeffizient.

Der Aussteuerungskoeffizient (Modulationskoeffizient, Beeinflussungsfaktor) ist ein Maß für die Größe der Beeinflussung der Trägerwelle durch die Steuerschwingung (Aussteuerung)²⁾.

¹⁾ Siehe Referat ETZ 45, S. 217, 1924.

²⁾ Geißler, E.: Quantitative Messung der Beeinflussung von Telephoniesendern. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 120. 1923.

In Abb. 1009 (linke Seite) ist eine Trägerwelle in unmoduliertem und moduliertem Zustand dargestellt. Die Steuerschwingung ist einwellig und sinusförmig angenommen.

Es bedeutet i_m die Amplitude der unmodulierten Trägerwelle, i_{sm} die Amplitude der Steuerschwingung, i_1 die kleinste Amplitude der modulierten Schwingung und i_2 die größte Amplitude der modulierten Schwingung.

Die Aussteuerung (Beeinflussung) ist symmetrisch, wenn

$$i_m - i_1 = i_2 - i_m \tag{3}$$

ist. In diesem Fall kann der Aussteuerungskoeffizient k definiert werden durch die Gleichung:

$$k = \frac{i_m - i_1}{i_m} = \frac{i_2 - i_m}{i_m} = \frac{i_{sm}}{i_m} \tag{4}$$

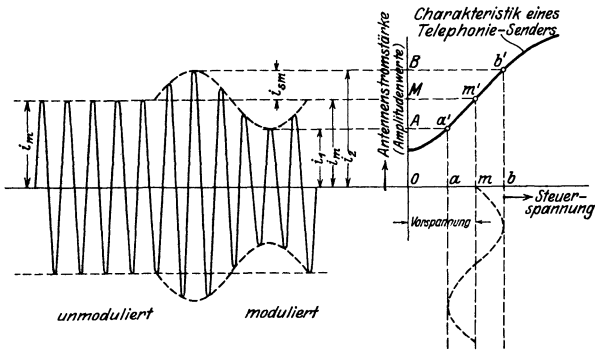


Abb. 1009. Modulation und Aussteuerung.

Ist $k = 1$, also $i_{sm} = i_m$, so ist der Sender voll ausgesteuert, d. h. die Minima der modulierten Schwingungen gehen bis auf Null herunter. Im praktischen Betrieb ist $k < 1$, d. h. $i_{sm} < i_m$. In der Abb. 1009 ist $i_{sm} = \frac{i_m}{3}$; $k = \frac{1}{3}$. Der Sender ist also zu rd. 33% ausgesteuert.

β) Die Charakteristik eines Telephoniesenders.

Hierunter wird die Abhängigkeit der Antennenstromstärke von der dem Telephoniesender zugeführten Steuerspannung verstanden.

Die Charakteristik ist um so günstiger, je länger ihr geradliniger Teil ist. Dieser liegt gewöhnlich im mittleren Bereich der Charakteristik, während ihre Enden krummlinig verlaufen. Vgl. die rechte Seite der Abb. 1009.

Eine genau dem Verlauf der Steuerschwingung entsprechende Modulation läßt sich nur erzielen, wenn der Aussteuerungsvorgang sich auf dem geradlinigen Teil der Charakteristik abspielt, d. h. wenn die Änderungen der Antennenstromstärke proportional den Änderungen der Steuerschwingung sind.

In Abb. 1009 hat die sinusförmig angenommene Steuerschwingung die Amplituden ma und mb . Mit Hilfe der Vorspannung ($0m$) kann die Steuerschwingung so gelegt werden, daß ihre Nullwerte in die Mitte (m') des geradlinigen Teiles der Charakteristik zu liegen kommen und eine symmetrische Beeinflussung vorhanden ist. Es ist dann $m'a' = m'b'$, $MA = MB$ und $i_m - i_1 = i_2 - i_m$.

Eine Übersteuerung¹⁾ des Senders tritt ein, wenn die Amplituden der Steuerschwingungen so groß werden, daß der Modulationsvorgang sich nicht mehr ausschließlich auf dem geradlinigen Teil der Charakteristik abspielt und dadurch die Änderungen der Antennenstromstärke nicht mehr dauernd den Änderungen der Steuerschwingung proportional sind.

¹⁾ Hahn, W.: Übersteuerung oder verzerrungsfreie Wiedergabe? Funk 1925, S. 119.

γ) Aussteuerungskontrolle¹⁾.

Zur Erzielung einer möglichst gleichmäßigen Durchmodulierung der Träger-schwingung muß die Höhe der Spannung der dem Sender zugeführten Steuer-schwingung

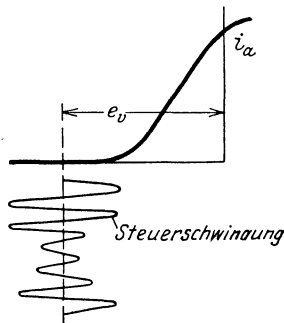


Abb. 1010. Kontrolle der Amplitudenwerte.

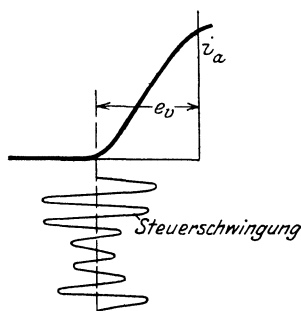


Abb. 1011. Kontrolle der Durchschnittswerte.

schwingung in gewissen Grenzen regulierbar sein. Diese **Regulierung** geschieht durch veränderbare Widerstände, die parallel zum Eingang des Sendeverstärkers liegen.

Zur **Kontrolle der Steuer-spannung** dient eine Anordnung von 2 Röhrenvoltmetern, deren Gitterkreise parallel zum Ausgang des Senderverstärkers liegen. Das eine Röhrenvoltmeter zeigt Übersteuerung des Senders an. Die Gittervorspannung e_v (Abb. 1010) ist hierbei so zu wählen, daß ein Anodenstrom (i_a) der Röhre erst bei solchen Amplitudenwerten der Steuer-spannung auftritt, durch die bereits eine Übersteuerung des Senders bewirkt wird. Mit dem andern Röhrenvoltmeter (Abb. 1011) werden die Durchschnittswerte der Aussteuerung kontrolliert. Während der Besprechung zeigt sein Anodenstrommesser stoßweise Ausschläge. Nach Größe dieser Ausschläge kann der Grad der Aussteuerung beurteilt werden.

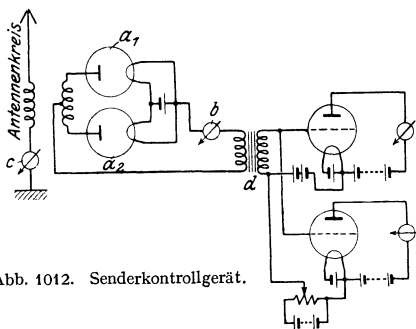


Abb. 1012. Senderkontrollgerät.

Zur **Kontrolle des Senders** dient ein mit dem Antennenkreis gekoppeltes Gerät (Abb. 1012). Der mittels der beiden Ventilröhren a_1 und a_2 gleichgerichtete Hochfrequenzstrom wird über ein Drehspulinstrument, dessen Ausschläge ungefähr proportional denen des Antennenstrommessers c sind, einen Transformator d zugeführt, an dessen Sekundärwicklung 2 Röhrenvoltmeter angeschlossen sind. Die Arbeitsweise dieser Röhrenvoltmeter ist die gleiche wie diejenigen zur Kontrolle der Steuer-spannung.

Die **Eichung** dieser Kontrollgeräte geschieht am Sender nach dessen Charakteristik.

¹⁾ Schäffer, W.: ENT 2, S. 132. 1925.

3. Die Telephonieeinrichtungen der Sender¹⁾.

A. Allgemeines.

Alle ungedämpfte Schwingungen liefernden Sender (Lichtbogensender, Maschinensender, Röhrensender) können durch besondere Zusätze für Telephonie hergerichtet werden.

Eine Telephoniesenderanlage besteht im wesentlichen aus der Antennenanlage, dem Sender und den Einrichtungen (Telephoniezusätze), durch welche die Beeinflussung des Antennenstromes im Rhythmus der Sprache bewirkt wird.

Die Telephoniezusätze umfassen die Aufnahmegeräte (Mikrophon u. dgl.), Sprachverstärker und die Mittel zur Beeinflussung (Modulation) der Hochfrequenz.

B. Die Modulationsmittel.

a) Einteilung.

Nach Art ihrer Verwendbarkeit können die Modulationsmittel eingeteilt werden in zwei Gruppen, und zwar in

1. diejenigen Mittel, die bei allen Sendern angewendet werden können, und
2. diejenigen Mittel, die nur für Röhrensender in Betracht kommen.

b) Die für alle Sender anwendbaren Modulationsmittel.

α) Allgemeines.

Die Modulation des Antennenstromes wird erzielt durch Geräte, die im Antennenkreis, im Zwischenkreis oder in beiden Kreisen gleichzeitig vorhanden sind und deren Widerstand oder Selbstinduktionskoeffizient im Rhythmus der Sprache geändert wird. Diese Änderung bewirkt eine Änderung des Antennenwiderstandes oder eine Verstimmung des Antennenkreises (bzw. Zwischenkreises), wodurch in beiden Fällen eine Änderung der Antennenstromstärke eintritt. Eine Einwirkung auf die Hochfrequenzerzeugung selbst wird durch diese Mittel nicht vorgenommen; sie beeinflussen lediglich den zur Ausstrahlung gelangenden Antennenstrom.

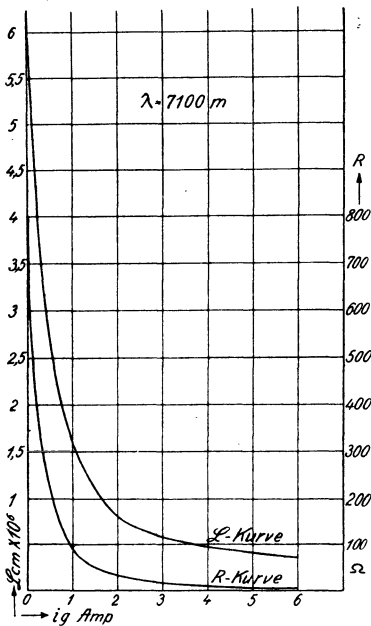


Abb. 1013. Charakteristik einer Steuerrassel.

β) Mikrophone im Antennenkreis²⁾.

Ein oder mehrere parallelgeschaltete Mikrophone, die im Antennenkreis liegen, bewirken beim Besprechen eine Änderung des Gesamtwiderstandes des Antennenkreises im Rhythmus der Sprache. Hierdurch wird die Antennenstromstärke entsprechend geändert.

Diese Besprechungsanordnung wird heute nicht mehr angewendet.

¹⁾ Hahn, W.: Funksender. III. Elektro-Woche, Sonderheft der ETZ, Mai 1924.

²⁾ Rein-Wirtz: Lehrb. d. drahtl. Telegr. Berlin 1917 und Rein-Wirtz: Radiotel. Praktik. 3. Aufl. Berlin 1921.

γ) Die Telephoniedrosseln¹⁾.

Wirkungsweise (vgl. auch S. 373). Die Telephoniedrosseln (Eisenmodulatoren) bestehen im wesentlichen aus einem fein unterteilten Eisenkern, der mit zwei Wicklungen versehen ist. Die eine Wicklung führt den zu beeinflussenden Hochfrequenzstrom, die andere einen Gleichstrom, den sog. Steuerstrom. Durch Ändern des Steuerstromes kann die Gleichstrommagnetisierung des Eisenkernes geändert werden. Hierdurch wird erreicht:

1. eine Änderung der Induktivität der Hochfrequenzwicklung und damit eine Änderung der Resonanzbedingungen, und

2. eine Änderung des effektiven Widerstandes der Hochfrequenzwicklung infolge Änderung der Eisenverluste.

Abb. 1013 zeigt die Abhängigkeit von Selbstinduktion L und Widerstand R einer Drossel von der Steuerstromstärke i_s bei konstanter Hochfrequenzstromstärke.

Bei erreichter Gleichstromsättigung ist der effektive Widerstand nur wenig höher als der einer eisenfreien Drossel gleicher Abmessung.

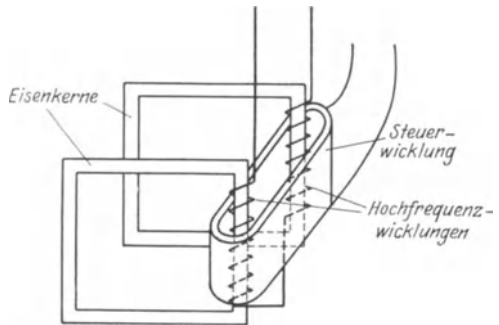


Abb. 1014. Grundsätzliches Schaltbild einer Telephoniedrossel.

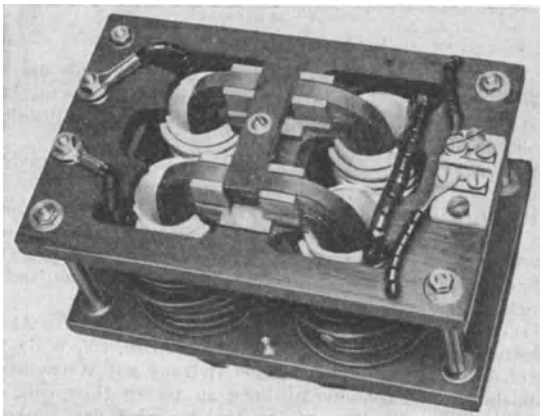


Abb. 1015. Telephondrossel der C. Lorenz A.G.

Bauart. Um eine transformatorische Einwirkung der Hochfrequenzwicklung auf die Steuerwicklung zu vermeiden, wird der Eisenkern in zwei Teilen ausgeführt, von denen jeder mit einer Hochfrequenzwicklung versehen ist. Diese Wicklungen sind gegeneinander geschaltet, so daß die in beiden Kernen vor-

¹⁾ Pungs, L.: Die Steuerung von Hochfrequenzströmen durch Eisendrosseln mit überlagerter Magnetisierung. ETZ 44, S. 78. 1923. — Pungs, L.: Der Eisenmodulator bei Telephonie-Röhrendsendern. ENT 2, S. 93. 1925. — Feige, A.: Die Wirkungsweise des Eisenmodulators. ENT 2, S. 96. 1925.

herrschenden Wechselkraftflüsse entgegengesetzten Verlauf haben und keine Induktion in der beide Kerne umschließenden Steuerwicklung hervorrufen; vgl. Abb. 1014. Eine Telephoniedrossel der Firma C. Lorenz A. G. zeigt Abb. 1015.

Die Eisenkerne bestehen aus dünnen Blechen oder aus dünnem, emailliertem Eisendraht.

Da die Eisenverluste sehr groß sind, muß, um unzulässige Erwärmung der Drosseln zu vermeiden, für gute Kühlung gesorgt sein (Ölbad mit Wasserkühlung).

Tabelle 94.

Zusammenstellung einiger von C. Lorenz A. G. ausgeführten Telephoniedrosseln.

Wellenlänge λ m	Mittlere Antennenstromstärke Amp.	Eisenkern	Mittlere Eisenlänge cm	Hochfrequenzwicklung	Steuerwicklung
325	1,3	2 Eisenringe (Draht), je 3 g	12	7 Wdg./cm Eisenl.	200 Wdg./cm Eisenl.
1500	4	2 Kerne (Eisendraht 0,1 mm \varnothing), je 20 g	25	4 \times 35 Wdg., d. h. 2,8 Wdg./cm Eisenl.	2 \times 3000 Wdg., d. h. 240 Wdg./cm Eisenl.
4000	17	2 Kerne (Eisendraht 0,2 mm \varnothing)	32	4 \times 17 Wdg., d. h. 1,06 Wdg./cm Eisenl.	2 \times 2000 Wdg., d. h. 125 Wdg./cm Eisenl.

c) Die Telephonieeinrichtungen der Röhrensender¹⁾.

α) Allgemeines.

(S. auch Abschn. Röhrensender S. 794.)

Außer den unter b) genannten Anordnungen kommen für die Röhrensender noch eine große Zahl von Telephonieschaltungen²⁾ in Betracht, bei denen die Modulation dadurch zustande kommt, daß entweder auf den Gitterkreis oder auf die Anodengleichspannung eingewirkt wird.

Die Röhrensender können dabei arbeiten mit Selbsterregung oder mit Fremdsteuerung. Im letzten Fall bringt man zweckmäßig die Modulationsmittel am Hauptsender an. Um Rückwirkungen auf den Steuersender zu vermeiden, darf dieser im Verhältnis zum Hauptsender nicht zu klein sein. Röhrenleistung des Steuersenders etwa gleich $\frac{1}{4}$ bis $\frac{1}{3}$ derjenigen des Hauptsenders.

Die Trägerwelle der Telephoniesender muß konstant und frei von Nebengeräuschen sein.

Als Heizstromquelle für die Röhren sind am geeignetsten Akkumulatoren. Auch Gleichstrommaschinen können verwendet werden, sofern sie keinen „Kollektorton“ auf den Sender übertragen. Bei Heizung mit Wechselstrom sind besondere Maßnahmen zur Tonunterdrückung zu treffen (Frequenz oberhalb des Hörbereichs; besondere Schaltungen für den Anschluß der Kathode mit dem Schwingungskreis).

Als Anodenspannungsquelle kommen Akkumulatoren im allgemeinen nur für kleine Sender in Frage. Für mittlere und große Sender werden Gleichstromhochspannungsmaschinen benutzt oder hochgespannter Wechselstrom (50, 500 oder 5000 bis 10 000 Hertz), der mittels Quecksilberdampfgleichrichter oder mittels

¹⁾ Schäffer, W.: Radiotelephonie mittels Röhrensender. Telefunken-Zeitung 5, Nr. 26/27, S. 7; Nr. 28, S. 44. 1922.

²⁾ Lübber, C.: Die Hochfrequenztelephonie mit Röhrensendern. Zeitschr. f. Fernmeldetechn. 2, S. 145. 1921. Zenneck, J. u. H. Rukop, Lehrb. der drahtl. Telegraphie, 5. Aufl. Stuttgart 1925.

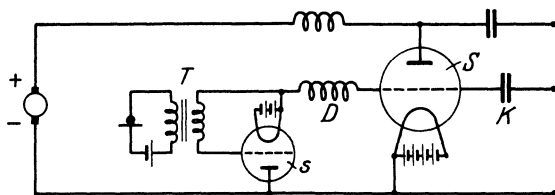


Abb. 1016. Gittergleichstromsteuerung.

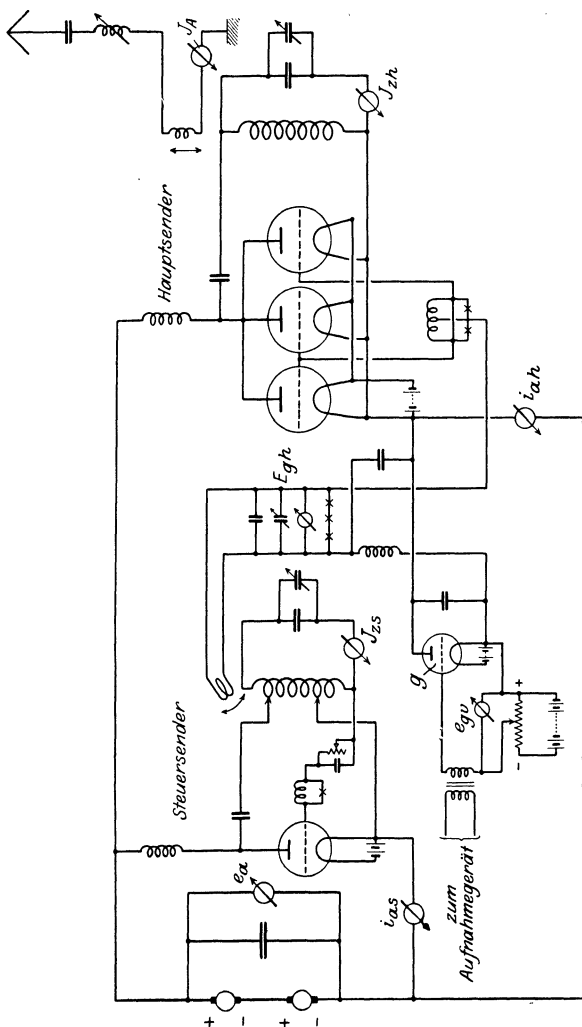


Abb. 1017. Schaltbild eines Senders mit Gittergleichstromsteuerung.

Kenotrons (Ventilröhren) in Gleichstrom umgewandelt wird. Parallel zu den Abnahmeklemmen der Anodenspannungsquelle werden Ausgleichkondensatoren

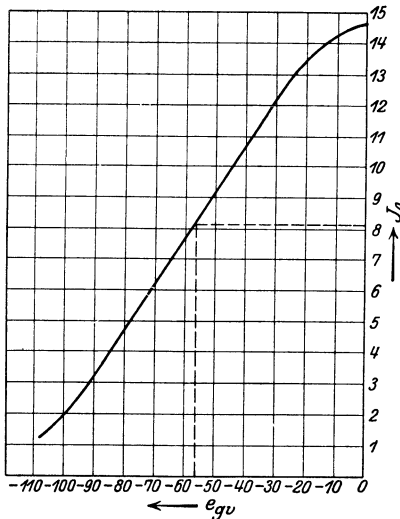


Abb. 1018. Charakteristik des Senders nach Abb. 1017.

(in der Abb. nicht angegeben) verbunden ist. Für den Gittergleichstrom ist zwischen Kathode und Gitter der Schwingungsröhre die Steuerröhre s und eine Hochfrequenzschutzdrossel D als Weg vorgesehen. An Gitter und Kathode der

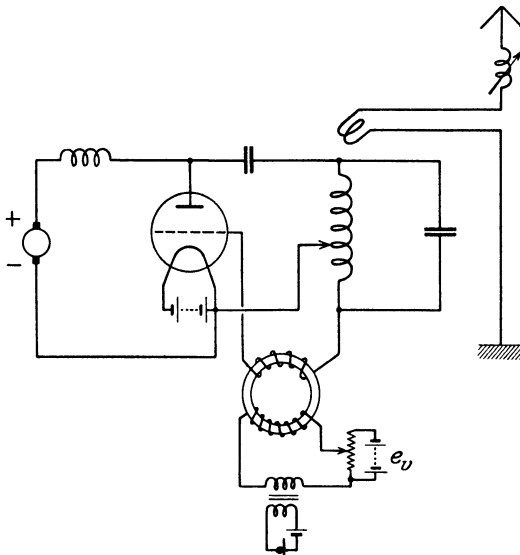


Abb. 1019. Steuerung durch Drossel im Gitterkreis.

geschaltet, oder es werden geeignete Drosselketten benutzt zur Unterdrückung der Störtöne.

β) Einwirkung auf den Gitterkreis.

1. Beeinflussung des Gittergleichstromes. Bei dieser von W. Schäffer angegebenen Anordnung [Gittergleichstromtelephonie¹⁾] wird der **Gittergleichstrom** einer Schwingungsröhre über eine Röhre (Steuerröhre) geschickt, an deren Gitter und Kathode die Besprechungseinrichtung angeschlossen ist. Durch die bei der Besprechung auftretenden Änderungen des inneren Widerstandes der Steuerröhre wird der Gittergleichstrom der Schwingungsröhre geändert und damit der von dieser Röhre erzeugte Antennenstrom. In Abb. 1016 ist S die Schwingungsröhre, deren Gitter über einen Kondensator K zur Leitung der Hochfrequenzschwingungen mit dem Schwingungskreis

verbunden ist. Für den Gittergleichstrom ist zwischen Kathode und Gitter der Schwingungsröhre die Steuerröhre s und eine Hochfrequenzschutzdrossel D als Weg vorgesehen. An Gitter und Kathode der Steuerröhre s liegt der Sprechtransformator T .

Da die zu steuernde Gittergleichstromleistung der Schwingungsröhre im Vergleich zu deren Schwingungsleistung gering ist, genügt zur Aussteuerung eine verhältnismäßig geringe Sprechleistung.

Abb. 1017 stellt das vollständige Schaltbild eines Röhrenders mit Gittergleichstromtelephonie dar. Der Sender ist mit einem Steuersender (1 Rohr, Type RS 47 I) ausgerüstet und arbeitet mit Zwischenkreis. Die Gittergleichstromröhre g (Type RV 24) liegt im Gitterkreis der 3 Röhren (Type RS 15 VI) des Hauptsenders; sie ist mit einer veränderlichen Gittervorspannung versehen. Die

¹⁾ D. R. P. 386 942. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 24, S. 125. 1924 (Patentschau). D. R. P. 411 534. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 26, S. 90. 1925. — Lubszynski, G.: Die Gittergleichstrommodulation des selbsterregten Röhrenders. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 33. 1926.

Abhängigkeit der Antennenstromstärke J_A von der Gittervorspannung e_{gv} zeigt Abb. 1018. Entsprechend der Charakteristik des benutzten Rohres (RV 24) ist eine negative Vorspannung zu nehmen.

Einige an diesem Sender gemessenen Strom- und Spannungswerte bei $\lambda = 500$ m sind nachstehend zusammengestellt (vgl. das Schaltbild Abb. 1017):

e_{gv}	e_a	i_{as}	i_{ah}	J_{zs}	J_{zh}	E_{gh}	J_A
0	5000 V	0,22 A	1,25 A	13,8 A	8,5 A	310 V	14,6 A
-56 V	5400 V	0,235 A	0,675 A	14,6 A	4,5 A	340 V	8,1 A

2. Drossel im Gitterkreis. Bei der von E. Schwarzkopf¹⁾ angegebenen Anordnung liegt eine Telephoniedrossel im Gitterkreis des Röhrensenders (Abb. 1019). Durch entsprechende Einstellung der Vormagnetisierungsspannung e_v kann der günstigste Arbeitsbereich der Charakteristik des Senders eingestellt werden. Über die Drossel selbst gilt das auf S. 911 Angegebene.

γ) Einwirkung auf die Anodengleichspannung.

1. Allgemeines. Da die Antennenstromstärke abhängig ist von der Höhe der dem Sender zugeführten Anodengleichspannung, so kann durch Beeinflussung

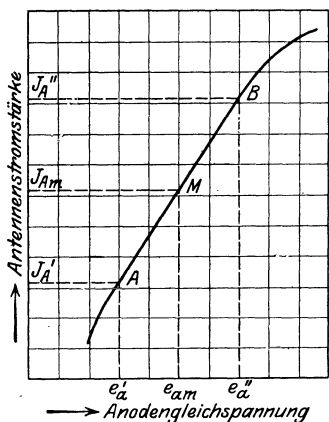


Abb. 1020. Abhängigkeit der Antennenstromstärke von der Anodengleichspannung.

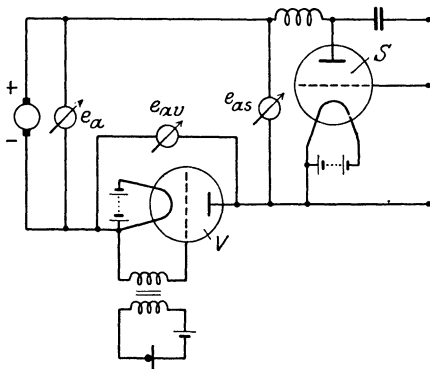


Abb. 1021. Steuerung durch Vorröhre.

dieser Spannung die ausgestrahlte Hochfrequenzenergie gesteuert werden. Abb. 1020 stellt eine Sendercharakteristik dar, bei der das geradlinige Stück AB zur Telephonie ausgenutzt werden kann durch Änderungen der Anodengleichspannung um den Mittelwert e_{am} innerhalb der Grenzwerte e_a' und e_a'' .

Zur Steuerung sind verhältnismäßig große Leistungen erforderlich.

2. Vorröhre²⁾). Die Anodenspannung wird dem Sender zugeführt unter Zwischenschaltung einer entsprechend der Senderleistung bemessenen Röhre (Vorröhre), an deren Gitter und Kathode das Aufnahmegerät angeschlossen ist. Abb. 1021 zeigt schematisch diese Anordnung. In dem Anodengleichstromkreis liegen die Schwingungsröhre S und die Vorröhre V in Reihe.

Es ist also

$$e_a = e_{as} + e_{av}. \tag{5}$$

Ändert sich nun bei der Besprechung der Vorröhre deren innerer Widerstand, so ergeben sich hierdurch Änderungen der Spannung e_{av} und bei gleichbleibender Anodenspannung e_a entsprechende Änderungen der Spannung e_{as} an der Schwingungsröhre, da

$$e_{as} = e_a - e_{av} \tag{6}$$

ist.

¹⁾ D. R. P. 410675, 76. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 26, S. 56, 57, 1925.

²⁾ Schäffer, W.: Telefunken-Zeitung 5, Nr. 26/27, S. 7, 1922.

Abb. 1022 zeigt die Abhängigkeit der Antennenstromstärke J_A von der Gittervorspannung e_{gv} der Vorröhre eines Telephoniesenders bei konstanter Anodengleichspannung ($e_a = 4000$ V).

3. Parallelröhre. Diese Anordnung ist in Amerika [von R. A. Heising¹⁾] und ungefähr gleichzeitig in Deutschland [von L. Kühn²⁾] 1918] angegeben worden.

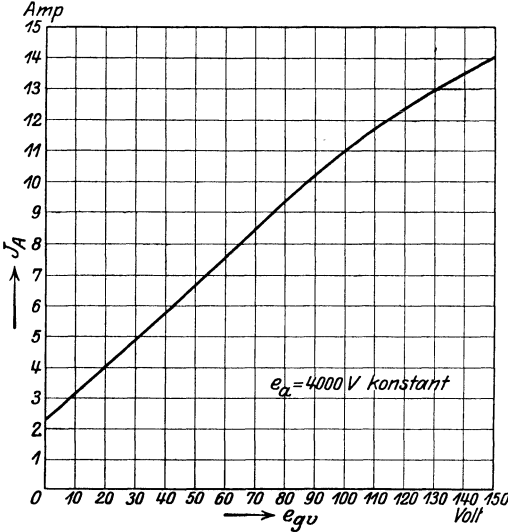


Abb. 1022. Charakteristik eines Senders mit Vorröhre.

Parallel zur Schwingungsröhre S (Abb. 1023) ist eine gleich große Röhre P (Parallelröhre, Beeinflussungsröhre³⁾) geschaltet, an deren Gitter und Kathode die Besprechungseinrichtung (Aufnahmegerät) angeschlossen ist. Durch Zwischenschaltung einer Schutzdrossel d wird die Hochfrequenz von der Parallelröhre ferngehalten. Der beiden Röhren zugeführte Anodengleichstrom wird über eine mit Eisenkern versehene Drosselspule (Stabilisierungsdrossel) geleitet.

Die durch das „Besprechen“ bei der Parallelröhre verursachten Gitterspannungsänderungen e_{gp} (Abb. 1024) bewirken eine entsprechende Änderung ihres

Anodenstromes. Durch das Vorhandensein der Stabilisierungsdrossel bewirken nun diese Anodenstromänderungen der Parallelröhre gleichzeitig rhythmische Änderungen des Anodenstromes der Schwingungsröhre und damit Schwankungen

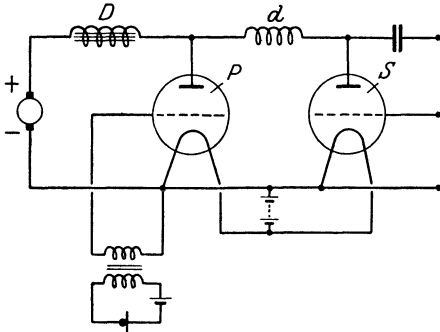


Abb. 1023. Steuerung durch Parallelröhre.

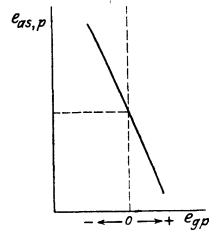


Abb. 1024. Beeinflussungscharakteristik.

der an beiden Röhren (Parallel- und Schwingungsröhre) herrschenden Anodengleichspannung $e_{as,p}$. Die in Abb. 1024 dargestellte Kurve $e_{as,p} = f(e_{gp})$, die

¹⁾ Proc. Inst. Rad. Eng. Febr./April 1920. — Purrington, E. S.: Operation of the modulator tube in radio telephons sets. Scient. Pap. Bur. of Stand. Nr. 423.

²⁾ Kühn, L.: Jahrb. f. drahtl. Telegr. 18, S. 419. 1921.

³⁾ Bei den neueren ausländischen Sendern ist meistens die Zahl der Parallelröhren größer als die der Schwingungsröhren.

„Beeinflussungscharakteristik“, wird auf graphischem Wege aus den Röhrenkurven ermittelt¹⁾.

Das vollständige Schaltbild eines mit Parallelröhren arbeitenden Senders (Antennenleistung etwa 1,5 kW) der Firma Dr. Erich F. Huth G. m. b. H. zeigt Abb. 1025. Die beiden Schwingungsröhren S_1 und S_2 arbeiten in der Kühn-Huth-Schaltung mit abgestimmtem Gitterkreis (Kapazität C_g , Selbstinduktion L_g). Die Anoden der beiden parallelgeschalteten Parallelröhren P_1 und P_2 sind einerseits über die Hochfrequenzdrossel D_h mit den Anoden der Schwingungsröhren, andererseits über die Stabilisierungsdrossel D_s mit dem Pluspol des Hochspannungserzeugers verbunden. Die vom Aufnahmegerät ankommenden niederfrequenten Sprachschwingungen werden über das Verstärkerrohr R den Gittern und Kathoden der Parallelröhren zugeführt.

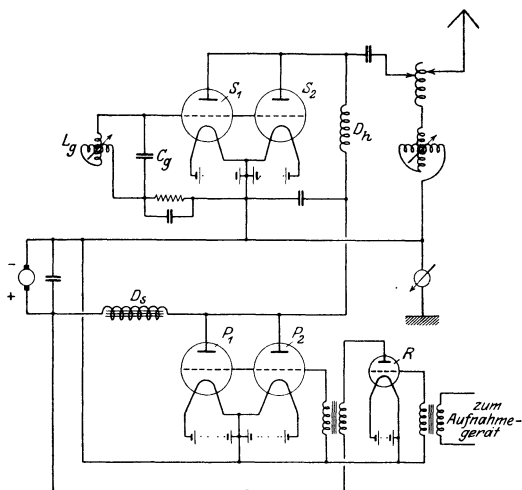


Abb. 1025. Schaltbild eines Senders der Firma Dr. Erich F. Huth.

C. Die Aufnahmegeräte (Mikrophone).

a) Allgemeines.

Aufnahmegeräte sind diejenigen Teile einer Telephoniesenderanlage, die dazu dienen, die Schallwellen in elektrische Energie umzuformen.

Da die abgegebene elektrische Leistung der Aufnahmegeräte im allgemeinen nicht ausreicht, um den Sender genügend „auszusteuern“, so wird zwischen Aufnahmegerät und Sender ein geeigneter Verstärker (Sprachverstärker oder Senderverstärker genannt) geschaltet.

Je nach Art der zu übertragenden Darbietungen werden an die Güte der Aufnahmegeräte mehr oder weniger hohe Anforderungen gestellt. Da insbesondere bei der Musikübertragung ein großer Frequenzbereich in Betracht kommt, so müssen hierzu solche Aufnahmegeräte gewählt werden, die eine möglichst naturgetreue Wiedergabe gewährleisten. Die Aufnahmegeräte nebst den zugehörigen Verstärkern²⁾ müssen „verzerrungsfrei“ sein; sie dürfen keine Eigenfrequenzen haben, die im Hörbereich liegen. Die Verstärker werden meistens mit Widerstandskopplung ausgeführt.

¹⁾ Kühn, L.: Jahrb. f. drahtl. Telegr. 18, S. 419. 1921.

²⁾ Pohlmann, B.: Verzerrungsfreie Verstärker. Ill. Elektro-Woche, ETZ Sonderheft Mai 1924.

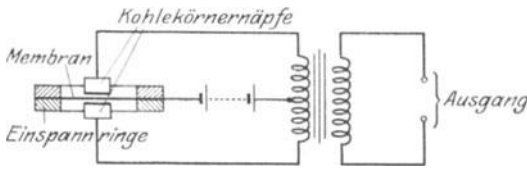


Abb. 1026. Schaltbild des Doppelkohlemikrophons.

b) Kohlemikrophone.

Gewöhnliche Mikrophone werden nur noch verwendet in Anlagen, bei denen nur Sprache übermittelt wird.

Das Vielfachkohlemikrophon der Telephon - Gesellschaft besteht aus 12 kleinen Mikrophenen in Reihen-Parallelschaltung. Die Membranen werden zweckmäßig gedämpft durch eine Watteschicht, die mittels einer gelochten Platte durch Schrauben angezogen werden kann.

Das amerikanische Doppelkohlemikrophon hat eine sehr stark gespannte Duraluminiummembran, deren Mitte auf beiden Seiten vergoldet ist und mit je einem Kohlekörperbehälter in Verbindung steht. Die Schaltung zeigt Abb. 1026.

c) Das Kathodophon¹⁾.

Die Umformung der Luftschwingungen in elektrische Ströme erfolgt durch eine akustisch empfindliche, ionisierte Luftstrecke, die sich zwischen einem auf Glühtemperatur



Abb. 1027. Kathodophon der C. Lorenz A. G.

¹⁾ Gerth, F.: Das Kathodophon als Aufnahmemikrophon. Der deutsche Rundfunk 1924, Heft 11.

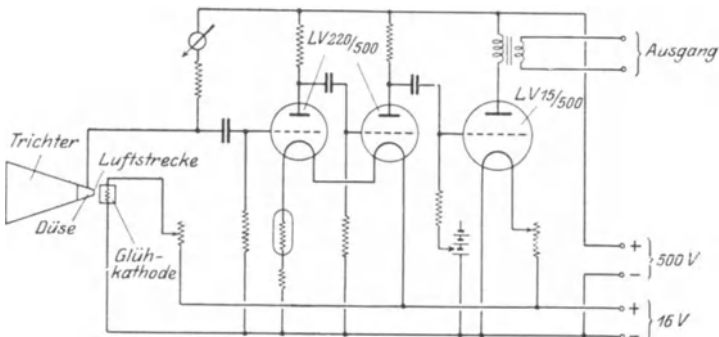


Abb. 1028. Schaltbild des Kathodophons mit Verstärker.

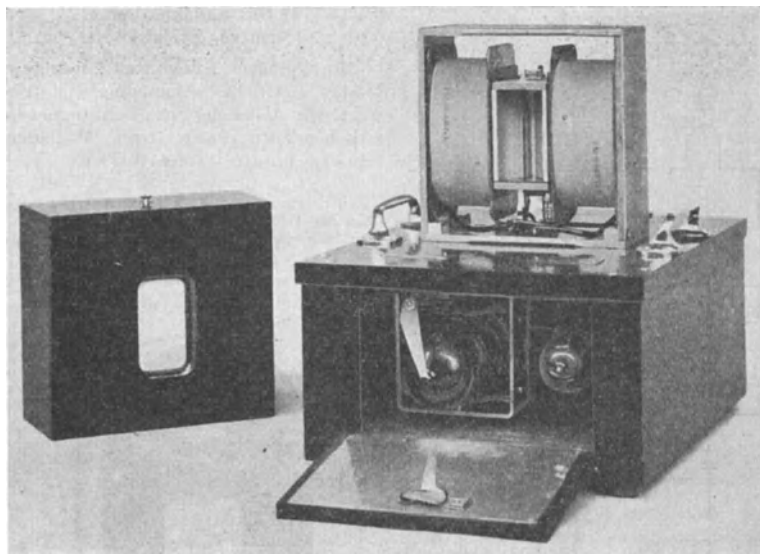


Abb. 1029. Mikrophon Rel. mph. 1a von Siemens & Halske A. G.

gehaltenen Körper (Oxydmasse) und einer trichterförmig erweiterten Düse befindet [angegeben von Vogt, Massolle und Engl¹⁾]. Die Länge der Luftstrecke beträgt etwa 0,25 mm, die Spannung zwischen Trichter und Glühkathode etwa

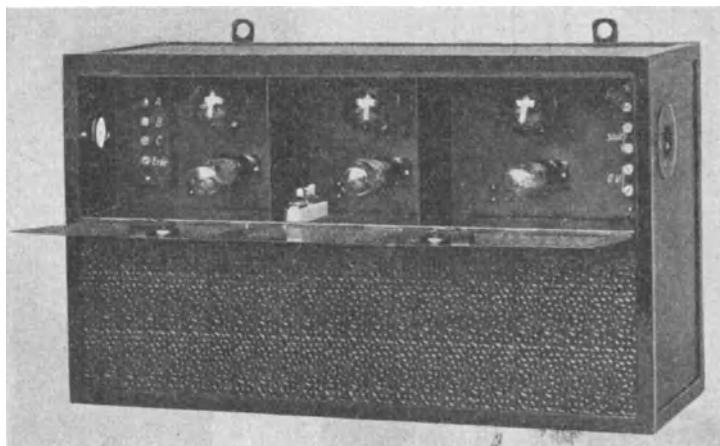


Abb. 1030. Verstärker 11a der Siemens & Halske A. G.

500 V. Abb. 1027 zeigt das Kathodophon und Abb. 1028 die Schaltung mit zugehörigem Verstärker in Ausführung der Firma C. Lorenz A. G.

¹⁾ Engl, J.: Verzerrungsfreie Aufnahme usw. ETZ-Funksonderheft, April 1924. — Vogt, H.: Elektrische Schallaufnahme und Wiedergabemittel. Funk 1925, S. 11.

**d) Das Bandmikrophon
[Siemens & Halske¹⁾].**

Ein wenige Tausendstel Millimeter starkes, geriffeltes Aluminiumband bewegt sich infolge der Schallschwingungen zwischen den Polen eines Magneten (elektromagnetische Wirkung).

¹⁾ Gerlach, E.: Das Siemens-Bandmikrophon der Telefunken-Gesellschaft. Der deutsche Rundfunk 1924, Heft 20 und Die Umschau 1924, Heft 45.

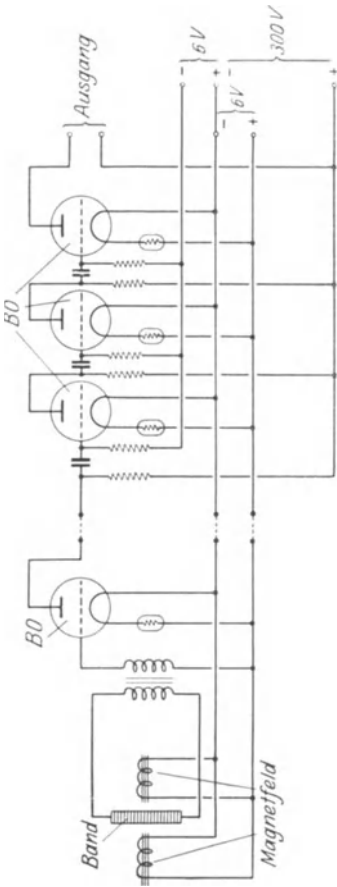


Abb. 1031. Schaltbild des Bandmikrophons Rel. mph. 1a mit Verstärker 11 a.

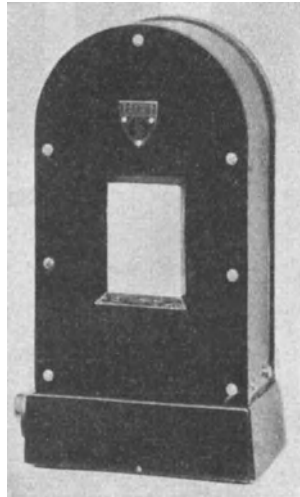


Abb. 1032. Mikrophon Rel. mph. 2a Ausf. I von Siemens & Halske A. G.

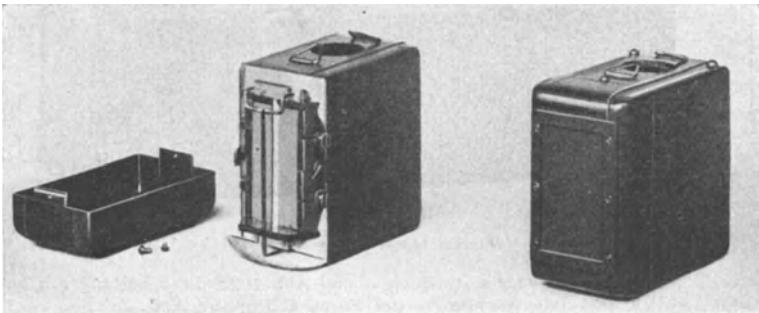


Abb. 1033. Mikrophon Rel. mph. 2a Ausf. II von Siemens & Halske A. G.

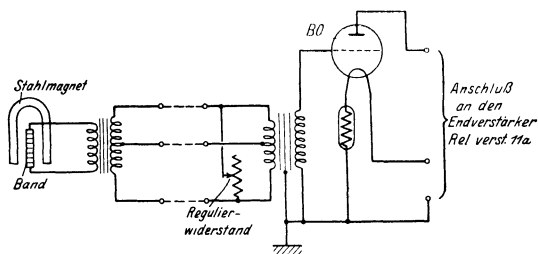


Abb. 1034. Schaltbild des Mikrophons Rel. mph. 2a mit Verst. Rel. verst. 25a.

Tabelle 95. Ausführungsformen der Bandmikrophone.

Bezeichnung	Type	Magnet-system	Abmessungen mm	Ge-wicht kg	Verstärkeranordnung
Großes Band- mikrophon	Rel. mph. 1 a Abb. 1029	Elektro- magnet mit 2—3 A Feldstrom bei 6 V	Höhe: 300 Breite: 240 Tiefe: 240	11	Erste Verstärkerstufe unterhalb des Mikrophons angebaut. Besonderes Metallschlauchkabel zur Verbindung mit Endverstärker (Rel. verst. 11 a bis c, Abb. 1030). Gesamtschaltbild Abb. 1031
Kleines Band- mikrophon	Rel. mph. 2a Ausf. I Abb. 1032	Stahl- magnet	Höhe: 240 Breite: 120 Tiefe: 85	4	Erste Verstärkerstufe als besonderer Mikrophon-Vorverstärker (Rel. verst. 25 a) ausgeführt. Schaltbild Abb. 1034. Endverstärker (Rel. verst. 11 a) vgl. Abb. 1030 und 1031.
	Rel. mph. 2a Ausf. II Abb. 1033	Stahl- magnet	Höhe: 130 Breite: 65 Tiefe: 110	3	

e) Das Mikrophon von Eugen Reisz, Berlin-Dahlem.

Gehört zur Gruppe der Kontaktmikrophone. Die Schallwellen üben ihren Druck direkt auf einen pulverisierten Leiter (Kohle) (*a* in Abb. 1035) aus, der zwischen zwei festen Elektroden (*b* und *c*) in einer flachen Höhlung eines Marmorblocks (*d*) gelagert ist. Das Kohlepulver ist nach außen hin durch eine Gummihaut (*e*) abgeschlossen.

Die Höhe der Pulverfüllung, die Spannung und Stärke der Gummihaut sowie die Größe des Kerns der Pulverfüllung sind so gegeneinander abgestimmt, daß der Druck auf das Pulver in der Ruhe ein Optimum für die Größe der Widerstandsänderung beim Auftreffen von Schallwellen ist. Durch die Höhenbemessung der wirksamen Füllungskammer wird eine gleichbleibende Empfindlichkeit für alle vorkommenden Frequenzen erhalten.

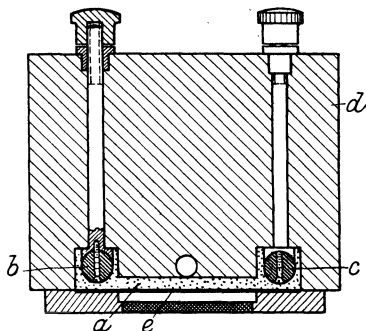


Abb. 1035. Schnitt durch das Mikrophon von Eugen Reisz.

Die Mikrophone werden mit verschiedenen Gleichstromwiderständen (100 bis 300 Ω) und Empfindlichkeiten gebaut.

Der normale Mikrophonstrom beträgt 20 bis 50 mA.

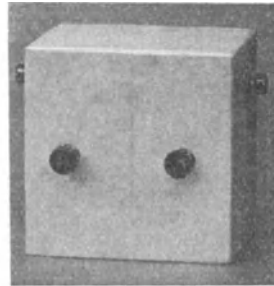
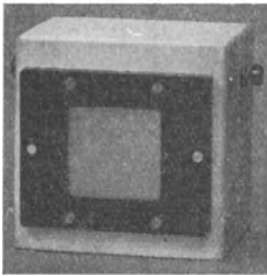


Abb. 1036. Mikrophon von Eugen Reisz.

Abb. 1036 zeigt ein Reisz-Mikrophon mit quadratischem Umriß (Abmessungen: $100 \times 100 \times 80$ mm Gewicht: 1070 g); Abb. 1037 ein solches mit achteckigem Umriß. Gewicht: 740 g.

Das Schaltbild des Mikrophon - Hauptverstärkers mit Begrenzungsgerät von Reisz zeigt Abb. 1038, die Außenansicht Abb. 1039. Bei größerer Lei-

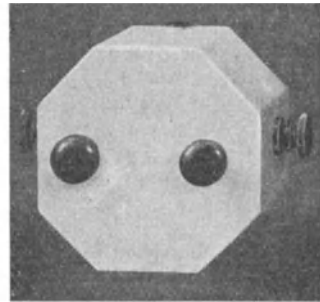
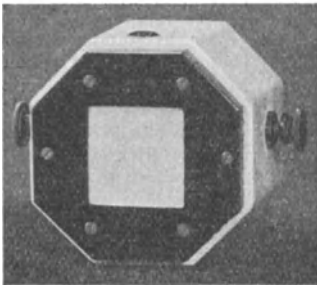


Abb. 1037. Mikrophon von Eugen Reisz.

tungslänge zwischen Mikrophon und Hauptverstärker wird ein Vorverstärker benutzt, dessen Schaltbild Abb. 1040 und dessen Ansicht Abb. 1041 zeigen.

f) Verschiedene Aufnahmegeräte.

Das Gerät von Round beruht auf elektromagnetischer Wirkung. Eine aus dünnem Draht bestehende, scheibenförmige Spule bewegt sich in einem Magnetfeld.

Bei den nach dem **Kondensatorprinzip**¹⁾ arbeitenden Geräten werden die Spannungsänderungen, die an den Belegungen des als Aufnahmegerät benutzten Kondensators auftreten, nutzbar gemacht; eine Schaltanordnung zeigt Abb. 1042.

¹⁾ Lau, E.: Neue Apparate aus der Elektro-Akustik. ETZ 46, S. 690. 1925. — Trendelenburg, F.: Objektive Klangaufzeichnung. ETZ 46, S. 915. 1925.

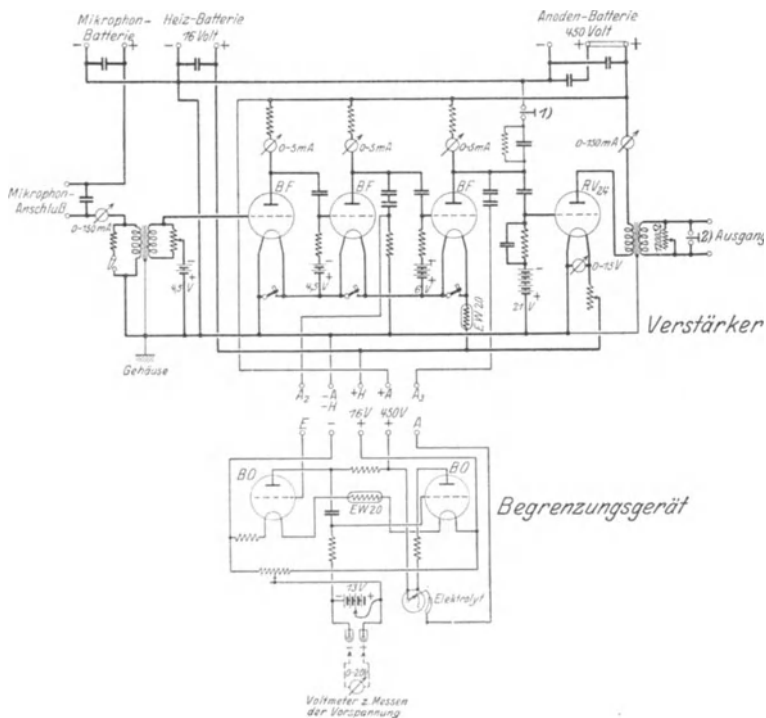


Abb. 1038. Schaltbild des Hauptverstärkers von Eugen Reisz.

Die **piezoelektrischen Kristalle** liefern an zwei gegenüberliegenden, unter Druck stehenden Kristallflächen Spannungsdifferenzen. Treffen Schallwellen auf solche „Kristallmikrophone“, so entstehen entsprechende Spannungsschwankungen, die nach ausreichender Verstärkung zur Steuerung eines Telephoniesenders benutzt werden können.

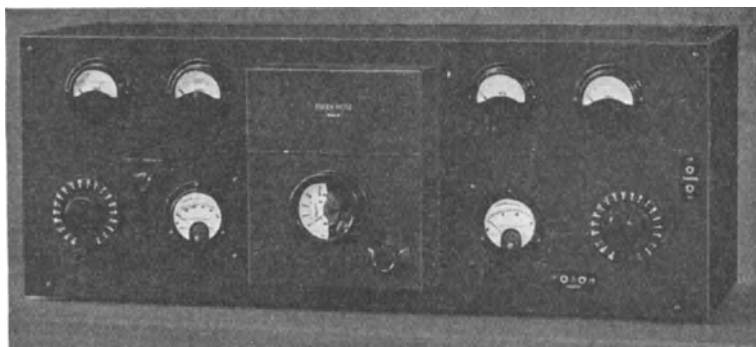


Abb. 1039. Hauptverstärker von Eugen Reisz.

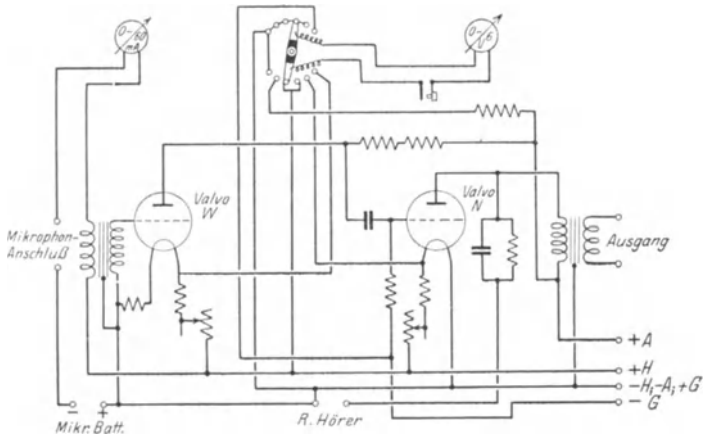


Abb. 1040. Vorverstärker von Eugen Reisz.



Abb. 1041. Vorverstärker von Eugen Reisz.

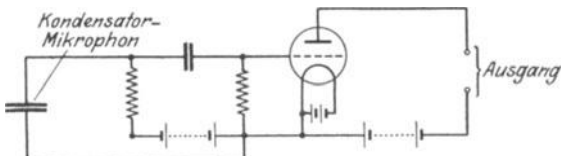


Abb. 1042. Schaltbild eines Kondensatormikrophons mit einer Verstärkerstufe.

4. Fernbesprechung.

A. Allgemeines.

Eine Fernbesprechung kommt dann in Frage, wenn Sender- und Sprechort (Aufnahmeort) sich in größerer Entfernung voneinander befinden. Die Besprechung erfolgt gewöhnlich über Drahtleitungen, doch kann sie auch auf drahtlosem Wege erfolgen.

Unter Fernbesprechung ist die Zuführung von Sprache als auch von musikalischen Darbietungen verstanden.

Es ist zweckmäßig, außer der „Besprechungsleitung“ noch eine besondere „Verständigungsleitung“ vorzusehen, die mit Fernsprechapparaten verbunden ist, wodurch jederzeit eine Verständigungsmöglichkeit zwischen Sprechort und Senderort sichergestellt ist. Außerdem kann diese Leitung als Ersatz für die Besprechungsleitung herangezogen werden.

B. Fernbesprechung über Drahtleitungen¹⁾.

Es können hierfür alle für den Fernsprechverkehr vorgesehenen Leitungen benutzt werden.

Die Übertragung kann mit niederfrequenten oder hochfrequenten Strömen durchgeführt werden.

Bei der Übertragung von Musik ist bei Auswahl der Leitungen auf den zu übertragenden **Frequenzbereich** Rücksicht zu nehmen. Freileitungen sind in dieser Hinsicht im allgemeinen den Kabelleitungen überlegen; sie sind jedoch leichter Störungen ausgesetzt (Übersprechen, Störungen durch Witterungseinflüsse usw.). Für gelegentliche Übertragungen werden im allgemeinen Freileitungen benutzt, während man für regelmäßige Übertragungen — sofern keine besonderen „Rundfunkkabel“ zur Verfügung stehen — zweckmäßiger Fernsprechkabel wählt. Besonders geeignet sind von den vorhandenen Kabelleitungen die Kernvierer der Normalfernsprechkabel.

Am Aufnahmeort muß gewöhnlich vor dem Übergang auf die Fernleitung verstärkt werden. Die Verstärkung darf jedoch — sofern nicht eine besondere Besprechungsleitung auf besonderem Gestänge oder ein besonderes Kabel zur Verfügung steht — nicht zu groß genommen werden, da sonst Störungen auf den Nachbarleitungen zu befürchten sind. Die Eingangsleistung, d. h. die Sprechleistung am Anfang der Leitung, soll 1 mW nicht übersteigen.

Betreffs Eigenschaften der Leitungen s. S. 139.

C. Fernbesprechung auf drahtlosem Wege²⁾.

Am Sprechort bzw. Aufnahmeort wird ein Telephoniesender (Hilfssender, Relaisender, Zwischensender) aufgestellt, dessen Leistung nach der zu überbrückenden Entfernung gewählt wird. Der Hauptsender ist mit einer Empfangsanlage verbunden, die auf die Welle des Hilfssenders abgestimmt ist.

Die Wellenlänge des Hilfssenders muß von der des Hauptsenders in ausreichendem Maße verschieden sein.

Die Empfangsanlage des Hauptsenders ist, wenn beide verhältnismäßig nahe beieinander liegen, noch durch besondere Maßnahmen (wenn angängig, gerichtete Antenne sowie Kapselung des Empfängers) vor einer Beeinflussung durch den Hauptsender zu schützen.

Die drahtlose Fernbesprechung kann auch als Ersatz für eine Leitungsfernbesprechung eingerichtet werden bei Leitungsstörungen.

¹⁾ Fiedler, R.: Die Drahtleitungen als Übertragungsorgan für Rundfunkdarbietungen. TET 15, S. 129. 1926.

²⁾ Hahn, W.: ETZ 45, S. 538: 1924; Jahrb. f. drahtl. Telegr. 21, S. 150. 1923. — Drahtlose Übertragung unter Benutzung von Zwischensendern. Der deutsche Rundfunk 1924, Heft 5.

5. Wechsel- und Gegensprechen.

A. Allgemeines.

Der drahtlose Fernsprechverkehr kommt dort zur Anwendung, wo zwischen den Teilnehmern Drahtverbindungen nicht hergestellt werden können oder geeignete Fernsprechleitungen nicht zur Verfügung stehen. Mit beweglichen Fernsprechstellen (mit und zwischen Luftfahrzeugen, Schiffen und Eisenbahnzügen) kann nur mit Hilfe der drahtlosen Telephonie eine Sprechverbindung hergestellt werden.

Die Teilnehmer müssen mit je einer Sende- und Empfangsanlage in Verbindung stehen.

Die beiden in Verkehr stehenden Sendeanlagen müssen mit verschiedenen Wellenlängen arbeiten. Beim Wechselsprechen kann auch mit der gleichen Wellenlänge gearbeitet werden.

B. Wechselsprechen.

a) Allgemeines.

Beim Wechselsprechen oder Wechselverkehr müssen vor dem Sprechen oder vor dem Hören jedesmal Umschaltungen vorgenommen werden.

Diese Betriebsart erfordert im Vergleich zum Gegensprechen einfachere Betriebsmittel. Sie eignet sich nicht für Anlagen des öffentlichen Verkehrs, sondern nur zum Verkehr zwischen solchen Teilnehmern, die mit der Eigenart des Wechselsprechens vertraut sind.

Die beiden Sender können mit gleicher oder verschiedener Wellenlänge arbeiten.

b) Betriebsmittel.

Abb. 1043 zeigt das Schema einer im Wechselverkehr arbeitenden Anlage, bei der die Antenne mittels eines Umschalters abwechselnd an den Sender oder Empfänger

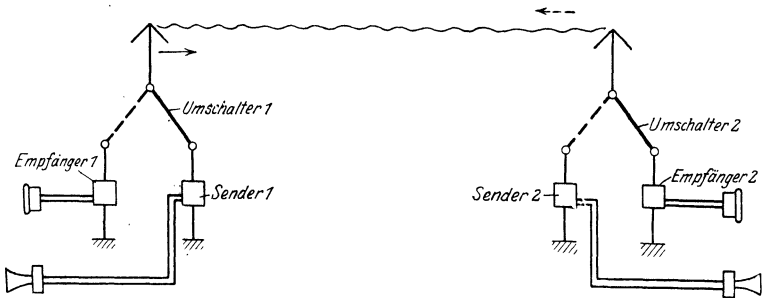


Abb. 1043. Schema des Wechselverkehrs.

fänger gelegt wird. Die Umschaltung kann von Hand oder durch ein Relais¹⁾ (Druckknopfsteuerung) erfolgen. Bei Benutzung von Sendern größerer Leistung wird zweckmäßig beim Umschalten der Antenne vom Sender auf den Empfänger auch die Schwingungserzeugung des Senders (bei Röhrensendern z. B. durch Öffnen des Gitterkreises oder Abschalten der Anodengleichspannung) unterbrochen. Diese Ausschaltung des Senders ist erforderlich, wenn ein Empfänger benutzt wird, der gegen eine störende Beeinflussung des eigenen Senders nicht genügend geschützt ist.

¹⁾ Hahn, W.: Der Fernsprechverkehr mit Schiffen in See. Jahrbuch für das gesamte Funkwesen 2, S. 39. 1926.

c) Anwendungen.

Das Wechselsprechen kann dort angewendet werden, wo mit einfacheren Mitteln, z. B. Anlagen untergeordneter Art, ein Sprechverkehr eingerichtet werden soll. Er eignet sich auch zum Verkehr mit Leuchttürmen und Feuerschiffen, sowie für vorübergehend in Betrieb zu setzende Anlagen¹⁾.

C. Gegensprechen.

a) Allgemeines.

Bei Anlagen für Gegensprechen sind Sender und Empfänger jeder Seite gleichzeitig in Betrieb. Beim Gegensprechverkehr kann vom Sprechen zum Hören (und umgekehrt) übergegangen werden, ohne daß besondere Umschaltungen oder Wartezeiten nötig sind.

Fernsprechanlagen des öffentlichen Verkehrs müssen für Gegensprechen eingerichtet sein.

b) Betriebsmittel²⁾.

Sender und Empfänger können sowohl mit getrennten Antennen als auch mit gemeinsamer Antenne versehen sein. Im ersten Fall können Sendeanlage und Empfangsanlage voneinander räumlich getrennt sein.

Beide Anlagen sind durch Fernsprechleitungen mit der Vermittlungsstelle verbunden. Diese Stelle befindet sich gewöhnlich bei der Empfangsanlage.

Bei der Vermittlungsstelle wird auch der Übergang auf das Fernsprechnetzwegenommen.

α) Anlagen mit getrennten Antennen.

1. Anordnung der Antennen. Das Schema einer solchen Anlage zeigt Abb. 1044.

Getrennte Antennen werden gewählt bei größeren Senderleistungen (von etwa 0,5 kW an). Soweit es möglich ist (z. B. bei Stationen auf dem Festland), wird

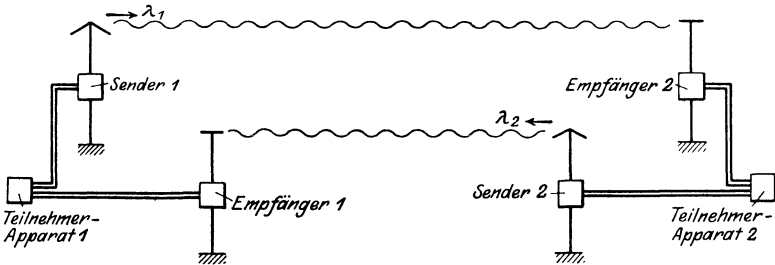


Abb. 1044. Schema des Gegensprechverkehrs mit getrennten Antennen.

die Empfangsanlage entfernt von der Sendeanlage errichtet, um Störungen vom Empfänger fernzuhalten. Ist eine solche Trennung nicht möglich (z. B. auf Schiffen), so ist bei Errichtung der Empfangsantenne darauf Rücksicht zu nehmen, daß die Beeinflussung durch den benachbarten, d. h. eigenen Sender möglichst gemildert wird. Es ist zweckmäßig, die Empfangsantenne senkrecht zur Sendeanlage anzubringen. Abb. 1045 zeigt eine derartige Anordnung der Antennen. Außerdem kann noch durch Entkopplungsspulen die gegenseitige Beeinflussung der Antennen gemildert werden.

¹⁾ Hahn, W.: Kleine drahtlose Fernsprechanlage für Schiffe. Deutsche Schifffahrt Nr. 17, S. 408. 1925.

²⁾ Über weitere, hier nicht erwähnte Schaltungsmöglichkeiten s. Zenneck und Rükop: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. 5. Aufl. Stuttgart 1925.

Findet der Verkehr zwischen ortsfesten Stationen statt, so können die Empfangsanlagen mit gerichteten Antennen ausgerüstet werden, vorausgesetzt,

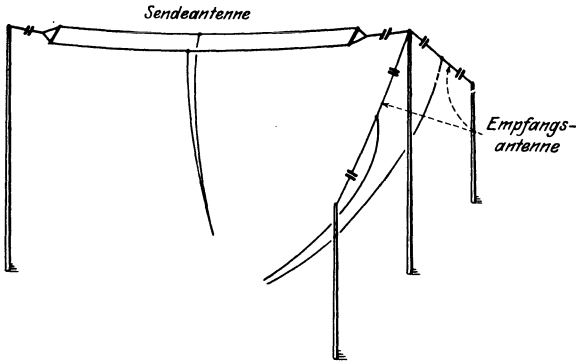


Abb. 1045. Antennenanlage für Gegensprechen.

daß die Senderanlagen so liegen, daß hierdurch die eigenen Sender ausgekoppelt werden können.

2. Schutzmaßregeln für den Empfänger. Befindet sich die Empfangsanlage in größerer Entfernung von der zugehörigen Sendeanlage, so sind im allgemeinen besondere Schutzmaßnahmen für den Empfänger nicht zu treffen. Zum Empfang kann jeder für die Aufnahme von Telephonie geeigneter Empfänger benutzt werden.

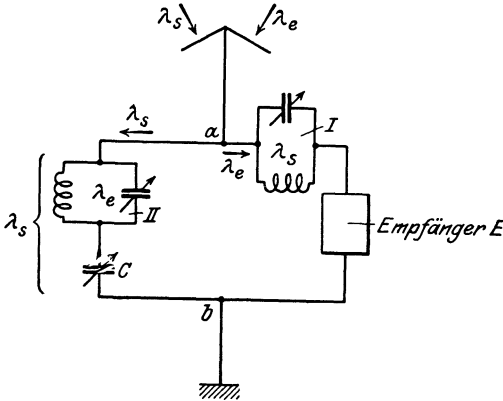


Abb. 1046. Sperrkreisordnung.

Liegen Sende- und Empfangsanlage nahe beieinander, so ist dafür zu sorgen, daß eine Beeinflussung des Empfängers durch den Sender möglichst vermieden wird. Dies wird erreicht durch Sperrkreise und durch geeignete Kapselung der Empfangsgeräte.

Die Sperrkreise dienen dazu, die auf die Empfangsantenne auftreffenden Schwingungen des Senders von dem Empfänger fernzuhalten und ihnen einen besonderen Weg zur Ableitung zu geben. In Abb. 1046 ist mit λ_e die von dem Sender der Gegenstation ausgesandte Welle bezeichnet, die von dem Empfänger E aufgenommen werden soll. Der zu diesem Empfänger gehörige Sender arbeite mit der Welle λ_s , die vom Empfänger ferngehalten werden soll. Vor dem Empfänger liegt ein auf die Welle λ_s abgestimmter Sperrkreis I , der für diese einen hohen Widerstand darstellt. An den Punkten a und b liegt noch ein zweiter Kreis, bestehend aus einem auf die Welle λ_e abgestimmten Sperrkreis II in Reihe mit einem Kondensator C . Sperrkreis II und Kondensator C sind auf λ_s abgestimmt, so daß hierdurch für λ_s zwischen den Punkten a und b ein Kurzschluß gebildet wird. An Stelle des Kondensators C muß eine Drosselspule genommen werden, wenn $\lambda_e < \lambda_s$ ist.

β) Anlagen mit gemeinsamer Antenne.

Sender und Empfänger mit gemeinsamer Antenne werden z. Z. nur benutzt bei Anlagen mit kleinen Senderleistungen.

1. Schaltung mit Sperrkreisen. Ein grundsätzliches Schaltbild zeigt Abb. 1047. Vor dem Empfänger liegt ein auf die Senderwelle λ_s abgestimmter und für diese einen hohen Widerstand bildender Sperrkreis.

2. Brückenschaltung. Ein Beispiel dieser Schaltung ist in Abb. 1048

wiedergegeben, die ein amerikanisches Gerät¹⁾ für drahtloses Gegensprechen zeigt. Um die Schwingungen des Senders vom Empfänger abzuhalten, wird der Sender an die Mitte M der in dem Antennenkreis liegenden Spule L angeschlossen. Die Enden dieser Spule liegen einerseits an der Antenne, andererseits über einer Reihenschaltung von Widerstand, Selbstinduktion und Kapazität an Erde. Diese

Reihenschaltung stellt eine künstliche Antenne dar mit den gleichen elektrischen Werten wie die natürliche Antenne.

¹⁾ Sleeper, M.B.: Rad. Rev. Dez. 1920.

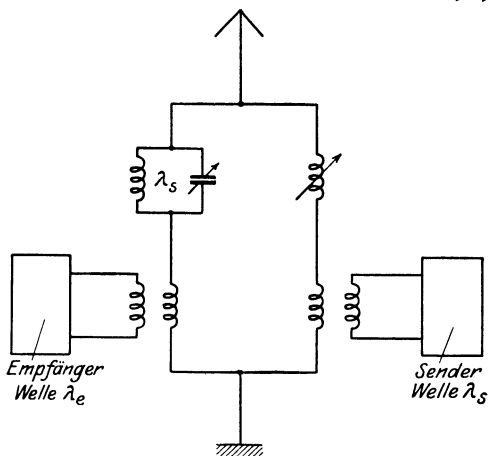


Abb. 1047. Gegensprechordnung mit gemeinsamer Antenne.

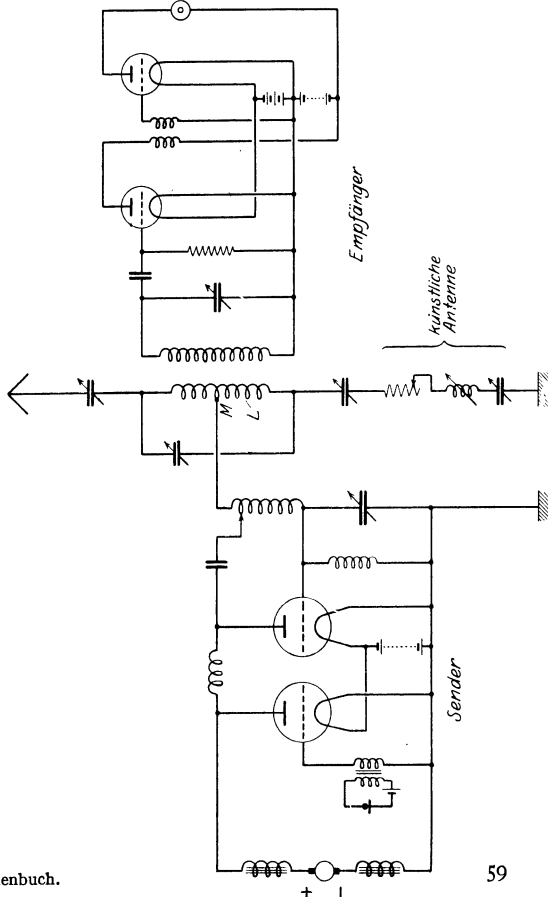


Abb. 1048. Brückenschaltung für Gegensprechen mit einer Antenne.

c) Übergang auf das Fernsprechnet.

α) Allgemeines.

Auf der Vermittlungsstelle (vgl. S. 927) wird der Übergang auf das Fernsprechnet vorgenommen. Es müssen hier die zum Sender und zum Empfänger führenden getrennten Sprech- bzw. Hörleitungen so zusammengefaßt werden, daß von einer beliebigen Sprechstelle des Fernsprechnetzes aus das Gespräch über zwei Leitungen geführt werden kann. Die Vermittlungsstelle ist mit einem Fernsprechapparat (Vermittlungsapparat) ausgerüstet, mit dem die Verbindung der beiden das Gespräch führenden Teilnehmer eingeleitet und überwacht werden kann.

Gewöhnlich ist es notwendig, hinter den Empfänger und vor den Sender geeignete Verstärker einzuschalten.

β) Übertragungsschaltungen.

1. Allgemeines. Die Übertragungsschaltung, wodurch Sender und Empfänger mit dem Fernsprechnet verbunden werden, muß so sein, daß eine Aus-

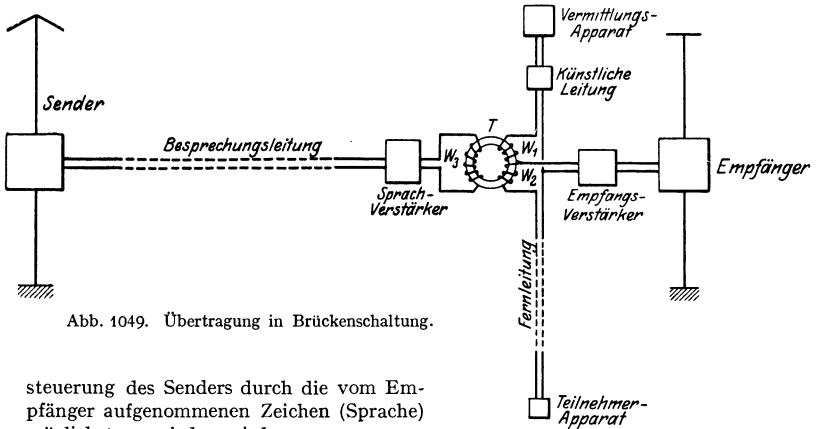


Abb. 1049. Übertragung in Brückenschaltung.

steuerung des Senders durch die vom Empfänger aufgenommenen Zeichen (Sprache) möglichst vermieden wird.

2. Brückenschaltung. Wie Abb. 1049 zeigt, sind Sender und Empfänger unter Zwischenschaltung eines Transformators so mit der Fernleitung und dem Vermittlungsapparat verbunden, daß die Zeichen, die der Empfänger aufnimmt, nicht auf den Sender übertragen werden. Hierbei ist Bedingung, daß die Windungszahlen w_1 und w_2 des Transformators T gleich sind und daß die beiden Stromkreise, gebildet aus w_1 , der künstlichen Leitung und dem Vermittlungsapparat, sowie w_2 , der Fernleitung und dem Teilnehmerapparat, die gleichen elektrischen Eigenschaften haben.

Die vom Empfänger kommenden Sprechwechselströme verteilen sich dann gleichmäßig auf beide Stromkreise und durchlaufen die Wicklungen w_1 und w_2 in entgegengesetzter Richtung, so daß in der mit dem Sender verbundenen Wicklung w_3 keine Spannung induziert wird. Bei der Brückenschaltung von F. Gerth¹⁾ (C. Lorenz A.-G.) werden an Stelle des Transformators Widerstände benutzt.

Die künstliche Leitung muß der jeweils in Benutzung befindlichen Fernleitung angepaßt sein. Eine genaue Abgleichung wird sich jedoch im praktischen Betriebe niemals erreichen lassen. Es hat sich gezeigt, daß eine geringfügige Aussteuerung des Senders bei ungleichen Brückenzweigen keinerlei Störung des Sprechverkehrs hervorruft.

¹⁾ D. R. P. 411 965; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 26, S. 57. 1925.

3. Ausgleichschaltung. Diese von L. Pungs angegebene Schaltung zeigt Abb. 1050. An den Empfänger sind zwei Verstärker angeschlossen, von denen der eine (Verstärker I) zur Übertragung der aufgenommenen Sprache auf die Fern-

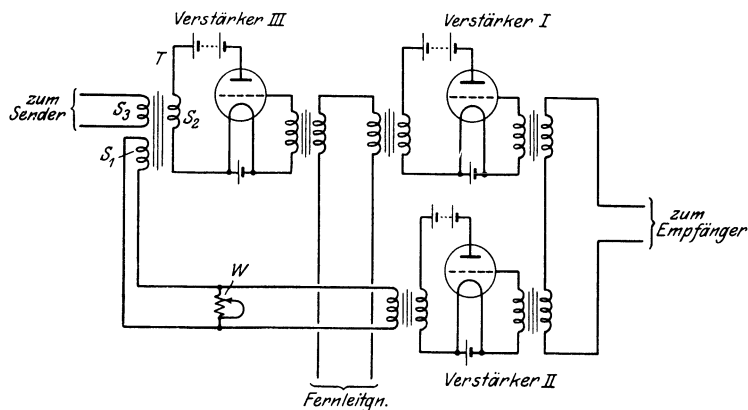


Abb. 1050. Ausgleichschaltung.

leitung dient, während der andere Verstärker (II) mit der Spule s_1 des Ausgangstransformators T des zwischen Leitung und Sender eingeschalteten Verstärkers (III) in Verbindung steht. Die Spule s_1 ist der Spule s_2 des Ausgangstransformators T gegengeschaltet. Zur feineren Abgleichung ist noch der Regulierwiderstand w vorgesehen.

d) Anwendungen.

α) Ortsfeste Stationen.

Bei der Anlage Kopenhagen — Bornholm¹⁾ wird betriebsmäßig auf beiden Seiten mit Anschluß an das Fernsprechnetzw gearbeitet.

Für eine transatlantische, drahtlose Fernsprechverbindung²⁾ sind Versuche zwischen Amerika und England im Gange, wobei nur ein Seitenband benutzt wird. Näheres hierüber s. S. 906—907.

β) Bewegliche Stationen³⁾.

1. Schiffe. Für den Fernsprechverkehr mit Schiffen in See⁴⁾ werden auf dem Festland die Küstenfunkstellen herangezogen. Hier sind Sender- und Empfangsanlagen getrennt; bei den letzteren wird der Anschluß an das Fernsprechnetzw vorgenommen. Auf den Schiffen werden zwei Antennen benutzt, die möglichst wenig miteinander gekoppelt sein sollen. Abb. 1051 zeigt die hierfür vorgesehene Antennenanlage auf Dampfer „Columbus“; die kleine Antenne ist mit dem Empfänger, die größere mit dem Sender verbunden. Zur Vereinfachung der Bedienung sind Sender und Empfänger in dem gleichen Raum an Bord unterzubringen. Der Empfänger ist durch entsprechende Bauart vor störenden Einflüssen des Senders zu schützen (vgl. S. 928).

¹⁾ Pungs, L., u. W. Schepmann: III. Elektro-Woche, Sonderheft der ETZ, Mai 1924.

²⁾ Arnold and Espenschied: Trans-Atlantic Radio Telephony. Journ. Am. Inst. El. Eng. Aug. 1923. — Oswald and Schelling: Power Amplifiers in Transatlantic Telephony. Proc. Inst. Rad. Eng. — Espenschied, Anderson and Bailey: Transatlantic Radio Telephone Transmission. Proc. Inst. Rad. Eng., Febr. 1926.

³⁾ Hahn, W.: Fernsprechverkehr mit Schiffen in See und mit fahrenden Eisenbahnzügen. ENT 3, S. 100. 1926.

⁴⁾ Hahn, W., u. W. Schäffer: Funk 1924, S. 173. — Hahn, W.: Jahrb. f. d. ges. Funkwesen 2, S. 39. 1926.

2. Eisenbahnen¹⁾. Das Schema zeigt Abb. 1052. Die in einem Wagenteil des Zuges untergebrachte Station sowie die an der Bahnstrecke liegenden Zugvermittlungsstellen sind mit je einem Sender und Empfänger ausgerüstet. Zur

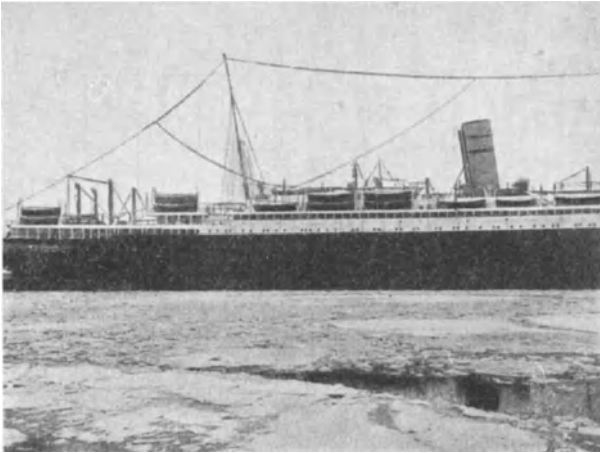


Abb. 1051. Antennenanlage Dampfer „Columbus“.

Fortleitung der hochfrequenten Schwingungen dient ein (oder zwei, wenn Sender und Empfänger an je einem Draht angeschlossen sind) längs der Strecke geführter Telegraphendraht. Das Stück zwischen Telegraphendraht und Wagenantenne wird drahtlos überbrückt.

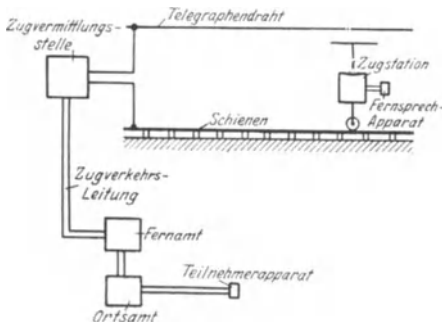


Abb. 1052. Schema der Zugtelephonie.

Auf der Strecke Berlin—Hamburg sind sämtliche D-Züge mit Telephonie (Zugfunk) von der Firma Dr. Erich F. Huth, Berlin, ausgerüstet. Das grundsätzliche Schaltbild einer Zugfunkstation zeigt Abb. 1053, die räumliche Anordnung im Wagen Abb. 1054. Zugvermittlungsstellen befinden sich in Spandau, Wittenberge und Bergedorf, die mit den Fernämtern Berlin und Hamburg durch Zugverkehrsleitungen verbunden sind. Auf der Zugvermittlungsstelle Wit-

tenberge (Abb. 1055) sind 2 vollständige Sender- und Empfangssätze vorhanden. Die Sender für die Zugtelephonie haben eine Leistung von 5 bis 10 W; sie arbeiten in der Huth-Kühn-Schaltung. Der Wellenbereich liegt zwischen 2000 und 5000 m.

¹⁾ Rosenbaum, B.: Neuere Ergebnisse der Zugtelephonie. Jahrb. f. drahtl. Telegr. 20, S. 357. 1922 u. 21, S. 234. 1923.

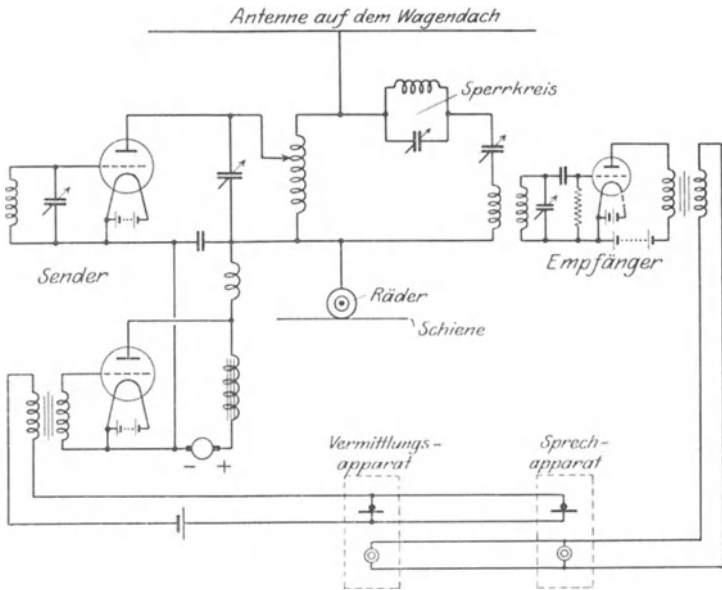


Abb. 1053. Schaltbild einer Zugfunkstation der Firma Dr. E. F. Huth

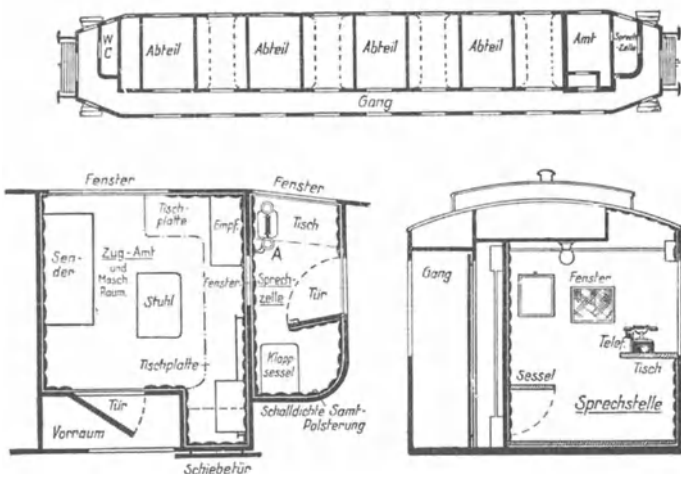


Abb. 1054. Zugfernsprechamt.

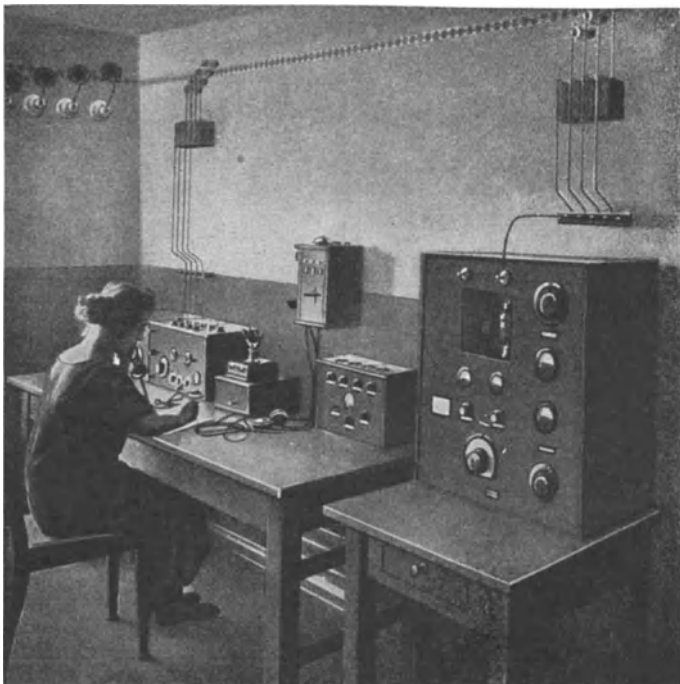


Abb. 1055. Zugvermittlungsstelle Wittenberge.

6. Rundfunk¹⁾.

A. Allgemeines.

a) Definition.

Unter Rundfunk (amerikanisch: *broadcasting*) versteht man die Übermittlung von Nachrichten und musikalischen Darbietungen an eine größere Zahl mit Empfangsgeräten ausgerüsteten Teilnehmer von einer Sendestelle aus.

b) Sendeanlage.

Die Sendeanlage umfaßt den Telephoniesender und die mit ihm in Verbindung stehende Besprechungseinrichtung. Diese kann in der Nähe des Senders oder in größerer Entfernung untergebracht sein. Über die zwischen beiden Stellen notwendigen Verbindungsleitungen sind unter Abschnitt „Fernbesprechung“ S. 925 nähere Angaben gemacht.

Die Besprechungseinrichtung besteht aus dem Aufnahmegerät und den notwendigen Verstärkern.

Das Aufnahmegerät befindet sich im Sprechzimmer bzw. im Aufnahme-raum (*Studio*). Die zugehörigen Verstärker sind gewöhnlich in einem besonderen Verstärkerraum untergebracht.

¹⁾ Über das Ergebnis der ersten in Deutschland in größerem Maßstab durchgeführten Rundfunkversuche s. W. Hahn: Versuche zur Übermittlung von Nachrichten mit drahtloser Telephonie. ETZ 41, S. 727. 1920.

c) Empfangsgeräte.

Über die für Rundfunkzwecke gebräuchlichen Empfänger usw. vgl. S. 866 ff.

B. Einteilung der Rundfunkdienste.

Nach Art der von den verschiedenen Rundfunkunternehmungen hauptsächlich verbreiteten Nachrichten usw. kann man folgende Einteilung wählen:

Wirtschafts- und Presserundfunk,

Unterhaltungsrundfunk.

Der Unterhaltungsrundfunk ist für die Allgemeinheit bestimmt, während am Wirtschaftsrundfunk in erster Linie die hieran interessierten Kreise teilnehmen. Näheres hierüber sowie über die Verordnungen s. S. 1061 ff.

C. Wirtschafts- und Presserundfunk.

a) Art der verbreiteten Nachrichten.

Die Eildienst für amtliche und private Handelsnachrichten G. m. b. H., Berlin NW 7, übermittelt Devisen- und Effektenmeldungen sowie Warennotierungen jeder Art des In- und Auslandes. Die Telegraphen-Union, Internationaler Nachrichtendienst G. m. b. H., Berlin SW 61, sowie Wolfs Telegraphisches Bureau (Continental-Telegraph-Compagnie), Berlin SW 68, verbreiten Pressenachrichten aller Art.

b) Senderanlagen¹⁾.

Benutzt werden Röhren- und Maschinensender von etwa 10 kW Leistung der Hauptfunkstelle Königswusterhausen. Die Besprechung dieser Sender erfolgt von Berlin aus über Kabelleitungen. Besprechungseinrichtungen befinden sich im Gebäude der Gesellschaften sowie bei deren Bureaus in der Börse und im Reichstag.

D. Unterhaltungsrundfunk.

a) Art der Darbietungen.

Musikalische Darbietungen aller Art, Vorträge zur Belehrung und Unterhaltung, Sprachunterricht, Märchenerzählungen; dann noch Wirtschaftsmeldungen, Sportnachrichten, Tagesneuigkeiten und Wetternachrichten.

b) Einrichtung der Sendeanlagen²⁾.

α) Raumbedarf und räumliche Anordnung.

Zur Unterbringung einer vollständigen Rundfunkröhrensenderanlage mit einer Röhrenleistung von etwa 1,5 kW werden folgende Räume benötigt:

1. Senderraum	Mindestgröße etwa	4 × 4 m
2. Maschinenraum	„ „	4 × 4 m
3. Batterieraum	„ „	4 × 4 m
4. Aufnahmeraum	„ „	10 × 8 m
5. Verstärkerraum	„ „	3 × 4 m
6. Warte- bzw. Aufenthaltsraum	„ „	4 × 4 m

Es ist zweckmäßig, alle Räume zusammenzulegen in der Reihenfolge: Maschinenraum, Senderraum, Batterieraum, Verstärkerraum, Aufnahmeraum, Warteraum.

¹⁾ Hahn, W.: Der drahtlose deutsche Telephoniedienst. Jahrb. f. drahtl. Telegr. 21, S. 450. 1923.

²⁾ Beschreibungen der deutschen Sendestellen sind veröffentlicht in: Ill. Elektro-Woche, ETZ-Sonderheft, Mai 1924; ferner im Funk und in Der deutsche Rundfunk; Trautwein, F.: Die technische Einrichtung der Unterhaltungs-Rundfunksender in Berlin. ETZ-Sonderheft zur Funktagung 1924, S. 32.

Muß eine räumliche Trennung vorgenommen werden, so müssen jeweils die unter 1., 2. und 3. und die unter 4., 5. und 6. genannten Räume zusammenliegen; außerdem ist dann noch zu 5. ein besonderer Batterieraum vorzusehen. Den Grundriß einer Senderanlage zeigt Abb. 1056.



Abb. 1056. Grundriß einer Rundfunksenderanlage.

β) Technische Einrichtung.

1. Wellenlänge. Für den Unterhaltungsrundfunk wird im allgemeinen der Wellenbereich von 250 bis 700 m benutzt.

2. Antennenanlage. (Vgl. S. 378 ff.) Als Stützpunkte für die Antenne werden bei größeren Anlagen abgespannte oder freistehende Maste benutzt. Die Maste

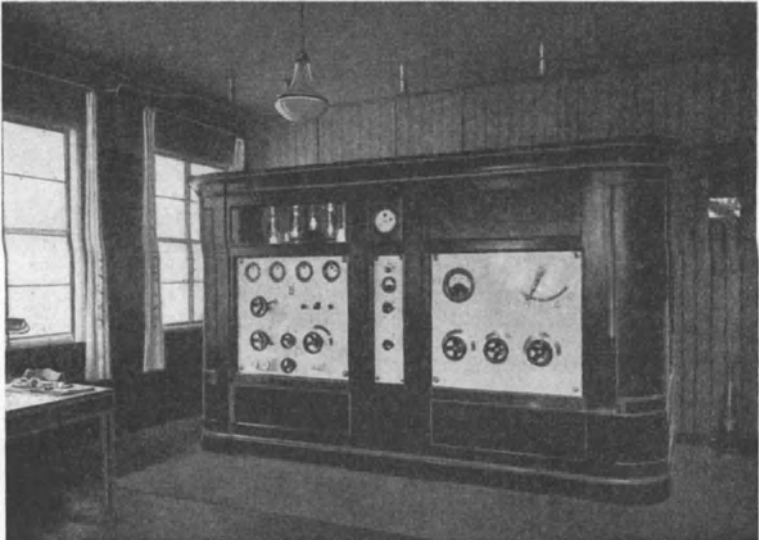


Abb. 1057. Rundfunksender von Telefunken.

können aus Holz oder Eisen sein. Für kleinere Anlagen genügen auf dem Dach aufgebraachte Rohrstände. Bei Benutzung eiserner Maste ist der Mastabstand so groß zu wählen, daß schädliche Einflüsse der Metallteile auf die Ausstrahlung möglichst vermieden werden.

3. Sender. Es werden Röhren- und Maschinensender benutzt; die erstgenannten sind vorwiegend. Abb. 1057 und 1058 zeigen einen Röhrensender der



Abb. 1058. Rundfunksender von Telefunken.

Firma Telefunken¹⁾ in Vorder- und Rückansicht. Der Sender ist mit Steuersender ausgestattet und wird moduliert nach der Methode der Gittergleichstromsteuerung. In Abb. 1059 ist das grundsätzliche Schaltbild dargestellt. Einen von der Firma C. Lorenz A.-G. gebauten Röhrensender, ebenfalls mit Steuersender, zeigt Abb. 1060. Zur Modulation dient hier eine im Gitterkreis der Hauptröhren liegende Telephoniedrossel (vgl. Schaltbild Abb. 1061). Ansichten und Schaltbild eines Rundfunk-Maschinensenders der Firma C. Lorenz A.-G. sind auf S. 829 und 830 wiedergegeben²⁾.

¹⁾ Schäffer, W.: Rundfunksender nach Telefunken. Jahrb. d. ges. Funkwesens 2, S. 96. 1926.

²⁾ Über die Bauart des amerikanischen Rundfunksenders KDKA, 309,1 m, 16 kW siehe Wireless World 19, Nr. 369, S. 413, 1926.

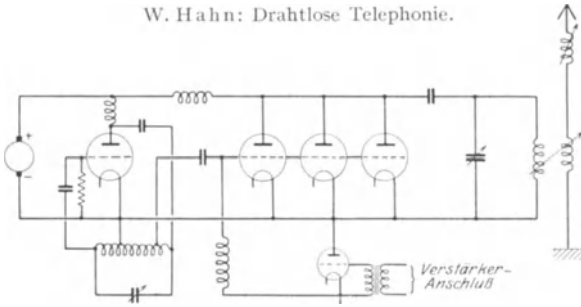


Abb. 1059. Grundsätzliches Schaltbild des Senders nach Abb. 1057/58.

4. Aufnahmeraum. Dieser darf nicht zu klein gewählt werden, um bei einer größeren Zahl von Darstellern genügend Platz für eine richtige Gruppierung

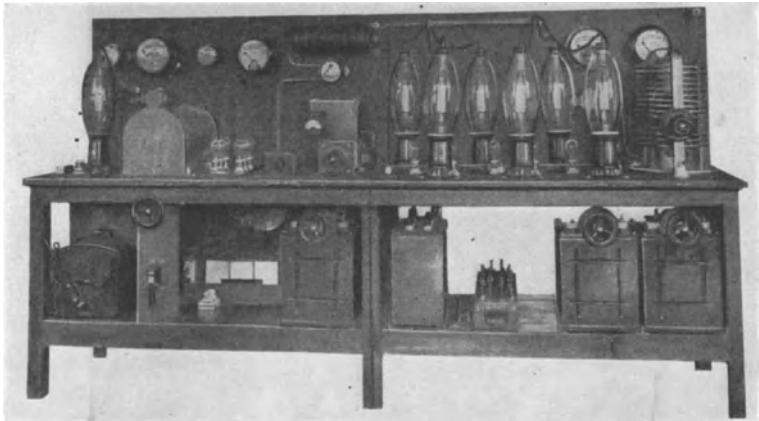


Abb. 1060. Rundfunkröhrensender von C. Lorenz A. G.

zu haben. Für reine Sprachübertragung ist es zweckmäßig, einen besonderen kleinen Vortragsraum vorzusehen. Vielfach kann auch für solche Fälle der

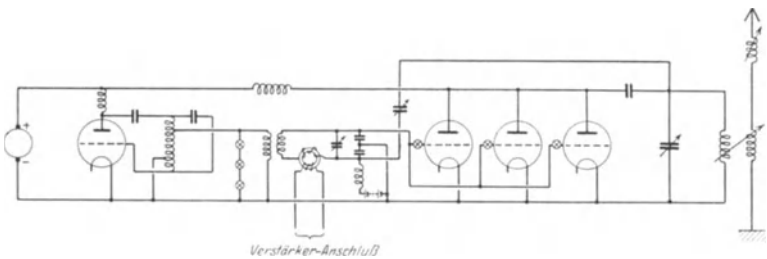


Abb. 1061. Grundsätzliches Schaltbild des Senders nach Abb. 1060.

große Raum durch Vorhänge u. dgl. abgeteilt werden. Die Wände der Aufnahme-räume werden im allgemeinen, um ein Nachhallen zu vermeiden, mit Stoffbezügen versehen.

5. Verstärkerraum. Hier befinden sich die zu den Aufnahmegegeräten gehörigen Verstärker und Kontrollgeräte, wie Reguliermittel, Empfangskontrollgerät usw.

6. Signal- und Fernsprecheinrichtungen. Das Ein- und Ausschalten des Senders wird den Beamten des Verstärkerraumes durch Lichtsignale bekanntgegeben, die von dem Leiter im Aufnahmezimmer aus gesteuert werden. Zur Verständigung zwischen Verstärker- und Senderraum sind Fernsprecher vorzusehen.

c) Übertragung vom Aufnahmezimmer aus.

Für reine Sprachübertragung genügen gewöhnliche Kohlemikrophone.

Für die Musikübertragung kommen alle anderen unter Abschnitt C. genannten Mikrophone in Betracht. Von großer Bedeutung ist der richtige Abstand der Mikrophone von den Musikern und Sängern, der je nach Art des benutzten Geräts und der zu übertragenden Darbietung durch sorgfältig auszuführende Proben festzustellen ist. Große Schwankungen in der Lautstärke sind nach Möglichkeit zu vermeiden, um zeitweise Übersteuerungen des Senders zu verhindern.

d) Übertragung aus Konzertsälen und Opernhäusern¹⁾.

α) Art und Zahl der Aufnahmegegeräte.

Die Übertragung kann mit einem oder mehreren Aufnahmegegeräten ausgeführt werden. Im letzteren Falle können die Geräte alle in Reihe oder in Gruppen geschaltet sein.

β) Aufstellungsort der Aufnahmegegeräte.

Für die Wahl des Aufstellungsorts sind maßgebend: die akustischen Verhältnisse des Raumes, die zu übertragende Darbietung, die Art der verwendeten Aufnahmegegeräte und deren Platzbedarf.

1. Die akustischen Verhältnisse des Raumes, von dem aus die Übertragung stattfinden soll, können ermittelt werden entweder nach dem Gehör oder durch ein von W. Hahn angegebenes Meßverfahren²⁾.

Bei diesem Verfahren werden Lautstärkemessungen vorgenommen mit einer einfachen Mikrophon-Telephonanordnung, bei dem das Mikrophon an verschiedenen Orten im Raum aufgestellt wird, während im Raume selbst immer von derselben Stelle (z. B. vom Musikpodium oder Rednerpult aus) und in derselben Richtung gesprochen (vorgelesen) wird. Abb. 1062 zeigt in schematischer Darstellung die Meßanordnung. Das Mikrophon muß mit einer ausreichend langen Leitung verbunden sein, damit es an alle gewünschte Orte im Raume gebracht werden kann. Die Leitung muß bei allen Meßorten dieselbe Länge haben, damit immer der gleiche Leitungswiderstand vorhanden ist. An der Sekundärwicklung des Mikrophontransformators liegt ein in einem Nebenraum

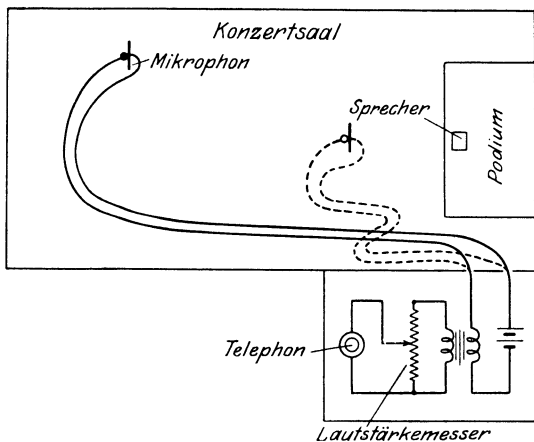


Abb. 1062. Schaltbild zum Meßverfahren von W. Hahn.

¹⁾ Hahn, W.: Die Übertragung aus der Staatsoper. Funk 1924, Heft 23, S. 333; 1925. Heft 47. S. 567 u. 1926, Heft 36, S. 290.

²⁾ Hahn, W.: Über drahtlose Musik- und Opernübertragung sowie über akustische Untersuchung eines Konzertsalles. Telefunken-Zeitung V, Nr. 30, S. 31. 1923.

untergebrachter Lautstärkemesser (Parallelohmmesser) mit Telephon. Für jeden Aufstellungsort des Mikrophons wird nun gemessen: erstens diejenige Parallelohmzahl, bei der alles Gesprochene noch verstanden werden kann (Verständlichkeitsziffer), und zweitens diejenige Parallelohmzahl, bei der von der Sprache nichts mehr wahrnehmbar ist (Lautstärkeziffer). Es sind nun diejenigen Aufstellungsorte die akustisch günstigsten, bei denen die niedrigste Verständlichkeits- und Lautstärkeziffer in Parallel ohm gemessen worden sind.

2. Je nach Art der verwendeten Aufnahme geräte muß Rücksicht genommen werden auf deren günstigste Abstände von der Schallquelle.

3. Dann ist noch zu berücksichtigen der Platzbedarf. Bei den Aufnahme geräten, welche in der Nähe des zugehörigen Verstärkers und der Batterien aufgestellt werden müssen, z. B. Kathodophon, muß man sich bei der Aufstellung oft lediglich nach dem verfügbaren Platz richten. Weniger Schwierigkeiten bereiten in dieser Hinsicht die Kohlemikrophone, das Reisz-Mikrophon und das kleine Bandmikrophon von S. & H., die meistens leicht und unauffällig untergebracht werden können.

γ) Verbindungsleitungen und Vorverstärker.

Die Leitungen zwischen Aufnahme raum (Konzertsaal, Opernhaus) und Sender müssen frei von Störungen sein. Es können Freileitungen oder Kabel leitungen benutzt werden. (Vgl. die Angaben unter Fernbesprechung S. 925.)

Bei den Aufnahme geräten, die nicht an die Nähe eines Vorverstärkers gebunden sind, braucht am Aufnahme ort keine Verstärkereinrichtung vorgesehen werden, sofern die Übertragungsleitung nicht zu lang ist (bis zu einigen Kilometern) und keine Störgeräusche aufweist. Hierdurch wird eine besondere Bedienung am Aufnahme ort gespart. Andernfalls muß am Aufnahme ort vor dem Übergang auf die Leitung ein besonderer Vorverstärker vorgesehen werden.

Es ist sehr zweckmäßig, diesen Vorverstärker nebst den für die Mikrophone vorgesehenen Reguliermitteln (vgl. Abschnitt δ und ε) in einem ruhigen Raum des Theaters unterzubringen. Hier können sowohl hinter dem Vorverstärker als auch an einem Kontrollempfänger die Darbietungen durch Abhören kontrolliert werden.

δ) Regulierung der Lautstärke.

Bei der Übertragung vom Aufnahme raum aus ist dafür zu sorgen, daß große Schwankungen der Lautstärke bei der Musikerzeugung vermieden werden. Bei Opernübertragungen kann durch Widerstände, die parallel zu den Orchester mikrophen liegen, die Lautstärke des Orchesters der des Gesanges angepaßt werden (vgl. Abschnitt ε). Um einerseits eine zeitweise Übersteuerung des Senders zu vermeiden und andererseits bei den Empfangsstellen eine möglichst gleichmäßige Lautstärke zu erhalten, muß die dem Sender zugeführte Steuerleistung ausgeglichen werden. Die leisen Stellen sind entsprechend zu verstärken, die lauten abzu schwächen. Die Regulierung erfolgt z. T. automatisch durch ein Begrenzungs gerät (vgl. S. 922, 923) oder von Hand nach den Angaben des Aussteuerungs anzeigers (vgl. S. 909).

ε) Ausführungsbeispiel.

Für die Übertragungen der Darbietungen aus den Häusern der Staatsoper in Berlin wird die in Abb. 1063 schematisch dargestellte Einrichtung benutzt. Auf der Bühne und im Orchesterraum befinden sich je 2 Mikrophone (Reisz-Mikrophone), die durch getrennte Bleikabel mit einem Klemmbrett verbunden sind. Hier sind alle 4 Mikrophone in Reihe geschaltet und an dem Vorverstärker (vgl. Abb. 1040 und 1041) angeschlossen. Der Ausgang dieses Verstärkers ist mit der zum Hauptverstärker (im Funkhaus) führenden Leitung verbunden.

Parallel zu den beiden Orchestermikrophen und parallel zu den beiden Bühnenmikrophen liegt je ein Regulierungswiderstand (Parallel ohm widerstand zum Abgleichen der Lautstärke zwischen Orchester und Gesang. Um Regulierungen während des Spiels vornehmen zu können, liegt vor den Widerständen ein Kondensator (etwa 12 μF). Hierdurch werden Änderungen des Mikrophon gleichstroms durch das Regulieren und damit störende Knackgeräusche vermieden.

Der Regulierwiderstand an den Bühnenmikrofonen kann fortfallen, sofern an diesen Mikrofonen keine Regulierungen vorgenommen zu werden brauchen. Er muß jedoch vorgesehen werden, wenn die Bühnenmikrophone vor dem Vorhang

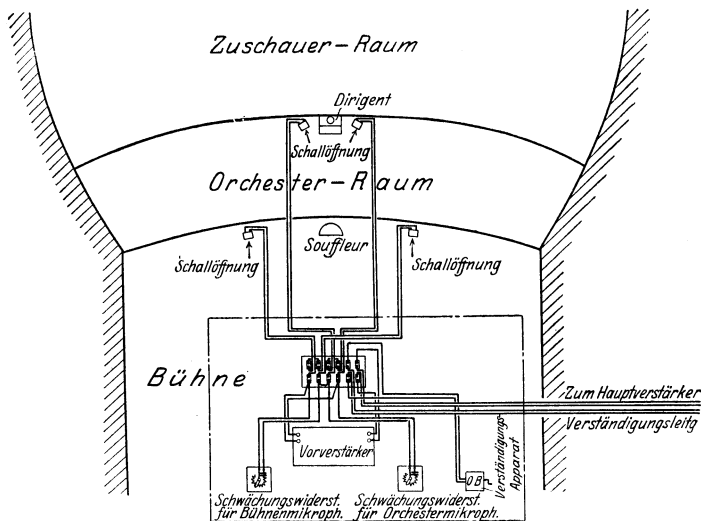


Abb. 1063. Opnbertragung.

(von der Buhne aus betrachtet) angebracht sind, um während der Ouvertüre oder Zwischenaktmusik störende Geräusche der Buhne von der Übertragung fernzuhalten. Die in Abb. 1063 von der strichpunktierten Linie umrahmten Geräte sind in einem ruhigen Raum des Theaters untergebracht.

e) Gleichwellenrundfunk.

α) Definition.

Unter Gleichwellenrundfunk versteht man den Betrieb von zwei oder mehreren Rundfunksendern mit der gleichen Trägerwelle und Aussendung der gleichen Darbietungen.

β) Betriebsmittel.

1. Benutzung eines Steuersenders. Die von einem Steuersender (einige Watt Leistung) gelieferten ungedämpften und unmodulierten Schwingungen werden über Leitungen den Hauptsendern zugeführt. Die Frequenz dieser Schwingungen beträgt etwa 10 000 Hertz und wird bei den Hauptsendern durch Frequenzwandler (z. B. Röhrenanordnungen) auf die Betriebswellenlänge, mit denen die Hauptsender arbeiten sollen, erhöht. Zum Modulieren (Besprechen) der Hauptsender können die gleichen Leitungen oder besondere Besprechungsleitungen benutzt werden.

2. Benutzung von Steuerkristallen. Hier werden die auf der gleichen Wellenlänge arbeitenden Rundfunksender durch geeignete, auf gleiche Wellenlänge abgestimmte Kristalle (Steuerkristalle) unmittelbar gesteuert. Die Besprechung erfolgt über Leitungen von der gleichen Sprechstelle aus.

VI. Die Funkpeilung¹⁾.

Bearbeitet von L. Pungs (1. bis 3. C, 4., 5) und F. Banneitz (3. D bis F).

I. Allgemeines.

A. Grundlagen der Funkpeilung.

Die Funkpeilung²⁾ oder die Orts- und Kursbestimmung mittels elektromagnetischer Wellen beruht auf der Eigenschaft dieser Wellen, sich auf der Erdoberfläche längs größter Kreise auszubreiten, falls keine Störungen, wie Brechung, Beugung, Reflexion usw., vorhanden sind. Damit ist die Möglichkeit gegeben, durch Benutzung eines gerichteten Sende- oder Empfangssystems die Richtung, aus der die Wellen kommen, zu bestimmen oder, genauer gesagt, den Winkel zwischen dem Meridian am Meßort und dem größten Kreis nach der zu peilenden Station — das **Azimet** — zu messen. Statt dessen kann auch ein anderer Winkel zwischen zwei größten Kreisen, z. B. nach zwei Stationen von einer dritten aus, gemessen werden. Diese Winkelmessung ist das Element der Peilung; durch zwei oder mehrere solcher Messungen allein oder in Kombination mit anderen Daten, wie Kompaßablesungen, astronomischen Beobachtungen, kann der Ort des Fahrzeugs, der Station oder der Kurs bestimmt werden.

B. Bestandteile der Anlagen für Funkpeilung.

Die Anlagen bestehen aus folgenden Teilen:

1. das gerichtete Antennensystem mit den zugehörigen Abstimmitteln;
2. die Drehvorrichtung oder Umschaltvorrichtung;
3. die Ablesevorrichtung.

Die Bestandteile bleiben im wesentlichen dieselben, ob es sich um eine Sende- oder Empfangsanlage handelt. Nicht besonders erwähnt ist die normale Sende- oder Empfangseinrichtung, gegebenenfalls Hilfsapparate, wie Verstärker, Überlagerer usw.

Das gerichtete Antennensystem hat den Zweck, eine für die ankommenden oder ausgesandten Wellen ausgezeichnete Richtung zu erhalten, wobei diese Richtung zur Einstellung auf die gesuchte beliebig geändert werden kann. Praktisch kommen in erster Linie solche Systeme in Frage, die in zwei um 180° verschobenen Richtungen die Intensität Null besitzen und in zwei zueinander senkrechten Achsen symmetrisch sind (Rahmenantenne, Horizontalantenne, Schleife) — auch zweiseitige oder bilaterale Systeme genannt. Ferner Systeme, die in bezug auf die Intensität nur in einer Achse symmetrisch sind und in einer Richtung ein Maximum und in der um 180° verschobenen ein Minimum (gleich Null) haben. (Schleife und ungerichtete Antenne vereinigt.) In neuester Zeit werden auch Systeme dieser Art mit Hertzschen Parabolspiegeln benutzt [Marconi³⁾]. Diese zweite Gruppe kann als einseitige (unilaterale) Systeme bezeichnet werden.

Die Drehvorrichtung dient dazu, die Lage der Nullachse oder Maximalachse des Systems zu verändern und diese Achse mit der gesuchten Richtung

¹⁾ Zenneck, J., u. H. Ruckop: Lehrb. d. drahtl. Telegr. 5. Aufl. Stuttgart: Enke 1925. — Leib, A., u. Nitzsche: Funkpeilungen. Berlin: Mittler & Sohn 1926. — Keen, R.: Direction and Position Finding by Wireless, London 1922.

²⁾ Peilung — seemannisch in weiterem Sinne jede Messung, im engeren Winkelmessung zum Zwecke der Ortsbestimmung oder Steuerung des Schiffes.

³⁾ Vgl. S. 964.

zum Zusammenfallen zu bringen — das Kriterium dafür bildet die Empfangsintensität Null oder das Auftreten eines Maximums der Intensität.

Die Ablesevorrichtung dient zur Ablesung des gesuchten Winkels, nachdem durch die Drehvorrichtung die Einstellung erfolgt ist. Bei älteren Anordnungen bestand die Ablesevorrichtung aus einer Kompaßrose, bei neueren aus einer Gradskala mit Zeiger. Bei besonders ausgebildeten Sendeanlagen (S. 959) wird an Stelle des Winkels eine demselben proportionale Zeit bestimmt. Zur Ablesung dient hier eine Stoppuhr mit Winkelteilung.

Bei einigen Spezialanordnungen, z. B. den Kursweisern (S. 964), wird die Drehvorrichtung durch einen Umschalter, der die Achse des Systems abwechselnd ändert, ersetzt.

Die Feststellung des Maximums oder Minimums des Stromes oder der elektromotorischen Kraft erfolgt in der Praxis fast immer durch Beobachtung der Lautstärke mit Hilfe des Telefons, also subjektiv. Doch sind auch Versuche mit objektiver Beobachtung ausgeführt worden, indem der Empfangsstrom mit einem Galvanometer gemessen wurde. Es sind aber nur Instrumente mit ganz geringer Trägheit, z. B. Fadengalvanometer, zu verwenden. Für die weitere Entwicklung der Funkpeilung und die Steigerung ihrer Genauigkeit wird wohl die Ausbildung der objektiven Methode erforderlich sein.

2. Empfangsanlagen für Radiopeilung.

A. Antennenformen¹⁾.

a) Intensitätskurve oder Charakteristik.

Die Charakteristik einer Empfangsantenne ist die Darstellung des Empfangsstromes oder der elektromotorischen Kraft in Abhängigkeit vom Einfallswinkel der ankommenden Welle als Polardiagramm²⁾.

Der **Einfallswinkel** ist gleich dem Winkel zwischen dem Meridian und der Richtung der einfallenden Welle.

Die Charakteristik der im folgenden angeführten Antennen wird, wenn die Wellenlänge groß gegenüber den Antennendimensionen ist, mit großer Annäherung durch zwei sich berührende Kreise dargestellt (Abb. 1064). Die dargestellten Größen folgen also dem Kosinusetz. Ist α der Einfallswinkel, so ist bei richtiger Orientierung der Antenne

$$i_{\alpha} = i_{\max} \cdot \cos \alpha .$$

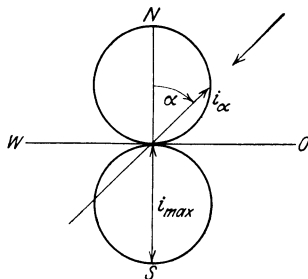


Abb. 1064. Kosinuscharakteristik einer Richtantenne.

b) Horizontalantenne.

Ausführung nach Abb. 1065 I. Praktische Dimensionierung für Wellen 500 bis 2000 m: Höhe über dem Erdboden $h = 3$ bis 5 m, Länge $b = 200$ m. Die äußeren Enden sind entweder frei oder über Kapazitäten geerdet. Auch können die Enden fächerförmig ausgebildet werden; man erhält dadurch eine vergrößerte Endkapazität. Diese Ausführung gibt größere Lautstärke als die Anordnung eines einfachen Drahtes und ist sehr empfehlenswert. Die Horizontalantenne ist bei trockenem Boden und tiefem Grundwasser von Vorteil, da die Höhe über Grundwasser für die effektive Höhe bei schlecht leitendem Boden mitbestimmend ist.

Vorteile: Geringe Höhe über dem Erdboden, deshalb einfacher und billiger Aufbau, geringe Sichtweite, besonders geeignet für behelfsmäßige Militärstationen

¹⁾ Vgl. auch S. 832.

²⁾ Im strengeren Sinne handelt es sich hier um die Charakteristik in einer Horizontalebene, vgl. auch S. 215.

zu Lande; für letzteren Zweck auch trotz anderer vollkommener Ausführungen nicht als veraltet anzusehen.

Nachteile: Große Abhängigkeit von der Bodenbeschaffenheit, Abweichungen der Peilung bei ungleichmäßiger Bodenstruktur.

c) Schleifenantennen.

α) Halbgeschlossene Schleife (Abb. 1065 II), ist weniger vom Boden abhängig als die Horizontalantenne. Erfordert einen hohen Mast. Viel verwendet bei militärischen Goniometer- und Vielfachantennenstationen zu Lande.

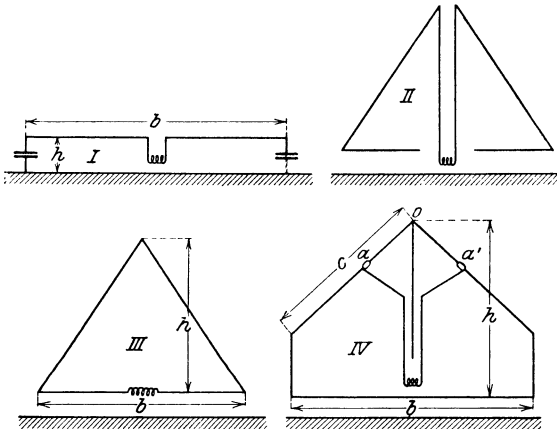


Abb. 1065. Verschiedene Richtantennen.

draht, der die Basis des Dreiecks bildet, fortgelassen werden, indem mit dem eisernen Schiffskörper verbunden werden. Die Richtfähigkeit und die Charakteristik des Systems wird dadurch nicht beeinflusst.

β) Geschlossene Dreieckschleife (Abb. 1065 III). Mit Vorteil für Schiffsstationen (Goniometer) zu verwenden, entweder mit einem Schiffsmast als Träger oder an einem zwischen zwei Masten gespannten Seil (Stag) befestigt. Beispiel der Dimensionen für eine Schiffsantenne für Kriegsschiffe: $h = 25$ m, $b = 40$ m.

Es kann auch die Empfangsanordnung in die Spitze des Dreiecks eingeschaltet werden (wie bei Abb. 1065 II). In diesem Falle kann der Antennen-

γ) Rechteck- und Trapezschleife. Die Rechteckschleife erfordert zwei oder besser drei gleich hohe Maste; der mittlere Mast ist für alle Schleifen des Systems gemeinsam. Die Anordnung kommt nur für Landstationen in Betracht und bietet bessere Flächenausnutzung gegenüber dem Dreieck.

Die Trapezschleife (Abb. 1065 IV) erfordert einen hohen mittleren, für alle Schleifen gemeinsamen Mast und je zwei äußere Abspannmaste von geringerer Höhe. Die Antenne kann so ausgebildet werden, daß der obere Teil (Oa und Oa_1) von der eigentlichen Schleife getrennt als Schirmantenne für ungerichteten Empfang dient, um die zu peilenden Stationen leicht auffinden zu können, oder auch für gewöhnlichen Verkehr. Bei a und a_1 sind Isolatoren eingeschaltet, und von da ab beginnt die eigentliche gerichtete Antenne. Die Ankopplung des Empfängers erfolgt, wie aus der Abb. zu sehen, meist oben. Die untere Verbindung (Basis) kann auch in den Erdboden verlegt werden.

Ein praktisches Ausführungsbeispiel (deutsche Küstenstationen) sei gegeben: $h = 54$ m, $b = 100$ m, $c = 71$ m (s. Abb. 1065). Für Anlagen des Landheeres kleinere Dimensionen verwendet: $h = 25$ m, $b = 70$ m.

Bei Verwendung von mehreren Schleifenantennen, die radial um einen Mast angeordnet sind, kann man die äußeren senkrechten Antennendrähte an einen gemeinsamen, im Erdboden verlegten Ring führen und die Basisverbindung fortlassen. Die Richtfähigkeit und die Lautstärke ändern sich dadurch unter sonst gleichen Bedingungen gegenüber der normalen Ausführung nicht.

δ) Rahmenantenne. Meistens als kleiner drehbarer quadratischer oder kreisförmiger Rahmen mit mehreren Windungen ausgeführt – vorzugsweise für

Schiffe verwendet. Für Landstationen mit Goniometer werden auch große, mit vertikaler Diagonale ausgeführte Rahmen mit mehreren Windungen verwendet.

Wird die Windungszahl auf 1 verkleinert, so hat man einen speziellen Fall der Schleifenantenne. Ein grundsätzlicher Unterschied zwischen beiden Formen besteht jedoch nicht.

B. Das Vielfachantennensystem.

a) Grundgedanke.

Das Vielfachantennensystem, auch „Antennenstern“ bezeichnet, besteht aus mehreren gerichteten Antennen mit annähernder Kosinus-Charakteristik (Abb. 1064), die radial um eine Achse nach verschiedenen Himmelsrichtungen angeordnet sind (Abb. 1066). Fällt eine Welle z. B. aus der Richtung X ein, so wird in der Antenne, die senkrecht auf der Einfallsrichtung steht, eine EMK gleich Null induziert. Der Empfänger E wird durch den Drehschalter KK' , der hier die Drehvorrichtung bildet, abwechselnd an die Antennen gelegt und die Null- oder Minimumantenne, z. B. AA' , auf diese Weise gefunden. Da die Himmelsrichtung von AA' festliegt, ist auch die Richtung X dadurch bestimmt, oder genauer zwei um 180° gedrehte Richtungen, da das System in zwei Achsen symmetrisch ist.

Gewöhnlich wird eine Antenne genau in den Meridian gelegt, und von dieser aus werden die Winkel im Uhrzeigersinn gemessen.

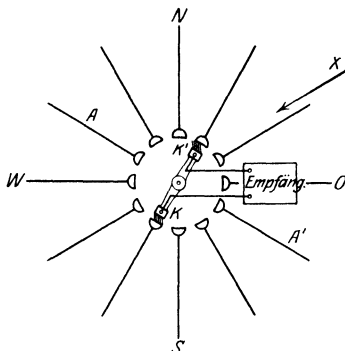


Abb. 1066. Vielfachantenne für Empfang.

b) Anordnungen mit sprungweiser Richtungsänderung.

Wird der Grundgedanke des Vielfachantennensystems in einfachster Form (Abb. 1064) durchgeführt, so kann die Einstellung nur sprungweise von Antenne zu Antenne geändert werden. Hier können folgende Fälle eintreten:

1. Die Senkrechte zur gesuchten Richtung fällt mit einer Antenne zusammen. Dann ist die Lautstärke des Empfangs in dieser Antenne Null, in den beiden benachbarten gleich; die Richtung kann also genau angegeben werden.

2. Diese Senkrechte fällt in die Winkelhalbierende zwischen zwei Antennen: die Lautstärke in diesen Antennen ist gleich, ebenfalls in jedem anderen, symmetrisch dazu liegenden Antennenpaar. Auch hier kann die Richtung genau bestimmt werden.

3. Die Senkrechte zur gesuchten Richtung bildet ungleiche Winkel mit zwei benachbarten Antennen; dann ist eine genaue Bestimmung der Richtung nicht möglich, sie muß geschätzt werden.

Ist die Anzahl der Antennen n , so ist der Antennenwinkel $\frac{360}{2n}$ und die Genauigkeit der Winkelbestimmung $\frac{360}{4n}$, da auch im Falle 2 eine genaue Bestimmung möglich ist.

Bei 18 Antennen hätte man somit eine Genauigkeit von 5° , welche für behelfsmäßige Anlagen und nicht zu große Entfernungen ausreichend sein kann.

Bei der Messung sucht man gewöhnlich nicht die Antenne mit der geringsten Lautstärke, sondern zwei Antennen mit gleicher Lautstärke; dann liegt die gesuchte Richtung in der Winkelhalbierenden. Die Fälle 1 und 2 werden dadurch gemeinsam umfaßt. Der Schalter ist mit einem Zeiger und einer Gradskala verbunden, auf der die Winkelhalbierende bestimmt wird. Das Verfahren bleibt auch dann

gültig, wenn die Lautstärke so schwach ist, daß sie bei einer ganzen Reihe Antennen um die Minimumstellung Null wird — die Genauigkeit ist dann natürlich geringer.

Im Falle 3 erfolgt die Schätzung in der Weise, daß man abwechselnd die beiden lautschwächsten Antennen einschaltet und die Lautstärken vergleicht.

Für die in den Antennen induzierten EMKe gilt

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{\cos(90 + \beta)}{\cos(90 - \gamma)} \approx \frac{\beta}{\gamma}$$

β und γ sind die Winkel der Senkrechten zur gesuchten Richtung mit den benachbarten Antennen und deshalb kleine Winkel, da $\beta + \gamma = \frac{360}{2n}$. Die Abhängigkeit der Lautstärke von E_1 und E_2 und damit von β und γ ergibt sich je nach der verwendeten Empfangsmethode auf Grund besonderer Gesetze. Für jede Empfangsart läßt sich nach einiger Übung die Schätzung des Winkels β oder γ auf Grund eines Vergleichs der Lautstärken durchführen.

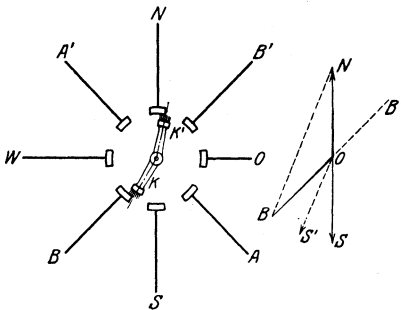


Abb. 1067. Halbwinkelschalter.

Die Erfahrungen der deutschen Marine zeigen, daß durch Übung ein Grad der Sicherheit der Schätzung erreicht wird, den man im voraus nicht erwartet hätte.

Der „Halbwinkelschalter“ (Kiebitz) erlaubt bei unveränderter Antennenzahl die Genauigkeit der Messung zu verdoppeln. Abb. 1067 gibt den Grundgedanken wieder. Der Wahlschalter $K K_1$ ist so ausgebildet, daß er abwechselnd entweder

zwei um 180° verschobene Antennenhälften (z. B. N und S) oder zwei um $180 + \frac{360}{2n}$ verschobene (z. B. N und B) mit dem Empfänger verbindet. Dadurch wird die Achse des Systems um den halben Antennenwinkel $\frac{360}{4n}$ vorgerückt, wie das Diagramm der Abb. 1067 zeigt.

Sind die Antennenhälften NO und OS mit dem Empfänger verbunden, so ist die EMK. gleich Null, wenn die gesuchte Richtung senkrecht zu NS ist; sind N und B' mit dem Empfänger in Verbindung, so ist die EMK dann Null, wenn die Richtung den Winkel NOB halbiert oder senkrecht zu BN ist. Dieses entspricht der Verdrehung der Richtung von OS nach OS_1 , also um $\frac{360}{4n}$.

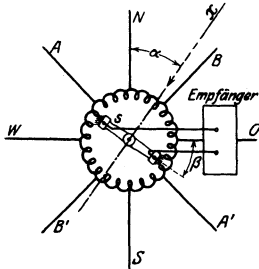


Abb. 1068. Ringspule.

c) Anordnungen mit stetiger Richtungsänderung.

Soll bei sprungweiser Richtungsänderung eine genaue Richtungsbestimmung erreicht werden, so muß die Antennenzahl groß werden. Große Genauigkeit bei kleinen Antennenzahlen wird durch stetige Richtungsänderung erhalten. Diesem Zweck dient die **Ringspule**¹⁾. Das Schema ist auf Abb. 1068 dargestellt. Die Antennen sind nicht an Kontakte, sondern an eine Ringspule (Toroid) geführt, die aus vielen Windungen (5 bis 6 pro cm) isolierten Kupfer-

¹⁾ Harbich, H., u. L. Pungs: D. R. P. 328 279.

drahtes, der auf einen Ring aus Holz oder Isolationsmaterial gewickelt ist, besteht. Auf einer blankgemachten Kontaktfläche der Wicklung schleifen Bürsten als Kontakte, die dann, wie beim System unter b), mit dem Empfänger verbunden sind. Die Änderung der Richtungsachse des Systems ist vollkommen stetig. Die Bestimmung der Richtung erfolgt durch Einstellung auf das Minimum der Lautstärke oder besser durch Ablesung zweier Stellungen gleicher Lautstärke auf beiden Seiten der Minimumrichtung und Halbierung des Winkels. Der Winkel der Minimumachse (β) ist bei genügend großer Antennenzahl mit weitaus praktisch genügender Genauigkeit, jedoch nicht absolut gleich dem Einfallswinkel α der Welle.

Die Beziehung zwischen den beiden Winkeln ergibt sich für den extremen Fall von nur zwei senkrechten Antennen (Abb. 1069) aus folgenden Gleichungen:

J_N und J_W seien die Ströme der beiden Antennen. Nimmt man in erster Annäherung die Spannung eines Spulenabschnittes proportional der Bogenlänge an, so ist

$$(J_W - J_N) \left(\frac{\pi}{2} - \beta \right) = - (J_W + J_N) \frac{\pi}{2} + (J_W - J_N) \beta$$

$$J_W \left(\frac{\pi}{2} - \beta \right) = - J_N \cdot \beta,$$

und da

$$J_N = J \cdot \cos \alpha,$$

$$J_W = J \cdot \sin \alpha,$$

ist

$$\sin \alpha \left(\frac{\pi}{2} - \beta \right) = - \cos \alpha \cdot \beta,$$

$$\operatorname{tg} \alpha = - \frac{\beta}{\frac{\pi}{2} - \beta}.$$

$\alpha = \beta$ für $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$:

$$\begin{aligned} \text{für } \beta = 15^\circ, & \quad \alpha = 11^\circ. \\ \beta = 20^\circ & \quad \alpha = 16^\circ. \end{aligned}$$

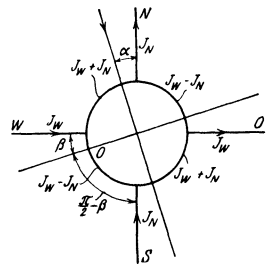


Abb. 1069. Stromverteilung bei der Ringspule.

Die Abweichung ist also in diesem Fall beträchtlich, doch nimmt sie bei wachsender Antennenzahl schnell ab und ist bei 15 Antennen nur 4 bis 2° , bei 30 Antennen (also 60 Anschlußpunkten) ist der Fehler unter $1/2^\circ$ und zu vernachlässigen.

d) Kritisches zum Vielfachantennensystem.

Vorteile: Es kann jeder normale Empfänger verwendet werden, Abstimmung nur einmal erforderlich, Bedienung einfach. Bei der Richtungsbestimmung keine Abstimmfehler möglich, wie beim Goniometer (S. 951). Fehler in der Anordnung selbst nur durch falsche Konstruktion oder ungleichmäßige Bodenverhältnisse möglich. Das System kann bei vorhandenem gewöhnlichen Empfangsgerät leicht mit behelfsmäßigen Mitteln (für militärische Verwendungszwecke) errichtet werden.

Nachteile: Viele Antennen, Aufbau kompliziert, Maste erforderlich, deshalb nur für ortsfeste Landstationen verwendbar; hier aber gegenüber anderen Systemen noch nicht als veraltet zu betrachten, besonders für objektive Ablesung (S. 943) z. B. mit dem Fadengalvanometer (größere Abmessungen, um die dazu nötige größere Empfangsenergie zu erhalten).

C. Das Radiogoniometer.

a) Grundgedanke und Theorie.

Das Radiogoniometer [Bellini und Tosi¹⁾] besteht aus zwei gerichteten, zueinander senkrechten Antennen (I und II in Abb. 1070) und einer Empfangsanordnung, die von zwei ebenfalls zueinander senkrechten Spulen S_1 und S_2 und einer in ihnen drehbaren Spule $s_1 s_2$ gebildet wird. S_1 und S_2 dienen gleichzeitig zur Abstimmung der Antennen zusammen mit den Kondensatoren C_1 und C_2 , $s_1 s_2$ bildet die Kopplungsspule für den Detektor oder Audionkreis: D ist auf der Abbildung

¹⁾ Jahrb. d. drahtl. Telegr. 2, S. 239, 381, 511, 609. 1909.

der Detektor, T das Telephon. Das ganze Spulensystem ersetzt hier die Drehvorrichtung nach Abschn. B, S. 942.

Die Antennen werden am besten in der NS- und OW-Richtung angeordnet und sind in der Abb. 1070 so bezeichnet. Nimmt man der Einfachheit halber an, daß die Achsen der Spulen S_1 und S_2 ebenfalls in diesen Richtungen angeordnet sind, so ist die Empfangsstromstärke im Detektor Null, wenn die Achse von $s_1 s_2$ senkrecht auf der Richtung des einfallenden Strahles steht. Die drehbare Spule $s_1 s_2$ ist mit Zeiger und Skala versehen, die den Winkel α der einfallenden Welle abzulesen erlaubt. Eingestellt wird auf Lautstärke Null oder auf zwei gleiche Lautstärken zu beiden Seiten des Minimums.

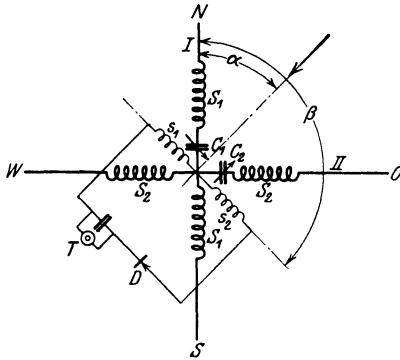


Abb. 1070. Goniometerschaltung.

Für die Theorie des Goniometers werden drei Voraussetzungen gemacht:

1. Die Charakteristik der Antennen folgt dem Kosinusetz (Abb. 1064).
2. Das Feld oder die Felder, in denen sich die drehbare Spule befindet, sind homogen, die in dieser Spule induzierte EMK ist ebenfalls proportional dem Kosinus des Winkels.
3. Es wird der Einfachheit halber angenommen, daß die einfallenden Wellen ungedämpft sind.

Die in den Antennen I und II (Abb. 1070) durch das ankommende Senderfeld induzierten EMKe sind als Maximalwerte

$$E_I = C \cdot \cos \alpha, \quad E_{II} = C \cdot \sin \alpha,$$

wo C eine Konstante ist.

Die zueinander senkrecht stehenden Felder der beiden Spulen S_I und S_{II} sind dann ebenfalls als Maximalwerte

$$\mathfrak{H}_1 = K \cdot \cos \alpha, \quad \mathfrak{H}_2 = K \cdot \sin \alpha,$$

wo $K = \text{const.}$

Die von diesen Feldern in der Spule induzierten EMKe sind

$$E'_s = K_1 \cdot \mathfrak{H}_1 \cdot \cos \beta = K_1 \cdot K \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta,$$

$$E''_s = K_1 \cdot \mathfrak{H}_2 \cdot \sin \beta = K_1 \cdot K \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta.$$

Da bei richtiger Abstimmung Phasengleichheit vorhanden ist, hat man für die resultierende EMK

$$\begin{aligned} E &= K_1 \cdot K (\cos \alpha \cdot \cos \beta + \sin \alpha \cdot \sin \beta) \\ &= K_1 \cos(\beta - \alpha) \end{aligned}$$

und für $E = 0$:

$$\beta = \alpha + 90.$$

Gelten die eingangs angegebenen Bedingungen 1 und 2 — Cosinus-Charakteristik und homogenes Feld — nicht, so gilt auch die einfache Beziehung zwischen β und α nicht, und das Goniometer muß geeicht werden. Dagegen bleibt die Beziehung auch bei gedämpften Wellen bestehen.

b) Ausführungsformen und Schaltungen.

α) Mit ineinandergreifenden Spulen.

Die beiden festen Spulen sind axial auf einen Zylinder aus Isoliermaterial oder auf Rahmen gewickelt und greifen ineinander (Abb. 1071).

Bei dieser Anordnung ist das Feld nicht homogen, wenn man auch durch eine relativ kleine bewegliche Spule nur den zentralen Teil des Feldes zum Einfluß bringt. Die Teilung der Skala zur Ablesung des Winkels muß empirisch geeicht werden.

β) Mit übereinanderliegenden Spulen.

Diese Anordnung ist zuerst von der C. Lorenz A. G., später von Dr. Seibt für das deutsche Heer entwickelt worden. Zwei Zylinderspulen S_1 und S_2 in Abb. 1072, deren Achsen einen Winkel von 90° bilden, sind übereinander angeordnet. In jeder befindet sich eine bewegliche Spule s_1 , s_2 auf gemeinsamer Achse, beide in einer Ebene liegend und in richtigem Sinne hintereinander geschaltet. Die Arbeitsweise ist dann genau so wie bei der Anordnung α), nur ist das Feld in der Mitte der Zylinderspulen mit großer Annäherung als homogen zu betrachten, die Richtungsbestimmung erfolgt deshalb winkeltreu, d. h. es gelten die Beziehungen von S. 948, und der Winkel kann an der Gradteilung direkt abgelesen werden. Abb. 1073 stellt ein Goniometer dieser Art dar (C. Lorenz A. G.).

γ) Schaltung mit abgestimmten Antennen.

Für Detektorempfang auf Abb. 1070 in vereinfachter Form dargestellt. Die Drehachsen der Kondensatoren C_I und C_{II} in den beiden Antennenkreisen sind zur gleichzeitigen Einstellung miteinander mechanisch gekoppelt. Sie sind in die Mitte zwischen die Hälften der Spulen S_1 und S_2 gelegt, die gleichzeitig als Abstimmspulen dienen und besondere Abzweige für verschiedene Wellenbereiche besitzen. Größte Symmetrie der ganzen Anordnung ist notwendig. Für ungedämpfte Schwingungen wird ein Überlagerer verwendet, der mit dem Detektor oder Audionkreise gekoppelt wird. Der Empfang kann auch mit Sekundärkreis erfolgen.

δ) Aperiodische Schaltung.

Der Zweck dieser Schaltung ist, die umständliche Abstimmung zweier Antennen zu vermeiden, die außerdem bei Mangel an Sorgfalt Veranlassung zu Fehlern geben kann. Die Antennen werden hier gar nicht abgestimmt, so daß die Kondensatoren in den Antennenkreisen fortfallen. Abgestimmt wird nur ein Sekundärkreis, der mit einem mehrfachen Röhrenverstärker verbunden ist. Dadurch ist es möglich, auch ohne primäre Abstimmung genügende Lautstärke zu erhalten.

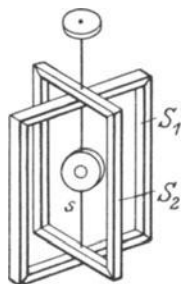


Abb. 1071. Goniometerschema.

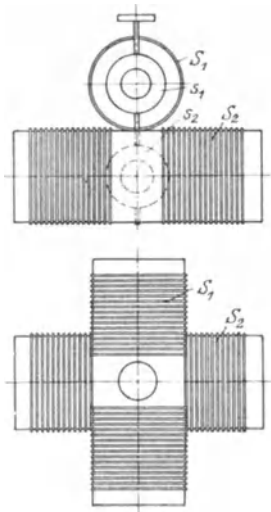


Abb. 1072. Schema des Lorenzgoniometers.

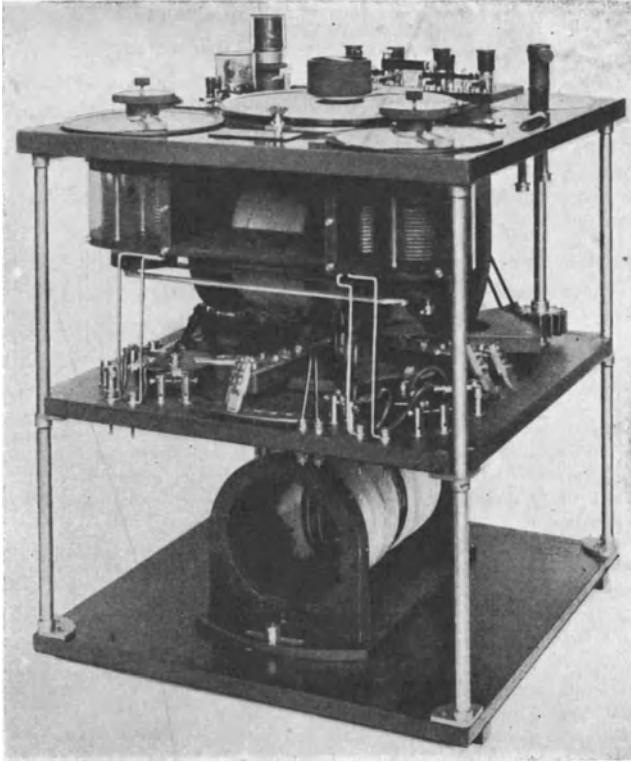


Abb. 1073. Goniometer der C. Lorenz A. G.

ε) Schaltung für einseitige Richtungsbestimmung¹⁾.

Bei den vorhergehend beschriebenen Schaltungen erhält man für das Minimum zwei um 180° verschobene Stellungen. Eindeutige Richtungsbestimmung (Seitenbestimmung) wird durch Kombination eines gerichteten Systems *I* und *II* (Abb. 1074) mit einem ungerichteten *III* möglich. Die Charakteristik dieses Systems ergibt sich durch Überlagerung der Charakteristiken beider Teilsysteme: also der Kosinus-Charakteristik (zwei Kreise) mit dem ungerichteten (ein Kreis), wobei der Sinn der in beiden Systemen induzierten EMKe bei der Addition zu berücksichtigen ist. Der Phasenwinkel zwischen diesen EMKen ändert sich bei Drehung der Richtung um 180° von 0 auf 180° . Die Vektoren sind also einmal zu addieren, das andere Mal voneinander abzuziehen. Die resultierende Charakteristik, eine sog. Herzkurve, und die Komponenten sind auf Abb. 1074 rechts dargestellt. Das Minimum ist hier weniger scharf als bei der Kosinuskurve, deshalb wird die Richtung erst genau mit der gerichteten Antenne allein bestimmt, dann erfolgt die Zuschaltung der ungerichteten Antenne und die Seitenbestimmung durch Drehung der beweglichen Spule um 180° und Vergleich der Lautstärken. Auf genaue Abstimmung ist zu achten, da sonst durch verschiedene

¹ Vgl. S. 216 u. 834.

Phasenwinkel der einzelnen EMKE keine eindeutigen Resultate zu erhalten sind. Ferner sind die Intensitäten der beiden Spannungen genau abzugleichen. Am besten ist aperiodischer Empfang, gerichtet und ungerichtet.

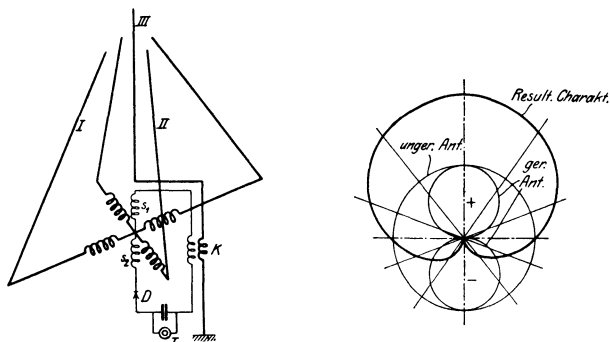


Abb. 1074. Schaltung und Charakteristik für Seitenbestimmung.

c) Die Fehler bei der Goniometerpeilung.

α) Abweichungen der Empfangscharakteristik vom Kosinusetz. Der Einfluß ist auf S. 948 behandelt worden. Der Fehler kann durch Eichung des Systems berücksichtigt werden.

β) Verschiedene Abstimmung beider Antennen, ein sehr häufiger und unangenehmer Fehler. Die Folge ist: Phasenverschiebung zwischen den Strömen und Feldern beider festen Spulen, also auch der induzierten EMKE in der drehbaren Spule. Die Lautstärke verschwindet nicht im Minimum, dieses ist gegen die wirkliche Richtung verschoben und unscharf. Beseitigung durch: mechanische Kopplung und genaue Abgleichung der Abstimmittel, kleine Ausgleichskondensatoren, aperiodische Antennenkreise.

γ) Kopplung beider Antennen. Folge: Verschiebung und Unschärfe des Minimums. Beseitigung durch eine Entkopplungsspule.

δ) Zu starke Kopplung der beweglichen Spule mit den festen. Folge: Rückwirkung des Kreises der beweglichen Spule auf das Feld der festen, Abweichung vom Kosinusetz. Beseitigung durch richtige Dimensionierung der Spulen.

ε) Metallmassen im Felde der Antennen, besonders auf Kriegsschiffen. Folge: Verzerrung des Feldes und dadurch Abweichung der gemessenen Richtung von der wahren. Berücksichtigung durch Eichung des Systems (vgl. S. 955).

d) Kritisches.

Vorteile: Einfaches Antennensystem, deshalb für Schiffe und bewegliche Stationen gut verwendbar (Gegensatz zum Vielfachantennensystem), Stetigkeit der Ablesung und Genauigkeit bei richtiger Handhabung.

Nachteile: Komplizierte Bedienung wegen der mehrfachen Abstimmung, Fehler durch Abweichungen in der Abstimmung, besonders ausgebildeter Empfangsapparat, genaue Ausführung des Apparates.

D. Der Peilrahmen.

a) Grundgedanke.

Die Rahmenantenne wird mit mehreren Windungen und mit so geringem Flächeninhalt ausgeführt, daß sie in einfacher Weise um eine senkrechte Achse gedreht werden kann. Sie wird, um genügende Lautstärke zu erhalten, in Ver-

bindung mit Hoch- und Niederfrequenzverstärkern verwendet, für ungedämpfte Schwingungen mit Überlagerern (vgl. S. 834). Die künstlichen Drehvorrichtungen (Schalter, Goniometer) fallen hier fort. Der Rahmen wird auf Verschwinden der Zeichen eingestellt und die Richtung auf einer Gradskala abgelesen.

b) Schaltungen.

α) Einfache (unausgeglichene) Schaltung. Sie ist auf Abb. 1075 gegeben. Dargestellt ist hier nur die erste Röhre des Empfangssystems, auch sonst ist die Schaltung vereinfacht, die Überlagerungseinrichtung ist weggelassen. Diese Schaltung gibt im allgemeinen ein verschobenes Minimum; die Ursache liegt in der unsymmetrischen Kapazitätsverteilung des Systems. Auf Abb. 1075 sind die Kraftlinien des elektrischen Feldes durch punktierte Linien dargestellt. Die untere Rahmenkante bildet einen Kapazitätsschluß gegen Erde (C_R). Ferner erhält man durch die Empfangsanordnung einen noch größeren Kapazitätsschluß,

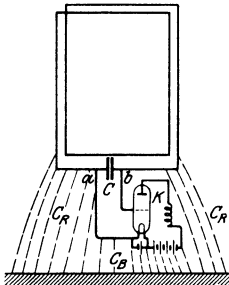


Abb. 1075. Rahmen mit nicht ausgeglichener Schaltung.

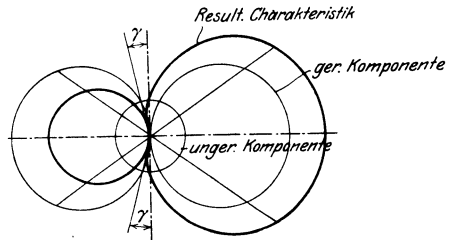


Abb. 1076. Charakteristik des Rahmens mit Antenneneffekt.

vor allem durch die Akkumulatorenbatterien, die gewissermaßen ein Gegengewicht mit der Kapazität C_B gegen Erde bilden. Da C_B wesentlich größer als C_R ist, liegt die Klemme a des Abstimmkondensators C über C_B an Erde, während zwischen der Klemme b und Erde die Kapazität C_R liegt. Durch diese Unsymmetrie kommt eine Wirkung zustande, die man als „ungerichtete Wirkung“ des Rahmens (auch „Antenneneffekt“ oder „Vertikaleffekt“) bezeichnen kann. Das ankommende elektrische Feld induziert im Rahmen eine EMK, deren Größe von der Stellung des Rahmens unabhängig ist und die einen über den Kondensator C und die Kapazität C_B zur Erde fließenden Strom erzeugt. Die dadurch am Kondensator entstehende Potentialdifferenz kommt in der Empfangsanordnung zur Wirkung und setzt sich mit der durch die eigentliche gerichtete Rahmenwirkung erzeugten EMK zu einer Resultierenden zusammen. Der Effekt ist derselbe wie bei einer Kombination einer ungerichteten und gerichteten Antenne (S. 950). Die Zusammensetzung der Charakteristiken gibt Abb. 1076. Die ungerichtete Komponente ist hier gewöhnlich wesentlich kleiner als die gerichtete. Es wird deshalb im Minimum der Wert Null erreicht, doch sind die Minima um den Winkel γ gegen die wirkliche Richtung verschoben und liegen nicht mehr um 180° auseinander.

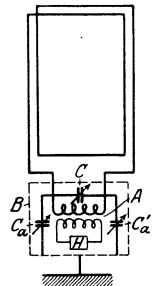


Abb. 1077. Schaltung von Koester und Dunmore.

β) Symmetrische Schaltungen. Sie haben den Zweck, den unter α) beschriebenen Fehler zu beseitigen. Abb. 1077 gibt eine Ausführungsform [Kolster and Dunmore¹⁾]. Zwischen Röhre und Rahmen ist ein Hochfrequenztransformator A eingeschaltet; dadurch ist der un-

¹⁾ Kolster, F. A., u. F. W. Dunmore: Scientific Papers of the Bureau of Standards Nr. 428. (Referat: ETZ. 45, S. 282. 1924).

mittelbare Kapazitätserdschluß an einem Pole des Kondensators C bei richtiger Ausbildung des Transformators vermieden. Zum Ausgleich von Kapazitätsunsymmetrien gegen Erde dienen die einstellbaren Kondensatoren C_a und C'_a . B ist ein geerdeter metallischer Kasten, der die schädlichen Kapazitätsströme von der Kondensatoranordnung fernhält.

γ) Schaltung des Bordpeilers von Telefunken. Die Schaltung ist auf Abb. 1078 angegeben. Der durch einen Kondensator abstimmbare Rahmen ist mit einem Hochfrequenzverstärker mit 4 Stufen verbunden, der eine kapazitive Rückkopplung zur Dämpfungsreduktion besitzt. Hinter diesem Verstärker liegt ein Zusatzverstärker, ebenfalls für Hochfrequenz, zweistufig und mit einem Sperrkreis und einer Audionröhre versehen. Zur weiteren Verstärkung kann ein Niederfrequenzverstärker zugeschaltet

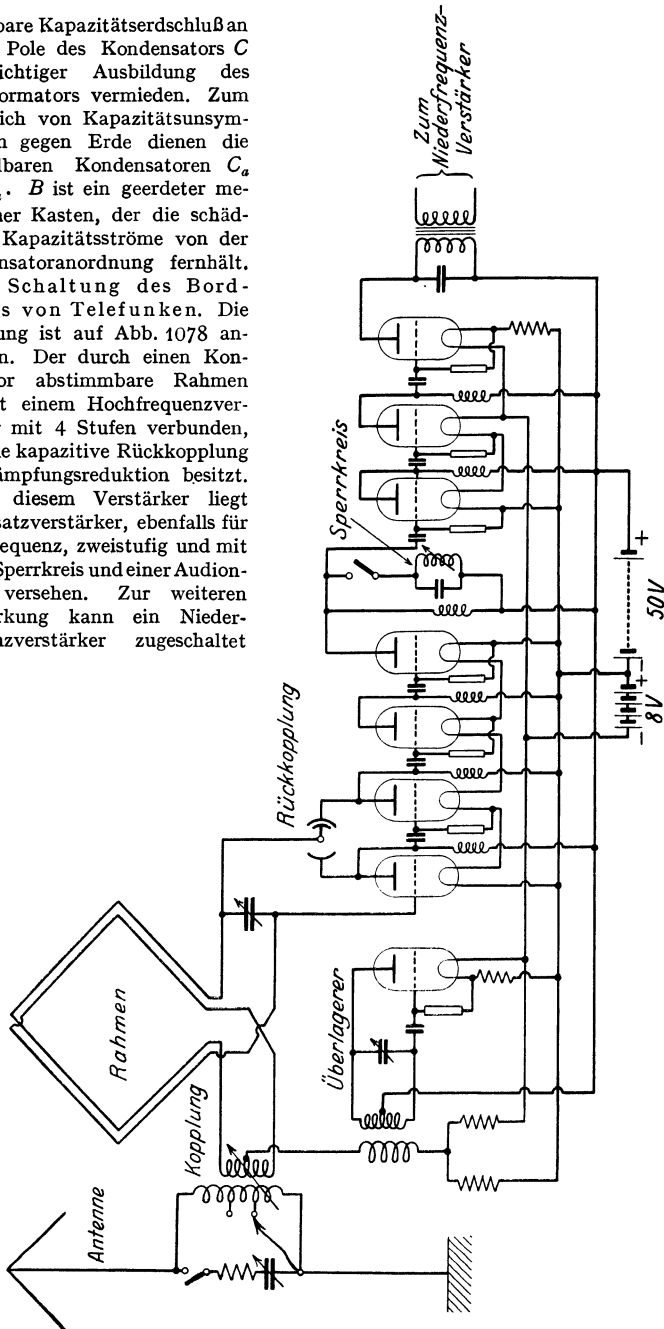


Abb. 1078. Schaltung des Bordpeilers von Telefunken.

werden. Ferner ist ein Überlagerer vorgesehen. Die einzelnen Glieder der Schaltung sind in der Abbildung bezeichnet.

Um den Antenneneffekt zu kompensieren, wird eine ungerichtete Antenne benutzt, die mit dem Abstimmkreis des Rahmens gekoppelt ist, und zwar in einem solchen Sinne, daß die Komponente der im System induzierten EMK, die vom Antenneneffekt des Rahmens herrührt, aufgehoben wird.

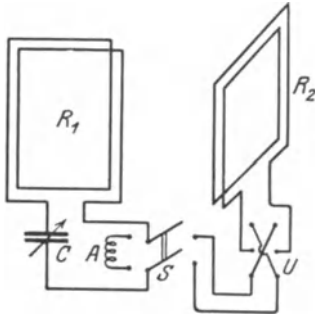


Abb. 1079. Schaltung von Robinson.

δ) Schaltung von Robinson¹⁾. Zwei senkrecht aufeinander stehende Rahmen sind starr miteinander verbunden und zusammen drehbar. R_1 (Abb. 1079) ist der Hauptrahmen, R_2 ein Hilfsrahmen, S ein Umschalter, der entweder den Rahmen R_2 in den Empfangskreis schaltet, oder statt dessen die Ersatz-Selbstinduktion A ; U ist ein Kommutator. Bei der Peilung wird zunächst der Rahmen R_1 mit eingeschalteter Induktivität A abgestimmt und auf das Maximum der Lautstärke ungefähr eingestellt; dann wird der Rahmen R_2 zugeschaltet und kommutiert. Dann wird das System so eingestellt, daß beim Kommutieren keine Lautstärkeänderung eintritt, in diesem Fall wird in dem Rahmen R_2 die EMK Null induziert, und es steht also senkrecht zur Richtung nach dem Sender.

Vorteil der Methode: Sie arbeitet im Maximum der Lautstärke, kann also auch dort verwendet werden, wo starke Geräusche eine genaue Einstellung des Minimums verhindern, z. B. auf Flugzeugen.

Nachteil: Geringere Empfindlichkeit als die Minimumpeilung. Um diese zu erhöhen, muß die Windungsfläche des Hilfsrahmens das Mehrfache derjenigen des Hauptrahmens betragen.

c) Konstruktive Ausführung.

Die Abb. 1080 und 1081 zeigen die Anordnung eines Rahmenpeilers, wie sie von Telefunken, Ges. f. drahtl. Telegraphie, an Bord von Schiffen ausgeführt wird. Die Schaltung dazu ist im vorhergehenden Abschnitt unter γ beschrieben (Abb. 1078). Die Abb. 1080 stellt den Aufbau des Rahmens an Deck dar. Der Rahmen ist kreisförmig ausgeführt, die Wicklung zum Schutz gegen Witterungseinflüsse in einem Metallrohr eingebettet, das keine geschlossene Schleife bildet, da es im unteren Befestigungspunkt isolierend unterbrochen wird. Die Drehung des Rahmens erfolgt durch einen Seilzug.

Abb. 1081 gibt die Apparateanordnung in der Peilkabine wieder. A ist das Rad zur Drehung des Rahmens über einen Seilzug, verbunden mit Zeiger und Gradskala zur Ablesung des Winkels, C ist der Hauptverstärker für Hochfrequenz, D der Zusatzverstärker, E der Niederfrequenzverstärker, B der Überlagerer.

Abb. 1082 stellt einen transportablen Rahmenpeiler von Telefunken dar. Die Empfangsapparatur ist hier im Rahmen selbst eingebaut und mit demselben beweglich. Die drei fächerförmig angeordneten Stäbe, die auf der

Abbildung sichtbar sind, bilden eine kleine ungerichtete Antenne, die zur Kompensation des Antenneneffekts des Rahmens dient.

¹⁾ Robinson: Radio-Review 1, S. 213, 265. 1920.



Abb. 1080. Bordpeiler.

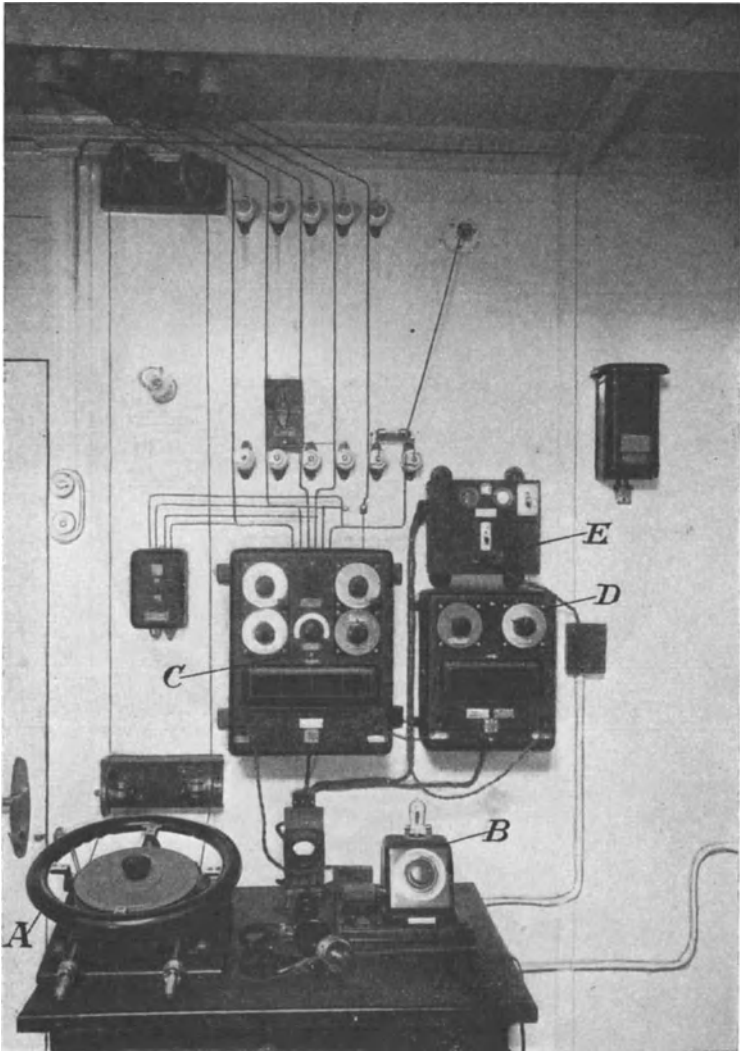


Abb. 1081. Bordpeiler von Telefunken: Apparateanordnung.

d) Fehler.

Außer den schon S. 952 behandelten Abweichungen durch Unsymmetrie kommen noch folgende Fehler vor:

α) Da der Rahmen immer einen relativ kleinen Ausschnitt des Feldes umfaßt, können lokale Feldverzerrungen große Fehler verursachen. Deshalb muß der Ort der Aufstellung des Rahmens, besonders auf Schiffen mit viel Metall an Deck, sehr vorsichtig gewählt werden. Auf jeden Fall muß die Anordnung **geiecht**

und eine Fehlerkurve, die sog. „Funkbeschickungskurve“, aufgenommen werden.
 Eichung: Drehen des Schiffes beim Senden von einer festen Station. Die Lage des Schiffes wird durch Beobachten des Kompasses oder fester Landmarken bestimmt. Es kommen auch bei sorgfältiger Aufstellung Abweichungen bis 10° vor.

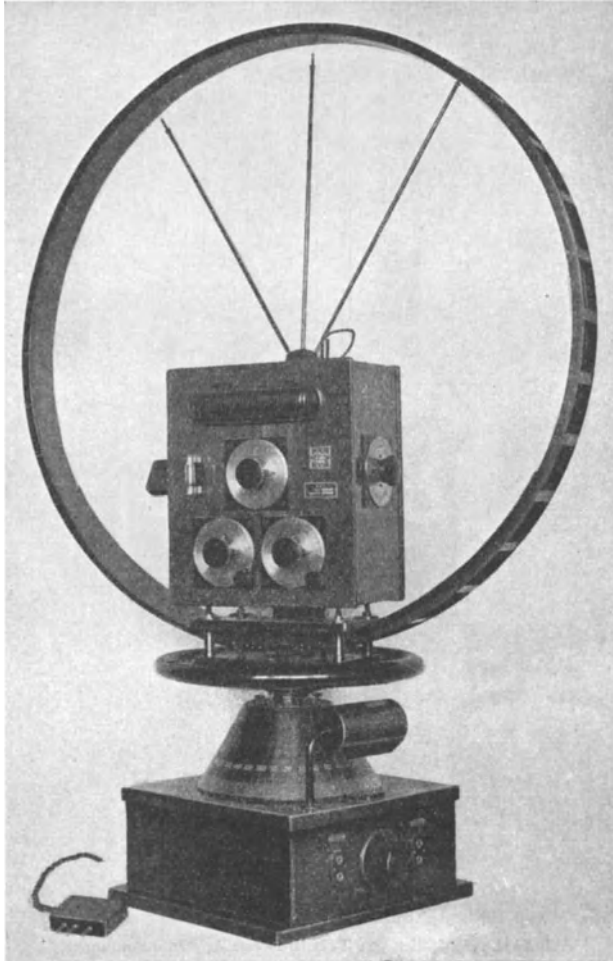


Abb. 1082. Beweglicher Rahmenpeiler von Telefunken.

β) Durch unmittelbare Einwirkung des ankommenden Feldes auf die Abstimm-
 spulen der Empfangsapparatur entstehen bei dem relativ kleinen Verhältnis der
 Windungsfläche des Rahmens zu der Windungsfläche dieser Spulen Abweichungen
 im Minimum oder unscharfe Einstellung. Beseitigung dieses Fehlers erfolgt durch
 Einkapselung der Empfangsapparatur oder Anordnung des Empfängers in fester

Verbindung mit dem Rahmen, wobei eine Achse der Spulen parallel zur Achse des Rahmens angeordnet wird und gegebenenfalls durch besondere Kompensationspulen, welche die im Empfänger induzierte EMK aufheben.

e) Kritisches.

Vorteile: Die Bedienung ist außerordentlich einfach: die Abstimmung viel einfacher als beim Goniometer, bei sonst gleichen Vorteilen. Die Antennenanlage fällt fort, deshalb für Schiffe besonders geeignet. Das ganze System ist bei entsprechender Ausführung ohne Schwierigkeit zu transportieren.

Nachteile: Große Empfindlichkeit gegen lokale Feldverzerrungen. Die Goniometerantennen mit großem Flächeninhalt sind in dieser Beziehung wesentlich im Vorteil, besonders auf Schiffen mit eisernen Aufbauten. Dann ist die mechanische Verbindung zwischen Rahmen und Beobachtungsraum zum Drehen des Rahmens nicht immer einfach (Seilzug). Anwendung großer Verstärkungsgrade notwendig.

E. Trommelspule.

a) Grundgedanke.

Die Trommelspule¹⁾ ergibt sich aus der Ringspule des Vielfachantennensystems (S. 946) durch Ersatz der „galvanischen Kopplung“ des Empfängers mit den Antennen durch eine induktive. Konstruktiv läßt sich das, wie leicht einzusehen ist, mit der Ringspule schlecht ausführen. Die Spule wird deshalb als Trommelspule nach Art des Trommelankers der Dynamomaschinen ausgeführt. Es zeigt sich, daß im Gegensatz zur Ringspule die Trommelspule auch bei nur zwei Antennen, die einen Winkel von 90° bilden, den Winkel absolut richtig angibt, d. h. die Spule kann als Goniometer verwendet werden, genau wie für die Vielfachantenne. Deshalb kann sie keiner dieser Gruppen zugeteilt werden.

b) Ausführung.

Das Prinzip ist durch Abb. 1083 gegeben. *T* ist die äußere Trommel, sie trägt auf dem Zylindermantel eine geschlossene Trommelwicklung, die nach den Regeln der Wickeltechnik wie eine geschlossene Gleich- oder Wechselstromankerwicklung ausgeführt wird und die auch zwei- oder mehrpolig sein kann. Verwendet man zwei senkrechte Antennen, wie Abb. 1083 zeigt, so wird die Wicklung an vier paarweise zu-

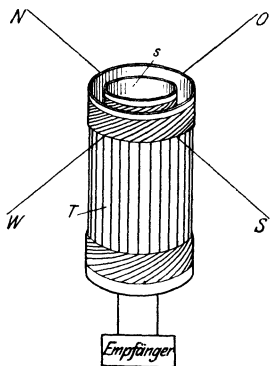


Abb. 1083. Trommelspule.

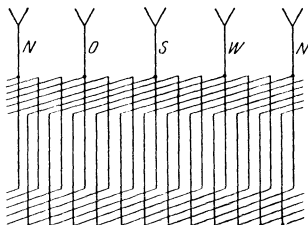


Abb. 1084. Abwicklung der Trommelspule.

gehörigen Spulen angezapft und bildet dann eine geschlossene Zweiphasenwicklung. Die Abwicklung einer solchen Anordnung ist in Abb. 1084 gegeben, es handelt sich hier um eine sog. Schleifenwicklung.

¹⁾ HARBICH, H., u. L. PUNGS: D. R. P. 328 279.

Die innere bewegliche Spule s (Abb. 1083) ist ebenfalls als Trommelspule ausgeführt, kann aber auch als einfache Rahmenspule (z. B. wie beim Goniometer) gebaut werden. Wird sie als Trommelspule ausgeführt, so ist ihre Wirkung als eine geschlossene Einphasenwicklung von gleicher Polzahl wie die feste Spule auszubilden und an zwei elektrisch um 180° verschobenen Punkten an das Empfangssystem anzuschließen.

An Stelle von zwei Antennen können auch mehrere in beliebiger Anzahl angeschlossen werden, dann bildet das System eine Mehrphasenwicklung; bei n -Antennen z. B. eine n -Phasenwicklung, und ist dann als Vielfachantenne zu betrachten, während die Abb. 1083 einer Goniometeranordnung entspricht.

c) Theorie.

Die Wirkungsweise kann bei zwei senkrechten Antennen wie beim gewöhnlichen Goniometer abgeleitet werden. Die allgemeine Theorie folgt unmittelbar aus der Theorie der Mehrphasenwicklungen und Drehfelder.

Bei zwei Antennen ist die Spannung an den Anschlußpunkten

$$e_1 = e \cdot \cos \alpha,$$

$$e_2 = e \cdot \sin \alpha.$$

Diesen Spannungen entspricht ein resultierendes Feld in der Trommelwicklung, das mit Annäherung sinusförmig ist und dessen Achse den Winkel β mit dem festen Nullpunkt bildet. Ändert sich der Einfallswinkel α um den Betrag α_1 , so verschiebt sich die Achse des Feldes um genau den gleichen Winkel α_1 . Bei richtiger Wahl des Ausgangspunktes ist dann

$$\alpha = \beta.$$

Die Lage des Feldes wird durch das Minimum in der drehbaren Spule bestimmt, wie beim Goniometer.

d) Kritisches.

Vorteile: Universelle Verwendbarkeit bei zwei Antennen oder beim Vielfachantennensystem; Vorteil gegenüber der Ringspule — Fehlen der Kontakte; besonders für ungedämpften aperiodischen Empfang zweckmäßig.

Nachteile: Konstruktiv schwierigere Ausführung der Wicklung.

3. Sendeanlagen für Funkpeilung.

A. Antennenformen.

An sich könnte jede der für Empfangszwecke brauchbaren Antennenformen auch für Sender verwendet werden. Praktisch ist die geschlossene Schleife für

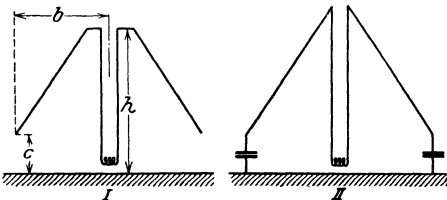


Abb. 1085. Richtantennen für Senden.

Sender unzuweckmäßig. Verwendet werden dagegen die offene Schleife (Abb. 1085 I) und die über Kondensatoren geerdete Schleife (Abb. 1085 II). Die letzte Form ist in bezug auf Energieausnutzung die zweckmäßigste, dagegen ist ihre Ausführung, besonders bei vielen Antennen, teuer. (Kondensatoren müssen auch gegen

Witterungseinflüsse geschützt werden usw.) Deshalb wurde die offene Schleife z. B. bei den deutschen großen Richtungsstationen Cleve und Tondern verwendet. Die Dimensionen dieser Antennen sind (Bezeichnung der Abb. 1085) $a = 70$ m, $c = 12$ m, $b = 130$ m.

B. Anlagen mit sprungweiser Richtungsänderung.

a) Grundgedanke.

Die Sendestation hat einen Antennenstern, wie bei der Vielfachantenne. Der gedämpfte oder ungedämpfte Sender S wird mittels der Drehvorrichtung nach-einander an die Antennen gelegt (Abb. 1086). Die peilende Empfangsstation E hat eine ungerichtete Antenne und beobachtet die Lautstärke des gerichteten Senders; wird diese gleich Null, so ist bei Vernachlässigung der Erdkrümmung die Fläche der eingeschalteten Antenne senkrecht zur Verbindungslinie zwischen beiden Stationen; in der Abbildung tritt z. B. dieser Fall für die Antenne MM ein. Es bedarf nun noch eines Kennzeichens, das die jeweilige Antennenrichtung der peilenden Empfangsstation anzeigt. Je nach Art dieser Kennzeichnung werden folgende Systeme unterschieden.

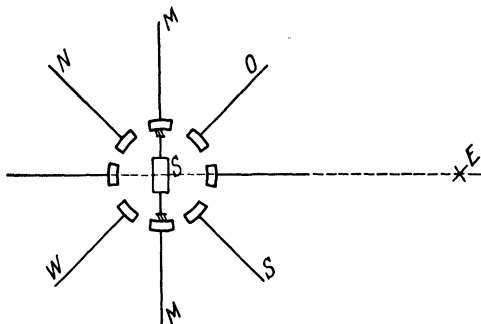


Abb. 1086. Vielfachantenne für Senden.

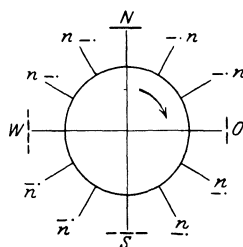


Abb. 1087. Schema der Richtungssignale.

b) Anlagen mit Richtungssignalen.

Die Anlagen werden mit Kontaktbahn und Drehschalter, wie beim analogen Empfangssystem (Abb. 1066, S. 945) ausgeführt, an Stelle des Empfängers E tritt der Sender. Der Drehschalter wird durch ein automatisches Antriebswerk mit Elektromotor gleichmäßig gedreht und durch einen ebenfalls automatisch betätigten Kontaktgeber ein Signal für jede Richtung gegeben.

Das Schema für eine solche Ausführung der Kennzeichnung ist auf Abb. 1087 dargestellt. Die vier Himmelsrichtungen sind mit N beginnend durch 1, 2, 3 und 4 längere Striche bezeichnet, die dazwischen liegenden Antennen durch ein und dasselbe Signal, welches gleichzeitig auch ein Kennzeichen für die Anlage bildet (wie etwa die Leuchttürme durch verschiedene Lichtarten: Dauerlicht, Blinklicht usw., unterschieden werden), z. B. ein Morsezeichen, auf der Abb. „ n “. Der Beobachter bedient sich einer Ablesevorrichtung mit Zeiger, die er von N beginnend beim Ertönen des Antennensignals weiterrückt und im Minimum der Lautstärke stehen läßt. Es können auch zwei Antennen gleicher Lautstärke beobachtet werden und daraus der Winkel bestimmt werden, wie bei den analogen Empfangsanlagen (S. 945).

c) Anlagen nach dem Synchronprinzip¹⁾.

Der Wahlschalter wird durch einen Präzisionsantrieb vollkommen gleichmäßig gedreht. Die Anfangsstellung, z. B. in der NS -Richtung wird durch ein besonderes Signal gekennzeichnet, das mit einer ungerichteten Antenne ausgesandt wird, die mit einer gerichteten konstruktiv kombiniert ist (z. B. Schirm- und Trapezantenne). Auf der Empfangsstelle wird eine Stoppuhr, die synchron mit dem Wahlschalter der Sendestation läuft, im Augenblick des ungerichteten Signals in Bewegung gesetzt und beim Verschwinden der Zeichen „gestoppt“. Die Einteilung der Uhr ist so ausgeführt, daß der gestoppte Zeiger die Richtung nach der Sendestation angibt. Die Zeichen werden als einfacher Strich oder ein Morsezeichen bei jeder Antenne gleichmäßig und automatisch, wie bei (b), gegeben.

¹⁾ Vgl. Telefunkenkompaß (A. Meissner), Jahrb. d. drahtl. Telegr. 6, S. 85. 1912.

Für die Genauigkeit der Messung usw. gilt im wesentlichen das für die Empfangsanlagen mit einfachem Wahlschalter (S. 945) Gesagte. Es kann auch der Halbwinkelschalter (S. 946) angewendet werden.

d) Kritisches.

Die Verwendung des unstetigen Systems hat den Vorteil der Einfachheit der Sendeeinrichtung, aber den Nachteil beschränkter Genauigkeit, die unter sonst gleichen Bedingungen (z. B. Antennenzahl) geringer ist als bei den Empfangsanlagen mit sprungweiser Richtungsänderung. Die Synchronmethode hat gegenüber der Zeichenmethode den Vorzug der Einfachheit der Ablesung und größerer Exaktheit der Messung, da die Richtungsbestimmung automatisch erfolgt. Sie hat aber den Nachteil einer komplizierten mechanischen Einrichtung des Senders, da der Wahlschalter genau gleichmäßig angetrieben und durch ein Uhrwerk kontrolliert werden muß.

C. Anlagen mit stetiger Richtungsänderung.

a) Grundgedanke.

Die Anlagen sind nach ihrem Grundgedanken im wesentlichen den Empfangsanlagen mit stetiger Richtungsänderung gleichartig (S. 946). Die Richtungen durch Signale zu bezeichnen, ist wegen der Stetigkeit der Richtungsänderung nicht möglich. Es kommt also nur das Synchronprinzip in Frage.

b) Ausführung.

Eine in der Praxis verwendete und einfache Ausführungsform ist die der Ringspule, wie bei den Empfangsanlagen. Diese Form ist aus Abb. 1068 zu ersehen, nur tritt an Stelle des Empfängers *E* der Sender. Bei der Abstimmung bildet das ganze *Antennensystem mit der Ringspule zusammen komplizierte Schwingungskreise*. Es lassen sich bei jeder vorhandenen Anlage nur bestimmte Wellen gut abstimmen, so daß Wellenänderungen schwierig sind. Für Anlagen dieser Art ist das aber kein besonderer Nachteil.

Für die Abgabe des ungerichteten Signals wird wie bei B. (S. 959) der Sender auf eine ungerichtete Antenne geschaltet.

Die Verteilung des Stromes auf die einzelnen Antennen des Systems ist nicht etwa von den Bürsten aus stetig abnehmend und dann wieder zunehmend, sondern hat längs des Umfanges der Spule einen eigentümlichen Verlauf, indem Maxima und Minima auch an den zwischenliegenden Antennen auftreten; dieses hängt ebenfalls mit dem komplizierten Schwingungssystem, das Antennen und Ringspule bilden, zusammen. Die Richtfähigkeit des Systems und die Schärfe des Minimums auf der Empfangsseite werden dadurch nicht beeinflusst.

Für ungedämpfte Sender und Überlagerungsempfang ist die Ringspule nicht gut verwendbar, da Schwankungen der Welle und deshalb auf der Empfangsseite Tonschwankungen auftreten. Hier ist die Trommelspule (S. 957) zweckmäßiger. Darüber liegen nur einige Vorversuche, jedoch keine praktischen Erfahrungen vor. Das gleiche gilt auch für die Verwendung des Goniometers, das natürlich für das stetige Verfahren auch angewandt werden kann.

Über die konstruktive Ausführung s. S. 962.

c) Handhabung.

Sie ist im wesentlichen wie bei dem unstetigen Verfahren (S. 959). Auf der Empfangsseite hört man nicht einzelne Zeichen, sondern einen Dauerstrich, dessen Lautstärke ab- und dann anschwillt. Das Minimum wird durch besondere Registrierstoppuhren bezeichnet und daraus die Richtung bestimmt. Das Nähere im Abschnitt D. (S. 961). Zur genaueren Beobachtung des Verschwindens des Tones ist es zweckmäßig, an Stelle eines Dauertones einen solchen mit schnellen Unterbrechungen zu benutzen.

d) Kritischer Vergleich der Sende- und Empfangsanlagen für Funkpeilung.

1. Vorteile der Sendeanlagen: Keine gerichtete Antenne an dem zu bestimmenden Orte, keine besondere Empfangsapparatur, nur gewöhnlicher Empfänger und Stoppuhr, Unabhängigkeit der Peilung von einer drahtlosen Verbindung zwischen den Stationen, deshalb kein Sender am zu peilenden Ort notwendig. Das letztere besonders für militärische Verwendung wichtig, da durch das sonst notwendige Senden der Standort auch dem Feinde bekannt wird. Diesen Nachteil vermeiden allerdings auch Rahmenpeiler und Goniometer auf dem Fahrzeug. Mit diesen Anordnungen hat die Senderpeilung auch noch den Vorteil gemeinsam, daß eine beliebige Anzahl von Fahrzeugen gleichzeitig gepeilt werden kann.

2. Nachteile der Sendeanlagen: Komplizierter mechanischer Aufbau des Senders, empfindliche Präzisionsantriebe für die Richtungsänderung, Störungen des Funkverkehrs bei dauerndem Arbeiten der Sender, bei zeitweisem Betrieb dagegen Peilung nur zu bestimmten Zeiten möglich.

D. Die Richtungssendeanlagen Cleve und Tondern¹⁾.

a) Wirkungsweise und Beobachtung der Stationen.

Die Stationen C (Cleve) und B (Tondern) waren nach dem Prinzip mit stetiger Richtungsänderung unter Verwendung einer Ringspule (s. unter C, b, S. 960)

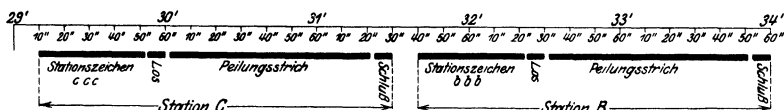


Abb. 1088. Arbeitsweise der Richtungssendeanlagen.

gebaut. Die Rotation der bilaterale ausgestrahlten Energie erfolgte von Nord über Ost nach Süd mit 2 Umdrehungen pro Minute, so daß der Beobachter alle 15 sec ein Minimum hörte. Die Wellenlänge beider Stationen war 1800 m.

Die Arbeitsweise der Stationen fand nach Abb. 1088 in folgender Weise statt: Station C sendet 42 sec lang ihr Stationszeichen cc (ungerichtet), dann folgt das „Loszeichen“ (—••••— —•••••) ebenfalls ungerichtet. Es folgt während 80 sec der Peilungsstrich (gerichtet), der vom Beobachter als regelmäßig wechselnde Maxima und Minima der Lautstärke gehört wird. Diese gerichtete Strahlung erfolgt derart, daß zur Zeit des letzten Punktes vom Loszeichen bzw. 15 und 30 sec später das Minimum der ausgestrahlten Energie die Nord-Süd-Richtung passiert. Anschließend an den Peilungsstrich wird noch das „Schlußzeichen“ (••••• —•••••) ungerichtet gegeben, dessen letzter Punkt wieder mit der Zeit zusammenfällt, zu der das Minimum die Nord-Süd-Richtung passieren würde, und der genau 90 sec später als der letzte Punkt des Loszeichens gegeben wird. In gleicher Weise sendet 10 sec später Station B, mit ihrem Stationszeichen bb beginnend.

Auf der beobachtenden Station wird mit einer Stoppuhr die Zeit zwischen dem letzten Punkt des Loszeichens und dem Passieren des Minimums gemessen. Diese Zeit ist proportional dem Winkel, dessen einer Schenkel der Meridian der Richtungssendestation ist, und dessen anderer Schenkel die Verbindungslinie des Beobachters mit der Richtungssendestation darstellt. Ist vom Beobachter die Richtung beider Richtungssendeanlagen in dieser Weise ermittelt worden, so ergibt der Schnittpunkt beider Richtungen eindeutig den Beobachtungsort²⁾.

Für die Beobachtung dieser Stationen ist die **Peiluhr** (Abb. 1089) konstruiert worden (Banneitz). Sie besteht aus einem kräftigen Uhrwerk, dessen Unruhe

¹⁾ Diese Anlagen wurden 1917/18 zur Ortsbestimmung von Seefahrzeugen und Luftschiffen im Bereich der Nordsee benutzt.

²⁾ Dabei ist vorausgesetzt, daß die Entfernungen noch nicht so groß sind, daß die Kugel-form der Erde berücksichtigt werden muß (vgl. S. 965 u. f.).

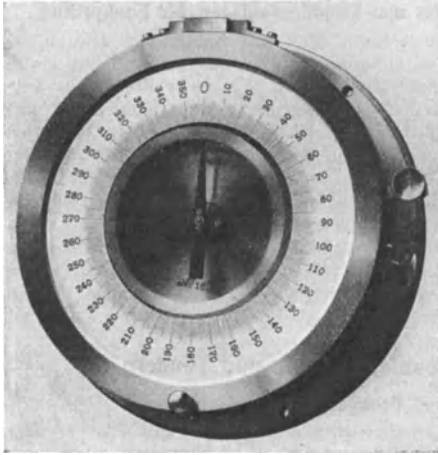


Abb. 1089. Peiluhr.

10 Halbschwingungen in der Sekunde ausführt. Dadurch ist die Bewegung des Zeigers, der in 30 sec eine volle Umdrehung macht, für das Auge stetig. Die Skala ist in 360 Grad geteilt, so daß der Peilwinkel direkt abgelesen werden kann. Durch Niederdrücken der seitlichen Taste wird die Uhr nach dem Loszeichen ausgelöst. Die Lage der Minima wird auf dem Schreibrand mit Bleistift markiert. Außerdem kann ein Diagrammpapier eingelegt werden, das sich mit dem Zeiger dreht und bei jedem Drücken der Taste gelocht wird.

Die Genauigkeit der Richtungsbestimmung mit diesen Stationen beträgt etwa $\pm 1^\circ$.

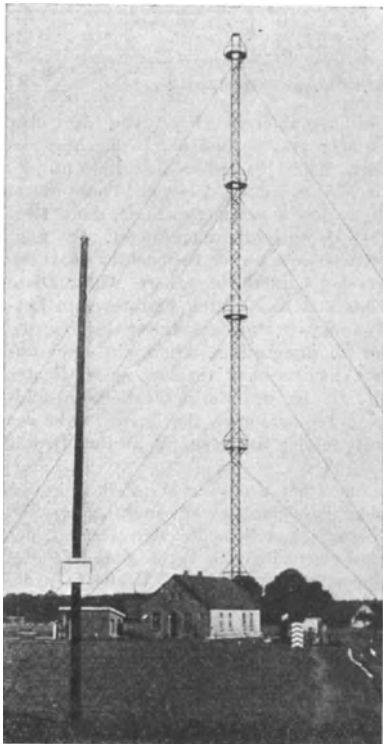


Abb. 1090. Mast einer Richtungsseideanlage.

b) Anordnung einer Richtungsseideanlage.

α) Antenne, Ringspule, Sender.

In der Mitte eines frei gelegenen ebenen Geländes stand ein 75 m hoher **Gitter-Holzmast** und um denselben auf einem Kreise mit 125 m Radius 60 Stück 12 m hohe Nebenmaste (Telegraphenstangen). 60 voneinander isolierte Antennendrähte waren von den Nebenmasten zur Spitze des Hauptmastes und von dort senkrecht herunter an die Ringspule geführt. Die isolierte Befestigung der einzelnen Drähte an der Niederführung wurde durch Stützisolatoren erreicht, die an fünf auf die Mastlänge verteilten Mastkörben angebracht waren (Abb. 1090).

Die **Ringspule** hatte einen mittleren Durchmesser von 2,0 m und einen Wicklungsquerschnitt von 600 qcm. Die Windungszahl betrug 720, so daß an jeder 12. Windung eine Antenne angeschlossen war. Die Selbstinduktion zwischen zwei diametral gegenüberliegenden Punkten war 1,4 mH. Beim gerichteten Senden wurde der Hochfrequenzstrom über die drehbaren Bürsten an zwei gegenüberliegenden Punkten der Ringspule zugeführt. Beim

ungerichteten Senden wurden sämtliche Antennen miteinander verbunden und über eine Kopplungsspule des Senders mit Erde verbunden.

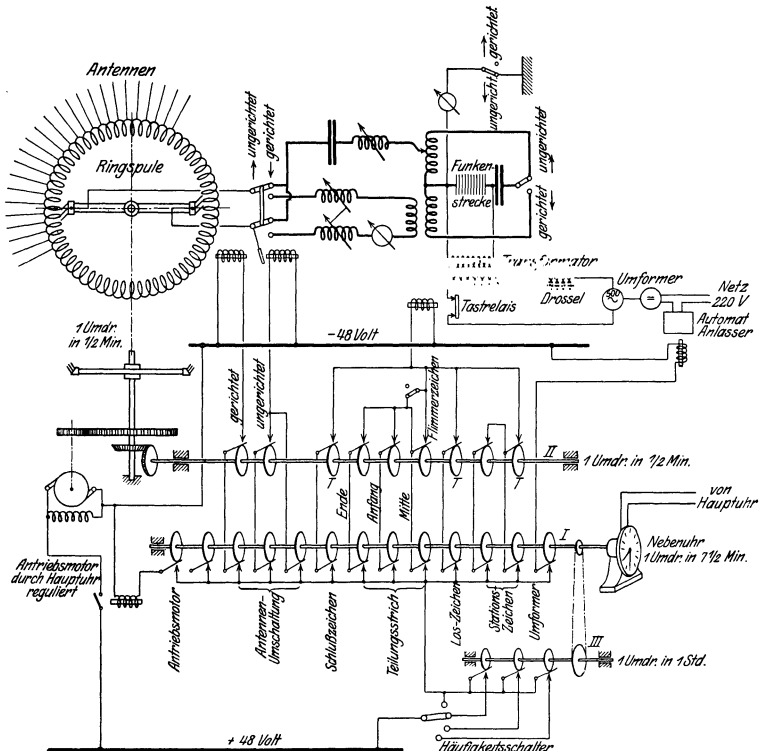


Abb. 1091. Schaltung einer Richtungsendeanlage.

Den Hochfrequenzstrom lieferte ein 4-kW-Löschfunkensender (Telefunken), dessen Abstimmittel für das gerichtete Senden **symmetrisch** zur Ringspule angeordnet waren. Im oberen Teil der Abb. 1091 ist die Schaltung der Hochfrequenzkreise dargestellt.

β) Ringspulentrieb.

Die Drehung der mit Schleifbürsten versehenen Ringspulenachse erfolgte mit einem Präzisionsantrieb (der Fa. Carl Zeiss, Jena) mit 2 Umdrehungen in der Minute. Dieser Antrieb wurde durch eine astronomische Uhr reguliert, so daß die Ungleichmäßigkeit in der Bewegung der Bürstenarme nicht größer als $\pm 1/2^\circ/\text{sec}$ war. Diese geringen Abweichungen wurden jedoch durch den Antrieb stets wieder kompensiert, so daß Gleichlauf mit der Uhr erzielt wurde.

γ) Automatisches Schaltwerk.

Die Stationen arbeiteten vollkommen automatisch. Die Hauptuhr (Riefler, Gang-Variation $\pm 0,2 \text{ sec/Tag}$) trieb mittels einer Nebenuhr die Welle I des Schaltwerkes (unterer Teil der Abb. 1091) mit einer Geschwindigkeit von 1 Umdrehung in $7\frac{1}{2}$ Minuten an. Die Nockenscheiben dieser Welle schalteten Umformer und den Antrieb der Ringspulenachse zur gegebenen Zeit ein und schlossen ebenso die Vorkontakte für die Betätigung des Tastrelais. Die Welle II drehte sich synchron mit der Ringspulenachse, die Nockenscheiben derselben bewirkten das Öffnen und Schließen der Hauptkontakte bei bestimmten Stellungen der Ringspulenbürsten. Außerdem sind auf Welle III die Typenscheiben angebracht, die das Tastrelais (in Abb. 1091 mit T bezeichnet) betätigen. Das Schaltwerk wird derart eingestellt, daß die Schaltvorgänge nach Abb. 1088 erfolgen und daß

der letzte Punkt des Loszeichens und ebenso der des Schlußzeichens gegeben werden, wenn das Minimum der ausgestrahlten Energie die Nord-Süd-Richtung passiert. Mit Welle III wird die Anzahl der Wiederholungen pro Stunde eingestellt.

E. Kursweiser

von Scheller¹⁾ angegeben und von Kiebitz²⁾ weiter durchgebildet, sind Richtsender, deren ausgestrahlte Zeichen eine bestimmte Richtung (Markierungslinie) scharf ausgeprägt erkennen lassen. Dies wird erreicht durch zwei unter einem geeigneten Winkel α (Abb. 1093) angeordnete Richtantennen (Antennenpaare). Diese werden von einem Sender derart gespeist, daß die eine Antenne das Komplementzeichen der anderen erhält. Z. B. Antenne AA strahlt das Zeichen a aus, und Antenne NN das Zeichen n in der Weise, daß während der Zeichenpausen der einen Antenne die andere Antenne erregt ist (vgl. Abb. 1092).

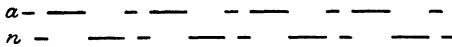


Abb. 1092. Zeichen des Kursweisers.

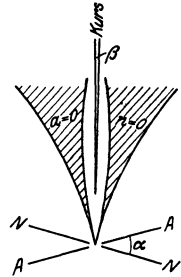


Abb. 1093. Kursweiser.

In Abb. 1093 sind die Nullbereiche der beiden Antennen schraffiert gekennzeichnet. Im Bereich $a = 0$ hört man das Zeichen n und im Bereich $n = 0$ das Zeichen a . Auf der mit „Kurs“ bezeichneten Linie werden die Zeichen a und n gleich laut gehört und ergänzen sich zu einem Dauerstrich. Die Breite der Markierungslinie hängt von der Entfernung des Beobachters und vom Winkel α ab. Für $\alpha = 20^\circ$ ist der Öffnungswinkel β etwa 10 min. Je kleiner α , desto kleiner auch β und die Reichweite. Der Kursweiser kann zur Markierung von Schiffsstraßen und Hafeneinfahrten angewandt werden. Für Beobachtung vom Flugzeug aus ist der Kursweiser nach Versuchen von Buchwald³⁾ in gleicher Weise nicht anwendbar. Von Grimsen⁴⁾ sind hierzu Strahlungsuntersuchungen an horizontalen Sendedrähnen, die in einer höheren Harmonischen erregt wurden, durchgeführt worden.

F. Richtungssenden mit kurzen Wellen.

Für kurze Wellen (kleiner als 15 m) ist die Anordnung der Sendeantenne in der Brennlinie eines abgestimmten Reflektors (Spiegelanordnung) (vgl. S. 976) praktisch ausführbar. Die Polarkurve der ausgestrahlten Intensität hängt von der Öffnung des Reflektors ab und hat bei einer Öffnung von 2 Wellenlängen die Form der Abb. 1094. Durch Rotation des Reflektors mit dem Oszillator wird eine kreisende Bewegung des Strahlenbündels erreicht. Am entfernten Empfänger wird das Anwachsen und Verschwinden der ausgestrahlten Zeichen beobachtet, und mit Hilfe von Zeit- oder Richtungsmarken kann die Richtung des Senders zum Empfänger ermittelt werden. Je größer die Wellenlänge, desto schwieriger die Ausführung des rotierenden Reflektors.

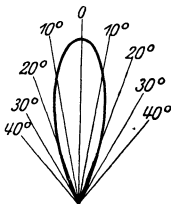


Abb. 1094. Strahlung eines Senders mit Reflektor.

Von Marconi und Franklin⁵⁾ sind Versuche mit einer derartigen Anlage ausgeführt worden. Dabei wurde ein Funksender mit 4 m Wellenlänge verwendet. Die Reichweite betrug 11 km und die Genauigkeit der Peilung $2,8^\circ$. (Vgl. auch S. 976.)

¹⁾ Scheller, O.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 2, S. 341. 1909.

²⁾ Kiebitz, F.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 15, S. 299. 1920.

³⁾ Buchwald, E.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 15, S. 121. 1920.

⁴⁾ Grimsen, G.: ENT 3, S. 361. 1926.

⁵⁾ Franklin, C. S.: Nature 110, S. 220. 1922. — Marconi, G.: Journ. of A. I. E. E., S. 561, 1922; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 58. 1923.

4. Peilverfahren.

A. Allgemeines.

a) Standlinien.

Jede einzelne Peilung oder sonstige Messung zum Zweck der Ortsbestimmung gibt eine Linie als geometrischen Ort des gesuchten Punktes, eine **Standlinie**, wie sie in der Nautik bezeichnet wird. Als Schnittpunkt zweier oder mehrerer Standlinien ergibt sich der gesuchte Ort. Bei der Funkpeilung bestimmt man gewöhnlich die Lage größter Kreise auf der Erdoberfläche, die durch den gesuchten Ort gehen. Diese oder genauer deren Darstellungen auf der Karte sind dann die Standlinien. Bei manchen Verfahren kommen auch andere geometrische Orte in Frage (vgl. S. 966, 967).

b) Gnomonische Karte.

Bei geringen Abständen der festen Punkte und des gesuchten Ortes (bis ca. 50 km) können die größten Kreise durch gerade Linien auf den gewöhnlichen Seekarten in Mercatorprojektion oder auf Landkarten dargestellt werden. Bei größeren Abständen entstehen jedoch bedeutende Fehler. Bei Entfernungen bis ca. 130 km können Karten in gnomonischer Projektion verwendet werden. Hier werden alle größten Kreise durch Gerade dargestellt. Die gnomonische Projektion entsteht, wenn die Kartenebene die Erdkugel im abzubildenden Gebiet berührt und die Projektionsstrahlen durch das Zentrum der Erdkugel gehen. Da die Ebenen der größten Kreise ebenfalls durch das Zentrum gehen, werden sie als gerade Linien abgebildet¹⁾.

c) Die Einteilung der Verfahren für Funkpeilung.

Bei der Fremdpeilung wird der Ort des Fahrzeuges oder der Station, die mit einem Sender ausgerüstet sein muß, von festen gerichteten Empfangsstationen bestimmt — eine gegenseitige drahtlose Verbindung ist hier notwendig. Vorteile: Große Genauigkeit, keine Richtungsanlage auf dem Fahrzeuge.

Bei der Eigenpeilung bestimmt das Fahrzeug od. dgl. seine Lage selbst, entweder durch Benutzung gerichteter Empfangsanlagen an Ort und Stelle (Rahmen, Goniometer) oder durch gerichtete Sendestationen. Vorteile: Vollkommene Unabhängigkeit von den Landstationen, keine Verbindung mit denselben notwendig.

Bei der Kursweisung wird nicht der Ort, sondern der zu steuernde Kurs festgelegt. Praktisch kann das nur durch Eigenpeilung erfolgen.

B. Fremdpeilung bei kürzeren Entfernungen.

Sie wird meistens als Kreuzpeilung ausgeführt. Die Lage der Peilstationen *A* und *B* (Abb. 1095) ist genau festgelegt, *C* ist das zu peilende Fahrzeug. *A* und *B* bestimmen die Azimute α und β und dadurch zwei Standlinien. Der Schnittpunkt ist der gesuchte Ort.

Praktische Ausführung: *C* ruft die als ungerichtete Sende- und Empfangsstation ausgebildete Leitstelle der beiden Peilstationen an und gibt dann Strich oder ein Kennzeichen. *A* und *B* peilen und geben das Resultat an die Leitstelle, die die Ortsbestimmung ausführt und an *C* übermittelt.

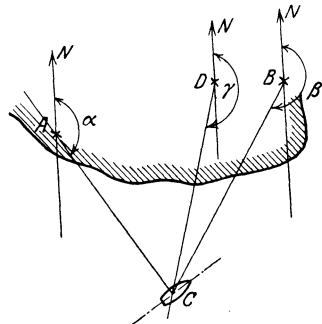


Abb. 1095. Kreuzpeilung.

¹⁾ Gnomonische Karten für Funkpeilung sind z. B. von der Deutschen Marineleitung herausgegeben worden.

Eine telephonische Drahtverbindung zwischen A und B ist sehr zweckmäßig. Die Ortsbestimmung gewinnt an Sicherheit, wenn noch eine dritte Peilstation vorhanden ist (D auf Abb. 1095). Bei genauer Peilung schneiden sich die drei Peilstrahlen in einem Punkte, bei vorhandenen Fehlern bilden sie das „Fehlerdreieck“. Der gesuchte Punkt befindet sich innerhalb dieses Dreiecks und kann auf Grund einer Ausgleichsrechnung bestimmt werden¹⁾. Gewöhnlich begnügt man sich mit einer Schätzung, die für die Praxis meistens ausreicht.

C. Eigenpeilung bei kürzeren Entfernungen.

a) Mit gerichteten Sendestationen.

Sie geben die Möglichkeit, vom Fahrzeug usw. aus das Azimut von A und B nach C (Abb. 1096) zu bestimmen und damit die Kreuzpeilung wie im Abschnitt B (S. 965) durchzuführen. Es gilt im übrigen sinngemäß das in diesem Abschnitt Gesagte. Die Peilungen müssen bei bewegten Fahrzeugen sehr schnell nacheinander durchgeführt werden, um keine Fehler durch Ortsveränderung zu erhalten.

b) Mit gerichteter Empfangsanlage.

Es kommt in erster Linie der drehbare Rahmen und das Goniometer auf dem Fahrzeug in Frage.

α) Mit Kompaßablesung.

Die ungerichteten Sender der Funkstellen A und B (Abb. 1096) werden vom Fahrzeug aus so gepeilt, daß die Winkel der Peilstrahlen gegen die Schiffsachse bestimmt werden (α' und β'); gleichzeitig wird der Kurs des Schiffes γ am Kompaß abgelesen, der der Einfachheit halber rechtweisend (d. h. nach Korrektur der Deklination) angenommen sei. Dann ergeben sich die Azimute $\alpha = \alpha_1 - \gamma$ und $\beta = \beta_1 - \gamma$; somit sind die Unterlagen für eine Kreuzpeilung gegeben. Eine Änderung des Kurses während der Peilung ist zu berücksichtigen²⁾.

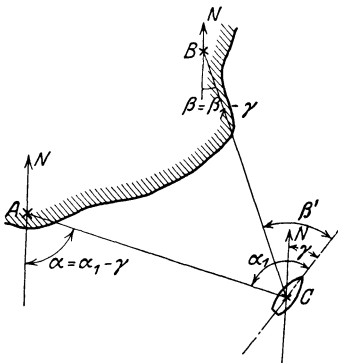


Abb. 1096. Eigenpeilung.

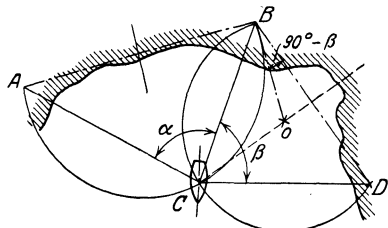


Abb. 1097. Dreipunktspeilung.

β) Dreipunktspeilung.

Bei diesem Verfahren, auch *Pothenotssche Aufgabe* genannt, werden drei Sendestationen beobachtet, die Kompaßablesung fällt fort. Es werden (Abb. 1097) die Winkel α und β möglichst schnell nacheinander bestimmt. Der gesuchte Punkt C ergibt sich als Schnittpunkt der beiden Standlinien, die in diesem Falle Kreisbogen über den Sehnen AB und BC sind, welche α und β einschließen. Die Konstruktion ist bekannt und auf der Abbildung gezeigt.

¹⁾ Stenzel, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 21, S. 221. 1923.

²⁾ Der Übersichtlichkeit der Darstellung halber sind auf der Abbildung die Azimute nach Westen gerechnet.

Ein einfaches Verfahren ist folgendes: Man zeichnet auf ein Stück Pauspapier die Winkel α und β in richtiger Lage gegeneinander mit genügend langen Schenkeln und verschiebt das Papier über der Karte so lange, bis die Schenkel durch A , B und D gehen; der Scheitelpunkt ist dann der gesuchte Ort C ¹⁾.

γ) Peilung mit Verseglung.

Sie wird angewendet, wenn nur eine Funkstelle gepeilt werden kann. Die Entfernung zwischen Fahrzeug und Sendestation darf nicht zu groß sein. Ferner erfordert das Verfahren die Messung der vom Fahrzeug durchlaufenen Strecke, die nicht immer mit der gewünschten Genauigkeit durchgeführt werden kann. Auf Abb. 1098 ist A der Sender. Das Fahrzeug befindet sich erst in B , hier wird durch Peilung und Kompaßablesung das Azimut α bestimmt. Dann durchfährt das Fahrzeug die Strecke BC mit genau eingehaltenem Kurs. Die Länge der Strecke wird genau aus der mit der Logge bestimmten Geschwindigkeit des Schiffes ermittelt. In C wird A wieder gepeilt und daraus das neue Azimut β bestimmt. Die Konstruktion ergibt sich aus der Abbildung. Für genaue Ortsbestimmung muß $\alpha - \beta \approx 90^\circ$ sein.

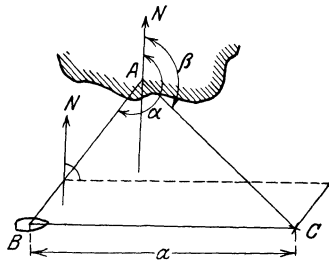


Abb. 1098. Peilung mit Verseglung.

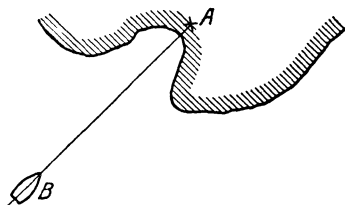


Abb. 1099. Zielfahrt.

δ) Zielfahrt.

Außer der speziellen Anordnung des Schellerschen Kursweisers (S. 964) kann auch jede Vorrichtung zur Eigenpeilung zum Steuern nach bestimmten Punkten verwendet werden. Beispiel zeigt Abb. 1099; es soll der Punkt A (z. B. Hafeneinfahrt) angesteuert werden; in A sei eine Sendestation. Auf dem Fahrzeug B wird der Rahmen oder die entsprechende Achse des Goniometers senkrecht zur Schiffsachse eingestellt und so gesteuert, daß die Lautstärke von A in dieser Stellung im Minimum ist.

ε) Sonstige Verfahren.

Außer den beschriebenen können auch andere bei der terrestrischen Navigation (so genannt im Gegensatz zur astronomischen mit Beobachtung von Gestirnen) angewendete Verfahren auf die Funkpeilung übertragen werden, soweit sie auf Winkelmessung beruhen.

D. Peilung bei großen Entfernungen²⁾.

Bei großen Entfernungen zwischen peilender und gepeilter Station bleibt natürlich das Peilverfahren, soweit es die Winkelmessung betrifft, grundsätzlich dasselbe wie bei kleinen Entfernungen. Doch müssen für die Auswertung der Ergebnisse besondere Wege eingeschlagen werden. Es läßt sich dann der große Kreis des Peilstrahles in den Seekarten nicht mehr durch eine gerade Linie unter dem gepeilten Winkel gegen den Meridian ersetzen.

Ist die Entfernung nicht größer als etwa 130 km, so wird folgendes Verfahren benutzt, und zwar bei Verwendung von gewöhnlichen Seekarten in Mercatorprojektion. Der Großkreis des Peilstrahles ergibt auf der Mercatorkarte eine Kurve, die für die genannten Entfernungen annähernd durch einen Kreisbogen ersetzt werden kann. Dieser Kreisbogen geht durch die beiden Punkte der peilenden und gepeilter Station. Verbindet man diese Punkte noch durch eine

¹⁾ Schulze, L.: Nautik S. 84. Samml. Göschen.

²⁾ Wedemeyer: Annalen der Hydrographie 1910, S. 434. — Leib u. Nitzsche: Funkpeilungen 1926, Berlin: E. S. Mittler & Sohn.

Gerade, die die Sehne des Kreisbogens bildet und auf der Seekarte eine „Loxodrome“ genannt wird, so schneidet diese Gerade den Meridian des Peilorts selbstverständlich in einem Winkel, der von dem gemessenen des Großkreises abweicht. Diese Abweichung läßt sich nun als Korrektur berechnen und in Form von Tabellen (Wedemeyer) oder Kurven [Maurer¹⁾] darstellen. Sie wird die „Beschickung des Großkreises auf die Loxodrompeilung“ genannt. In den Tabellen von Wedemeyer²⁾ ist die Beschickung als Funktion des halben Längenunterschiedes und der Mittelbreite zwischen gepeiltem und peilendem Ort angegeben. Es muß für die Auswertung der Peilung der Schiffsort annähernd bekannt sein (z. B. durch rohe Auswertung der Peilergebnisse).

Nach der Umrechnung der Großkreispeilung auf die Loxodrompeilung wird der genaue Schiffsort auf Grund von Peilungen von zwei oder mehreren Stationen durch den Schnittpunkt der zugehörigen Loxodromen bestimmt.

Bei Entfernungen über 130 km gibt auch diese Methode nicht genügend genaue Resultate, so daß genauere Verfahren zur Auswertung der Peilergebnisse angewendet werden müssen.

Im Falle der Fremdpeilung hat man bei Kreuzpeilung von zwei Peilstationen aus als Standlinien des Schiffes zwei Großkreise, die durch den Schiffsort und die Peilstationen gehen. Damit ist ein sphärisches Dreieck bestimmt mit einer Seite als Abstand der Peilstationen und zwei anliegenden Winkeln, die sich aus der Azimutbestimmung durch die Peilung ergeben. Das Dreieck läßt sich nach den bekannten Verfahren der sphärischen Trigonometrie berechnen und damit der Schiffsort bestimmen.

Wesentlich verwickelter ist die Aufgabe bei der Eigenpeilung vom Schiff aus, wenn die Entfernungen zu den zu peilenden Stationen groß sind. Eine einfache Überlegung zeigt, daß bei unbekanntem Standort des Schiffes durch die Bestimmung des Azimuts der Funkstation der geometrische Ort oder die Standlinie nicht etwa durch einen Großkreis dargestellt wird, da bekanntlich die Meridiane von einem beliebigen Großkreis unter verschiedenen Winkeln geschnitten werden, die Azimute einer und derselben Funkstation somit in einzelnen Punkten des Großkreises verschiedene Werte haben. Der geometrische Ort für alle Punkte, aus denen sich das gleiche Azimut nach einer bestimmten Funkstation ergibt, ist vielmehr eine Kurve auf der Kugel, die „Azimutgleiche“ genannt wird. Wedemeyer hat diese Kurven genau untersucht³⁾ und ein Näherungsverfahren angegeben, bei dem kurze Stücke der Azimutgleiche durch Großkreise und diese wieder mittels der Großkreisbeschickung auf der Mercatorkarte durch Gerade dargestellt werden. Dazu ist der ungefähre Standort des Schiffes notwendig, der geschätzt oder „geißt“ wird.

Der genaue Schiffsort wird durch den Schnitt mehrerer Standlinien bestimmt, die sich aus mehreren Beobachtungen verschiedener Funkstationen ergeben. Das Verfahren von Wedemeyer hat sich praktisch gut bewährt (z. B. beim Zeppelinflug nach Amerika). Auf Einzelheiten kann hier nicht eingegangen werden, es sei auf die in den Fußnoten angegebene Literatur verwiesen.

Weitere Näherungsverfahren sind von Wendt⁴⁾, Immler⁵⁾ und v. Kobbe⁶⁾ angegeben worden.

¹⁾ Maurer: Annalen der Hydrographie 1924; „Nautischer Funkdienst“, herausg. v. d. Deutschen Marineleitung 1926. Berlin: E. Mittler & Sohn.

²⁾ Wedemeyer: Marine-Rundschau 1924, S. 308.

³⁾ Wedemeyer: l. c.

⁴⁾ Wendt, E.: Ann. f. Hydrographie 1925.

⁵⁾ „Hansa“, März 1925.

⁶⁾ Kobbe, A. v.: Ann. f. Hydrographie 1925, S. 187.

5. Fehlweisungen.

A. Allgemeines.

Unter Fehlweisungen werden bei der Funkpeilung solche *Abweichungen von der wirklichen Peilrichtung* verstanden, deren Grund nicht im Peilapparat selbst liegt, die vielmehr durch Vorgänge in der Atmosphäre, Eigenschaften des Bodens, sowie durch die Form und Richtung des ankommenden Feldes verursacht werden. Zum Unterschiede davon werden die Abweichungen durch Vorgänge in dem Peilsystem oder seine konstruktiven Eigenschaften einfach als „Fehler“ bezeichnet. Die genauen Ursachen der Fehlweisungen sind noch nicht genügend erforscht. Die aufgestellten Theorien bedürfen, trotz großer Wahrscheinlichkeit, noch einer endgültigen Bestätigung.

B. Einfluß des Bodens und des Zwischengeländes.

a) Boden und benachbartes Gelände der Peilanlage.

Bei Landanlagen für Empfang können durch ungleichmäßigen Boden unter der Antennenanlage Fehlweisungen entstehen, und zwar hauptsächlich wenn das Antennensystem mit einfachen Horizontalantennen ausgeführt ist. Trotz gleicher Höhe über dem Erdboden haben dann die Antennen ungleichmäßige Lautstärke unter sonst gleichen Bedingungen. Dadurch wird die Lage des Minimums und damit die gepeilte Richtung gegen die wirkliche verschoben. Durch Anwendung möglichst geschlossener Antennen, bei denen der Boden keinen so großen Einfluß hat, werden diese Fehlweisungen unschädlich gemacht.

Ferner sind Fehlweisungen durch Berge und Flußläufe in der Nähe der Peilanlage beobachtet worden; dieses ist bei Wahl des Stationsplatzes zu berücksichtigen. Wälder in größerer Entfernung von der Peilanlage scheinen keinen schädlichen Einfluß zu haben.

Die Fehlweisungen durch benachbarte Antennen, insbesondere auf Schiffen, gehören ebenfalls hierher.

b) Das Gelände zwischen Sende- und Empfangsstation.

Es sind bei Peilungen fester Landstationen von ebenfalls ortsfesten Peilanlagen aus für jede Richtung und Welle konstante Abweichungen von der wirklichen Richtung festgestellt worden, und zwar bei Tagesbeobachtungen, so daß die weiter behandelten, stark schwankenden Nacht-Fehlweisungen ausgeschlossen waren. Da die Abweichungen dieser Art immer dann auftreten, wenn zwischen beiden Stationen See und Land lagen, so war in diesem Umstände die Ursache zu suchen. Die Erscheinung wird nun dadurch erklärt, daß die *Geschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen über See größer ist als über Land*¹⁾. Dann muß beim Übergang vom Seegebiet zum Landgebiet oder umgekehrt eine Brechung der Wellen eintreten, genau so wie ein Lichtstrahl beim Übergang von einem durchsichtigen Medium in ein anderes von verschiedenem Brechungs-exponenten gebrochen wird. Auch hier ist bekanntlich die Verschiedenheit der Geschwindigkeit des Lichtes in verschiedenen Medien die Ursache. Es gilt das Gesetz (Abb. 1100):

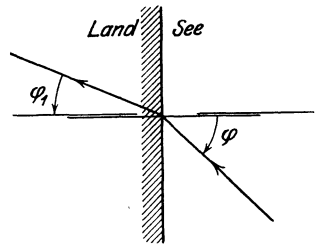


Abb. 1100. Ablenkung zwischen See und Land.

$$\frac{\sin \varphi}{\sin \varphi_1} = \frac{v}{v_1}.$$

¹⁾ Eckersley, T. L.: The Radio Review 1, S. 421 bis 428. 1920.

φ = Einfallswinkel von See zu Land, φ_1 = der Brechungswinkel, v_1 und v = die Geschwindigkeiten der Wellen über See und Land. Der Unterschied der Geschwindigkeiten beträgt im Mittel etwa 5%, also

$$\frac{\sin \varphi}{\sin \varphi_1} = 1,05 .$$

Für $\varphi_1 = 60^\circ$ ist z. B. die Abweichung etwa 5° ; diese Größenordnung entspricht den beobachteten Werten. Diese Fehlweisungen hängen vom Verlauf der Küstenlinie ab. Es muß bemerkt werden, daß bei vielen Stationen, zwischen denen See und Land liegt, auch bei $\varphi > 0$ keine Abweichungen beobachtet wurden. Soll die Brechungstheorie Geltung haben, so muß angenommen werden, daß hier die Bodenbeschaffenheit so geringe Abweichung der Größen v und v_1 ergab, daß eine Differenz zwischen φ und φ_1 innerhalb der Meßfehler lag.

Es muß auf jeden Fall eine neuerrichtete Station einer eingehenden **Kontrolle** oder **Eichung** unterworfen werden. Das geschieht durch Beobachtung bekannter fester Stationen; bei Küstenstationen wird eine systematische Eichung durch ein fahrendes Schiff, dessen Ort gleichzeitig durch Funkpeilung und die üblichen nautischen Methoden bestimmt wird, durchgeführt. Die Kontrolle oder Eichung hat sich möglichst auf alle Wellen, mit denen die Station arbeiten soll, zu erstrecken.

C. Einfluß des Zustandes der Atmosphäre.

Er kommt hauptsächlich bei Peilungen während der Nachtzeit auf größere Entfernungen, besonders ausgeprägt bei Sonnenauf- und -untergang, durch charakteristische Fehlweisungen zum Ausdruck, die man auch als „Nachtpeilungen“ bezeichnet. Allerdings werden auch bei Tage ähnliche Erscheinungen beobachtet, aber in wesentlich schwächerer Form.

Die charakteristischen Merkmale der Nachtpeilungen sind:

1. Abweichungen des Minimums von der wahren Richtung im Betrage von einigen Grad bis 90° .
2. Oft sich sehr schnell ändernde Lage des Minimums, besonders bei Sonnenauf- und -untergang.
3. Gewöhnlich ein sehr unscharfes Minimum. Es sind wohl auch Fehlweisungen dieser Art mit scharfem Minimum beobachtet worden, sie sind wegen des dazu notwendigen Zusammentreffens besonderer Umstände sehr selten.
4. Oft eine sehr große Abhängigkeit von der Wellenlänge, so daß z. B. bei mit Verstimmung getasteten Lichtbogensendern verschiedene Fehlweisung für beide Sendewellen beobachtet wurde.

Der Zusammenhang dieser Erscheinungen mit den bekannten Lautstärke-schwankungen beim Sonnenauf- und -untergang sowie der vergrößerten Reichweite nachts liegt auf der Hand.

Die Theorie nimmt zur Erklärung der Erscheinungen eine gegen die übrige Atmosphäre scharf abgegrenzte Ionenschicht in den oberen Regionen an, an deren Grenzfläche eine Reflexion der Wellen eintritt; außer dem direkten Strahl kommt dann noch ein reflektierter bei der Peilstation zur Einwirkung¹⁾.

Am Tage sind auch die unteren Schichten der Atmosphäre ionisiert und es besteht keine scharfe reflektierende Grenzschicht.

Nimmt man das Vorhandensein zweier Strahlen an, so lassen sich die Erscheinungen der Nachtpeilungen aus der gleichzeitigen Einwirkung dieser beiden Strahlen, bei Berücksichtigung ihrer Amplituden, gegenseitiger Phasenverschiebung usw., leicht rein geometrisch ableiten²⁾.

¹⁾ Eckersley, T. L.: The Radio Review 2, S. 60 bis 65 u. 231 bis 248. 1921; Jahrb. d drahtl. Teleg. 21, S. 165. 1923.

²⁾ Heiligtag, Th.: Jahrb. d. drahtl. Teleg. 21. S. 78. 1923.

Man kann sich in der Praxis gegen die Fehlweisungen dieser Art zum größten Teil dadurch schützen, daß man jede Peilung mit sehr unscharfem oder schwankendem Minimum als unzuverlässig ausschließt, da Fehlweisungen mit scharfem Minimum außerordentlich selten sind.

D. Flugzeugpeilungen.

Die Peilung von Flugzeugen mit Hängedrahtantenne bei nicht zu großer Entfernung von der Boden-Peilstation im Vergleich mit der Höhe des Flugzeuges ist mit Mißweisungen verbunden, deren Ursache in der Richtwirkung der Flugzeugantenne im Raume liegt.

Die Verhältnisse lassen sich an Hand der Abb. 1101 (in räumlicher Darstellung) übersehen. Es bezeichne R die Peilstation, F das Flugzeug, FS seine Achse, O die Spur der Senkrechten aus der Flugzeugmitte auf der Erdoberfläche, FG die mittlere Richtung der Flugzeugantenne im Raume. RO ist der richtige Peilstrahl. In Wirklichkeit wird das Minimum dann beobachtet, wenn die magnetischen Kraftlinien des Feldes in R parallel zur Fläche der Peilantenne verlaufen. Die Richtung der magnetischen Kraftlinien steht senkrecht auf der Fläche RFG und wird durch RH gegeben. Die Ebene der Richtantenne muß durch RH gehen und senkrecht auf der Erdoberfläche stehen, sie schneidet die letztere nach RJ . Ist MN senkrecht zu RO , so ist die Fehlweisung der Winkel μ . Die übrigen Winkelbezeichnungen ergeben sich aus der Abbildung.

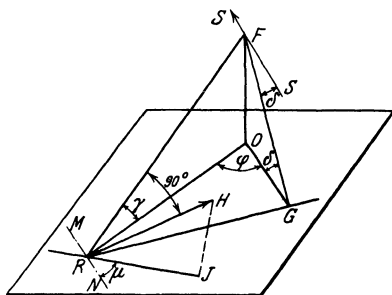


Abb. 1101. Flugzeugpeilung.

Die Rechnung ergibt dann¹⁾

$$\operatorname{tg} \mu = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi - \operatorname{tg} \delta} \cdot \operatorname{tg} \delta$$

Die Mißweisung verschwindet, wenn

1. das Flugzeug genau auf R zufliegt oder von R wegfiegt $\varphi = 0$ oder $\varphi = 180^\circ$;
2. wenn das Flugzeug in einem niedrigen Höhenwinkel erscheint: $\gamma = 0$;
3. wenn die Antenne genau senkrecht hängen würde: $\delta = 90^\circ$.

Im übrigen gibt die Formel nur eine Annäherung an die tatsächlichen Verhältnisse, da der Einfluß des Bodens nicht berücksichtigt wird, stellt jedoch die Vorgänge qualitativ recht gut dar²⁾.

Die Fehlweisung kann durch Anwendung ungerichteter Antennen auf dem Flugzeuge unschädlich gemacht werden. Ein Draht auf der oberen, ein paralleler auf der unteren Tragfläche, zwischen beiden der Sender — eine solche Antenne hat z. B. keine Richtwirkung und deshalb auch keine Mißweisung, wie das durch Versuche bestätigt wurde.

Bei Luftschiffen sind wohl wegen der wesentlich größeren Peilentfernungen und der von vornherein günstigen Antennenform störende Fehlweisungen dieser Art kaum beobachtet worden.

¹⁾ Burstyn, W.: Jahrb. f. drahtl. Telegr. 16, S. 322. 1920.

²⁾ Baldus, R., u. E. Buchwald: Jahrb. f. drahtl. Telegr. 15, S. 214. 1920.

VII. Kurze elektrische Wellen.

Bearbeitet von A. E s a u.

I. Historische Entwicklung.

Kurze elektrische Wellen sind zuerst von H. Hertz¹⁾ Ende der 80er Jahre des vorigen Jahrhunderts hergestellt worden, und zwar wurden sie mit Hilfe des Funkens erzeugt. Mit ihnen hat er eine Reihe von noch heute berühmten Versuchen angestellt, wobei es gelang, die Gesetze der Reflexion und Brechung einwandfrei nachzuweisen. In den ersten Entwicklungsjahren der drahtlosen Telegraphie haben dann zwar nicht so kurze Wellen, wie Hertz sie benutzte, jedoch solche von wenigen Hundert Metern Länge lange Zeit eine große Rolle gespielt. Da aber die mit ihnen erzielbare Reichweite vor allen Dingen am Tage sehr gering war und sie sich für die Überbrückung großer Entfernungen als nicht geeignet erwiesen, ging man zur Erreichung dieses Zieles mehr und mehr zu langen Wellen über, die heute bereits eine Länge von 20 km überschritten haben. Aber auch sie haben nicht alle Erwartungen erfüllt, die man erhofft hatte. Wohl gelang es, große Entfernungen auch am Tage zu überwinden und den Unterschied zwischen Tag und Nacht in weitgehendem Maße auszugleichen. Da aber mit zunehmender Wellenlänge auch die atmosphärischen Störungen stark anwuchsen und alle Versuche, sie auszuschneiden, nicht zu dem gewünschten Ziel geführt haben, so boten auch sie nicht die Möglichkeit, allen Anforderungen gerecht zu werden, die der kommerzielle drahtlose Verkehr in immer weitergreifendem Ausmaß stellen mußte. Es ist daher verständlich, wenn man sich wiederum auf die kurzen Wellen besann und sie erneut untersuchte, um so mehr als inzwischen durch die Elektronenröhre und die Verstärkungsmöglichkeiten der Empfänger in seiner Empfindlichkeit ungeheuer gesteigert worden war.

Die Wiederaufnahme dieser Versuche erfolgte durch Marconi²⁾ im Jahre 1916, und zwar benutzte auch er zunächst für die Erzeugung die Funkenmethode, mit der es ihm gelang, Wellen von 3 m Länge herzustellen und eine Entfernung von 32 km zu überbrücken unter Benutzung einer Spiegelanordnung an der Senderseite, die man schon bei Hertz vorfindet. 1917 wurde für die Schwingungserzeugung an Stelle des Funkens die Röhre in Gebrauch genommen und bei einer Wellenlänge von 15 m und mit einer Leistung von 700 W eine telephonische Verständigung über 125 km Entfernung erreicht. An diese Versuche schlossen sich dann weitere an, bei denen von Poldhus aus mit einer Welle von ca. 100 m Fernversuche ausgeführt wurden (1923), bei denen etwa 9 kW Antennenleistung zur Verfügung standen und die bereits eine Reichweite von über 1000 km ergaben. 1924 konnte von Poldhus aus mit etwa der gleichen Wellenlänge aber einer verdoppelten Senderenergie Australien erreicht, d. h. nahezu der halbe Erdumfang überbrückt werden.

Das Interesse an kurzen Wellen ist zweifellos auch durch die Einführung des Rundfunks in den Vereinigten Staaten in weitere Kreise gedrungen. Eine Reihe von Amateuren fing dort an, sich mit Empfangsproblemen zu befassen, und sich gegenseitig durch Rekordleistungen zu überbieten. Dabei stellte es sich heraus, daß, entgegen der Erwartung, zuweilen erstaunliche Reichweiten erzielt wurden, die den Kreis der Liebhaber sehr schnell vergrößerten, der sich bald über ganz Nordamerika ausbreitete. Durch eine geeignete Organisation, die schon sehr frühzeitig geschaffen wurde, gelang es, die Arbeiten der Einzelnen zusammenzufassen und gemeinsame Beobachtungen nach festgelegten Richtlinien durchzuführen.

¹⁾ Hertz, H.: Gesammelte Werke II, Untersuchungen über die Ausbreitung der elektrischen Kraft. 3. Aufl. 1914.

²⁾ Marconi, H.: Journ. Am. Inst. El. Eng. S. 561. 1922.

Es lag in der Natur der Sache, daß bei den Amateuren sehr bald der Wunsch rege wurde, nicht nur gewissermaßen passiv an diesen Versuchen teilzunehmen, wie es bei Empfangsbeobachtungen der Fall war, sondern sich auch auf dem Sendergebiet aktiv zu betätigen und unter sich einen drahtlosen Wechselverkehr einzurichten. Da in Nordamerika Verbote nach dieser Richtung nicht wie in anderen Ländern vorhanden waren, so standen wesentliche Hindernisse der Ausführung dieses Planes nicht entgegen, und in verhältnismäßig kurzer Zeit begannen die Amateursender ihre Tätigkeit, und zwar in einem ihnen zugewiesenen Wellenbereich, der zwecks Vermeidung von Störungen des Rundfunkempfangs, unterhalb der kürzesten Welle etwa in der Gegend von 250 m lag.

Bei diesen Versuchen ergab sich, daß auch diese Wellen während der Nacht ausgezeichnet übertragen wurden, und sehr bald war ein Wechselverkehr von einer Küste der Union nach der anderen im Gange. Durch diese über die Erwartung hinausgehenden Erfolge ermutigt ging man an die Überbrückung des Atlantischen Ozeans. Die ersten Versuche nach dieser Richtung waren negativ, bis durch einen sehr erfahrenen amerikanischen Amateur, namens Godley, in England zweckentsprechende Empfangseinrichtung aufgestellt und sofort eine Aufnahme erzielt wurde. Von da ab wuchs die Zahl der englischen Amateure, die die amerikanischen Gegenstationen aufnehmen konnten, und sehr bald folgten ihnen auch die Holländer, Franzosen und andere mehr.

Da aber bisher nur ein einseitiger Verkehr von Amerika nach Europa möglich war, so waren die Anstrengungen der Amateure darauf gerichtet, auch in den europäischen Ländern eine Aufhebung der noch bestehenden Sendeverbote zu erreichen, die nach langen Verhandlungen mit den Behörden auch mit gewissen Einschränkungen erreicht wurde. Im Besitz der notwendigen Erfahrungen wurde auch die Überbrückung des Ozeans in der umgekehrten Richtung sehr bald eine vollendete Tatsache und damit der wechselseitige Verkehr zwischen den beiden Kontinenten.

Seitdem hat sich der drahtlose Verkehr zwischen Amateuren in rascher Folge über die ganze Welt ausgedehnt, und es sind nicht nur Entfernungen von 5000 bis 6000 km (Europa—Nordamerika) erfolgreich überbrückt, sondern auch schon die Antipoden erreicht worden, wobei auch schon Telephonie zur Anwendung gekommen ist.

Während in der ersten Zeit dieser Amateurentwicklung die Wellen in der Gegend von 200 m bevorzugt wurden, ist man im Laufe der Zeit zu immer kleineren Wellenlängen übergegangen und bereits bei 5 bis 6 m angelangt, die aber praktische Ergebnisse und nennenswerte Reichweite noch nicht erzielt haben.

In der neuesten Zeit haben sich die Amateure dem Tagesverkehr auf kurzen Wellen zugewandt, und es ist ihnen bereits gelungen, in sehr vielen Fällen große Entfernungen erfolgreich zu überbrücken.

Durch diese Erfolge angeregt, haben sich auch die großen drahtlosen Gesellschaften von neuem den kurzen Wellen zugewandt und ihre Entwicklung energisch in die Hand genommen. So hat die Station Nauen als erste der bestehenden Großstationen im Juli 1924 einen Kurzwellensender in den kommerziellen Verkehr mit Buenos-Aires über eine Entfernung von 12 000 km eingestellt und bedeutsame Erfolge mit ihm erzielt.

In England werden zur Zeit von der Marconigesellschaft mehrere Kurzwellenstationen gebaut, die für die Verbindung nach Kapstadt, Indien, Kanada und Australien bestimmt sind, und die demnächst mit dem Betrieb beginnen werden.

Man steht zur Zeit erst im Anfangsstadium der Entwicklung der kurzen Wellen, bei denen noch eine Reihe von Fragen zu klären sind, bevor ein abschließendes Urteil über ihre Anwendungsmöglichkeiten gefällt werden kann.

2. Der Sender für kurze Wellen.

Das Problem des Senders ist bei kurzen Wellen beträchtlich schwieriger als bei langen und mittleren. Die Gründe hierfür liegen einmal darin, daß die Form der Antenne eine ganz andere ist, dann aber auch in der Erzeugung dieser hohen Frequenzen selbst und ihrer Konstanthaltung, die in diesem Wellenbereich eine noch viel wichtigere Rolle spielt als in dem bisher benutzten.

A. Antennen.

Was die Antenne betrifft, so hat man bei den kurzen Wellen eine Reihe von Formen angewendet, die in zwei Klassen geteilt werden können: ungerichtete und gerichtete. Die Einführung dieser letzteren beim Sender erscheint zunächst auf Schwierigkeiten zu stoßen, ist aber in Wirklichkeit infolge der geringen Abmessungen der Gebilde verhältnismäßig leicht auszuführen.

a) Antennen ohne Richtwirkung.

Als ungerichtete Antennen lassen sich die normalen, bekannten Formen vom T-, Schirm- oder L-Typ verwenden, wenn man nur dafür sorgt, daß entsprechend der kürzeren Welle die Längen richtig gewählt werden. Gewöhnlich geht man mit der Eigenschwingung nicht auf die gewünschte Wellenlänge herunter, sondern verkürzt sie mittels eingeschalteten Kondensators. Auf die Isolation sowie auf eine gute Erde, die entweder aus im Grundwasser vergrabenen Metallplatten, einem reichlich bemessenen Gegengewicht oder einer Kombination beider besteht, ist großer Wert zu legen. Diese Anordnung ist sehr viel von Amateuren benutzt worden.

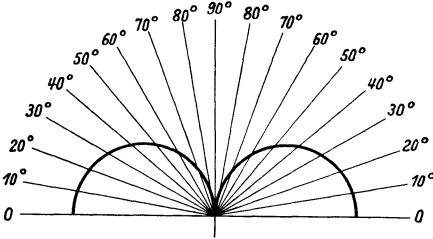


Abb. 1102. Strahlungsdiagramm bei Erregung der Grundwelle.

An die Stelle jener Formen ist neuerdings der einfach hochgeführte gerade Draht getreten, der entweder in seiner Länge so bemessen wird, daß er in der

Viertelwellenlänge schwingt oder aber viel länger genommen wird, wobei dann irgendeine seiner Oberschwingungen zur Ausnutzung kommt. Beide Anordnungen unterscheiden sich grundsätzlich voneinander in bezug auf das **Strahlungsdiagramm**.

Die erste Art führt auf sehr kleine Längsabmessungen der Antenne. Für eine Welle von 20 m hätte man eine Drahtlänge von etwa 4 m zu wählen, deren Eigenschwingung allein ca. 16 m, unter Berücksichtigung der zur Energieübertragung vom Generator notwendigen Kopplungsselbstinduktion 20 m betragen würde.

Das Strahlungsdiagramm dieses Senders in der Horizontalebene ist ein Kreis, was einem ungerichteten Strahler entspricht. Betrachtet man also das entsprechende Diagramm in der Vertikalebene, so erhält man zwei sich im Fußpunkt der Antenne berührende Halbkreise (Abb. 1102). Sie zeigen, daß der Hauptbetrag der Energie horizontal ausgestrahlt wird, während in einem Winkel von 90°, d. h. in der Verlängerung der Antenne selbst keinerlei Strahlung erfolgt. Von der Horizontalen bis zur Senkrechten nimmt die Strahlung ab mit dem Kosinus des Winkels.

Läßt man aber den geraden Draht *in einer Oberwelle schwingen*, wobei man entweder von vornherein seine Länge so bemißt, daß eine seiner höheren Harmonischen zusammenfällt mit der erzeugten Welle oder aber den Generator auf sie abstimmt, so erhält man je nach der Ordnungszahl in der Vertikalebene Strahlungsdiagramme,

bei denen entweder die gesamte oder ein mehr oder weniger großer Teil der Energie nach oben gestrahlt wird. Der Winkel, der dem Maximum der Strahlung entspricht, wird im allgemeinen um so größer, d. h. die Elevation um so beträchtlicher, je höher die Ordnungszahl der Oberschwingung der Antenne gewählt wird (s. Abb. 1103). Man hat es also vollkommen in der Hand, die Strahlrichtung mehr oder weniger nach oben zu verlegen. Da dieser Sender nach allen Seiten gleichmäßig strahlt, so hat man ihn zu der Klasse der ungerichteten zu rechnen.

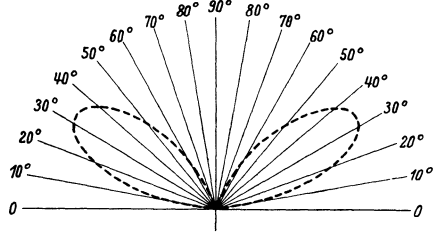


Abb. 1103. Strahlungsdiagramm bei Erregung in einer Oberwelle.

Mit beiden Antennenarten, von denen die erste der Hauptsache nach von Amateuren, die andere von den Betriebsstationen benutzt wird, sind außerordentlich große Reichweiten erzielt worden. Da Vergleichsversuche zwischen beiden noch nicht in ausreichendem Maße gemacht worden sind, so läßt sich zur Zeit noch nicht entscheiden, welcher von beiden der Vorzug zu geben ist. Für die Beurteilung dieser Frage kommt nicht nur die Reichweite in Betracht, sondern unter anderem auch die mehr oder weniger starke Ausbildung der Schwundperioden, von denen weiter unten noch die Rede sein wird.

Außer diesen ungerichteten Sendern sind auch solche mit mehr oder weniger ausgeprägter Richtfähigkeit bei kurzen Wellen zur Anwendung gekommen.

b) Antennen mit Richtwirkung.

Man erhält eine gerichtete Antennenanordnung im einfachsten Fall, wenn man zwei räumlich getrennte vertikale Drähte in richtiger Weise erregt und zusammen arbeiten läßt. Die Charakteristik einer solchen Antennenkombination, die sich als abhängig erweist von dem Verhältnis ihres Abstandes zur Wellenlänge und der Phasendifferenz zwischen den beiden schwingenden Drähten, läßt sich darstellen durch zwei sich berührende Kreise. Je nach der Wahl der Phasendifferenz kann man erreichen, daß die Hauptstrahlrichtung in die Verbindungslinie der beiden Einzelantennen fällt oder senkrecht dazu verläuft.

Will man ein noch schärfer gerichtetes Gebilde haben, so braucht man zu den 2 Antennen nur noch weitere hinzuzufügen.

Die Engländer benutzen bei ihren Kurzwellenversuchen eine Antennenkombination, bei der durch teilweise Reflexion eine noch größere Richtwirkung erzielt wird. Die Anordnung besteht, wie die vorige, aus einer Reihe von geraden Drähten in passendem Abstand und in richtiger Phase, die als die aktiven Antennen bezeichnet werden können. Ihre Hauptstrahlrichtung verläuft senkrecht zu ihrer Verbindungslinie. Parallel hierzu ist in geeignetem Abstand, der von der Wellenlänge abhängt, eine zweite Reihe aufgestellt, die nicht erregt werden, sich also „passiv“ verhalten, und an denen eine Reflexion der von der aktiven Reihe ausgestrahlten Energie verfolgt, so daß in der Strahlrichtung eine Verstärkung, in der dazu entgegengesetzten



Abb. 1104. Antennenkombination mit Richtwirkung und Reflexion.

aber eine Schwächung der Energie eintritt. Für die Wirksamkeit der Anordnung ist es notwendig, daß die inaktiven Antennen möglichst scharf auf die ausgestrahlte Welle abgestimmt werden. Auch wird die Energiekonzentration abhängig sein von der Anzahl der reflektierenden Drähte, und zwar in dem Sinne, daß mit wachsender Drahtzahl die Wirksamkeit der Anordnung erhöht wird (s. Abb. 1104).

Die gleiche Maßnahme läßt sich natürlich auch am Empfänger durchführen. Inwieweit mit dieser Richtanordnung eine Vergrößerung der Reichweite gegenüber der Einfachantenne erzielt werden kann, ist bisher nicht bekanntgeworden.

Sollte wider Erwarten der Unterschied zwischen beiden nur unerheblich sein, so wird der praktische Betrieb zweifellos bei der Einfachantenne bleiben, die eines-

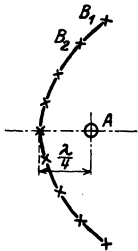


Abb. 1105. Hertz'scher Spiegel.

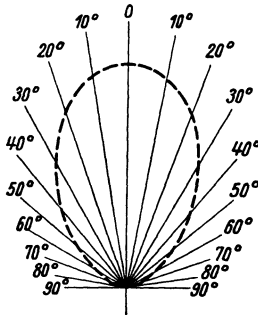


Abb. 1106. Strahlungsdiagramm der Hertz'schen Spiegelanordnung.

teils erheblich billiger, die andererseits frei ist von den nicht unerheblichen Betriebsschwierigkeiten, die bei dem Abstimmen der Einzelantennen und der richtigen Einstellung der verschiedenen Phasendifferenzen vorliegen.

Außer dieser partiell gerichteten Senderanordnung verwendet Marconi noch eine andere, die eine Nachbildung der berühmten Hertz'schen Spiegelanordnung darstellt (Abb. 1105). An Stelle des parabolischen Metallspiegels tritt hier eine Reihe von

Drähten, die auf die Sendewelle abgestimmt sind. Im Brennpunkt befindet sich die aktive Antenne. Die Energiekonzentration hängt auch hier ab von der Zahl der reflektierenden Drähte und der genauen Abstimmung auf die Senderwelle. Sind diese Bedingungen nicht vollständig erfüllt, so erhält man nicht wie im Idealfall das Diagramm der Abb. 1106, sondern ein anderes, bei dem ein Teil der Strahlung auch noch nach rückwärts verläuft.

Ein abschließendes Urteil über die Überlegenheit der einen oder der anderen der beschriebenen Anordnungen läßt sich zur Zeit nicht abgeben, da vergleichende Versuche noch nicht in ausreichendem Maße vorliegen. Es ist aber wohl möglich, daß bei ganz kurzen Wellen in der Größenordnung von wenigen Metern Reflektoren sich als sehr nützlich erweisen können, deren Herstellung für diesen Wellenbereich auf keinerlei technische Schwierigkeiten stößt.

B. Erzeugung der Wellen.

Was die Erzeugung der Wellen selbst betrifft, so kommen hierfür nur Röhrensender in Betracht, die ihre praktische Brauchbarkeit bereits bewiesen haben. Mit der Maschine sind zwar auch bereits Wellen unter 100 m hergestellt worden, wobei allerdings der Wirkungsgrad außerordentlich schlecht ist. Da es außerdem sehr fraglich ist, ob die Maschine jemals imstande sein wird, Wellen unter 20 m mit dem gleichen Wirkungsgrad wie die Röhre zu liefern, so dürfte sie als Konkurrent ernsthaft nicht in Frage kommen.

Zwei Probleme sind es in erster Linie, die beim Sender für kurze Wellen zu lösen sind: Große Energie und Konstanz der Frequenz. Wenn auch die Erzeugung größerer Energien zunächst gewissen Schwierigkeiten begegnet ist, die zum Teil in den Röhren selbst lagen, so müssen sie heute als überwunden gelten und es erscheint durchaus möglich, Kurzwellensender mit einer Leistung von 30 bis 50 kW zu bauen. Man wird hierbei ohne Parallelschaltung von Röhren zunächst nicht auskommen, aber doch die Anzahl der Elemente so weit als irgend möglich verkleinern, um unliebsame Schwingungen des Senders zu vermeiden und auch die Leitungsführung so einfach wie möglich zu gestalten. Röhren von großer Leistung dürften sich als besonders geeignet für diese Zwecke erweisen.

Fast noch wichtiger als die Erzeugung großer Leistungen scheint die Konstanz der Frequenz zu sein. Schon bei den mittleren und langen Wellen hat man die

Erfahrung gemacht, daß schwächere aber konstante Sender besser aufgenommen werden als stärkere mit inkonstanter Frequenz. Aus diesem Grunde hat man auf die Konstanz der Welle in neuerer Zeit mit Recht sehr großen Wert gelegt. Im Gebiet der langen und mittleren Wellen ist es durch Anwendung umfangreicher Reguliermaßnahmen an den erzeugenden Generatoren gelungen, die Frequenz praktisch konstant zu halten. Wenn man beim Empfänger eine Schwankung des Zeichentones um 100 Schwingungen zulassen kann, so bedeutet das eine Frequenzschwankung von $\frac{1}{2}\%$ in der Gegend von 15 km Wellenlänge. Unter den gleichen Bedingungen würde man bei einer Wellenlänge von 20 m nur Abweichungen von 0,0007% zulassen können. Hieraus erhellt die ungeheure Bedeutung der Frequenzkonstanz für den Kurzwellenbetrieb. Wenn auch dieser Betrag praktisch noch nicht dauernd erreicht werden kann, so muß doch anerkannt werden, daß in der kurzen Entwicklungszeit in Anbetracht der großen vorliegenden Schwierigkeiten beträchtliche Fortschritte gemacht worden sind.

Die Ursachen für die Frequenzschwankungen liegen einmal im Sender selbst, dann aber auch im Aufbau und der Antenne. Es muß auf größte Stabilität besonderer Wert gelegt werden, auch Erschütterungen sind weitgehendst zu vermeiden. Schwankungen der Wellenlänge können aber auch durch Bewegungen des Antennendrahtes verursacht werden, bei denen leicht Kapazitätsänderungen und als Folgeerscheinung Frequenzverlagerungen eintreten.

Schwankungen dieser Art können übrigens auch die Welle des Empfängers verändern und dort zu Erscheinungen Anlaß geben, die sich ganz ähnlich auswirken wie die Schwundperioden, mit denen sie leicht verwechselt werden können.

Für die Schaltung des Senders kommen sowohl die Eigenerregung als auch die Fremderregung in Betracht, von denen die letztere im allgemeinen bevorzugt wird wegen der erzielbaren größeren Konstanz der Schwingungen.

Von Amateuren werden vielfach noch andere Erzeugungsmethoden für kurze Wellen benutzt, die aber nur eine vorübergehende Erscheinung darstellen dürfte. Hierher gehört die Funkenmethode, die gedämpfte Wellen liefert und außerdem die Erzeugung mittels Röhre, deren Anode mit Wechselstrom von 50 oder 500 Perioden gespeist wird. Die nach diesen Methoden hergestellten Wellen haben gegenüber den ungedämpft erzeugten den schwerwiegenden Nachteil, daß sie stark störend auf die benachbarten Frequenzbereiche einwirken und die Anzahl der in einem bestimmten Wellenabschnitt einsetzbaren Stationen stark herabdrücken. Vor der Hand aber zeichnen sie sich noch dadurch aus, daß der Ton der Zeichen im Empfangstelephon erheblich konstanter ist als bei ungedämpften, denen aber trotzdem die Zukunft auf dem Kurzwellengebiet gehören wird.

3. Der Empfang kurzer Wellen.

Das Empfangsproblem der kurzen Wellen ist zur Zeit und wahrscheinlich auch noch für die nächste Zukunft erheblich einfacher als das der mittleren und langen Wellen, was darauf zurückzuführen ist, daß bei ihnen sowohl die Störfreiung gegenüber fremden Wellen als auch die Maßnahmen zur Ausscheidung der Luftstörungen nicht entfernt die Bedeutung haben, wie bei den längeren Wellen. Was zunächst die Selektion betrifft, so braucht sie heutzutage noch nicht besonders weit getrieben zu werden, da einerseits die Zahl der auf kurzen Wellen arbeitenden Stationen zur Zeit noch nicht allzu groß ist und andererseits die Einsatzmöglichkeit unvergleichbar viel größer ist. Während beispielsweise im Bereich der langen Wellen in der Gegend von 15 km innerhalb eines Wellenbandes von 1000 m ungefähr 4 unabhängig voneinander arbeitende Stationen angesetzt werden können, steigt diese Zahl bei einer Wellenlänge von 30 m für einen nur 1 m breiten Bereich auf mehr als 200. Ob diese zunächst nur rein theoretische Zahl wirklich erreicht werden kann, wird davon abhängen, wie weit die Konstanthaltung der Senderfrequenz

und ihre genaue Fixierung getrieben werden können. Zur Zeit jedenfalls sind diese beiden Voraussetzungen noch nicht annähernd erfüllt und es wird noch unendlich viel Arbeit zu leisten sein, um sie in dem erforderlichen Ausmaß herzustellen.

A. Empfangsantennen.

Was die Empfangsantenne für kurze Wellen betrifft, so läßt sich beinahe jede bekannte Form zur Anwendung bringen. Will man ungerichtet empfangen, so hat man die Wahl zwischen dem einfach hochgeführten geraden Draht, der T- oder der Schirmantenne, zwischen denen große Unterschiede nicht bestehen. Auch in bezug auf ihre Abmessungen sind keine besonderen Angaben erforderlich, da man sie allgemein aperiodisch, d. h. nicht abgestimmt, verwendet.

Für einen gerichteten Empfang kommen in Betracht: V-Antennen, Rahmen und lange Antennen vom Beverage-Typ, von denen sich insbesondere die letzteren großer Beliebtheit erfreuen. Der Wert der Richtfähigkeit für die Störfreiung ist allerdings, wie später gezeigt werden wird, nur ein beschränkter, da für einen großen Teil des Tages die kurzen Wellen richtungslos sind. Das gilt aber nur in bezug auf fremde Störsender, höchstwahrscheinlich aber nicht für atmosphärische Störungen, und aus diesem Grunde dürfte auch bei kurzen Wellen die Anwendung gerichteter Antennengebilde zweckmäßig sein.

Während diese Antennen bisher praktisch verwendet worden sind, kommt in neuerer Zeit die Rahmenantenne mehr und mehr in Aufnahme, besonders

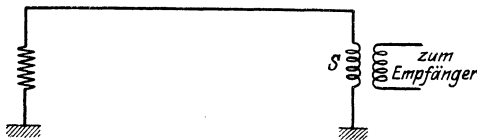


Abb. 1107. Beverage-Antenne.

seitdem man mit der Welle anfängt unter 20 m herunterzugehen. Man muß allerdings bei ihrem Bau sehr vorsichtig sein und schädliche Kapazitäten so weit wie irgend möglich zu vermeiden suchen. Dies gilt insbesondere für Anordnungen, die zum Peilen verwendet werden sollen. Wenn schon im Bereich von einigen hundert Metern große Schwierigkeiten zu überwinden waren, so gilt das in noch weit höherem Maße für die kurzen Wellen von 20 bis 30 m Länge. Ob bei noch kürzeren diese Methode überhaupt noch anwendbar sein wird, begegnet berechtigtem Zweifel, läßt sich aber zur Zeit noch nicht mit Sicherheit entscheiden.

Die Antenne vom Beverage-Typ für den Empfang kurzer elektrischer Wellen besteht aus einem 5 bis 6 m über dem Erdboden in Richtung auf die aufzunehmende Station ausgespannten Draht (s. Abb. 1107), dessen Länge zweckmäßig von der Größenordnung der zu empfangenden Wellenlänge gewählt werden sollte. Zur Vermeidung von Reflexionen wird das dem Sender abgewandte Ende über einen Widerstand geerdet, dessen Größe entsprechend den Leitungskonstanten gewählt werden sollte. Eine genaue Einhaltung dieser Größe erweist sich praktisch als nicht notwendig: Für eine Wellenlänge von 50 bis 100 m kommt man mit einer Antennenlänge von etwa 75 m aus und einem Erdungswiderstand von ungefähr 200 bis 300 Ω . Der Nachteil einer solchen Antenne liegt darin, daß sie eine nicht unbeträchtliche Richtfähigkeit besitzt und es sich deshalb als notwendig erweist, einer Empfangsanlage eine Reihe von verschiedenen gerichteten Antennen zu geben, um einen möglichst allseitigen Empfang zu haben. Diese Notwendigkeit tritt besonders für die Tagesaufnahme in die Erscheinung, wo mit einer definierten Einfallsrichtung der Wellen zu rechnen ist.

Geht man mit der Wellenlänge in die Gegend von nur einigen Metern herunter, so werden die Antennenverhältnisse schwieriger, und es lassen sich daher zur Zeit noch keine eindeutigen Angaben über die zweckmäßigste Form machen.

B. Empfänger.

Was den Empfänger selbst betrifft, so sind bisher im wesentlichen 4 verschiedene Arten zur Anwendung gekommen. Der einfachste und am meisten verwandte ist der normale Audionempfänger in Rückkopplungsschaltung oder mit getrenntem Überlagerer (Abb. 1108).

Mittels der in der aperiodisch arbeitenden Antenne liegenden Kopplungsspule S (Abb. 1108) wird die Energie auf den abstimmbaren Kreis I übertragen, der in bekannter Weise mit der Röhre verbunden ist, in deren Anodenkreis die Rückkopplungselemente zum Gitterkreis liegen, die bei den kurzen Wellen zweckmäßigerweise nicht entweder nur aus Selbstinduktionsspule

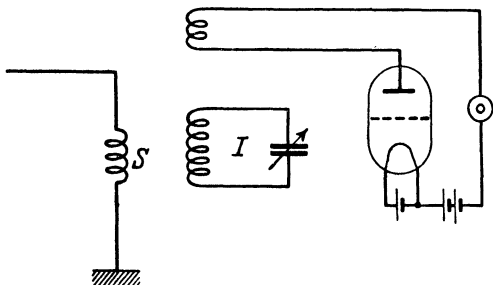


Abb. 1108. Empfangsschaltung für kurze Wellen.

oder Kapazität, sondern aus einer Kombination beider bestehen. Spulen sollten möglichst kapazitätsschwach gewickelt und auch die Röhre selbst mit ihren Zuleitungen nach dem gleichen Prinzip gebaut sein. Die Drehung der Kondensatoren erfolgt zweckmäßig nicht unmittelbar mit der Hand, sondern unter Zwischenschaltung eines Holzstieles, um Veränderungen der Wellenlänge durch die Körperkapazität des Beobachters zu vermeiden.

Zwecks weiterer Verstärkung der Signale lassen sich hinter das Audion ein- oder mehrstufige Niederfrequenzverstärker schalten, wobei besondere Vorsichtsmaßregeln nicht beobachtet zu werden brauchen.

Die Anwendung von Hochfrequenzverstärkung empfiehlt sich bei den kurzen Wellen nicht, da ihre Verstärkungsleistung bei Wellen unter 100 m, wenn überhaupt vorhanden, nur äußerst gering und daher nicht lohnend ist.

Zur Erzielung einer weitgehenden Selektion lassen sich hinter dem Audion die schon bei mittleren und langen Wellen bewährten niederfrequenten Siebketten anbringen, wengleich von ihnen zur Zeit infolge der noch nicht befriedigenden Konstanz der Senderwelle kein sehr umfangreicher Gebrauch gemacht worden ist.

Eine andere Empfangsmethode beruht auf dem Prinzip der **Doppelüberlagerung** oder der Frequenztransformation, von dem Amerikaner auch Superheterodyne genannt. Sie besteht darin, daß die ankommende hohe Frequenz in gleicher Weise wie zuvor dem abgestimmten Gitterkreis des Audions zugeführt wird unter gleichzeitiger Hinzunahme einer von einem Lokalsender erzeugten etwas von ihr abweichenden Frequenz. Die Schwebungsfrequenz, auf die ein im Anodenkreis liegendes schwingungsfähiges Gebilde II (Abb. 1109) abstimmbare ist, wird in der Größenordnung von 100 000 bis 50 000 gewählt und dann über eine äußerst lose Kopplung auf den ebenfalls abgestimmten Kreis III übertragen, der in bekannter Weise mit der Empfangsröhre eines mehrstufigen Hochfrequenzverstärkers verbunden ist. Zur Herstellung des Schwebungstones 1000, der normalerweise zur Anwendung kommt, ist dann noch ein zweiter Überlagerer erforderlich, der wegfallen kann, wenn der Sender gedämpft oder moduliert arbeitet.

Der Vorteil dieser Anordnung liegt einmal darin, daß eine sehr weitgehende Verstärkung ohne Anwendung von Niederfrequenzverstärkern erreicht werden kann und ferner in der Erzielung einer außerordentlich hohen Störungsfreiheit, die im wesentlichen durch die sehr lose Kopplung der beiden Kreise II und III bedingt ist.

Ein gewisser Nachteil liegt darin, daß das Suchen der Empfangswelle nicht so leicht und schnell ausführbar ist, als mit der einfachen Anordnung, und daß man

zwei besondere Überlagerer braucht, deren Konstruktion besonders für kurze Wellen nicht gerade besonders einfach ist. Seine Anwendung setzt voraus, daß die Senderwelle eine große Konstanz besitzt, die heutzutage noch nicht immer in hierfür ausreichendem Maße vorhanden ist. Es ist aber ohne weiteres klar, daß bei zunehmender Vermehrung der Kurzwellensender, die rasch vor sich geht, eines Tages

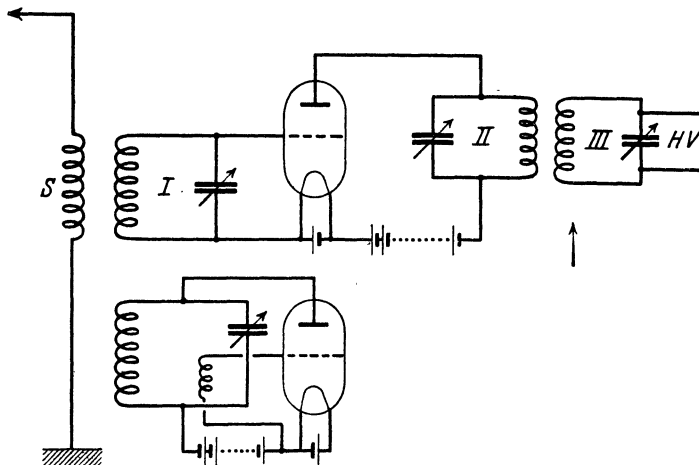


Abb. 1109. Empfangsschaltung für kurze Wellen mit Doppelüberlagerung.

die nach jenem Prinzip gebauten Empfänger angewendet werden müssen, wenn gleich im gegenwärtigen Augenblick eine absolute Notwendigkeit hierfür noch nicht vorliegt.

Will man einen besonderen Überlagerer oder die Rückkopplung vermeiden, so kann man am Empfänger Vorrichtungen schaffen, die ein rhythmisches Zerschneiden der Welle nützlich vornehmen und auf diese Weise den Zeichen einen härteren Ton geben. Allerdings muß man hierbei den Nachteil der infolge der fehlenden Rückkopplung geringeren Selektion des Empfängers in Kauf nehmen. Demgegenüber besitzt man aber den Vorteil, daß der Ton im Empfangstelephon seine Höhe unabhängig von Schwankungen der Empfangswelle beibehält, die sich nur in einer Schwächung der Signalstärke bemerkbar macht, nicht aber in einem vollständigen Verschwinden wie bei der Rückkopplung oder der Überlagerung. Es hat deshalb diese Methode ihre Anwendungsberechtigung bei schwankenden Sendefrequenzen; sie wird aber zweifellos beiseite gelegt werden, sobald eine ausreichende Wellenkonstanz gewährleistet ist.

Von englischer Seite ist noch eine andere Empfangseinrichtung benutzt worden, die darauf beruht, daß die Empfangsantenne in den Brennpunkt einer Spiegelanordnung gesetzt wird, ganz ähnlich wie beim Sender (vgl. S. 976). Es soll dadurch die Empfangslautstärke beträchtlich verbessert werden. Um aus allen Richtungen empfangen zu können, muß man dafür Sorge tragen, daß der Spiegel drehbar angeordnet ist, da der Anordnung eine sehr starke Richtwirkung innewohnt. Geht man mit der Welle noch weiter herunter, so wachsen die Schwierigkeiten, einen brauchbaren Empfänger herzustellen, außerordentlich. Für Wellen von 1 bis 5 m Länge hat sich bisher mit am besten eine Rahmenantenne bewährt und als Detektor ein Flemingrohr (Zweielektrodenröhre). Seine Empfindlichkeit, die bei längeren Wellen etwa gleich der eines guten Kontaktdetektors ist, übertrifft ihn um so mehr, je kleiner die Welle wird. Man hat in diesem Bereich auf kurze Leitungsführung, kleinen Widerstand und geringe Kapazität zwischen den einzelnen Teilen der Apparatur zu achten.

4. Vorgänge im Zwischenmedium.

A. Feldstärken kurzer Wellen.

Bei den mittleren und langen Wellen der drahtlosen Telegraphie läßt sich die am Empfangsort erzeugte Feldstärke wenigstens der Größenordnung nach, an Hand der von Austin empirisch abgeleiteten Formel (vgl. S. 270)

$$F = \frac{120 \pi \cdot h \cdot i}{\lambda \cdot d} e^{-0,0015 \frac{d}{\sqrt{\lambda}}}$$

berechnen.

Nach dieser Formel ergibt sich beispielsweise für $h = 170$ m, $i = 500$ A, $\lambda = 18\,000$ m und $d = 12\,000$ km eine Feldstärke

$$F = 2,1 \text{ } [\mu \text{ V/m}]$$

der mit der durch Messung zu 6 bis 8μ V/m festgestellten, wenn auch nicht quantitativ, so doch wenigstens der Größenordnung nach übereinstimmt.

Für einen Kurzwellensender mit den Konstanten $h = 15$ m, $i = 4$ A, $\lambda = 75$ m und $d = 12\,000$ km liefert die obige Formel einen Wert

$$F = 7,1 \cdot 10^{-28} \text{ } [\mu \text{ V/m}] ,$$

während die Messung 15 bis 20μ V/m ergibt.

Der berechnete Wert ist mehr als 10^{28} mal zu klein, d. h. die Formel versagt bei kurzen Wellen vollständig.

Um zu einem der Größenordnung nach richtigen Betrage zu kommen, muß man den die Absorption bestimmenden Faktor

$$e^{-0,0015 \frac{d}{\sqrt{\lambda}}}$$

gleich 1 setzen. Man erhält dann

$$F = 25 \text{ } [\mu \text{ V/m}]$$

in befriedigender Übereinstimmung mit dem beobachteten Wert 15 bis 20μ V/m. Aus diesem Verhalten der kurzen Wellen ergibt sich, daß man am Empfangsort mit ganz anderen Feldstärken zu rechnen hat wie bei den langen Wellen, was im Zusammenhang mit den geringeren atmosphärischen Störungen günstig auf die Aufnahme der Zeichen einwirken muß.

B. Beschaffenheit des Wellenweges.

Eine weitere Eigentümlichkeit der kurzen Wellen besteht darin, daß in der Nähe des Senders die Zeichen außerordentlich leise sind, mit wachsender Entfernung bis zu einer gewissen Grenze an Intensität zunehmen, um von da ab ganz ähnlich wie bei längeren Wellen wieder abzunehmen. Diese Erscheinung tritt um so deutlicher zutage, je weiter man mit der Welle heruntergeht. Bei Wellenlängen unterhalb von etwa 40 m beobachtet man eine sehr starke Abnahme der Empfangsintensität schon in unmittelbarer Nähe der sendenden Station, die schließlich nach wenigen Hundert Metern Null wird. Man hat also hier ganz ähnlich wie bei der Schallfortpflanzung in einem gewissen Abstand eine „tote Zone“.

Darüber hinaus spricht der Empfänger wieder an, und zwar nimmt mit größer werdender Entfernung die Lautstärke mehr und mehr zu.

Bei noch kürzeren Wellen wird die Beobachtung dieser Erscheinung erschwert durch Reflexionen und Absorptionen an Gebäuden, Leitungen, Bäumen usw. Sie ist aber auch dort zweifellos vorhanden. Was die Breite des *dunklen Raumes* betrifft, so liegen ausführlichere Messungen noch nicht vor. Man kann aber ver-

muten, daß seine Ausdehnung abhängig sein wird von der Wellenlänge der Sendestation, vielleicht auch von der Erregungsart der Antenne. Interessant wären auch Beobachtungen über die Abhängigkeit seiner Lage von meteorologischen Faktoren (Bevölkerung, Beschaffenheit der Erdoberfläche usw.). Auch ist es nicht ausgeschlossen, daß Ausdehnung und örtliche Lage der toten Zone bei Tage anders sind als während der Nacht.

Während die langen Wellen dem Einfluß von Helligkeit und Dunkelheit in nur geringem Maße unterworfen sind, erweisen sich schon die mittleren und in noch viel höherem Maße die Wellen von einigen hundert Metern Länge als sehr stark abhängig von dem Beleuchtungszustand des Wellenweges. Das gleiche Verhalten zeigen in noch verstärktem Maße die kurzen Wellen, und zwar *nimmt bei ihnen die Reichweite am Tage stark mit der Wellenlänge ab*. Infolgedessen lassen sie sich, wie durch Beobachtungen immer wieder bestätigt wird, für einen Weitverkehr nur verwenden, wenn entweder der ganze Weg oder wenigstens der größte Teil unter Dunkelheit liegt.

Neuerdings scheint es aber, als ob von einem gewissen Wellenbereich ab, der vielleicht in die Gegend von 30 bis 40 m zu suchen ist, unter gewissen Umständen auch bei völliger Helligkeit große Entfernungen überbrückt werden können. Eine Reihe von Versuchen, die von Amateuren nach dieser Richtung hin unternommen worden sind, haben den Beweis erbracht, daß nicht nur über den Atlantischen Ozean mit einer Wellenlänge in der Gegend von 20 m ein Tagesverkehr möglich ist, sondern auch über die noch viel größere Entfernung England—Australien, die nahezu 20 000 km beträgt. Allerdings muß man hierbei im Auge behalten, daß es sich um Ergebnisse handelt, die nur gelegentlich unter ganz besonders günstigen Übertragungsbedingungen erzielt worden sind. Betriebserfahrungen über längere Zeitabschnitte haben bisher auch in dem betreffenden Wellengebiet die Möglichkeit eines Tagesverkehrs auf kürzere Wellen nicht festzustellen vermocht.

Inwieweit die Wellen unter 20 m noch günstigere Resultate zu liefern imstande sind, muß weiteren Beobachtungen vorbehalten bleiben, die von verschiedenen Stellen in Angriff genommen worden sind, bisher aber noch keinerlei praktische Ergebnisse gezeigt haben.

Von Interesse sind auch die Beobachtungen über den Einfluß der Wellenlänge auf die Güte der Übertragung. Es hat sich dabei herausgestellt, daß die Verbindung zwischen zwei Punkten zu gewissen Zeiten mit einer bestimmten Wellenlänge am leichtesten zu erreichen ist, während links und rechts unmittelbar benachbarte Frequenzen entweder viel schlechter oder gar nicht aufgenommen werden können. Dabei kommt es sehr häufig vor, daß wenige Stunden später gerade die vorhin als schlecht gefundenen Wellenlängen die besten Resultate liefern.

Diese Erscheinungen müssen, soweit das vorliegende Beobachtungsmaterial Schlüsse zuläßt, zurückgeführt werden auf die Umgebung des Empfangsortes, die gerade bei den kurzen Wellen von größter Wichtigkeit zu sein scheint, denn für einen anderen Standort des Empfängers kann die beschriebene Erscheinung eine völlige Umkehrung erfahren. Sehr interessante Versuche sind in dieser Richtung gelegentlich der letzten Sonnenfinsternis im Januar dieses Jahres gemacht worden. Während im allgemeinen Wellen um 100 m herum vor Eintritt der Verfinsternung nicht empfangen werden konnten, traten sie während der Dunkelheit sehr stark hervor, ganz ähnlich wie es bei den mittleren Wellenlängen auch der Fall ist. Daneben konnte aber auch festgestellt werden, daß Wellen in der Gegend von 20 bis 40 m, die während der Helligkeit laut empfangen wurden, mit Eintritt der Verdunkelung vollkommen verschwanden und erst nach Ablauf der Finsternis wieder in normaler Stärke zum Vorschein kamen. Gleichzeitige Beobachtungen an zwei räumlich nicht sehr weit voneinander entfernten Orten zeigten ein gänzlich abweichendes Verhalten der verschiedenen Wellenlängen.

Wie schon erwähnt, ist die Umgebung des Empfangsortes von großem Einfluß auf die Güte der Aufnahme, was besonders bei den Wellen unter 20 m deutlich in Erscheinung tritt. Man muß hier dafür sorgen, daß der Empfänger möglichst

frei steht und nicht von Bäumen oder Häusern verdeckt wird. Auch der Abstand vom Erdboden scheint eine große Rolle zu spielen. So konnten beispielsweise bei einer Wellenlänge von 2 bis 3 m in unmittelbarer Nähe der Erdoberfläche die Zeichen der Sendestation nur äußerst schwach aufgenommen werden, während in 40 m Höhe eine 20- bis 50 mal größere Empfangsintensität beobachtet wurde.

Es zeigte sich ferner, daß Rauchwolken, die den Wellenweg kreuzten, ein vollkommenes Verschwinden der Zeichen im Empfänger zur Folge hatten, die erst wieder erschienen, als sie vorübergezogen waren.

Aus allen diesen Beobachtungen ergibt sich, daß die kurzen elektrischen Wellen außerordentlich empfindlich sind nicht nur gegenüber der Umgebung des Empfängers, sondern auch der Beschaffenheit der Atmosphäre, was noch weitgehender Aufklärung bedarf.

Auch in bezug auf die **Schwundperioden** (fadings) verhalten sich die kurzen Wellen anders als die mittleren und langen.

Während bei den letzteren — mit Ausnahme der zu den Sonnenauf- und -untergangszeiten beobachteten starken Abnahme der Empfangsintensität — Schwankungen im allgemeinen unter normalen Verhältnissen nicht auftraten, findet man schon in dem Wellenbereich von einigen tausend Metern, besonders während der Dunkelheit, zeitlich ganz unregelmäßig auftretende Ab- und Zunahmen der Lautstärke der Zeichen. Dieses Verhalten setzt sich zunächst auch noch im Bereich der Rundfunkwellen fort, wobei die Schwundperioden sowohl an Zahl als auch an Dauer mit kleiner werdender Welle zunehmen.

Bei den kurzen Wellen tritt hierin eine Änderung ein, und zwar besonders in bezug auf das Andauern des Schwundes, das im Bereich von 100 m noch merklich, darunter aber vielfach so kurzzeitig ist, daß es sich den normalen Beobachtungsmethoden sehr leicht entzieht. Man hat deshalb zunächst geglaubt, daß diese Erscheinungen hier überhaupt nicht vorhanden sind, wobei man noch in dieser Ansicht dadurch bestärkt wurde, daß — im Gegensatz zu den längeren Wellen — die Abnahme der Empfangsintensität bei den kurzen Wellen im allgemeinen weniger groß ist. Für die Aufnahme dieser Wellen folgt aus diesen Tatsachen, daß man mit der Welle so weit wie irgend möglich heruntergehen sollte. Da auch gleichzeitig die atmosphärischen Störungen abnehmen, so hat man damit einen doppelten Vorteil in der Hand.

Aus einer Reihe von Untersuchungen über die Abhängigkeit der Schwundperioden von der Dämpfung der Wellen scheint hervorzugehen, daß die gedämpften sich in dieser Beziehung günstiger verhalten als die ungedämpften. Es ist bei ihnen nicht nur die Anzahl sondern auch die Stärke der Schwundperioden beträchtlich geringer als bei den letzteren. Trotzdem aber werden gedämpfte Kurzwellensender nicht in Aufnahme kommen, da sie sehr störend auf die Nachbargebiete einwirken und die Einsatzmöglichkeit der Stationen stark herabdrücken.

Untersuchungen über das Auftreten von Schwundperioden bei Wellen unter 20 m stehen zur Zeit noch aus.

Desgleichen fehlt es noch an Beobachtungen in verschiedenen Abständen vom Sender, wobei sich, wie es den Anschein hat, je nach der Entfernung ein ganz verschiedenes Verhalten zeigen wird. Im allgemeinen scheint es, als ob in Entfernungen von einigen hundert Kilometern vom Sender das Auftreten der Schwundperioden stärker und häufiger ist, als bei ganz großen Abständen. Dabei ist zu erwarten, daß auch meteorologische Faktoren, wie Bewölkung, Regen usw. eine Rolle spielen werden.

Auch die Frage nach dem Einfluß der Art der Erregung der Senderantenne auf den Schwundverlauf ist noch offen. Es wäre denkbar, daß ein Sender mit aufwärts gerichteter Strahlung sich in bezug auf die Schwundperioden anders verhält als ein anderer, bei dem der Hauptbetrag der Energie horizontal ausgestrahlt wird.

Über den Einfluß des Zwischenlandes sind Beobachtungen bisher nicht bekanntgeworden. Man scheint aber der Ansicht zu sein, daß die Bodenbeschaffenheit

entgegen ihrem Verhalten bei längeren Wellen bei den kurzen einen geringeren Einfluß ausübt, was darauf schließen lassen würde, daß an der Übertragung dieser Wellen der Hauptsache nach die oberen Luftschichten beteiligt sind.

C. Atmosphärische Störungen.

Wie schon in dem Kapitel über atmosphärische Störungen (S. 296) näher ausgeführt worden ist, nehmen die Luftstörungen im allgemeinen mit kleiner werdender Wellenlänge ab, und zwar sowohl an Zahl als auch an Stärke. Diese Abnahme setzt sich auch im Bereich der kurzen Wellen unter 200 m weiter fort, und zwar besonders deutlich in bezug auf die Häufigkeit. Die Unterschiede zwischen 100 m und beispielsweise 20 m sind sehr beträchtlich und können etwa als *proportional mit der Wellenlänge* angenommen werden. Soweit Beobachtungen bei noch kürzeren Wellen zur Zeit vorliegen — es handelt sich um den Bereich von 3 bis 20 m, der gerade erst in den Kreis der Beobachtungen gezogen worden ist — kann man ebenfalls die Gültigkeit jenes Gesetzes annehmen, wenngleich erst noch weitere Ergebnisse abgewartet werden müssen, bevor ein sicheres Urteil gefällt werden kann.

Was die Abhängigkeit der Intensität von der Wellenlänge betrifft, so zeigt sich im allgemeinen ebenfalls eine Abnahme, die proportional mit der Wellenlänge verläuft. Diese Gesetzmäßigkeit wird aber häufig unterbrochen, wie aus einer Reihe von Beobachtungen hervorgeht, bei denen festgestellt worden ist, daß selbst bei Wellen in der Gegend von 20 m die Stärke der Luftstörungen nicht zurücksteht hinter der bei langen Wellen. Soweit aus dem Versuchsmaterial, das dringend notwendiger Ergänzung bedarf, Schlüsse gezogen werden können, scheint es, als ob diese der Regel widersprechenden Fälle vorzugsweise bei Nahgewittern auftreten, worauf schon bei den mittleren Wellenlängen hingewiesen worden ist, die ebenfalls zu solchen Zeiten stärker gestört sein können als die mehrfach längeren Wellen.

Was aber den Charakter der Störungen betrifft, so zeigt der Vergleich ihres Verlaufes bei den verschiedenen Wellen, daß sie insbesondere auf Wellenlängen unter 100 m scharf und kurz verlaufen. Es fehlt hier das bei den mittleren und langen Wellen so unangenehme kontinuierliche Brodeln und Zischen, das die Aufnahme der Zeichen sehr häufig vollkommen unmöglich macht.

Auch die Abhängigkeit der atmosphärischen Störungen von der Zeit ist im Kurzwellenbereich wesentlich verschieden von der bei mittleren und langen Wellen. Während wir hier in den frühen Morgenstunden die geringsten Störungen vorfinden und im allgemeinen, wenn man anormale Wetterlagen (Gewitter) ausschließt, in den Nachmittagsstunden die stärksten haben, zeigen sich bei den kurzen Wellen zwischen den Vor- und Nachmittagszeiten keine entfernt so großen Unterschiede. Erst nach Sonnenuntergang tritt bei ihnen ein Anwachsen ein, das vielfach recht beträchtlich sein kann, wobei aber die Zahl mit wenigen Ausnahmen weit hinter der bei langen Wellen zurückbleibt.

Beobachtungen über bevorzugte Einfallsrichtungen der Luftstörungen und ihre Änderungen liegen zur Zeit noch nicht vor, was zum Teil begründet liegt in gewissen Schwierigkeiten bei der Herstellung einwandfrei arbeitender Anordnungen, die im Bereich der kurzen Wellen naturgemäß erheblich größer sind als bei längeren. Es ist aber zu erwarten, daß auch hier die Ergebnisse im allgemeinen ganz entsprechend den bei mittleren Wellenlängen sein werden.

D. Richtungsänderungen.

Während bei langen und mittleren Wellen im allgemeinen von einer wohldefinierten Einfallsrichtung gesprochen werden kann (vgl. S. 284 ff.), die nur zu den Zeiten des Sonnenunter- und -aufgangs und gelegentlich auch nachts gewisse Änderungen erfährt, deren Größe mit kleiner werdender Wellenlänge zunimmt, zeigen die kurzen Wellen ein abweichendes Verhalten. Bei ihnen hat man am Tage eben-

falls eine ausgesprochene Richtung, die aber bereits einige Stunden vor Einbruch der Dunkelheit verlorengeht und erst mit Anbruch der Morgendämmerung wieder zum Vorschein kommt. Im Gegensatz zu den längeren Wellen, wo man wohl gelegentlich Richtungsänderungen, seltener aber Richtungslosigkeit vorfindet, tritt der erste der beiden Fälle hier in der Regel nicht auf, in desto stärkerem Maße aber der zweite. Eine drehbare Rahmenantenne zeigt dementsprechend bei kurzen Wellen nur bei Helligkeit ein Minimum der Empfangslautstärke, nicht aber kurz vor Dunkelwerden und während der Nacht, wo in allen Stellungen die Empfangsintensität nahezu die gleiche ist. Es lassen sich daher kurze elektrische Wellen während dieser Zeit für Ortsbestimmungen nicht verwenden.

Wie sich Wellen unter 20 m nach dieser Richtung hin verhalten, ist gegenwärtig Gegenstand eingehender Untersuchungen, die interessante Ergebnisse zu liefern versprechen.

E. Drehung der Polarisationssebene.

Wie schon bei den mittleren Wellen (vgl. S. 294) erwähnt, läßt sich mittels geeigneter Anordnungen in diesem Bereich eine Drehung der Polarisationssebene, besonders zu den kritischen Übergangszeiten von Helligkeit zu Dunkelheit und umgekehrt feststellen. Wenn auch das zur Zeit vorliegende Beobachtungsmaterial bei kurzen Wellen noch recht dürftig ist, so ist doch bereits erkennbar, daß auch hier die gleiche Erscheinung auftritt, wenigstens in dem Bereich bis zu 30 m herunter. Ob ein Zusammenhang zwischen der Wellenlänge und der Größe des Drehungswinkels besteht und welcher Art die Einflüsse des Zwischenmediums auf ihren Verlauf sind, ist zur Zeit noch offen. Jedenfalls aber spielen die Vorgänge in der Atmosphäre auch bei dieser Frage eine sehr gewichtige Rolle, deren Untersuchung von großem Interesse sein dürfte.

5. Betriebserfahrungen.

Während des einjährigen Betriebes, den die Station Nauen als erste der bestehenden Weltgroßstationen mit kurzen Wellen nach Buenos Aires über eine Entfernung von nahezu 12 000 km durchgeführt hat, sind eine Reihe von Erfahrungen gesammelt worden, die für die Beurteilung ihrer Brauchbarkeit von größter Bedeutung sind, vor allen Dingen deswegen, weil sie dem praktischen Betrieb entstammen, der besonders schwierige Anforderungen in bezug auf die Sicherheit des Verkehrs stellen muß.

Zu Beginn wurde eine Welle in der Nähe von 100 m benutzt, die aber bald verlassen und durch eine von 72 m ersetzt wurde. Im weiteren Verlauf ging man mit der Welle immer weiter herunter und ist heute bereits bei Wellenlängen von 20 bis 25 m angelangt, die sich als besonders geeignet erwiesen haben. Es hat sich dabei herausgestellt, daß die Empfangsresultate mit abnehmender Welle immer günstiger werden, und zwar bleibt nicht nur die absolute Lautstärke der Zeichen erhalten, sondern es tritt, was besonders wichtig ist, eine sehr beträchtliche *Abnahme der Intensität der atmosphärischen Störungen* ein, was zu einer erheblichen Verbesserung des für die Aufnahme maßgebenden Verhältnisses $\frac{\text{Lautstärke der Zeichen}}{\text{Stärke der Störungen}}$ führt.

Versuche mit noch kürzeren Wellenlängen (20 m) haben nicht ganz so gute Resultate ergeben, da eine merkliche Abnahme der absoluten Intensität der Zeichen eintrat. Es scheint demnach, als ob für die obige Entfernung Wellenlängen um 25 m herum als besonders günstig anzusehen sind. Inwieweit dieser Bereich auch für andere Richtungen gültig ist, kann zur Zeit noch nicht angegeben werden. Es scheint aber, als ob die Beschaffenheit der Erdoberfläche von nicht so großem Einfluß auf die Reichweite ist, wie man es von vornherein vielleicht erwarten sollte.

In bezug auf die Größe der für eine bestimmte Entfernung notwendigen **Senderleistung** ergibt sich aus dem vorliegenden Betriebsmaterial die Schlußfolgerung,

daß die von Amateuren angegebenen Wattzahlen mit denen wohl gelegentlich Rekordleistungen unter ganz besonders günstigen Übertragungsbedingungen kurzzeitig erzielt worden sind, nicht als Grundlage für einen Betriebssender dienen können. Man wird hier mit erheblich größeren Energien rechnen müssen, die etwa in der Größenordnung von 20 bis 30 kW anzusetzen sein werden, wenn man den Anforderungen eines regelrechten Betriebes genüge leisten will.

Es hat sich ferner gezeigt, daß vom Betriebsstandpunkt aus ein Tages-Kurzwellenverkehr heute noch nicht möglich ist, wobei nicht geleugnet werden soll, daß derartige Einzelversuche bereits wiederholt erfolgreich über mehr als 10 000 km ausgeführt worden sind. Der Verkehr ist am leichtesten, wenn der ganze Wellenweg unter Dunkelheit liegt. Er geht auch noch, wenngleich weniger sicher, wenn etwa $\frac{1}{3}$ der Bahn beleuchtet ist, wird aber mit fortschreitender Helligkeit immer schwieriger, bis zum vollkommenen Verschwinden der Zeichen am Empfangsort. Ob sich bei noch kürzeren Wellen — die obigen Angaben beziehen sich auf eine Wellenlänge von 25 m — die Aussichten für den Tagesverkehr bessern werden, läßt sich zur Zeit noch nicht entscheiden, da Betriebsresultate noch nicht vorliegen.

Von Bedeutung ist auch die Bestätigung der in den vorhergehenden Ausführungen (S. 983) geäußerten Vermutung, daß die Schwundperioden mit abnehmender Wellenlänge immer weniger in die Erscheinung treten. Die Unterschiede zwischen beispielsweise 100 m und 20 m sind sehr beträchtlich und mitbestimmend dafür gewesen, die Betriebswellenlänge ständig herunterzusetzen.

In bezug auf die Frage, ob es zweckmäßig ist, an Stelle der ungerichteten Senderantenne solche mit ausgesprochener Richtwirkung zu verwenden, läßt sich mit Sicherheit heute noch nichts Entscheidendes aussagen, da es vorläufig an vergleichenden Versuchen fehlt, die die Überlegenheit der einen oder der anderen Art dartun könnten.

6. Anwendungsmöglichkeiten.

Das Bestreben der drahtlosen Telegraphie ist seit Beginn ihrer Entwicklung dauernd darauf gerichtet gewesen, von einer Sedentation aus jeden Punkt der Erdoberfläche erreichen zu können, und zwar nicht nur zu gewissen, sondern zu allen Zeiten. Dabei stellte es sich bald heraus, daß zur Erzielung großer Reichweiten vor allem am Tage der Übergang von kurzen zu langen Wellen und daneben eine Steigerung der Senderleistung notwendige Voraussetzungen waren. Durch Anwendung dieser beiden Maßnahmen ist dann auch in der Tat erreicht worden, daß bei Wellen in der Gegend von 20 km ein sehr erheblicher Unterschied in der Reichweite bei Tage und bei Nacht nicht mehr besteht. Während beispielsweise in Entfernungen von mehreren tausend Kilometern bei einer Wellenlänge von 10 km die Empfangsintensitäten in der Nacht noch mehrfach größer sind als am Tage, nähert sich ihr Verhältnis in der Gegend von 20 km Wellenlänge mehr und mehr dem Werte 1.

Diese Anforderungen wurden noch erheblich verschärft, als die drahtlose Telegraphie in den kommerziellen Nachrichtenverkehr eingestellt wurde. Es genügt jetzt nicht mehr die Überbrückung bestimmter Entfernungen, sondern man verlangt mit Recht eine sehr weitgehende Sicherheit, hohe Telegraphiergeschwindigkeit und außerdem eine Wirtschaftlichkeit der Anlage, die mehr und mehr in den Vordergrund tritt.

Trotz einer Reihe von Verbesserungen, die sowohl am Sender als auch am Empfänger vorgenommen worden sind, ist eine völlig befriedigende Lösung jener Probleme bis heute nicht zu erzielen gewesen. Wohl hat die lange Welle infolge ihrer geringeren Absorption am Tage ein stärkeres Feld am Empfangsort erzeugt, als dies bei den mittleren Wellen der Fall war, indessen ist dadurch nicht immer auch eine Steigerung der Aufnahmemöglichkeit eingetreten, die außerdem stark abhängig ist von der Beeinflussung durch atmosphärische Störungen besonders in

tropischen und subtropischen Gegenden. Da nun diese störende Wirkung mit wachsender Wellenlänge schnell zunimmt, so ist zu erwarten, daß eine weitere Vergrößerung der Wellenlänge nicht zu dem gewünschten Ziel führen kann. Aus diesem Grunde macht sich auch in der Wahl der Wellenlänge für den Verkehr über große Entfernungen eine rückläufige Bewegung bemerkbar, die aber in vollem Umfang nicht durchgeführt werden kann, da in dem für den Weltverkehr brauchbaren Wellenbereich von 10 bis etwa 20 km infolge der starken Vermehrung der Großstationen erheblicher Platzmangel eingetreten ist.

Dies zweite Mittel zur Erhöhung der Sicherheit des Verkehrs besteht in der Erhöhung der Senderleistung, das aber aus Gründen der Wirtschaftlichkeit nicht weiter getrieben werden kann als es heute schon der Fall ist. Um auf diesem Wege ein unter allen Umständen für den Empfang sicher ausreichendes Verhältnis von Lautstärke zu Störungen zu schaffen, müßte man den Sender um ein Vielfaches verstärken, was wirtschaftlich nicht mehr tragbar sein dürfte.

Auch die vom Verkehrsstandpunkt immer dringlicher geforderte Steigerung der Telegraphiergeschwindigkeit läßt sich mit den bisher angewandten Mitteln nicht im gewünschten Umfang ausführen. Die hier vorliegenden Schwierigkeiten sind nicht in erster Linie elektrischer Natur (Steuerung der Energie, Zeitkonstanten der Schwingungskreise beim Sender und Empfänger usw.) sondern vielmehr zu suchen in den noch immer zu starken Einwirkungen der atmosphärischen Störungen auf die Empfangsapparatur, die um so größer und gefährlicher wird, je mehr man das Telegraphiertempo heraufsetzt. Der Grund hierfür liegt darin, daß eine Aufnahme mit den Gehör bei hohen Geschwindigkeiten nicht mehr in Frage und damit die dem Ohre innewohnende Unterscheidungsmöglichkeit von Zeichen und Störungen in Fortfall kommt.

Es ist deshalb leicht erklärlich, wenn die Technik nach anderen Mitteln gesucht hat, um die den langen Wellen anhaftenden Fehler zu beseitigen und etwas Besseres an ihre Stelle zu setzen und in Verfolg dieser Bestrebungen zu den kurzen Wellen gekommen ist, die eine Reihe wertvoller Eigenschaften besitzen, die sie auch für den Weitverkehr als sehr geeignet erscheinen lassen.

Da bei ihnen die atmosphärischen Störungen ganz erheblich geringer sind, als bei langen und mittleren Wellen, so wird man mit viel günstigeren Aufnahmeresultaten rechnen können, die bereits in weitem Umfang betriebsmäßig bestätigt worden sind. Es wird deshalb die Anwendung der kurzen Wellen besonders für den Verkehr nach und in tropischen Gegenden besonders wertvoll sein. Da, wie schon eingangs erwähnt, auch die Senderleistung nur einen Bruchteil der beim Langwellenverkehr notwendigen beträgt, so ist auch aus rein wirtschaftlichen Gründen ihre Einführung sehr erwünscht. Hinzu kommt noch, daß die Anlagekosten einer Kurzwellenstation infolge der wesentlich kleineren Antennenabmessungen erheblich niedriger sein werden als die einer Großstation in der heutigen Gestalt mit den ungeheuer ausgedehnten Mast- und Antennenanlagen. Auch die Forderung des Schnellbetriebes ist bei den kurzen elektrischen Wellen leichter erfüllbar, als es bei den langen Wellen möglich ist, sowohl aus elektrischen Gründen (kleinere Energien und Zeitkonstanten) als auch besonders wegen der viel schwächeren atmosphärischen Störungen.

Daß auch die Empfangseinrichtungen in ganz ähnlicher Weise, wie der Sender, einfacher und leichter bedienbar werden, liegt nach dem Vorhergehenden klar zutage.

Es könnte demnach scheinen, als ob schon heute der Zeitpunkt gekommen wäre, die bisherigen Großstationen durch Kurzwellensender zu ersetzen. Diese vielfach vertretene Ansicht muß indessen zur Zeit noch als nicht zutreffend bezeichnet werden, und zwar aus dem Grunde, weil bisher der Beweis noch nicht erbracht worden ist, daß ein betriebsmäßiger Kurzwellenverkehr auch am Tage über die erforderlichen großen Entfernungen mit der notwendigen Sicherheit durchgeführt werden kann. Wenn auch zur Nachtzeit schon jetzt in sehr vielen Fällen die kurze Welle der langen überlegen ist, so wird man doch noch bis auf weiteres die Groß-

stationen für den Tagesverkehr beibehalten müssen. Ob eines Tages ein sicherer Verkehr auch bei Helligkeit erzielt werden kann, ist eine Frage, für deren Entscheidung noch die notwendigen Unterlagen fehlen.

Immerhin aber bieten die kurzen Wellen auch heute schon die Möglichkeit, zu gewissen Zeiten sicherer und wirtschaftlicher zu arbeiten, als es mit langen Wellen der Fall ist, und es besteht wohl kein Zweifel darüber, daß sie aus dem drahtlosen Verkehr nicht wieder verschwinden werden und daß man alles daran setzen wird, sie noch weiter zu untersuchen und die ihnen innewohnenden guten Eigenschaften in immer steigendem Maße der Weiterentwicklung des Verkehrs nutzbar zu machen.

Aber nicht nur für die Telegraphie, sondern auch für die Telephonie werden die kurzen Wellen von großer Bedeutung sein. Vor der Hand allerdings stecken die Versuche nach dieser Richtung noch in den Anfangsstadien, aber es besteht kein Zweifel darüber, daß sie in der nahen Zukunft auch von diesem Verkehrsgebiet Besitz ergreifen werden. Die bisher ausgeführten Versuche, mittels drahtloser Telephonie auf langen Wellen große Entfernungen zu überbrücken, haben wenig befriedigende Ergebnisse gezeigt. Das hat seinen Grund einmal darin, daß die für die Übertragung benutzte Wellenlänge in der Nähe von 6000 m an und für sich für die Telephonie nicht sonderlich günstig ist und andererseits gerade in diesem Wellenbereich eine Unzahl von Stationen arbeitet, die als Störer in Betracht kommen. Um von ihnen freizukommen, muß man scharf abgestimmte Empfänger anwenden, die aber dann unbrauchbar für die Aufnahme der Telephonie sind. Man hat also die Wahl zwischen geringer Verzerrung und Störungen durch Telegraphiesender oder völlig verzerrter Sprache und Störungsfreiheit gegenüber fremden Sendern. Eine Abhilfe scheint nicht möglich zu sein, denn dieser Wellenbereich ist in dem kontinentalen Funkverkehr vorbehalten, der eine von Jahr zu Jahr steigende Senderzahl aufweist.

Wenn also das Problem der transatlantischen Telephonie eine betriebsmäßige Lösung erfahren soll, so wird man gezwungen sein, die kurzen Wellen zu verwenden, bei denen jene Störungsmöglichkeiten nicht vorhanden sind und auch in rein elektrischer Beziehung die Verhältnisse für die Telephonie günstiger sind als bei langen Wellen.

Was die Versuche betrifft, die bisher auf kurzen Wellen durchgeführt worden sind, so lassen sich Schlüsse in bezug auf einen betriebsmäßigen Verkehr aus ihnen noch nicht ziehen. Es sind zwar bereits von Nauen und Eberswalde aus Entfernungen von nahezu 2000 km mit Wellen von etwa 50 m überbrückt und außerdem in Einzelfällen von Amateuren auch die Antipoden erreicht worden, wobei allerdings die Verständlichkeit der übertragenen Sprache nicht sehr befriedigend gewesen ist, was allem Anschein nach entweder auf den Sender oder den Empfänger zurückgeführt werden muß. Allerdings wäre es denkbar, daß auch das Zwischenmedium für einen Teil der Verzerrung verantwortlich gemacht werden könnte.

Da die Telegraphie natürlicherweise im Vordergrund des Interesses steht und hierbei noch eine Reihe von Fragen aufzuklären sind, so ist es verständlich, daß auf diesem Gebiet zunächst alle Kräfte eingesetzt werden müssen und daß erst nach ihrer Lösung an die Telephonie herangegangen werden kann.

Was in bezug auf die Telephonie ausgeführt worden ist, gilt in ganz ähnlicher Weise auch für die drahtlose Bildübertragung, die zweifellos ein großes kommerzielles Anwendungsgebiet finden dürfte. Die diesbezüglichen Versuche sind zwar noch nicht aus dem Laboratorium herausgekommen, versprechen aber praktisch brauchbare Anordnungen zu werden. Auch für sie sind gerade die kurzen elektrischen Wellen eine sehr wesentliche Voraussetzung.

Für die Ortsbestimmung auf drahtlosem Wege (Peilung), die für die Seeschifffahrt schon jetzt und in Zukunft von noch höherer Bedeutung sein wird, lassen sich die kurzen Wellen praktisch wohl kaum verwenden, da, wie zuvor ausgeführt worden ist, über einen sehr großen Teil eines ganzen Tages eine Richtungsbestimmung nicht möglich ist. Da außerdem die unmittelbare Umgebung des Senders

und des Empfängers stark verzerrend auf das Feld einwirkt (Maste, Schornsteine, Aufbauten usw.), so dürfte auch aus diesem Grunde ihre Anwendung auf diesem Gebiet in Frage gestellt sein.

Außer diesen rein technischen Anwendungen kommen noch andere in Betracht, die mehr wissenschaftlicher Natur sind. Infolge ihrer großen Empfindlichkeit gegenüber Veränderungen in der Atmosphäre, erscheint es nicht ausgeschlossen, daß die kurzen Wellen eines Tages berufen sein werden ein wichtiges Hilfsmittel für meteorologische Forschungen und Untersuchungen der höheren Luftschichten zu werden. Dazu ist allerdings notwendig, daß jene Einflüsse zuvor in sehr weitgehendem Maße untersucht werden müssen, womit gerade erst begonnen worden ist.

VIII. Kurzwellensender.

Bearbeitet von A. Scheibe.

1. Kurzwellensender für ungedämpfte Wellen.

A. Allgemeines.

α) Die normalen induktiven Rückkopplungsschaltungen (Transformator- oder Dreipunktschaltung) sind für kurze Wellen im allgemeinen nur bis zu Wellen von 15 bis 30 m herab brauchbar. Unterhalb dieser Grenze setzen die Schwingungen so geschalteter Sender infolge mangelnder, unbestimmter Rückkopplung leicht aus. Der weiteren Herabdrückung der Wellenlänge durch Verkleinerung von C und L im Schwingungskreise widerstrebt mehr und mehr der zunehmende Einfluß der Röhrenkapazität und der Zuleitungsselbstinduktionen.

In Abb. 1110 ist die Schaltung eines Tonsenders von Telefunken gezeichnet. Wellenbereich etwa 15–100 m. Die beiden Röhren sind induktiv rückgekoppelt und hochfrequenzmäßig im Gleichtakt (parallel), niederfrequenzmäßig jedoch im Gegentakt geschaltet. Der Ton 500 der Wechselstrommaschine wird hierdurch zum Ton 1000 verdoppelt. Der Heizstrom und Emissionsstrom wird von der gleichen Maschine geliefert. Durch diese Senderschaltung vereinfacht sich für die kurzen Wellen der Empfang auf der Gegenstation ganz erheblich.

β) Die kapazitive Rückkopplungsschaltung nach Abb. 1111 wirkt wesentlich günstiger. Mit dem Kondensator C_g kann die Rückkopplung in bequemer Weise variiert werden, außerdem trägt dieser Kondensator infolge der Reihenschaltung mit C_a zur Herabsetzung der Wellenlänge bei. Um Aufladungen des Gitters zu vermeiden, ist C_g durch einen Abteilungs-widerstand (Drossel) zu überbrücken. Bei sehr kurzen Wellen ist auf die Spulenkapazität dieser Drossel zu achten. Untere Wellenlänge etwa 20 bis 10 m.

Mit Spezialröhren kommt man nach α) und β) zu Leistungen mehrerer Kilowatt. Schwierigkeiten bereitet dabei die richtige Dimensio-

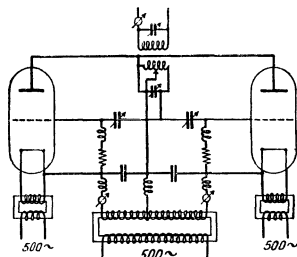


Abb. 1110. Tonsenderschaltung nach Telefunken.

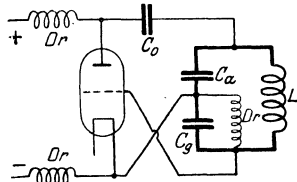


Abb. 1111. Sender mit kapazitiver Rückkopplung.

nierung der Elektrorendurchführungen durch die Röhrenwände infolge des Auftretens hoher Blindströme. Telefunken-Röhre¹⁾ mit Glaskolben bis zu 1,5 kW bei 4000 V Anodengleichspannung, mit wassergekühlter Anode bis zu 16 kW.

γ) Schaltungen mit Ausnutzung der inneren Rückkopplung (Huth-Kühn) gestatten ein Herabdrücken der Wellengrenze unter 1 m, dabei ist zum Teil die Röhrenkapazität mitbestimmend für die Wellenlänge. Die Röhrenkapazität ist bei Erzeugung der kürzesten Wellen meist die einzige diskrete Kapazität des Schwingungskreises, zu der dann noch äußere, verteilte Kapazität von einfachen Selbstinduktionsgebilden hinzukommt. Um ihren Einfluß zu vermindern, ist vorteilhaft: Entfernung des Röhrensockels oder Spezialkonstruktion von Röhren mit weit auseinanderliegenden Anoden- und Gitterdurchführungen.

δ) Die Schaltungen sind sehr von der guten Wirksamkeit der in der Anodenleitung und in den Heizleitungen liegenden Drosseln abhängig. Über ihre Bauart entscheidet meist nur das Experiment. Bei sämtlichen Schaltungen ist auf Verlustfreiheit der Kondensatoren und Spulen größter Wert zu legen.

Beispiel: Eine Dreipunktschaltung setzte mit den Schwingungen von etwa 50 m Wellenlänge abwärts bei Benutzung eines normalen käuflichen Kondensators (Hartgummi-Deckel usw.) aus, sie arbeitete noch einwandfrei bis herab zu 25 m Wellenlänge bei Austausch des Kondensators durch einen völlig verlustfreien Luftkondensator (nach Modellen der P.T.R. gebaut).

Von großem Vorteil ist immer Symmetrie im Aufbau des Schwingungskreises und in seiner Lage zur Röhre.

e) Für Wellen der Größenordnung einiger Meter bis herab zu 30 cm ist die Barkhausen-Kurzschaltung sehr geeignet.

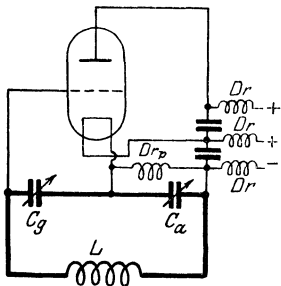


Abb. 1112. Schaltung nach Southworth.

B. Sonderschaltungen.

a) Schaltung nach E. C. Southworth²⁾;

unterste Wellengrenze etwa bei 10 m (Abb. 1112).

Die Schaltung arbeitet mit normaler kapazitiver Rückkopplung (C_g). Um den Einfluß der Spannungs- und Heizstromleitungen möglichst zu vermeiden, sind diese Leitungen unter Zwischenschaltung von Blockkondensatoren möglichst dicht nebeneinander zwischen Anode und Schwingungskreis angeschaltet. Hierdurch wird gleichzeitig gute Symmetrie zwischen Röhre, Röhrenzuleitungen und Schwingungskreis erzielt.

Besondere Sorgfalt ist auf die die Kapazität C_a überbrückende Drossel Dr_p zu verwenden, ihr kapazitiver Widerstand muß groß gegenüber dem von C_a sein.

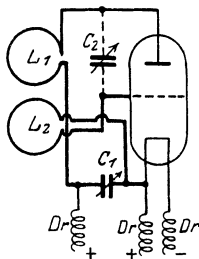


Abb. 1113. Schaltung nach Dunmore und Engel.

b) Schaltung nach F. W. Dunmore und F. H. Engel³⁾,

unterste Wellengrenze etwa bei 9 m (Abb. 1113).

Die Verfasser benutzen im wesentlichen die innere Rückkopplung der Röhre zur Schwingungserzeugung, die durch richtige induktive Kopplung der Gitter- und Anodenselbstinduktion unterstützt wird. Maßgebend für die Wellenlänge ist außer der Selbstinduktion L_1 (L_1 meist gleich L_2) die Röhrenkapazität. Dieser Kapazität kann

¹⁾ Rukop, H.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 28, S. 41 bis 50. 1926.

²⁾ Southworth, E. C.: Rad. Rev. 1, S. 577. 1919.

³⁾ Dunmore, F. W., u. F. H. Engel: Proc. Inst. Rad. Eng. 11, S. 467. 1923.

zur Wellenlängenänderung der variable Kondensator C_2 parallelgeschaltet werden. In geringem Maße beeinflusst auch C_1 die Frequenz, man teilt C_1 zweckmäßig in eine kleinere variable Kapazität und einen größeren Blockkondensator (einige 1000 cm), um bei kürzeren Wellen gute Feinabstimmungsmöglichkeit zu haben.

Die Zuleitungsdrähte zu L_1 und L_2 sind so kurz wie möglich zu halten und bifilar zu führen. Am Kondensator C_2 liegt die gesamte Gleich- und Wechselspannung, sein Plattenabstand ist dementsprechend zu wählen.

Für eine Wellenlänge von 9 m hatte bei den von Dunmore und Engel benutzten Röhren L_1 bzw. L_2 die Form eines Drahtkreises von etwa 18 cm; C_2 war abgeschaltet. Die Röhrenkapazität der betreffenden Röhren schien von derselben Größenordnung wie die der Telefunkenröhre R. S. 59 I zu sein.

Diese Sonderschaltung eignet sich bis zu langen Wellen von 1000 m (Meßsender).

A. Scheibe¹⁾ fand bei Parallelschaltung zweier Telefunkenröhren R. S. 59 I und Benutzung zweier Drahtkreise von 18 cm Durchmesser und 4 mm Drahtdicke den in Tabelle 96 verzeichneten Zusammenhang zwischen Wellenlänge λ und den Kapazitäten von C_1 und C_2 .

Die Konstanz²⁾ der Schwingungen dieser Senderschaltung ist außerordentlich gut, die Wellenlängenänderungen des sich selbst überlassenden Senders waren einschließlich der Wellenlängenmeßfehler während einer fünfständigen Versuchsdauer im allgemeinen $< 0,1 \frac{0}{100}$.

c) Schaltung nach Abb. 1114 [A. Scheibe³⁾],

unterste Wellengrenze etwa 5 m (bzw. 2 m).

Diese Schaltung gleicht im Prinzip derjenigen nach Abb. 1113, sie wurde unabhängig hiervon schon im Jahre 1920 von A. Scheibe näher untersucht.

Die Schwingungskreise bestehen im wesentlichen aus Drahtrechtecken, die sich in der gezeichneten Form posaunenartig auseinanderziehen lassen. Der Blockkondensator hatte im vorliegenden Fall eine Größe von etwa 3000 cm. Unter Benutzung einer Telefunkenröhre R. S. 59 I (Betriebsspannung 340 bis 420 V, Heizstrom 2,4 bis 2,8 A) ergab sich die in Tabelle 97 verzeichnete Wellenlängenabhängigkeit von den Dimensionen der Drahtrechtecke.

Tabelle 96.

Daten zu Schaltung Abb. 1113.

C_1 $\mu\mu\text{F}$	C_2 $\mu\mu\text{F}$	λ m
647	0	13,0
647	16	17,4
309	63	24,5
340	63	25,8

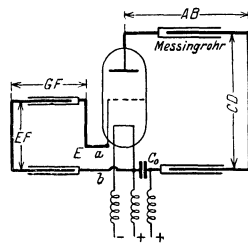


Abb. 1114. Anordnung der Schwingungskreise nach A. Scheibe.

Tabelle 97. Daten zu Schaltung Abb. 1114.

AB cm	CD cm	GF cm	EF cm	Heizstrom A	λ m
38,5	18,4	21,8	10,2	2,40	7,10
38,5	18,4	17	10,2	2,40	6,88
38,5	18,4	14	10,2	2,40	6,72
38,5	18,4	26	6,7	2,40	6,84
29	18,4	26	6,7	2,40	6,16
34	18,4	25	6,7	2,60	6,20
24,5	18,4	17	6,7	2,60	5,60
22,5	18,4	15,5	6,7	2,70	5,20

¹⁾ Scheibe, A.: Die Erzeugung kurzer elektrischer Wellen. S. 10. Leipzig: Hachmeister & Thal 1925. ²⁾ Scheibe, A.: a. a. O. S. 23. ³⁾ Scheibe, A.: a. a. O. S. 11.

Bei Entfernung des Röhrensockels könnte die Wellenlängengrenze noch nach unten verschoben werden. W. C. Huxford¹⁾ erzielte damit Wellen bis herab zu 2 m.

d) Schaltung nach E. C. Southworth²⁾,

unterste Wellengrenze etwa bei 1 m (Abb. 1115).

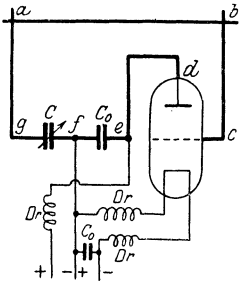


Abb. 1115. Schaltung nach Southworth.

Southworth kommt zu dieser Schaltung durch Ersetzung des Anodenkondensators C_a der Abb. 1112 durch die Röhrenkapazität selbst und durch Einschaltung eines veränderlichen Drahtrechteckes mit verteilter Selbstinduktion an Stelle der in Abb. 1112 angegebenen Selbstinduktion L . In Abb. 1115 ist die Röhre so eingezeichnet, daß sie möglichst symmetrisch mit dem variablen Kondensator C zu C_0 angeordnet ist. An den Anschlußpunkten f und e der Anodenspannung liegt dann nur eine geringe Wechselfspannung gegen Erde. Die Wellenlänge wird durch den Linienzug

$$a-b-c-d-e-f-g-a$$

bestimmt.

Um die Wellenlänge 1,10 m zu erreichen, betragen die Seitenlängen ab bzw. ga 13 bzw. 8 cm bei $5 \mu\mu\text{F}$ Röhrenkapazität und bei einem Zylinderkondensator von 1,8 und 2,5 cm Durchmesser und 3,2 cm Länge als C . Die Blechkondensatoren C_0 hatten eine Größe von $1500 \mu\mu\text{F}$.

e) Schaltung nach J. S. Townsend und J. H. Morrell³⁾,

unterste Wellengrenze bei etwa 5 m (bzw. 1 m) (Abb. 1116).

Der Schwingungskreis besteht aus einem an die Anode und an das Gitter angeschlossenen kurzen Lecherschen Drahtsystem, das durch einen auf den Drähten als Brücke dienenden verschiebbaren Kondensator C_2 , der nicht kleiner als $0,001 \mu\mu\text{F}$ sein soll, kurzgeschlossen wird. Der dicht an der Röhre liegende variable Kondensator C_1 dient zur Feinabstimmung. Der Blockkondensator C_3 soll schädliche Reflexionen der Wellen an den Anschlußpunkten der Gleichspannung verhindern.

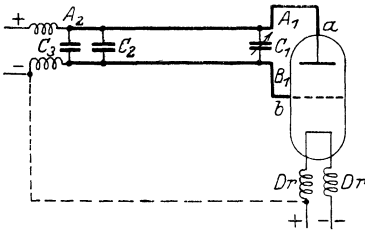


Abb. 1116. Schaltung nach Townsend und Morrell.

W. C. Huxford¹⁾ erhielt mit dieser Schaltung eine kürzeste Wellenlänge von 1 m.

f) Gegentaktschaltung nach Holborn⁴⁾,

unterste Wellengrenze bei etwa 3 m

(Abb. 1117).

Die Gegentaktschaltung wurde zuerst von Eccles und Jordan⁵⁾ angegeben. Zwischen den beiden Anoden bzw. den beiden Gittern der Röhren liegt je

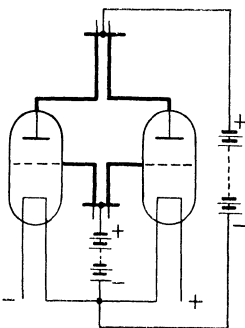


Abb. 1117. Gegentaktschaltung nach Holborn.

¹⁾ Huxford, W. C.: Phys. Rev. (2) 25, S. 686. 1925.

²⁾ Southworth, E. C.: Rad. Rev. 1, S. 577. 1919. — Siehe auch Goutton u. Touly: Cpt. rend. hebdom. des séances de l'acad. des sciences 168, S. 271. 1919. — Goutton u. Pierret: Cpt. rend. hebdom. des séances de l'acad. des sciences 180, S. 1910 bis 1912. 1925.

³⁾ Townsend, J. S., u. J. H. Morrell: Phil. Mag. 42, S. 265. 1921. — Marcus, A.: Phys. Rev. 27, S. 250. 1926. — Kiebitz, F.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 163 bis 167. 1926.

⁴⁾ Holborn, F.: Zeitschr. f. Phys. 6, S. 328. 1921.

⁵⁾ Eccles, W. H., u. F. W. Jordan: Electrician 83, S. 299. 1919.

ein Schwingungskreis (s. auch S. 237, Abb. 256). Zur Erzielung kurzer Wellen werden die Selbstinduktionen und Kapazitäten dieser Schwingungskreise durch je ein Lechersches Drahtsystem mit verteilter Selbstinduktion ersetzt. Die Abstimmung jedes Drahtsystems erfolgt in bekannter Weise durch eine Drahtbrücke, in deren Mitte die Anoden- bzw. Gitterspannung angelegt wird. Es erweist sich als vorteilhaft, dem Gitter eine etwa 10 bis 30 V hohe positive Vorspannung zu geben.

Bei völliger Symmetrie der Anordnung liegen die Spannungszuführungen dann an Spannungsknoten der Schwingungskreise, so daß bei richtiger Wegführung dieser Batterieleitungen auch ohne Drosseln kein Mitschwingen von ihnen zu beobachten ist.

Die Lecherschen Drahtsysteme bestanden bei Holborn aus Messingrohr von 3 mm Durchmesser mit einem Abstand von 5 cm; mit einem Telefunkenrohr R. S. 5 C II ergab sich bei 540 V Anodenspannung und 90 mA Emissionsstrom die Wellenlängenabhängigkeit von den Längen der Lecher-Systeme gemäß Tabelle 98.

An Leistung konnte dem System etwa 1,5 bis 2 W entzogen werden. Bei Abnahme der Röhrensockel und Anodenkappen wurde die Wellenlänge bis auf 2,4 m verringert.

Nach F. Kiebitz¹⁾ und A. Scheibe²⁾ treten noch kürzere Nebenwellen auf. Goutton und Pierret³⁾ erzeugten durch Unsymmetrien sehr kräftige Oberwellen bis zu $\lambda_0/7$ bei $\lambda_0 = 330$ cm.

Abb. 1118 gibt eine Gegentaktschaltung für tönendes Senden nach Telefunken wieder. Beide Röhren sind (im Gegensatz zu Abb. 1110) hochfrequenz- und niederfrequenzmäßig im Gegentakt geschaltet. Sendeton 1000.

Tabelle 98.
Abhängigkeit der Wellenlänge von der Drahtlänge (zu Abb. 1117).

λ cm	Anodenleitung cm	Gitterleitung cm
346	30	15
387	40	15
437	50	16
474	60	16
520	70	25
515	70	19
540	74	24,5

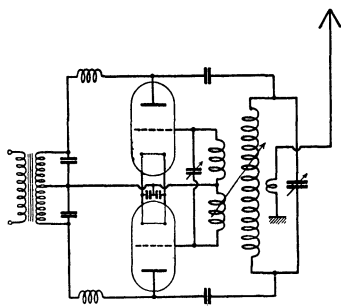


Abb. 1118. Gegentaktschaltung von Telefunken.

g) Einbau der Schwingungskreise in die Röhre zur Wellenverkleinerung.

Um den Einfluß der Elektrodenzuleitungen zu den Schwingungskreisen zu vermindern, ist man bei Erzeugung kürzester Wellen dazu übergegangen, die Schwingungskreise innerhalb der Röhre direkt mit den Elektroden zu verbinden. Nachteil: Fehlen der Abstimmungsmöglichkeit.

G. Lakhovsky⁴⁾ ordnet so z. B. die beiden Anoden, Gitter und Heizfäden in einem einzigen Röhrengefäß an.

h) Elektronenschwingungen nach H. Barkhausen und K. Kurz⁵⁾,

unterste Grenze 40 cm (Abb. 1119).

α) Lange Wellen (Barkhausen und Kurz).

Barkhausen und Kurz fanden bei Verwendung von Röhren mit zylindrischer Symmetrie (z. B. Schott-Röhren), daß dann äußerst kurze Wellen auftraten,

¹⁾ Kiebitz, F.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 25, S. 4. 1925.

²⁾ Scheibe, A.: a. a. O. S. 16.

³⁾ Goutton u. Pierret: a. a. O.

⁴⁾ Lakhovsky, G.: D.R.P. 427 596; Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 186. 1926. — S. a. Westinghouse Electr. Co. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 28, S. 103. 1926.

⁵⁾ Barkhausen, H., u. K. Kurz: Phys. Zeitschr. 21, S. 1. 1920.

wenn die Anode eine negative Spannung und das Gitter eine positive Spannung gegenüber dem Heizfaden erhielt. Die Wellenlänge läßt sich aus der Zeit, die die

Elektronen infolge der anziehenden und abstoßenden Wirkung der Elektroden zum Pendeln um das Gitter brauchen, berechnen. Die Wellenlänge ist außer von diesen Spannungen auch in geringem Maße vom Emissionsstrom (Raumladungen) und Gasinhalt¹⁾ abhängig. Röhren mit geringem Gasinhalt schwingen leichter, die Wellenlänge wird verkürzt. Nach L. Nettelton²⁾ sollen Röhren mit einem Gasdruck unterhalb $5 \cdot 10^{-5}$ mm Hg überhaupt nicht schwingen, dem stehen Messungen von A. Scheibe³⁾ bei einem Druck von $1 \cdot 10^{-5}$ mm Hg gegenüber.

Nach Barkhausen, Kurz und Scheibe ist die Frequenz der Schwingungen unabhängig von der Kapazität und Selbstinduktion äußerer Schwingungskreise, die genteilige Ansicht

von Gill und Morrell⁴⁾ dürfte nicht zutreffend sein [s. auch M. T. Grechowa⁵⁾].

Bezeichnet man mit E_a und E_g die Anoden- und Gitterspannung, mit r_2 , r_1 und r_0 die Radien der Anode, des Gitters und des Heizfadens, so erhält man nach Barkhausen und Kurz für die Wellenlänge unter vereinfachenden Annahmen (ebene Elektrodenanordnung) folgende Beziehung:

$$\lambda = \frac{2000}{\sqrt{E_g}} \cdot \frac{r_2 E_g - r_1 \cdot E_a}{E_g - E_a} \text{ [cm]} \quad (1)$$

(Spannungen in V, Radien in cm). Die Wellenlänge ergibt sich etwas zu groß, sie nähert sich bis auf einige Prozent dem experimentellen Befund nach einer komplizierteren Formel von A. Scheibe³⁾:

$$\lambda = \frac{2000}{\sqrt{E_g}} \left\{ f \left(\sqrt{\ln \frac{r_1}{r_0}} \right) + g \left(\sqrt{\frac{E_g}{E_g - E_a} \ln \frac{r_2}{r_1}} \right) \right\} \text{ [cm]} \quad (2)$$

Die Funktionen haben dabei die Form:

$$f \left(\sqrt{\ln \frac{r_1}{r_0}} \right) = f(x) = x e^{-x^2} \int_0^x e^{n^2} dn, \quad (3)$$

$$g \left(\sqrt{\frac{E_g}{E_g - E_a} \ln \frac{r_2}{r_1}} \right) = g(x) = x e^{x^2} \int_0^x e^{-n^2} dn. \quad (4)$$

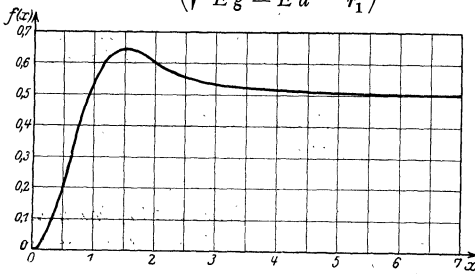


Abb. 1120. $f(x) = x \cdot e^{-x^2} \int_0^x e^{n^2} dn$

¹⁾ Kapzov, N.: Zeitschr. f. Phys. **35**, S. 129. 1925.

²⁾ Nettelton, L.: Proc. of the nat. acad. of sciences (U. S. A.) **8**, S. 353. 1922; Jahrb. d. drahtl. Telegr. **21**, S. 18. 1923.

³⁾ Scheibe, A.: Ann. d. Phys. **73**, S. 54. 1924.

⁴⁾ Gill, E. W. B., u. J. H. Morrell: Phil. Mag. **44**, S. 161. 1922 bzw. Jahrb. d. drahtl. Telegr. **21**, S. 359. 1923. - Siehe auch G. Breit: Journ. Franklin Inst. **197**, S. 355. 1924. - Sakanek, J.: Phys. Zeitschr. **26**, S. 368. 1925.

⁵⁾ Grechowa, M. T.: Zeitschr. f. Phys. **35**, S. 50. 1925.

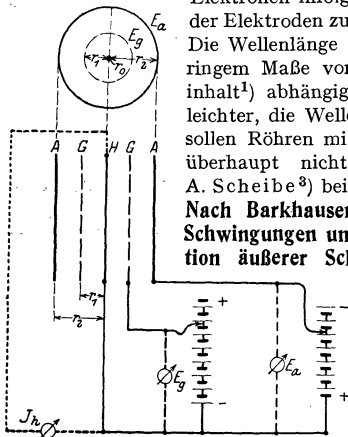


Abb. 1119. Schaltung nach Barkhausen und Kurz (Elektronenschwingungen).

Ihr Verlauf in Abhängigkeit von x ist in den Kurven der Abb. 1120 und 1121 wieder gegeben. Die numerischen Werte ergibt die Tabelle 99.

Tabelle 99. Werte zu den Formeln (2) bis (4).

x	$f(x)$	$g(x)$	x	$f(x)$	$g(x)$
0	0	0	1,8	0,62419	40,36
0,1	0,00993	0,010	2,0	0,60268	98,01
0,5	0,21228	0,289	3,0	0,534	—
0,8	0,42568	0,998	4,0	0,516	—
1,0	0,53808	2,030	5,0	0,510	—
1,2	0,60872	4,088	7,0	0,504	—
1,5	0,64237	12,190	∞	0,500	—

Den Verlauf der Wellenlänge nach der Formel von Scheibe gibt in Abhängigkeit von den Spannungen für eine bestimmte Röhre ($r_2 \approx 0,86$ cm, $r_1 \approx 0,3$ cm, $r_0 = 0,008$ cm) die Abb. 1122 wieder.

Mit abnehmenden Radien und zunehmenden absoluten Spannungen nimmt die Wellenlänge im allgemeinen ab.

Der Anodenspannungsbereich, innerhalb dessen bei gegebener Gitterspannung die Röhre schwingt, ist verschieden begrenzt. Wahrscheinlich muß die Funktion $g(x)$ obiger Formel immer größer sein als $f(x)$, um den schwingungsfähigen Zustand der Röhre aufrechtzuerhalten.

β) „Kurze Wellen“ (A. Scheibe), untere Grenze: 20 bis 30 cm.

Röhren mit möglichst zylindrischer Symmetrie erzeugen außer den oben beschriebenen „langen“ Barkhausen-Wellen noch eine zweite Schwingung höherer Frequenz, die nach A. Scheibe¹⁾ allein oder gemeinsam mit ersteren auftreten. Im allgemeinen sind sie bei Einstellung des schwingungsfähigen Zustandes

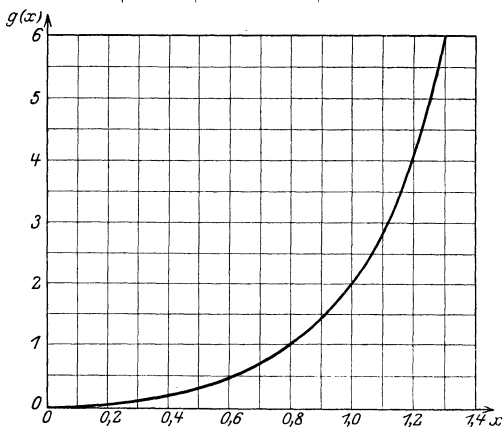


Abb. 1121. $g(x) = x \cdot e^{x^2} \int_0^x e^{-n^2} dn$.

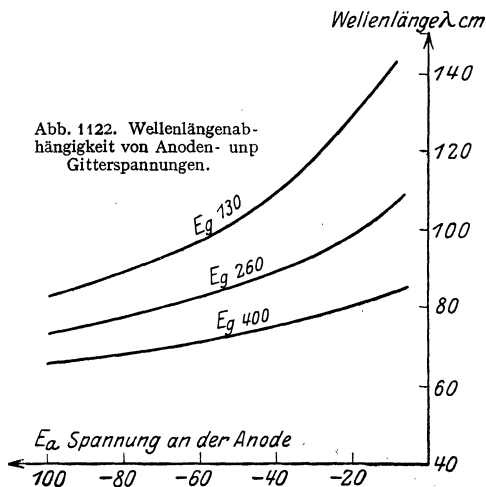


Abb. 1122. Wellenlängenabhängigkeit von Anoden- und Gitterspannungen.

¹⁾ Scheibe, A.: Ann. d. Phys. 73, S. 81. 1924.

der Röhre durch allmähliches Steigern des Heizstromes immer eher als die „langen“ Wellen vorhanden. Da ihre Energie jedoch wesentlich schwächer als die der „langen“ Wellen ist, so werden sie leicht übersehen. *Ihre λ -Abhängigkeit von den Röhrendimensionen und Betriebsbedingungen folgt denselben Gesetzen wie die der Barkhausen-Wellen. Die Wellen sind daher keineswegs das Produkt irgendwelcher Zufälligkeiten und somit jederzeit reproduzierbar.*

Die Wellenlänge beträgt bei symmetrischen Röhren ungefähr die Hälfte von der der „langen“ Welle bei gleichen Betriebsbedingungen; bei Röhren mit größeren Unsymmetrien ist die Wellenlänge größer als die Hälfte.

Die Schaltung ist die gleiche wie die von Abb. 1119.

γ) Energiesteigerung durch Resonatorschaltung oder Parallelschaltung mehrerer Röhren (Abb. 1123 bis 1125).

1. Resonator. Die Schaltung nach Abb. 1119 ist zur Erzielung großer Energien nicht günstig, da die aus der Röhre herauslaufenden Wellen bereits im Röhrensockel Verluste erleiden und durch falsche Reflexionen an den Anschlußklemmen der Zuleitungen, an Knickstellen usw. geschwächt werden. Man umgeht dies durch Entfernen des Röhrensockels und Anbringung eines Resonators [A. Scheibe¹], Abb. 1123. *Der Resonator besteht aus einem Lecherschen Drahtsystem, das die möglichst geradlinige Fortsetzung der Elektrodenzuführungen im Innern der Röhre nach außen bildet.* Das Drahtsystem wird durch eine geschlitzte Plattenbrücke auf die Elektronenschwingung abgestimmt; an diesen beiden Plattenhälften, die sich im Spannungsknoten der stehenden Welle befinden, ist die Gitter- und Anodengleichspannung anzulegen. Um Rückwirkungen zu vermeiden, müssen die Spannungszuleitungen möglichst bifilar und senkrecht zur Resonatorebene weggeführt werden. Übrige Schaltung genau nach Abb. 1119.

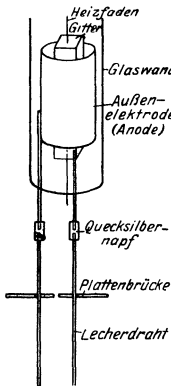


Abb. 1123. Resonator-schaltung nach Scheibe.

2. Parallelschaltung. Eine wesentliche Verstärkung erhält man durch Parallelschaltung mehrerer Röhren [A. Scheibe²]. Für zwei Röhren kann dies gemäß Abb. 1124 geschehen. *Die Anoden- und Gitterelektroden werden durch ein auf die Elektronenschwingung abgestimmtes Lechersystem verbunden.* Die bei richtiger Abstimmung sich ergebende Spannungsverteilung ist in der Abbildung eingezeichnet. Die Anoden- und Gittergleichspannung ist in den Spannungsknoten q, p bzw. q', p' anzulegen.

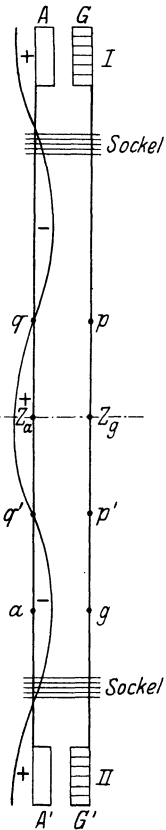


Abb. 1124. Parallel-schaltung zweier Röhren nach Scheibe.

Man kann sich diese Schaltung aus der Resonatorschaltung (Abb. 1123) dadurch entstanden denken, daß man die Lecher-Drähte unter Entfernung der Brücke um $\lambda/4$ bis zum Punkte z_a bzw. z_g der Abb. 1124 verlängert und an diesen

¹) Scheibe, A.: a. a. O. S. 84.

²) Scheibe, A.: Jahrb. d. drahtl. Telegr. 27, S. 1. 1926. — S. a. M. T. Grechowa: Zeitschr. f. Phys. 38, S. 621 bis 634. 1926.

Punkten spiegelbildlich ein gleiches System mit einer zweiten Röhre noch einmal anschließt. Für mehr als zwei Röhren sind Sternschaltungen usw. möglich. Der Anschluß der Batterien erfolgt nach Abb. 1125.

Die Parallelschaltung arbeitet auch dann noch, wenn von beiden Röhren jede für sich unter gleichen Betriebsbedingungen infolge etwas verschiedener Elektrodenradien eine etwas andere Wellenlänge ergibt (bis zu $\frac{1}{2}\%$ etwa). Da in diesem Fall die Verstärkung geringer ist, ist es vorteilhaft, beide Röhren nach der Parallelschaltung mit Hilfe einer Wellenlängenmeßbrücke aufeinander abzustimmen, indem z. B. an die eine Anode eine Zusatzspannung angelegt wird. (Abhängigkeit der Wellenlänge von der Anodenspannung s. Abb. 1122.) Um einen Kurzschluß der beiden Anodenspannungen zu vermeiden, muß in diesem Falle der Anoden-Lecher-Draht in der Mitte bei z_a entzweigschnitten und durch eine kleine Kapazität wieder verbunden werden (aus Symmetriegründen geschieht dies auch mit dem Gitter-Lecher-Draht). Die Kapazitäten können kleine, an die Drahtenden angelötete Blechscheiben von 1 cm Durchmesser sein, die mittels Sieglacks aufeinandergekittet werden. Die verschiedenen Anoden- und Gitterspannungen werden dann an q , q' und p , p' angelegt.

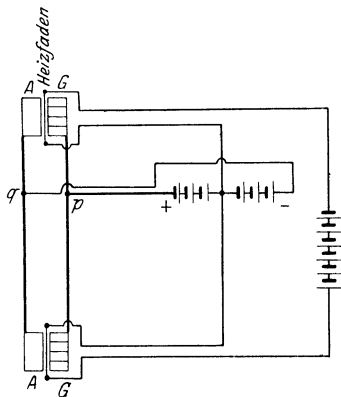


Abb. 1125. Gesamtschaltung zweier Röhren.

Die Stromverstärkung steigt unter Bevorzugung der energieschwächeren kurzen Wellen auf das 2,7fache. Im Gegensatz zum Arbeiten mit der Einzelröhre schwingen bei gleicher Energieausbeute die parallelen Röhren dann noch, wenn der Emissionsstrom jeder Röhre um 30 bis 50% niedriger liegt, als sonst zur Aufrechterhaltung des schwingungsfähigen Zustandes einer Einzelröhre nötig ist. Dadurch wird eine erhebliche Schonung der Röhren erzielt.

C. Fremdsteuerung und Frequenzvervielfachung.

Die Fremdsteuerung und Frequenzvervielfachung wird meist dann angewandt werden, wenn sehr große Konstanz der Welle verlangt wird. Es ist klar, daß ein Sender geringer Leistung infolge der für ihn notwendigen geringeren Anodenspannungen und Heizspannungen schon rein betriebstechnisch auf viel konstantere Welle gehalten werden kann als ein Sender für mehrere Kilowatt, dessen Röhren durch die entwickelten Wärmemengen außerordentlich beansprucht werden. In hochfrequenztechnischer Beziehung spricht z. B. für die Fremdsteuerung die Unbeeinflussbarkeit der Welle durch Antennenschwankungen.

a) Fremdsteuerung.

α) Fremdsteuerung durch selbsterregten Steuersender.

Eine Senderröhre geringer Leistung wird in einer der bekannten Schaltungen durch Selbsterregung zum Schwingen gebracht. Die Selbstinduktionsspule ihres Schwingungskreises wirkt über eine Koppelspule auf das Gitter einer stärkeren Senderröhre, in deren Anodenkreis sich ein auf die betreffende Welle abgestimmter Schwingungskreis befindet. Die hierdurch entstehenden verstärkten Schwingungen können dann durch weitere Kaskaden nach Bedarf wiederum verstärkt werden.

Eine derartige Schaltung neigt sehr leicht zur Selbsterregung einzelner Verstärkerstufen oder der Ausgangsröhre. Durch geeignete Hilfsmittel ist für Entkopplung Sorge zu tragen. In Abb. 1126 ist eine Schaltung Telefunktens für Fremd-

steuerung, bestehend aus einer Steuerröhre und einer Energieröhre, abgebildet. Der Kondensator C dient zur Kompensation der Anoden-Gitterkapazität zur Vermeidung der Selbsterregung der Hauptröhre.

β) Fremderregung durch kristallgesteuerten Steuersender.

Die Konstanz eines Senders wird sehr durch Benutzung eines Quarzes als Steuerorgan erhöht. Zur Orientierung über die piezoelektrischen Eigenschaften des Quarzes wird auf die Arbeiten von W. G. Cady¹⁾, G. Pierce²⁾, E. Giebe und A. Scheibe³⁾, A. Hund⁴⁾ usw. verwiesen (vgl. auch S. 620).

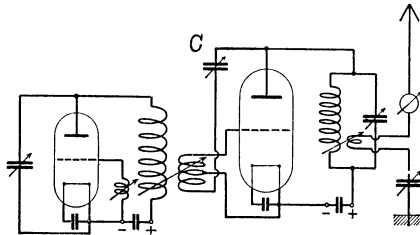


Abb. 1126. Fremdgesteuerter Kurzwellensender mit Kompensation der Anodengitterkapazität nach Telefunken.

In Abb. 1127 ist eine Anordnung zur Kristallsteuerung nach A. Hund⁴⁾ gezeichnet. Eine ähnliche Schaltung geben Cady¹⁾ und Pierce²⁾ an. Der Quarz besteht aus einer Quarzplatte, die so aus einem Kristall herausgeschnitten ist, daß in ihrer Ebene die optische Achse liegt und senkrecht auf ihrer

Ebene (also parallel zur Feldrichtung des Kondensators, in dem der Quarz untergebracht ist) eine Piezoachse steht.

Eine derartige Quarzplatte besitzt drei verschiedene Grundschwingungen, die in gewissen Beziehungen zu den Dimensionen der Platte stehen und alle drei zur Steuerung der Röhre benutzt werden können. Der Quarzkondensator liegt zwischen Gitter und Anode oder Gitter und Kathode, die Amplitude der Schwingungen ist dann am stärksten, wenn der aus C_1 und L_1 gebildete Schwingungskreis mit seiner Eigenfrequenz einer der Grundfrequenzen der Kristallplatte nahekommt. Infolge des außerordentlich kleinen Temperaturkoeffizienten des Quarzes und seiner hervorragenden elastischen Eigenschaften ist die entstehende Welle sehr konstant. Bei Einschaltung mehrerer Verstärkerstufen tritt leicht Selbsterregung ein, die nach Abb. 1127 z. B. dadurch verhindert wird, daß dem Gitter eine größere negative Vorspannung gegeben wird. (Es ist nötig, das Gitter der ersten Röhre der Abb. 1127 mit einem Ableitungswiderstand zu versehen.)

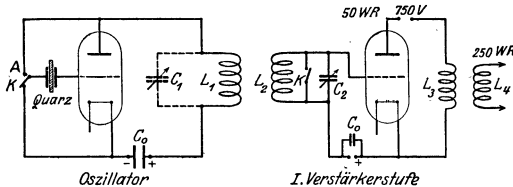


Abb. 1127. Fremdsteuerung mittels Quarzoszillators.

In vielen Fällen ist es zweckmäßiger und einfacher, die Welle des Steuersenders mittels eines Leuchtquarzes nach E. Giebe und A. Scheibe³⁾ konstant zu halten.

b) Frequenzvervielfachung.

Die Fremdsteuerung von Kurzwellensendern wird man besonders bei ganz kurzen Wellen nicht immer derart durchführen können, daß der Steuersender die gleiche Welle gibt, die die Antenne ausstrahlen soll. Zur Erreichung höchster Konstanz und zum einwandfreien Arbeiten des Steuersenders — z. B. eines Quarzoszillators — ist es sogar vorteilhaft, mit einem Vielfachen der auszusendenden

¹⁾ Cady, W. G.: Proc. Inst. Rad. Eng. **10**, S. 88. 1922.

²⁾ Pierce, G.: Proc. Amer. Acad. Arts a. Sciences **59**, S. 104. 1923; **60**, S. 271. 1925.

³⁾ Giebe, E. und A. Scheibe: ETZ. **47**, S. 380. 1926.

⁴⁾ Hund, A.: Ref. Jahrb. d. drahtl. Telegr. **28**, S. 101 bis 102. 1926.

Welle zu steuern. Um eine Frequenzvervielfachung zu erreichen, ist es notwendig, eine im Steuersender vorhandene Oberwelle, der die Welle der Energieröhre gleich sein muß, in passender Weise auszusieben.

α) Frequenzvervielfachung durch Verzerrung des Anodenstromes des Steuersenders.

Der Anodenstrom eines Senders enthält mehr oder weniger kräftige Oberwellen. Wählt man die Grundwelle z. B. dreimal so lang als die auszustrahlende Welle, so ist die dritte Oberwelle aus dem immer etwas verzerrten Anodenstrom auszusieben. Dies geschieht z. B. durch Einschaltung eines auf diese Welle abgestimmten Resonanzkreises zwischen Anode und Hauptschwingungskreis. Diese Oberwelle wird dann durch Ankopplung des Resonanzkreises an größere Verstärkerstufen in der oben beschriebenen Weise weiter verstärkt.

Die in dem Anodenstrom enthaltenen Oberwellen können durch günstige Gittervorspannung, enger Kopplung, Überwiegen der Selbstinduktion im Hauptschwingungskreis usw. von vornherein sehr gekräftigt werden.

β) Frequenzvervielfachung durch Verzerrung in der Verstärkeranordnung.

Der Steuersender erregt sich auf normale Art und Weise, die Größe der Steuerungspannung am Gitter der ersten Verstärkeröhre wird jedoch so hoch gewählt, daß man einen möglichst rechteckigen Stromverlauf auf der Anodenseite der Röhre erhält. Aus diesem Strom wird durch einen Resonanzkreis die richtige Oberwelle ausgesiebt und durch Verstärkerstufen weiter verstärkt.

Einer weiteren Frequenzerhöhung steht durch nochmalige Verzerrung des Anodenstromes natürlich nichts im Wege. Auf ähnlichen Prinzipien beruht der Stimmgabelsender des National Physical Laboratory von D. Dye¹⁾, dessen Grundfrequenz gleich 1000 Hertz ist, während auf der Hochfrequenzseite Eichwellen im Wellenlängenbereich des Rundfunks verfügbar sind. M. Mercier²⁾ hat eine Reihe von Sendern zur Frequenzvervielfachung synchron so miteinander gekoppelt, daß die Steuerfrequenz 50 Hertz und die Arbeitsfrequenz $7,5 \cdot 10^7$ Hertz (λ ca. 4 m) beträgt.

2. Kurzwellensender für gedämpfte Wellen.

A. Allgemeines.

Für das Wellengebiet von etwa 30 cm Länge abwärts muß man sich vorläufig mit gedämpften Kurzwellensendern behelfen. Die mit ihnen herstellbaren kürzesten Wellen von einigen Zehntelmillimeter reichen in das Gebiet der Wärmewellen hinein.

Die Sender arbeiten meist mit Knall- oder Löschfunken bzw. einer Mischung von beiden, so daß die Wellen mehr oder weniger stark gedämpft sind. Besondere Schwierigkeiten bereitet dabei die günstigste Bemessung der Funkenstrecke, die infolge ihrer Kapazität bei den kürzesten Wellen wesentlich die Frequenz mitbestimmt. Die Funkenstrecke muß aus diesem Grunde klein sein, andererseits ist Sorge dafür zu tragen, Verbrennung des Elektrodenmetalles zu verhindern, um einwandfreies Arbeiten des Senders zu erreichen und Frequenzänderungen während des Betriebes zu verhüten. Dies wird durch Einbettung der Funkenstrecke in Petroleum oder Alkohol [Drude³⁾, Colley⁴⁾], in Leuchtgas, Wasserstoff usw.

¹⁾ Dye, D.: Proc. Roy. Soc. **103**, S. 240. 1923. — Vgl. auch: W. H. F. Griffith: Wireless World **16**, S. 309. 1925.

²⁾ Mercier, M.: Ann. de Phys. (9) **19**, S. 248. 1923.

³⁾ Drude, P.: Ann. d. Phys. **55**, S. 633. 1895; **58**, S. 1. 1896; **59**, S. 17. 1896; **61**, S. 466. 1897; **8**, S. 336. 1902.

⁴⁾ Colley, A.: Phys. Zeitschr. **10**, S. 329. 1909.

[Weichmann¹⁾] oder Öl unter Überdruck von mehreren Atmosphären [Nichols und Tear²⁾] erreicht. Sind die beiden Elektroden die einzigen Schwingungsgebilde [Hertzsche Oszillatoren, Righi³⁾], so bestehen sie aus Platin [Lebedew⁴⁾, Lampa⁵⁾, Möbius⁶⁾] oder Wolfram [Nichols und Tear²⁾].

Drei hauptsächlich Sendertypen werden im folgenden Abschnitt besprochen.

B. Sonderschaltungen.

a) Sender mit kontinuierlicher Frequenzkala.

α) Ein sehr bewährter und leicht herstellbarer Apparat ist der in Abb. 1128 gezeichnete Drudesche Oszillator. Der Primärkreis I besteht aus zwei halbkreisförmigen dicken Kupferdrähten als Selbstinduktion L , einer kleinen Kapazität C und einer kleinen Kugelfunkenstrecke F . Die Aufladung des Kondensators erfolgt durch die Sekundärspule eines Teslatransformators S , die sich in Resonanz zu

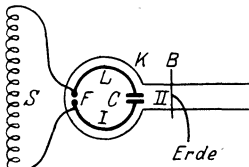


Abb. 1128. Oszillator nach Drude.

ihrem von einem größeren Induktorium gespeisten Primärkreis befindet, wodurch eine gleichmäßige, hohe Funkenfolge erreicht wird. Primärkreis I liegt zur Erzielung hoher Energie in Petroleum oder Alkohol. Veränderungsmöglichkeit der Frequenz ist dadurch gegeben, daß der Kondensator C , der aus zwei an die Drähte L gelöteten Platten besteht, durch Auseinanderbiegen der Drähte mittels einer Mikrometerschraube vergrößert oder verkleinert wird. Bei kürzesten Wellen besteht der Kondensator C zum Teil nur aus den Stirnflächen der beiden Drähte L . Wird mit

Kreis I ein Sekundärkreis II gekoppelt, dann ist eine Wellenlängenänderung auch dadurch gegeben, daß der in seiner Eigenwelle durch eine verschiebbare Brücke B veränderliche Kreis II zu seinen Eigenschwingungen angestoßen wird. Voraussetzung dabei ist natürlich die, daß F als Löschfunkenstrecke wirkt, sonst treten Koppelwellen auf. Die kürzesten erreichbaren Wellenlängen liegen bei etwa 12 bis 15 cm. Die Dämpfung der Wellen ist verhältnismäßig groß.

Einen ähnlichen Sender hat Colley⁷⁾ durchgebildet. Geringere Dämpfung und größere Variationsmöglichkeit der Frequenz sind seine Merkmale.

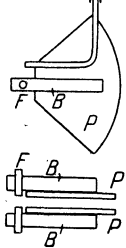


Abb. 1129. Oszillator nach Weichmann.

β) Der in Abb. 1129 gezeichnete Sender nach Weichmann ist die Fortentwicklung von Konstruktionen, die Mie⁸⁾, Rukop⁹⁾ und Rückert¹⁰⁾ angegeben haben. Im Gegensatz zu Drude und Colley ist kein geschlossener Schwingungskreis mehr vorhanden. Der Stoßkreis besteht aus der Kapazität und Selbstinduktion zweier quadrantenförmigen Platten P , die durch eine Isolationsplatte (nicht gezeichnet) voneinander getrennt sind. Der Kondensator entlädt sich über eine mikrometrisch verstellbare Funkenstrecke F , deren Elektroden in zwei den Platten P angelöteten Kupferbarren B verschraubt sind. Die Funkenstrecke liegt in einer Glaskammer, durch die Leuchtgas geleitet wird.

Der eigentliche variable Schwingungskreis besteht aus einem länglichen Rechteck L , das zum Teil rechtwinklig umgeknickt und am einen Ende posaunenartig ausziehbar ist. Der veränderliche

¹⁾ Weichmann, R.: Ann. d. Phys. **66**, S. 501. 1921.

²⁾ Nichols, E. F., u. I. D. Tear: Phys. Rev. **21**, S. 587. 1923.

³⁾ Righi, R. A.: Dei Lincei (5), S. 505. 1893.

⁴⁾ Lebedew, P.: Wiedem. Ann. **56**, S. 1. 1895.

⁵⁾ Lampa, A.: Wiener Ber. **105**, S. 587. 1896.

⁶⁾ Möbius, W.: Ann. d. Phys. **62**, S. 293. 1920.

⁷⁾ Colley, A.: s. Fußnote auf S. 999.

⁸⁾ Mie, G.: Phys. Zeitschr. **11**, S. 1035. 1910.

⁹⁾ Rukop, H.: Dissert. Greifswald 1913.

¹⁰⁾ Rückert, E.: Dissert. Greifswald 1913.

Teil dieses Kreises wird mit den Kupferbarren induktiv gekoppelt. Da bei richtiger Einstellung der Funkenstrecke Stoßerregung eintritt, so hat man für jeden festen Primärkreis einen gewissen variablen Frequenzbereich durch Änderung der Recktschlänge von Kreis II. Das log. Dekrement ist dementsprechend klein, es beträgt zwischen 64 und 27 cm Wellenlänge etwa 0,0110 bis 0,0269. Der Kreis I wird direkt von einem Induktorium gespeist.

Unterste Wellengrenze liegt etwa bei 12 cm.

b) Sender mit einer einzigen Grundfrequenz.

α) Für Wellenlängen unterhalb 10 bis 20 cm sind meist Sender gebräuchlich, die auf dem Prinzip der Righischen und Hertz'schen Oszillatoren beruhen. Eine derartige Form ist für Millimeterwellen in Abb. 1130 gezeichnet. Zwei Platinstäbchen als Antennen bilden gleichzeitig die Funkenstrecke F . Die Aufladung des Oszillators erfolgt über zwei Luftfunkenstrecken F_1 und F_2 . Während noch bei Meterwellen das Verhältnis zwischen entstehender und aus Gesamtlänge der beiden Antennen ($l \approx \lambda/2$) berechneter Wellenlänge annähernd 1 ist, wird es durch zunehmenden Einfluß der Kapazität der Funkenstrecke bei kürzeren Antennen immer größer.

Righi verwendet als Schwingungskreis eine Kugelfunkenstrecke in Öl, die durch zwei Hilfskugeln aufgeladen wird. Die Wellenlänge beträgt bei einem Kugelradius von 1,36 cm etwa 7 cm.

Möbius¹⁾, Lebedew²⁾, Lampa²⁾ und Nichols und Tear⁴⁾ haben diese Sender näher untersucht. Letztere erreichten als kürzeste Grundwelle eine Länge von 1,8 mm (Oszillatorlänge $l = 0,4$ mm, Drahtdurchmesser = 0,25 mm). Die Oszillatoren sind im allgemeinen sehr reich an Oberschwingungen.

β) Durch Verwendung von sehr kleinen Kugeln (Kugelvibratoren) und Metallspänen (Massenstrahler) als Oszillatoren haben dann Lewitsky⁵⁾ bzw. Glagolewa - Arkadiewa⁶⁾ die Wellengrenze bis ins Gebiet der Wärmewellen (0,129 mm) herabgedrückt.

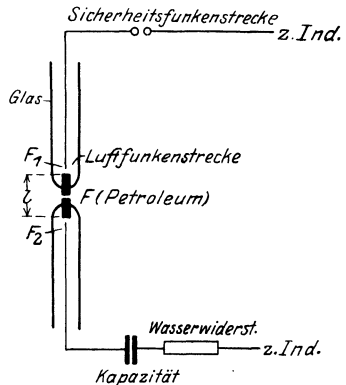


Abb. 1130. Oszillator nach Lampa.

IX. Hochfrequenz-Telegraphie und -Telephonie längs Leitungen (Drahtfunk).

Bearbeitet von H. Schulz (1 bis 4) und H. Muth (5 und 6).

I. Allgemeines.

a) Begriff.

Der Begriff „Drahtfunk“ umfaßt Telegraphie und Telephonie längs Drahtleitungen (gewöhnlich Doppelleitungen) mit schnellschwingenden Hilfsströmen als Träger der Nachrichtenströme. Diese werden für die Übertragung auf der Drahtleitung durch „Aussteuerung“ des Trägerstroms (Wechselstrommodulation)

¹⁾ Siehe S. 1000. ²⁾ Siehe S. 1000. ³⁾ Siehe S. 1000. ⁴⁾ Siehe S. 1000.
⁵⁾ Lewitsky, M.: Phys. Zeitschr. 25, S. 153. 1924; 27, S. 177. 1926.
⁶⁾ Glagolewa - Arkadiewa, A.: Zeitschr. f. Phys. 21, S. 153. 1924.

in eine schnellschwingende Zwischenform gebracht und aus dieser am Empfangsende wieder in die ursprüngliche, den Nachrichten eigentümliche Frequenzform zurückverwandelt. Die technischen Mittel der Modulation und Demodulation sind von grundsätzlich gleicher Art wie beim drahtlosen Nachrichtenbetriebe (Raumfunk).

b) Zweck und Stellung.

Zweck des Drahtfunks ist die Ausnutzung der kostspieligen Drahtleitung zum möglichst oftfachen gleichzeitigen Telegraphieren und Fernsprechen unter Wahrung des geheimen Charakters der Nachrichtenübermittlung. Zu diesem Zwecke werden seitliche Abstrahlungen der Wellenenergie aus der Richtbahn der Leitung praktisch unterdrückt durch Benutzung

α) von Doppelleitungen mit regelmäßigen, hinreichend dicht stehenden Drahtkrenzungen und ohne wesentliche Reflexionsstoßstellen unterwegs sowie an den Enden;

β) von möglichst langen Trägerwellen;

γ) von geringfügigen Sendeenergien.

Vom Raumfunk ist der Drahtfunk durch die Richtwirkung und Verschwiegenheit unterschieden, was er mit der gewöhnlichen Drahtmeldetechnik (ohne Wechselstromträger) gemein hat; vor dieser aber hebt er sich durch wesentlich größere Ergiebigkeit der Leitungsausnutzung hervor.

c) Geschichtliches.

Das Streben nach einer Verbesserung des Wirkungsgrades der Fernleitungen setzte unmittelbar nach Erfindung der Telegraphie bzw. Telephonie ein. Es wurde eine Anzahl Kunstschaltungen in die Praxis eingeführt, mit denen sich eine gewisse Verbesserung erzielen ließ, so z. B. die „Viererschaltung“ (s. S. 180) mit Hilfe von Differentialtransformatoren, die gestattet, auf zwei Doppelleitungen gleichzeitig drei Gespräche zu führen. Der Gedanke, die Resonanzeigenschaften der Wechselströme zur Vielfachausnutzung zu verwenden, entstand etwa im Jahre 1886, also zur Zeit der Erfindung des Telefons. Namhafte Erfinder auf diesem Gebiet sind Gray, Bell, van Rysselberghe, Edison und Mercadier. Sie bedienten sich mechanischer Resonatoren. Ruhmer baute in Deutschland 1909–1910 die erste Mehrfachtelephonieeinrichtung unter Verwendung von Lichtbogengeneratoren und Kontaktdetektoren. Die Bedürfnisse des Krieges gaben dem Problem besondere Bedeutung, wodurch die Entwicklung beschleunigt wurde. Die Erfindung der Elektronenröhre und ihre vielseitige Verwendbarkeit als Schwingungserzeuger, Hoch- und Niederfrequenzverstärker, Sprachmodulator und Demodulator sowie die Entwicklung der banddurchlässigen Siebkette ermöglichten erst die Ausbildung eines Systems, das den hohen Anforderungen der modernen Nachrichtentechnik genügt. Die Entwicklung ging in Amerika und Deutschland parallel, aber unabhängig voneinander. In Amerika hat sich besonders Squier verdient gemacht; die apparatfertige Durchbildung erfolgte durch die Western-Gesellschaft (Colpitts, Blackwell). In Deutschland stand die Entwicklung unter der Leitung von K. W. Wagner; mitgewirkt haben namentlich v. Lepel, Fassbender, Habann. Die technische Form erhielt das neue Nachrichtenmittel vornehmlich durch die Firma Telefunken in Zusammenarbeit mit Siemens & Halske und die C. Lorenz A.-G. in Berlin-Tempelhof.

d) Sendeenergien, Reichweiten.

Sendeenergien bei den älteren Apparatsystemen in Deutschland 1 bis 5 W, bei den neueren Apparaten (z. B. System Telefunken) nur etwa 0,1 W. In Deutschland wird ohne Zwischenübertragungen gearbeitet; es werden Entfernungen mit einem Dämpfungsmaß bis zu $b = 5,5$ überbrückt, was praktisch ausreicht. In Amerika, wo oft weit größere Entfernungen zu überwinden sind, werden auch Zwischenübertragungen benutzt.

e) Stromart und Frequenzbänder der Nachrichten.

Im gewöhnlichen Drahtbetrieb wird mit Wechselstrom gearbeitet; auch in der Telegraphie; denn sie verwendet Folgen von Strom und Nichtstrom oder Strom und Gegenstrom, und jeder einzelne Stromschritt ist als Fourierintegral

darstellbar $\left(\int_{\alpha=0}^{\alpha=\infty} f(\alpha) d\alpha \right)$, d. h. als Inbegriff von Wechselströmen mit allen Frequenzen von 0 bis ∞ . Praktisch genügt es, beim Telegraphieren nur *die Frequenzen bis zur höchstens doppelten Zahl der Schwingungen zu übertragen, die dem kürzesten Stromschritt als halber Periode entsprechen.*

Die Spanne der für die Übertragung notwendigen Schwingungszahlen heißt Frequenzstreifen oder Frequenzband.

Die praktischen Frequenzbänder in der Telegraphie umfassen die Schwingungen von $f = 0$ bis höchstens $f = 100$ Hertz. Die Bänder in der Telephonie sind erheblich breiter. Das natürliche Sprachband enthält Frequenzen bis zu 10 000 Hertz hinauf; doch sind die Schwingungen oberhalb 5000 für das Verstehen von nicht erheblicher Bedeutung; sie dienen mehr einer wohlgefälligen Abrundung der Klangbilder. In der Fernsprechtechnik wird es meist als ausreichend angesehen, die Sprachfrequenzen von $f = 300$ bis hinauf zu etwa 2500 Hertz zu übertragen.

f) Grundgedanke des Mehrfachbetriebes einer Leitung.

α) Mehrfachbetrieb ohne Trägerstrom.

Telegraphie und Telephonie können nach der natürlichen Lage ihrer Frequenzbänder (s. 1 e) auf einer Leitung ungestört nebeneinander arbeiten, wenn durch künstliche Schaltmittel (Selektion) alle Telegraphenfrequenzen oberhalb 100 Hertz und alle Fernsprechfrequenzen unterhalb 300 Hertz vom Senden ausgeschlossen werden. Solcher Nebeneinanderbetrieb ist seit langem bekannt (Mehrfachbetrieb ohne Trägerstrom).

β) Mehrfachbetrieb mit Trägerstrom.

Die gewöhnliche (homogene) Freileitung überträgt Schwingungen bis zu einem Vielfachen der oberen Grenze des Sprachfrequenzbandes (2500 Hertz); sie ist somit geeignet zur gleichzeitigen Übermittlung weiterer Frequenzbänder, wenn

1. diese Bänder nach oben hin so verlegt werden, daß sie sich auf der Frequenzskala mit gewissen Abständen nebeneinander anordnen;
2. wenn sie nach ihrer Ankunft wieder in die natürliche Frequenzlage zurückgebracht werden und
3. wenn durch künstliche Schaltmittel dafür gesorgt wird, daß jeder Frequenzstreifen vor der Aussendung auf das Ausmaß begrenzt wird, das übertragen werden soll, und am Empfangsende einzeln aufnehmbar ist.

Der Bedingung 1 wird genügt durch Modulation von Trägerströmen von bestimmter gewählter Frequenz, der Bedingung 2 durch Demodulation, der Bedingung 3 durch Verwendung von Selektionsmitteln bester Wirkung und unverstellbarer Frequenzdurchlässigkeit, nämlich Siebketten.

2. Umformung der Nachrichtenenergie.

A. Modulation.

a) Beim gewöhnlichen Fernsprechen (ohne Trägerstrom, Gleichstrommodulation).

Modulator ist das Mikrophon; seine Widerstandsänderungen beim Sprechen steuern die Amplitude des Gleichstroms, der das Mikrophon durchfließt. Diese Stromschwankungen sind praktisch den Sprachschwingungen proportional, wenn

ihnen die Widerstandsänderungen linear entsprechen und dazu relativ klein sind gegen den gesamten Widerstand des Mikrophonkreises. Es ist dann (Abb. 1131)

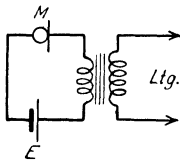


Abb. 1131. Gleichstrommodulation.

$$J = \frac{E}{R + k R \sin \alpha t} \approx \frac{E}{R} (1 - k \sin \alpha t).$$

J = Amplitude des modulierten Gleichstroms, E = EMK der Gleichstromquelle, R = Gesamtwiderstand des Mikrophonkreises, $k R$ ist die größte relative Widerstandsänderung durch eine Sprachschwingung der Kreisfrequenz α . Bei $k = 0,2$ (20%) beträgt die größte Ungenauigkeit der Modulation nur 5%.

Das Übertreten einer Gleichstromkomponente auf die Leitung wird durch Zwischenschaltung eines Übertragers oder dgl. verhindert (trägerstromfreie Übertragung); jenseits des Mikrophonkreises entsteht somit ein reines Sprachband von natürlicher Frequenzstimmigkeit. Der von der Übermittlung auf der Leitung ausgeschlossene Gleichstrom wird an der Empfangsstelle wieder zugesetzt durch Verwendung von Hörern mit Dauer- oder Elektromagnet (Gleichstromdemodulation).

b) Beim Sprechen mit Trägerstrom (Wechselstrommodulation).

Wird das Mikrophon mit Wechselstrom (von der Kreisfrequenz ω) statt Gleichstrom gespeist (Abb. 1132), so schwankt unter denselben Voraussetzungen wie zu a) auch die Amplitude (o) des Wechselstroms im Takt der Sprache. Der modulierte Strom ist in diesem Falle:

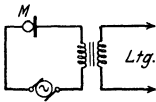


Abb. 1132. Wechselstrommodulation.

$$J = (o + k o \sin \alpha t) \sin \omega t \\ = o \sin \omega t + \frac{k o}{2} \cos(\omega - \alpha) t - \frac{k o}{2} \cos(\omega + \alpha) t,$$

wenn $k o \sin \alpha t$ die der Widerstandsänderung durch eine Sprachkomponente von der Frequenz α entsprechende Modulationskomponente und $k \ll 1$ ist.

Das Ergebnis ist ein dreiwelliger Strom: Zu beiden Seiten der festen Trägerstromfrequenz ω erscheinen in symmetrischer Anordnung die mit der Sprache wechselnden Frequenzen $\omega + \alpha$ und $\omega - \alpha$, d. h. zwei spiegelbildlich übereinstimmende, in die Nachbarschaft von ω abgewanderte Sprachfrequenzbänder, das „obere“ und das „untere Seitenband“. Der Frequenzabstand der verlegten Sprachschwingungen von ω ist derselbe wie der Abstand der ursprünglichen Schwingungen von der Frequenz Null; auch bleibt das Größenverhältnis der Amplituden bei den Sprachschwingungen nach der Modulation erhalten.

Diese Art der Modulation ist praktisch im großen nicht durchführbar, besonders weil nicht jede Sprechstelle die Möglichkeit verschiedener Modulationen zum Wahlgebrauch erhalten kann. Über praktische Wechselstrommodulationen zum Fernsprechen s. unter d).

c) Beim Telegraphieren mit Trägerstrom.

Ersetzt man in der Anordnung unter b) das Mikrophon durch eine Taste oder den Hebel eines Relais zum Telegraphieren, so ist das Modulationsergebnis (vgl. 1. e):

$$J = \left[o + \int_{\alpha=0}^{\alpha=100} a_{\alpha} \sin(\alpha t) d\alpha \right] \sin(\omega t) \\ = o \sin(\omega t) + \int_{\alpha=0}^{\alpha=100} \frac{a_{\alpha}}{2} \cos(\omega - \alpha) t d\alpha - \int_{\alpha=0}^{\alpha=100} \frac{a_{\alpha}}{2} \cos(\omega + \alpha) t d\alpha$$

oder bei Einführung der Integrationsvariablen $\omega - \alpha = \varepsilon$ und $\omega + \alpha = \delta$

$$= o \sin(\omega t) - \int_{\varepsilon = \omega}^{\varepsilon = \omega - 100} \frac{a'(\omega - \alpha)}{2} \cos(\omega - \alpha) t d(\omega - \alpha) - \int_{\delta = \omega}^{\delta = \omega + 100} \frac{a''(\omega + \alpha)}{2} \cos(\omega + \alpha) t d(\omega + \alpha),$$

d. h. das natürliche Telegraphiefrequenzband wandert auch in diesem Falle aus der Nachbarschaft der Frequenz Null in die Nachbarschaft der Trägerfrequenz ω , und zwar entsteht wieder ein oberes und ein unteres Frequenzband von spiegelbildlicher Übereinstimmung, symmetrisch zum Frequenzpunkt ω (wie im Falle b). Man pflegt in der Telegraphie häufig beide Seitenbänder zu übertragen.

d) Praktische Wechselstrommodulation beim Fernsprechen.

α) Rohrmodulation.

Die Sprache des Fernsprechteilnehmers und die beim Amt erzeugte Hilfs-schwingung wirken auf ein Elektronenrohr (Mischrohr), dessen Gitter eine negative Vorspannung erhält von solcher Größe, daß der Ruhepunkt der Röhre in das Gebiet der unteren Krümmung ihrer Kennlinie fällt. Die drei grundsätzlichen Möglichkeiten der Rohrmodulation sind durch die Abb. 1133 gekennzeichnet. Das grundsätzlich Gemeinsame dieser Abarten ist die genügende Gittervorspannung, der Betrieb des Rohres im modulationsfähigen (nicht linearen) Gebiet seiner Charakteristik. Die Gleichung der Kennlinie des Rohres ($J_A = f(x)$) läßt sich als Potenzreihe ansetzen von der Form

$$J_A = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots,$$

wobei $a_0, a_1, a_2, a_3 \dots$ die den besonderen Arbeitsfall kennzeichnenden Konstanten sind. Der Einsatz

$$x = o \sin \omega t + a \sin \alpha t$$

in die Gleichung für J_A liefert neben Gleichstrom (a_0) die Kombinationsschwingungen erster und höherer Ordnung, d. h. Schwingungen mit Frequenzen von der Form

$$p \omega \pm q \alpha,$$

wobei p und q alle ganze Zahlen sind einschließlich der Null. Es ergeben sich also bei der Modulation Schwingungen mit den Frequenzen:

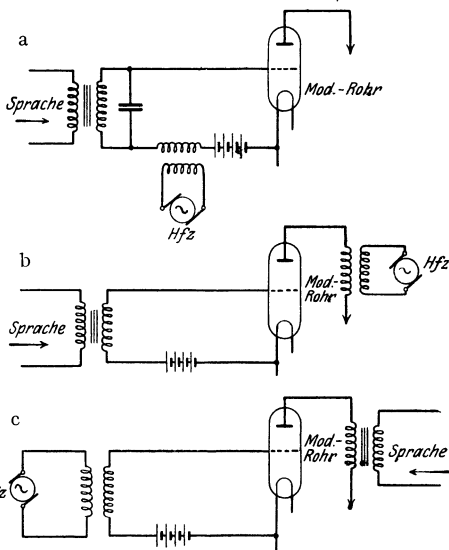


Abb. 1133. Grundsaltungen praktischer Wechselstrommodulation für Fernsprechen.

ω	α	$\omega \pm \alpha$	$\omega \pm 2\alpha$	$2\omega \pm 2\alpha$ usf.
2ω	2α	$2\omega \pm \alpha$	$\omega \pm 3\alpha$	$2\omega \pm 3\alpha$
3ω	3α	$3\omega \pm \alpha$.	.
.
.
.

[vgl. Frequenzskala der Abb. 1134¹⁾].

Zum Empfang notwendig sind die Frequenzen ω und $\omega + \alpha$ oder ω und $\omega - \alpha$ (vgl. unter B). Alles Beiwerk an Schwingungen ist daher durch Siebmittel zu

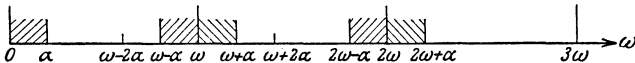


Abb. 1134. Frequenzskala.

unterdrücken. Für die Frequenzen $\omega \pm 2\alpha$, $\omega \pm 3\alpha$ ist dies nicht vollkommen möglich. Man sucht daher die Entstehung dieser Schwingungen, die sich mathematisch erst aus den Gliedern der Potenzreihe mit x vom dritten und höheren Grade ergeben, bei der Modulation möglichst zu unterdrücken, indem man das Arbeitsgebiet der Röhre auf den parabelähnlichen Teil der Kennlinie, entsprechend einer Ausdehnung der Potenzreihe bis zum Gliede mit x^2 , beschränkt. Dies führt zur Forderung schlechter Rohrausnutzung und schwacher Sprachaussteuerung. Wegen der (im Vergleich zur Telegraphie) erheblichen Breite der Sprachfrequenzbänder pflegt man aus Sparsamkeit nur ein Seitenband zu übertragen.

β) Modulation mit einer Eisendrossel.
(Steuerdrossel nach Pungs).

Zwei übereinanderliegende Ringe aus fein unterteiltem Eisendraht mit breiter Hysteresisschleife sind gemäß dem Schema der Abb. 1135 bewickelt mit je einer Hochfrequenzwicklung I, einer Niederfrequenzwicklung II zur Aufnahme

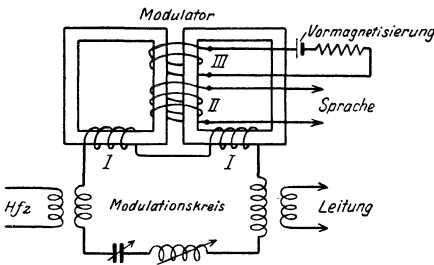


Abb. 1135. Eisensteuerrdrossel nach Pungs.

der Sprachströme und einer mit II gleichartigen Wicklung III zur Vormagnetisierung des Eisens. Zwischen den Wicklungen II/III und I besteht nach der Anordnung keine magnetische Koppelung. Durch die Vormagnetisierung wird die magnetische Arbeitslage für den hochfrequenten Trägerstrom unsymmetrisch. Das Feld der Sprache verändert die magnetische Durchlässigkeit des Eisenkörpers und damit den Widerstand der Wicklung I (die verhältnismäßig wenige Windungen hat)

für den Hochfrequenzstrom im Modulationskreise, der bei ruhendem Betrieb auf die Trägerfrequenz abgestimmt ist. Sind diese Widerstandsänderungen relativ klein gegen den Gesamtwiderstand des Modulationskreises, so rufen sie

¹⁾ Vgl. Salinger, H.: Über den Empfang ungedämpfter Wellenzüge durch Überlagerung. Phys. Zeitschr. 20, S. 488 ff. 1919; ferner: Schulz, H.: Physikalisch-technische Grundbetrachtungen zum Hochfrequenzsprechen auf Drähten. TFT 12, H. 7/10, S. 40 bis 47. 1923. — Helmholtz, H.: Lehre von den Tonempfindungen, Beilage XII von Pogendorfs Annalen der Physik und Chemie 49, S. 497. 1856.

bei genügender Hochfrequenzbelastung und bestimmter Vormagnetisierung mit der Sprache übereinstimmende Schwankungen der Trägerstromamplitude hervor (Modulation). Experimentelle Untersuchungen [beim Telegraphentechnischen Reichsamt, Berlin] haben ergeben, daß die Widerstandsänderungen von überwiegend reeller, verschwindend induktiver Art sind, ferner, daß die „statische Charakteristik“ des Modulators, d. i. der Verlauf des Modulationswiderstandes in Abhängigkeit von der Vormagnetisierung bei Hochfrequenzbelastungen mit 0,6 bis 1 A für praktisch genügend große Arbeitsbereiche einen erheblich steilen, fast geradlinigen Abfall zeigt. Das Steuerrösselsystem wirkt daher so, als ob ein Mikrophon im Modulationskreise besprochen würde (vgl. unter b). Mit Rücksicht auf die Erwärmung des Modulationstransformators treibt man die Hochfrequenzbelastung nicht über 0,8 A. Die günstigste Vormagnetisierung liegt dann im Bereich von etwa 0,02 bis 0,05 A. Bei einem Hochfrequenzstrom von 0,3 A und weniger hört die Modulation auf. Infolge der Abstimmung auf die Trägerfrequenz bleiben daher alle vom Trägerstrom mitgeführten oder durch den Modulator selbst erzeugten Oberwellen unmoduliert¹⁾.

B. Wechselstromdemodulation.

Benutzt wird stets ein Elektronenrohr in Gleichrichterschaltung, d. h. in derselben Schaltung wie bei der Rohrmodulation (Abb. 1133 a). Durch den Gleichrichtereffekt entstehen aus den Reizschwingungen mit den Frequenzen ω und $\omega + \alpha$ oder ω und $\omega - \alpha$ [vgl. A, b u. d.] ebenfalls die Kombinationsschwingungen erster und höherer Ordnung, an Niederfrequenzschwingungen aber nur die der einfachen Differenz von ω und $\omega \pm \alpha$ entsprechende Schwingung α , die übertragen werden soll. Dies gilt gleichmäßig für Telephonie und Telegraphie. Beim Fernsprechen müssen die bei der Gleichrichtung entstehenden Hochfrequenzschwingungen, darunter vor allem die Schwingung des Trägerstromes selbst (ω), durch besondere Siebmittel hinter der Gleichrichtung unterdrückt werden, weil sie u. U. hörbar wären. Man erkennt, daß Sendeschwingungen mit Frequenzen von der Art $\omega \pm 2\alpha$, $\omega \pm 3\alpha$ (vgl. unter d, α) beim Fernsprechen schädlich sind, weil sie in Verbindung mit ω die Tonschwingungen 2α , 3α . . . ergeben, die durch Siebmittel ohne Beschädigung des Sprachbandes nicht sämtlich zu beseitigen sind.

3. Siebmittel.

A. Bedürfnisse der Frequenztrennung beim Mehrfachbetrieb einer Leitung.

α) Von jedem Drahtfunktender darf nur die Trägerfrequenz mit ihrem Seitenband (oder in der Telegraphie auch beiden Seitenbändern) zur Leitung heraustreten, denn die Oberwellen mit ihren Seitenbändern (vgl. 2, d, α) könnten in falsche Empfänger gelangen und Nebensprechen hervorrufen. Die Oberschwingungen der Trägerfrequenz allein aber könnten mit anderen, im Tonfrequenzabstand entfernten Trägerschwingungen bei der Gleichrichtung störende Kombinationstöne erzeugen. Endlich würden auch die Sprachschwingungen α in den gewöhnlichen Empfängern (mit Gleichstromdemodulation) hörbar sein.

β) Jeder Drahtfunkempfänger darf nur den für ihn bestimmten Frequenzstreifen mit dem zugehörigen Trägerstrom empfangen.

γ) Nach der Gleichrichtung sind alle Frequenzen, die dem zu übertragenden Niederfrequenzstreifen nicht angehören, zu unterdrücken, insbesondere auch die Trägerstromfrequenz selbst, wenn sie hörbar ist ($f < 15\,000$ Hertz).

¹⁾ Näheres s. A. Feige: Die Wirkungsweise des Eisenmodulators. ENT 2, S. 96. 1925; ferner: L. Pungs: Die Steuerung von Hochfrequenzströmen durch Eisendrosseln mit überlagerter Magnetisierung. ETZ 44, S. 78. 1923.

δ) Die ohne Wechselstromträger arbeitenden Apparate dürfen lediglich den bestimmt begrenzten, natürlichen Frequenzstreifen der Sprache oder Telegraphie (300 bis 2500 Hertz, 0 bis 100 Hertz) auf die Leitung senden und von ihr empfangen. Für alle diese Aufgaben der Frequenztrennung dienen Siebketten.

B. Siebketten.

(Vgl. auch S. 574 ff.)

Sie gehören zur Klasse der „Kettenleiter“, deren Theorie durch K.W. Wagner¹⁾ begründet wurde. Das sind Ketten oder Reihen mit Vierpolgliedern von übereinstimmender Art und gleichmäßiger (galvanischer oder induktiver) Verkettung untereinander. Jedes einzelne Glied ist begrifflich ein beliebig gestaltetes Netzwerk von Widerständen (reeller, kapazitiver oder induktiver Art).

Praktisch bedeutsam sind bisher nur Ketten, deren Glieder Reihen- und Querwiderstände enthalten und überdies längs- und quersymmetrisch gestaltet sind (vgl. S. 574 ff.).

Für jedes solche Kettenleiterglied läßt sich kunstbegrifflich eine für beide Richtungen gleichmäßige Wellenübertragung zwischen den Eingangs- und Ausgangspolen definieren. Sie ist für symmetrische Glieder gekennzeichnet durch ein Wellenübertragungsmaß $c = b + ja$ (b = Dämpfungsmaß, a = Winkelmaß des einzelnen Gliedes; vgl. S. 574/575), ferner durch einen Wellenwiderstand \mathfrak{Z} . Beide Größen bestimmen sich aus dem Reihenwiderstand \mathfrak{R} des Gliedes und seiner Querableitung \mathfrak{G} nach den Formeln:

$$\text{Ein } \frac{c}{2} = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}}{4} \mathfrak{G}}, \quad \mathfrak{Z}_I = \pm \sqrt{\frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{G}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\mathfrak{R}}{4} \mathfrak{G}}},$$

für Kettenglieder der „ersten Art“ (vgl. Abb. 570 a, S. 574) und

$$\text{Ein } \frac{c}{2} = \sqrt{\frac{\mathfrak{R}}{4} \mathfrak{G}}, \quad \mathfrak{Z}_{II} = \pm \sqrt{\frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{G}}} \sqrt{1 + \frac{\mathfrak{R}}{4} \mathfrak{G}},$$

für Kettenleiter „zweiter Art“ (vgl. Abb. 570 b, S. 574).

Wegen der Gleichartigkeit und Längssymmetrie der Glieder ist das Übertragungsmaß der ganzen Kette die einfache Summe der Maße ihrer Glieder.

Als Siebketten wirksam sind nur Kettenleiter, bei denen:

1. $\frac{\mathfrak{R}}{4}$ eine im wesentlichen reelle Größe ist, mithin \mathfrak{R} wie \mathfrak{G} sich überwiegend als Blindgrößen (Größen ohne nennenswerte Verlustbestandteile) darstellen, d. h. von der Form sind:

$$j\omega L, \quad j\omega C, \quad \frac{1}{j\omega L}, \quad \frac{1}{j\omega C}, \quad j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right), \quad j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

u. dgl.;

2. $\frac{\mathfrak{R}}{4} = \varphi(f)$, d. h. eine Funktion ist der Frequenz;

3. für einen gewissen Frequenzbereich $0 \cong \frac{\mathfrak{R}}{4} \cong -1$ ist.

Das unter 3. gekennzeichnete Frequenzgebiet bildet den Durchlaß- oder Lochbereich, kurz das „Loch“ der Siebkette; die Frequenzstrecken, für die sich $\frac{\mathfrak{R}}{4} < -1$ oder $\frac{\mathfrak{R}}{4} > 0$ ergibt, umfassen die Sperrbereiche der Kette (vgl. Abb. 1136).

¹⁾ Wagner, K. W.: Archiv f. Elektrotechnik 3, S. 315. 1915; ferner ebenda 8, S. 61. 1919.

C. Allgemeine Siebkettenformeln.

Die Siebkettentheorie ergibt für „ideale“ Ketten (ohne Verlustwiderstände) allgemein:

a) für den Lochbereich

$$\left[0 \leq \frac{\Re \mathcal{G}}{4} \leq -1 \right]:$$

$$b = 0, \quad \sin \frac{a}{2} = \pm \sqrt{\left| \frac{\Re \mathcal{G}}{4} \right|},$$

$$\mathfrak{Z}_I = \pm \sqrt{\frac{\Re}{\mathcal{G}}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left| \frac{\Re \mathcal{G}}{4} \right|}},$$

$$\mathfrak{Z}_{II} = \pm \sqrt{\frac{\Re}{\mathcal{G}}} \sqrt{1 - \left| \frac{\Re \mathcal{G}}{4} \right|}.$$

$\mathfrak{Z}_I, \mathfrak{Z}_{II}$ sind stets reelle Größen.

b) für die Sperrbereiche:

α) soweit $\frac{\Re \mathcal{G}}{4} < -1$:

$$a = \pm \pi, \quad \cos \frac{b}{2} = \sqrt{\left| \frac{\Re \mathcal{G}}{4} \right|},$$

$$\mathfrak{Z}_I = \pm j \sqrt{\frac{\Re}{\mathcal{G}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left| \frac{\Re \mathcal{G}}{4} \right| - 1}},$$

$$\mathfrak{Z}_{II} = \pm j \sqrt{\frac{\Re}{\mathcal{G}}} \sqrt{\left| \frac{\Re \mathcal{G}}{4} \right| - 1}:$$

β) soweit $\frac{\Re \mathcal{G}}{4} > 0$:

$$a = 0, \quad \sin \frac{b}{2} = \sqrt{\frac{\Re \mathcal{G}}{4}},$$

$$\mathfrak{Z}_I = \pm j \sqrt{\frac{\Re}{\mathcal{G}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Re \mathcal{G}}{4}}},$$

$$\mathfrak{Z}_{II} = \pm j \sqrt{\left| \frac{\Re}{\mathcal{G}} \right|} \sqrt{1 + \frac{\Re \mathcal{G}}{4}}.$$

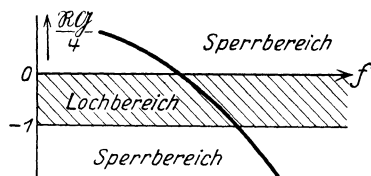


Abb. 1136. Siebketten-Charakteristik.

Die Formeln für a) und b) gelten je Glied; für n Glieder ist das gesamte Winkelmaß $n \cdot a$, das gesamte Dämpfungsmaß $n \cdot b$.

D. Besondere Formen der Siebketten.

Je nach der Art des Verlaufs von $\frac{\Re \mathcal{G}}{4}$ durch den „Lochbereich“ ergeben sich für die Anwendung drei Hauptarten der Siebketten, nämlich

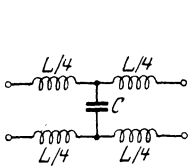


Abb. 1137 a. Drosselkette.

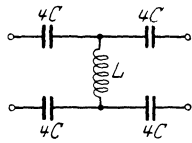
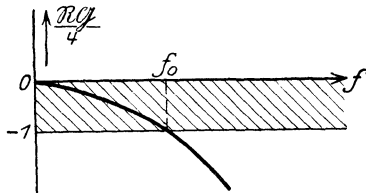


Abb. 1137 b. Kondensatorkette.

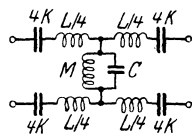
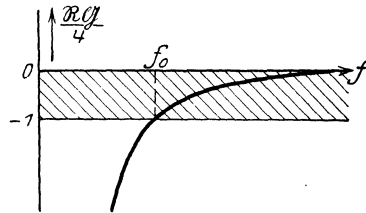
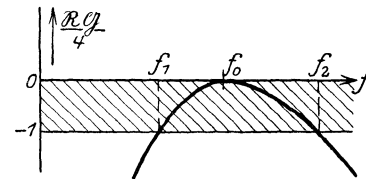


Abb. 1137 c. Doppelsieb.



kungen nicht gebräuchlich. Am meisten benutzt wird das sog. Doppelsieb (Abb. 1137c).

Beim Drahtfunk werden gewöhnlich Ketten zweiter Art verwendet, ihnen entsprechen die Abb. 1137 a bis c.

E. Besondere Formeln für die drei Hauptarten der Siebkette.

a) Drosselkette (Abb. 1137 a).

Es ist die Grenzfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{L \cdot C}};$$

ferner:

im Lochbereich

$$\left[f < f_0, \frac{f}{f_0} = \eta < 1, \right];$$

$$b = 0, \sin \frac{a}{2} = \eta,$$

$$\Re u = \pm Z_0 \sqrt{1 - \eta^2},$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}};$$

im Sperrbereich

$$\left[f > f_0, \frac{f}{f_0} = \eta > 1 \right];$$

$$a = +\pi, \quad \Im u \left[\frac{b}{2} = \eta, \quad \Re u = \pm j Z_0 \sqrt{\eta^2 - 1} \right].$$

(η heißt Frequenzverhältnis.)

a) die **Drosselkette**, durchlässig für Frequenzen von 0 bis zu einer bestimmten Frequenz — der „Grenzfrequenz“ — aufwärts (Abb. 1137 a), undurchlässig für das Gebiet unbegrenzt darüber hinaus;

b) die **Kondensatorkette**, das Gegenstück sowohl in der Schaltung wie in der Wirkung, mithin durchlässig nur für das Gebiet von einer bestimmten Frequenz (der „Grenzfrequenz“) an unbegrenzt aufwärts (Abb. 1137 b);

c) die eigentliche **Siebkette**, durchlässig für Frequenzstreifen von beliebiger Lage, aber endlicher Breite. Siebe mit mehreren „Löchern“ sind wegen schwacher Sperrwirkungen

Für ein Kettenglied von bestimmt gewünschter Wirkung, vorgegebenem f_0 und Z_0 berechnen sich L und C nach den Formeln:

$$L = \frac{1}{\pi f_0} Z_0, \quad C = \frac{1}{\pi f_0} \cdot \frac{1}{Z_0}.$$

Der Grad der Sperrwirkung richtet sich nach der Zahl der Glieder.

b) Kondensatorenkette (Abb. 1137 b).

Es ist die Grenzfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}},$$

ferner:

im Lochbereich $\left[f > f_0, \frac{f}{f_0} = \eta > 1, \frac{f_0}{f} = \frac{1}{\eta} < 1 \right]:$

$$b = 0, \quad \sin \frac{a}{2} = -\frac{1}{\eta}, \quad \Im_{II} = \mp Z_0 \sqrt{1 - \frac{1}{\eta^2}},$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}};$$

im Sperrbereich $\left[f < f_0, \frac{f}{f_0} = \eta < 1, \frac{f_0}{f} = \frac{1}{\eta} > 1 \right]:$

$$a = -\pi, \quad \Re \left[\frac{b}{2} \right] = \frac{1}{\eta}, \quad \Im_{II} = \mp j Z_0 \sqrt{\frac{1}{\eta^2} - 1}.$$

Für ein Kettenglied von bestimmt erwünschter Wirkung, vorgegebenem f_0 und Z_0 berechnen sich L und C nach den Formeln:

$$L = \frac{1}{4\pi f_0} Z_0, \quad C = \frac{1}{4\pi f_0} \cdot \frac{1}{Z_0}.$$

c) Das Doppelsieb (Abb. 1137 c).

Bei $\frac{L}{C} = \frac{M}{K}$ ist für $\frac{\Re \mathcal{G}}{4} = 0:$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{KL}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{CM}}.$$

Sind f_1 und f_2 die Frequenzen der Lochgrenzen ($f_1 < f_2$), so ist:

$$f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2},$$

$$f_1 < f_0 < f_2;$$

ferner die Lochbreite

$$\Delta = f_2 - f_1 = \frac{1}{\pi\sqrt{L \cdot C}}.$$

Im Lochbereich ist:

$$b = 0, \quad \sin \frac{a}{2} = \frac{f^2 - f_0^2}{f \cdot \Delta},$$

für $f = f_0$ ist $a = 0$;

„ $f > f_0$ „ a positiv, für $f < f_0$ negativ,

„ $f = f_2$ „ $a = +\pi$,

„ $f = f_1$ „ $a = -\pi$;

ferner $\Im_{II} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \sin^2 \frac{a}{2}} = Z_0 \cos \frac{a}{2}$ (eine reelle Größe).

Für $f = f_0$ ist $\Im_{II} = Z_0$;

„ $f = f_1$ und $f = f_2$ ist $\Im_{II} = 0$.

Im Sperrbereich ist:

$$a = +\pi \text{ für } f > f_2,$$

$$a = -\pi \text{ „ } f < f_1.$$

$$\cos \frac{b}{2} = \left| \frac{f^2 - f_0^2}{f \cdot \Delta} \right|,$$

$$\Im H = \pm j \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\left(\frac{f^2 - f_0^2}{f \cdot \Delta} \right)^2 - 1}.$$

$\Re H$ der einfallenden Welle ist positiv für den Bereich $f > f_2$,
 $\Re H$ „ „ „ „ negativ „ „ „ $f < f_1$.

Für ein Doppelsieb von bestimmt erwünschter Wirkung, vorgegebenem f_0, Z_0 und $\Delta = f_2 - f_1$ berechnen sich L, C, M, K nach folgenden Formeln:

$$L = \frac{1}{\Delta \pi} \cdot Z_0, \quad C = \frac{1}{\Delta \pi} \cdot \frac{1}{Z_0},$$

$$M = \frac{\Delta}{4\pi f_0^2} \cdot Z_0, \quad K = \frac{\Delta}{4\pi f_0^2} \cdot \frac{1}{Z_0}.$$

F. Siebketten für die Bedürfnisse unter A.

Für die unter 3A α u. β , S. 1007 bezeichneten Bedürfnisse der Frequenztrennung werden Siebketten benutzt von bestimmter Durchlaßlage mit

$$\Delta = 2500 \div 3000 \text{ Hertz für Telephonie,}$$

$$\Delta = 100 \div 200 \text{ Hertz für Telegraphie,}$$

$$Z_0 = 400 \div 600 \Omega.$$

Die Ketten sind zwischen den Drahtfunkapparaten und der Leitung einzuordnen. Die auf die Leitung weisenden Pole der Ketten werden in der Regel parallel geschaltet. Zusammengehörnde Sender und Empfänger auf derselben Leitungsseite erhalten zur Trennung voneinander je eine Siebkette von verschiedener Frequenzdurchlässigkeit, wenn für beide Richtungen jeder Gegensprechbeziehung

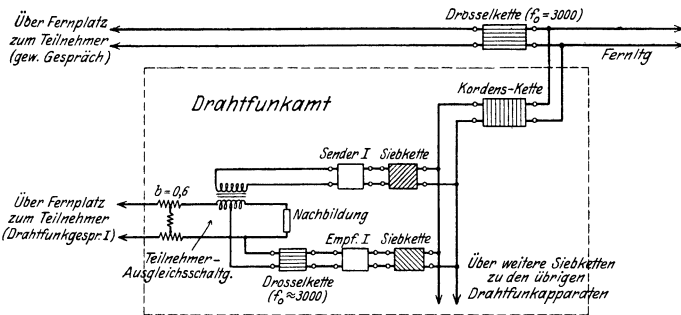


Abb. 1138. Schaltschema der Drahtfunkapparate bei Zweiwellenbetrieb.

Wellen verschiedener Frequenz benutzt werden (normaler Zweiwellenbetrieb, Abb. 1138). Wird dagegen in beiden Richtungen mit derselben Frequenz gearbeitet, so ist jedem Paar Sender + Empfänger eine gemeinsame Siebkette vorzuschalten (Abb. 1139; Einwellenbetrieb, weniger gebräuchlich). In diesem Falle müssen aber Sender und Empfänger durch eine Brücken- oder Differentialanordnung mit Leitungsnachbildung elektrisch voneinander getrennt werden.

Für das Selektionsbedürfnis unter 3 A δ , S. 1008 wird eine Drosselkette zwischen Leitung und Apparate geschaltet; $f_0 = 3000$ Hertz, $Z_0 = 600 \Omega$. Eine gleichartige Drosselkette dient dem unter 3 A γ , S. 1007 bezeichneten Zweck.

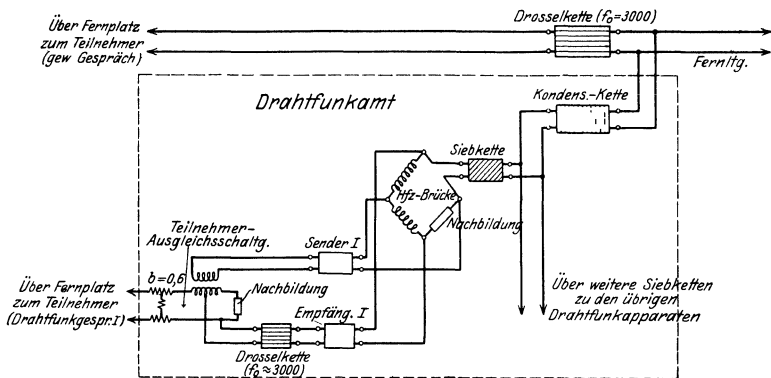


Abb. 1139. Schaltschema der Drahtfunkapparate bei Einwellenbetrieb.

Im hochgesteigerten Mehrfachbetriebe pflegt man den Siebketten der Drahtfunkapparate noch eine Kondensatorkette vorzuschalten, um Verbindungen mit langen Trägerwellen gegen die ohne Trägerstrom sicher abzdämmen.

Die Anordnung der verschiedenen Siebketten für das gewöhnliche und die Drahtfunkgespräche (mit Ein- und Zweiwellenbetrieb) ist in Abb. 1138 und 1139 schematisch dargestellt.

Bei gleichzeitigem Telegraphieren und Fernsprechen ohne Trägerstrom trennt man die verschiedenen Arbeitsfrequenzbereiche durch eine Kondensatorkette ($f_0 \approx 300$) vor den Fernsprechapparaten und Drosselketten ($f_0 < 100$) vor den Telegraphenapparatsystemen (Abb. 1140).

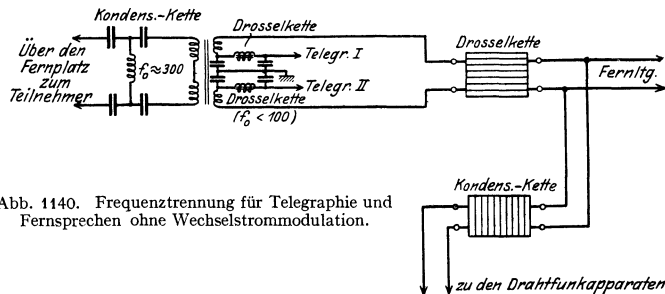


Abb. 1140. Frequenztrennung für Telegraphie und Fernsprechen ohne Wechselstrommodulation.

Nach der Ortsseite (Teilnehmerseite) zu werden Drahtfunksender und Drahtfunkempfänger jeder Gegensprechbeziehung über eine differentiale Ausgleichsschaltung („Teilnehmer-Ausgleichsschaltung“) zusammenschaltet (vgl. Abb. 1138 u. 1139). Wie man sieht, ist die Drahtfunkschaltung für Zweiwellenbetrieb als Verstärkervierdrahtschaltung, die für Einwellenbetrieb als Verstärkerzweidrahtschaltung auffaßbar. Man erkennt leicht, daß die Neigung zum „Pfeifen“ (Selbsterregung durch Rückkopplung infolge der unvermeidlichen Nachbildungsfehler) beim Einwellenbetriebe viel größer sein muß. Daraus erklärt sich die geringere Gebräuchlichkeit dieser Betriebsweise.

4. Ausbreitung der Wechselströme auf Drahtleitungen.

Dauernde Wechselspannungen am Anfang einer Leitung erregen elektromagnetische Wellen, die längs der Doppelleitung im engen Raum zwischen den beiden Drähten und um diese herum fortschreiten. Die elektromagnetische Welle äußert sich an jeder Stelle im Auftreten einer Wellenspannung zwischen den Drähten und eines Wellenstromes in den Leitern. Wellenspannung und Wellenstrom sind nach dem „Einschwingen“ überall mit den Erregerschwingungen am Anfang frequenzgleich, aber nach Phase und Amplitude verändert. Die Phase ist gegen die Anfangsverhältnisse rückläufig (Begriffsmerkmal der fortschreitenden Welle); der Winkel des Phasenunterschiedes ist für jede Sinusschwingung der von der Welle durchlaufenen Leitungsstrecke proportional. Die Amplitude jeder Teilschwingung schwindet nach dem Exponentialgesetz, d. h. für gleiche Wellenstrecken um relativ oder prozentual gleiche Beträge. Für die Änderung von Wellenspannung und Wellenstrom gelten nicht nur dieselben Gesetze, sondern auch dieselben Änderungskonstanten. Zwischen den Strömen I wie Spannungen V am Anfang (0) und an der Stelle x der Leitung. bestehen daher die Beziehungen:

$$\left. \begin{aligned} [I_0]_t &= I_x e^{\beta x} \sin(\omega t + \alpha x + \varphi), \\ [V_0]_t &= V_x e^{\beta x} \sin(\omega t + \alpha x + \psi), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

oder, wenn man nur die Amplituden oder Effektivwerte vergleicht,

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= I_x e^{\beta x}, \\ V_0 &= V_x e^{\beta x}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

α , der Phasenrückgang für 1 km, wird als Phasenkonstante, β , der natürliche Logarithmus des Amplitudenverhältnisses der Ströme wie Spannungen im Abstände von 1 km, als Dämpfungskonstante bezeichnet.

Aus den Gleichungspaaren (1) und (2), d. h. aus der völligen Gleichartigkeit der Änderung von Wellenspannung und Wellenstrom, folgt, daß das Verhältnis beider an jeder Stelle denselben Wert hat. Es ist eine Widerstandsgröße und wird nach K. W. Wagner als Wellenwiderstand (Z) bezeichnet.

Wie die genaue Theorie lehrt, ist das Phasenmaß (αx) bei der Übertragung mehrwelliger Energien (Sprache usw.) über homogene Leitungen, namentlich Freileitungen, ohne größere Bedeutung. Die Übertragung über solche Leitungen ist im allgemeinen durch die Größen β , Z und die Leitungslänge l ausreichend gekennzeichnet. Die Bedeutung von Z in diesem Sinne steht hauptsächlich mit den Vorgängen am Leitungsende im Zusammenhang: Weicht nämlich der Widerstand des Endapparates, der die übertragene Energie aufnehmen soll, von Z ab, so entstehen zum Ausgleich der Unstimmigkeit am Ende reflektierte Wellen, die sich rückläufig über die Leitung nach denselben Gesetzen ausbreiten wie die einfallenden Wellen, mit denen sie überall interferieren. Da solche Reflexionen — namentlich größere — für die Energieübertragung im allgemeinen ungünstig sind, so wird darauf gehalten, den Widerstand des Endapparates mit dem der Welle (Z) in Übereinstimmung zu bringen. Unter der Voraussetzung genügend genauer Anpassung kann man bei Freileitungen die Dämpfungskonstante β als ein Maß für die Übertragungsgüte einer Leitung in dem Sinne ansehen, daß einer kleineren Dämpfung stets die bessere Übertragung entspricht.

Die Größe β ist dann ein Rechnerausdruck für die Verluste an Strahlungsenergie, welche die elektromagnetische Welle beim Lauf über die Leitung einmal als Joulewärme in den Drähten und außerdem als Joulewärme im Dielektrikum der Leitung ausscheidet. β wird daher um so geringer, je kleiner der Wirkwiderstand der Leitungsdrähte (R) und die Wirkableitung (G) über das Dielektrikum sind. Doch zeigt die genaue Theorie, daß auch die Verteilung der Wellenenergie

auf der Leitung nach Spannung und Strom auf β von erheblichem Einfluß ist. Mit anderen Worten: Bei gegebenen Verlustkonstanten R und G ist β um so kleiner, je mehr „Strahlungsgleichgewicht“ herrscht, d. h. je mehr die Wärmeverluste in den Drähten mit denen im Dielektrikum der Menge nach übereinstimmen oder: je mehr die Verlustkonstanten zu der Strahlungskonstanten L (Induktivität/km) und C (Kapazität/km) in dem von Heaviside gefundenen Verhältnis

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C}$$

der gleichzeitigen Verzerrungsfreiheit sehen.

Die Freileitungen sind dieser optimalen Bedingung nach ihren Eigenschaften wesentlich stärker genähert als gewöhnliche (spulenlose) Kabel; daher ist auch ihre Dämpfung bei gleichen Verlustkonstanten um ein Mehrfaches geringer.

Bei Freileitungen nimmt der Wirkwiderstand der Drähte mit wachsender Frequenz des Wechselstromes infolge des Hauteffektes (Verdrängung der Stromlinien aus dem Innern nach der Oberfläche) zu und demgemäß auch ihre Dämpfung. Besonders stark ist die Zunahme bei den starkdrähtigen Leitungen (4 und 5 mm Durchmesser). Abb. 1141 zeigt das Anwachsen von R mit der Frequenz für Bronze- oder Kupferleiter mit 2, 3, 4 und 5 mm Durchmesser. Dagegen ist die Wirkableitung von der Frequenz fast unabhängig, da sie überwiegend durch Isolationsfehler hervorgerufen wird.

Der Dämpfungsanstieg mit der Frequenz ist für die Freileitungen gebräuchlichsten Drahtdurchmessers (3, 4, 5 mm Durchmesser) in Abb. 1142 dargestellt.

Bei der Frequenz von etwa 50 000 Hertz wird die Dämpfung der Freileitungen im allgemeinen schon so groß, daß die Benutzung des Schwingungsbereichs darüber hinaus für den Drahtfunk aus wirtschaftlichen und anderen Gründen nicht mehr zweckmäßig ist. Es kommt daher das Frequenzgebiet von 5000 Hertz (2000 Schwingungen oberhalb der Grenze des gewöhnlichen Sprachfrequenzbandes) bis hinauf in die Nähe von 50 000 Hertz als Arbeitsbereich für den Drahtfunk in Betracht. In diesen Bereich lassen sich gut 4 Drahtfunkgespräche einordnen.

Bei gewöhnlichen Kabeln ist die Zunahme des Wirkwiderstandes bei steigender Frequenz infolge der Hautwirkung wegen der schwachen Drahtquerschnitte der Adern geringer, um so stärker aber wächst die Wirkableitung infolge der dielektrischen Verluste im dichten Isolierstoff, nämlich fast proportional mit der Frequenz. Die Folge ist, daß schnelle Schwingungen erheblich stärker gedämpft werden als Tonfrequenzen. Für ein 2 mm starkes Kabel, das zuweilen noch als Zwischen- oder Endstück im Zuge von Freileitungen bei Führungs-

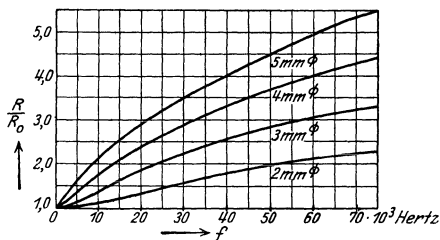


Abb. 1141. Widerstandszunahme von Kupfer- und Bronzedrähten bei wachsender Frequenz.

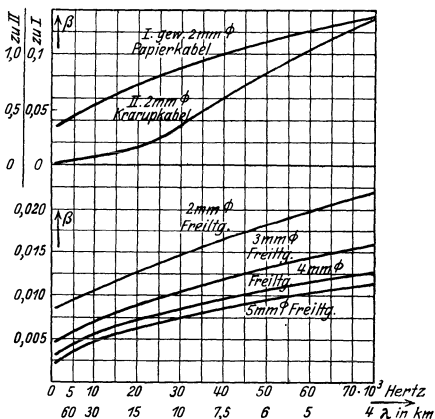


Abb. 1142. Dämpfung auf Kabeln und Freileitungen in Abhängigkeit von der Frequenz.

hindernissen auf Bahnhöfen oder in Städten benutzt wird, ist die Abhängigkeit der Dämpfung von der Frequenz in Abb. 1142 angegeben.

Weit schlimmer aber wirken solche Zwischen- oder Endkabel noch durch das starke Absinken ihres Wellenwiderstandes bei hohen Frequenzen. Während der Wellenwiderstand der Freileitungen nahezu frequenzunabhängig ist (ca. 550 Ω), fällt der des Kabels bis zu ungefähr 130 Ω , so daß an den Stoßstellen namentlich gegen längere Kabelstücke erhebliche Reflexionen auftreten, die die Übertragung schneller Wechselströme weiter verschlechtern und vor allem verzerren.

Bei Karupkabeln, die als Zwischen- oder Endstücke jetzt nur noch auf kurze Entfernungen bis zu etwa 3 bis 4 km verwendet werden, bleibt der Wellenwiderstand denen der Freileitungen auch bei schnellen Schwingungen gut angeglichen, dagegen steigt auch ihre Dämpfung erheblich an, wegen der Erhöhung des Wirkwiderstandes durch Hysterese und Wirbelstromverluste in der Karupspinnung (Abb. 1142).

Pupinleitungen sind wegen ihrer niedrigen „Grenzfrequenz“ für Übertragung schneller Schwingungen ungeeignet.

Ein ausgiebig zu betreibendes Mehrfachsystem mit schnellen Trägerstromschwingungen erfordert daher im wesentlichen gute, homogene Freileitungen, wenn auch kurze Zwischen- oder Endkabelstücke kein absolutes Hindernis bedeuten.

Weiter müssen die Freileitungen sehr eng, möglichst von Stange zu Stange gekreuzt sein, damit die Felder der Großfunksender, deren Wellenbereich mit dem des Drahtfunks zusammenfällt, die Empfangsapparate nicht beeinflussen.

5. Anwendung des Drahtfunks für den allgemeinen Verkehr. Rentabilität.

Der Mehrfachbetrieb mit Trägerwechselstrom bleibt im wesentlichen auf Freileitungen beschränkt: denn pupinisierte Fernkabel besitzen eine Frequenzdurchlässigkeit von der Breite nur eines Sprachbandes in seiner fernsprechtechnischen Begrenztheit. Die Telegraphie allerdings hat sich wegen der Schmalheit ihrer Frequenzbänder auch das Fernkabel zugänglich gemacht für einen Vielfachbetrieb mit Trägerwechselströmen (Wechselstrom- oder Tonfrequenztelegraphie).

Wann in den Beziehungen des Fernverkehrs zweckmäßig Freileitungen und wann Fernkabel in Betrieb zu stellen sind, ist eine Frage für sich; sie regelt sich aus der gegebenen Verkehrslage nach wirtschaftlichen Gesichtspunkten: Länder mit dichten und starken Fernverkehrsbeziehungen, wie z. B. Deutschland, England, Belgien, Holland und die östlichen Gebiete der Vereinigten Staaten von Amerika, werden zweckmäßig Fernkabel mit vielen Stromkreisen verwenden; für Länder dagegen mit weniger starkem und weniger dichtem Fernverkehr, besonders über große Entfernungen, wie z. B. Rußland, Skandinavien, Spanien, aber zum Teil auch Nordamerika, ist die Freileitung das gegebene Verbindungsmittel, sofern die Wirtschaftlichkeit den Ausschlag gibt und nicht besondere Umstände eine unbedingte Sicherheit gegen Leitungsstörungen durch Wetterunbilden erfordern.

In welchem Umfange eine Freileitung für den Mehrfachbetrieb mit Trägerwechselströmen ausgenutzt werden kann, hängt ab von der Breite der einzelnen Frequenzbänder, die zu übertragen sind, von der Größe der Sicherheitsabstände, die zwischen den Frequenzbändern der guten Trennung wegen einzuhalten sind, und von der Übertragungsfähigkeit der Leitungen für schnelle Schwingungen (vgl. unter 4). Die Frequenzbänder für Sprache pflegt man rund 2500 bis 3000 Hertz breit zu machen, die Bänder der Telegraphie sind, wie erwähnt, erheblich schmaler, umfassen gewöhnlich nur 100 bis 200 Hertz. Beim Fernsprechen sind die Sicher-

heitsabstände zwischen den Bändern etwa 1500 bis 2000 Hertz breit, beim Telegraphieren liegen sie in der Größenordnung der Bandbreiten. Für ein Gespräch werden hiernach von Durchlässigkeitsstreifen der Leitung rund 8000 bis 10 000 Hertz benötigt, für eine Telegraphierverbindung in einer Richtung etwa 500 bis 600 Hertz. Die Praxis hat ergeben, daß einer Freileitung neben den gewöhnlichen Gesprächen und Telegraphierverbindungen bis zu 4 Gespräche mit Trägerwechselstrom auferlegt werden können oder 3 solche Gespräche und daneben noch eine größere Anzahl Telegraphierverbindungen mit Trägerwechselstrom.

Die Drahtfunkbenutzung verschiedener Leitungen mit Gleichlaufstrecken in den Linien wäre uneingeschränkt möglich, wenn zwischen den Leitungen absolute Kopplungsfreiheit bestände. Praktisch ist dies fast nie gegeben. Die Leitungen sprechen daher zusammen, außerdem aber rufen zwei auf verschiedenen Leitungen laufende Trägerwellen, deren Frequenzen nicht gut übereinstimmen, in den Empfängern fast immer Überlagerungswirkungen, d. h. dauernde Kombinationstöne hervor. Diese Töne sind außerordentlich störend und durch bauliche Maßnahmen an den Leitungen wohl zu mildern, aber selten ganz zu beseitigen. Es bietet sich aber ein einfaches Mittel, sie zu unterdrücken, indem man dafür sorgt, daß die Trägerwellen für die verschiedenen Leitungen gruppenweise stets frequenzgleich bleiben. Hiervon wird Gebrauch gemacht. Man bringt die Schwingungserreger für gleiche Wellen in ein Verhältnis der Zwangsläufigkeit dadurch, daß einer immer den anderen steuert. Die einfachste Art der Ausführung ist die Wellenwiederholung bei demselben Amt; zwar lassen sich zwei Schwinger auch über Leitungen hinweg zwangsläufig verketteten, doch ist dies umständlicher und nicht immer betriebssicher. Man zieht daher die erste Art vor. Das Verfahren läuft, wie man sieht, darauf hinaus, einheitliche Trägerwellen für den Betrieb festzusetzen und nach bestimmtem Plan an die einzelnen Ämter zu verteilen (vgl. Abb. 1146, S. 1020).

Das Zusammensprechen von Leitungen mit Nährungsverlauf ist oft nicht merklich. Andernfalls läßt es sich nur durch bauliche Maßnahmen an den Leitungen selbst beseitigen. Ein Gleiches wird notwendig, wenn eine allein benutzte Leitung einer Gruppe durch enge Verkopplung mit den Nachbarleitungen zu große Energieverluste erleidet. Die Mittel zur Entkopplung der Leitungen sind grundsätzlich dieselben wie im gewöhnlichen Fernmeldebetrieb, nämlich Kreuzungen der beiden Drähte jeder Leitung und Platzwechsel am Gestänge für alle Leitungen, beides nach bestimmter Regel. Der längste Kreuzungsabstand muß dabei stets kleiner sein als $\frac{1}{4}$ der kürzesten Betriebswelle. Die oberirdischen Leitungen zwischen Berlin und Hamburg z. B. sind durch eine nach dieser Regel durchgeführte Führungsänderung auch für Drahtfunkwellen praktisch völlig entkoppelt worden.

Bei der Frage, ob man in einem Freileitungsnetz Mehrfachbetrieb einrichten oder neue Leitungen bauen soll, bildet die Entfernung den wichtigsten Gesichtspunkt. Über zwei Freileitungen zwischen denselben fernen Orten lassen sich bekanntlich drei Sprechstromkreise — zwei Stammkreise und ein Viererkreis — herstellen. Sind daher zwischen zwei Orten drei neue Stromkreise notwendig, so stehen zum Vergleich die Kosten für den Bau und die Unterhaltung zweier neuer Leitungen einerseits, sowie für Beschaffung, Unterhaltung und Bedienung des Mehrfachgeräts auf der anderen Seite. Daß letzten Endes die Entfernung für die Entscheidung den Ausschlag gibt, ist einleuchtend; denn im Falle Leitungsbau wachsen die Kosten mit der Länge, bei Einrichtung von Mehrfachbetrieb aber bleiben sie gleich (Zwischenübertragungen sind in der Regel nicht erforderlich). Die Entfernung, bei der die Kosten für beide Möglichkeiten sich die Wage halten, ist nach den jeweiligen Teuerungs- und Preisverhältnissen leicht zu berechnen. Für Deutschland ist diese Entfernung seinerzeit zu 250 bis 300 km ermittelt worden.

Indessen besitzt der mehrfache Drahtfunkbetrieb über vorhandene Leitungen vor der gewöhnlichen Betriebsweise auf neu herzustellenden Leitungen bestimmte, abseits von diesen Überlegungen liegende Vorteile, die es zuweilen angezeigt sein

lassen, dem Drahtfunk den Vorzug zu geben, auch wenn der Vergleich der Anlage- usw. -Kosten zu seinem Nachteil ausgefallen ist. Dahin gehört zunächst seine Fähigkeit, den Freileitungsbetrieb von Störungen durch Wetterunbilden bis zu einem gewissen Grade unabhängig zu machen, indem es spielend leicht möglich ist, die Mehrfachverbindungen von der einen auf die andere Trägerleitung umzuschalten. Allerdings muß dazu eine ausreichende Zahl geeigneter Leitungen — wenn möglich noch mit verschiedenen Führungswegen — zur Wahlbenutzung bereitstehen; doch ist diese Voraussetzung in den Beziehungen des Großverkehrs fast immer gegeben; notfalls lassen sich Trägerleitungen in der Weise bilden, daß man mehrere, sonst getrennt betriebene Leitungen durch Kondensatorketten zu einer Drahtfunkverbindung zusammenfügt. Der gewöhnliche Betrieb auf den einzelnen Leitungen wird davon in keiner Weise berührt. In der Praxis ist dieses Kunstmittel wiederholt mit Erfolg angewendet worden. Weiter kann der Drahtfunk von Vorteil sein in Verkehrsbeziehungen mit zeitweilig gesteigertem, sog. Saisonverkehr, weil mit seiner Stilllegung während der Verkehrsebbe die Unterhaltungskosten fast aufhören. Endlich hilft der Drahtfunk aus der Verlegenheit, wenn der gewöhnliche Fernsprechtbetrieb in oberirdischen Leitungen durch starke elektrische Felder von in der Nähe verlaufenden Hochspannungsleitungen gestört wird. Der Erfolg erklärt sich aus der Tatsache, daß die Oberharmonischen des Hochspannungsstroms nicht entfernt in die Frequenzhöhe des Drahtfunks hinaufreichen.

6. Die technische Ausführung der Mehrfachtelephoniesysteme.

A. Telefunken-System.

Das Telefunken-Mehrfachtelephoniesystem, das in der Apparattypen ARM 223 a seine endgültige Gestalt gefunden hat, benutzt als Hauptschaltelement die Elektronenröhre. Sämtliche Funktionen werden von einer (Empfänger-) Röhrentypen versehen, und zwar wird die BO-Röhre¹⁾ mit Oxydkathode oder die Thoriumröhre RV 222 verwendet. Elektrisch sind beide gleichwertig.

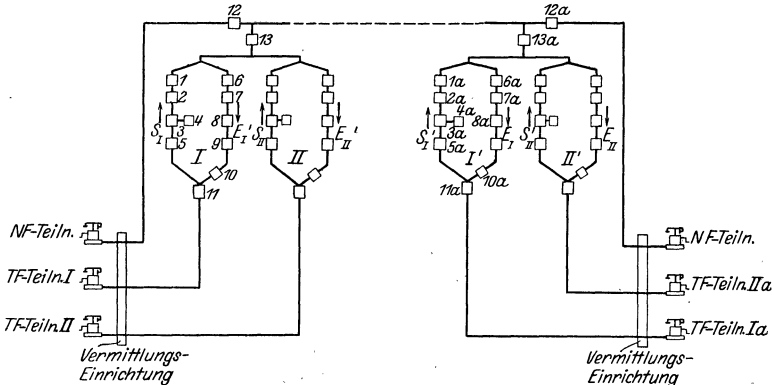


Abb. 1143. Ausnutzung einer Fernsprechdoppelleitung durch ein Niederfrequenz- und zwei Trägerfrequenz-Gespräche.

1 Sendersiebplatte, 2 Sender-HF-Verstärker, 3 Modulator, 4 Generator, 5 Sender-NF-Verstärker, 6 Empfänger-Siebplatte, 7 Empfänger-HF-Verstärker, 8 Demodulator, 9 Empfänger-NF-Verstärker, 10 Spulenplatte, 11 Teilnehmerausgleichschaltung, 12 HF-Sperrplatte (Spulenleitung), 13 NF-Sperrplatte (Kondensatorleitung).

¹⁾ Über die BO-Röhre s. S. 477 u. 481.

Sender und Empfänger arbeiten mit je 4 Röhren, von denen je 2 in Serie über einem Eisenwiderstand geheizt werden. Der Eisenwiderstand (Type EW 20 von S. & H.) hält den Strom in einem Spannungsbereich von zirka 4 bis 11 V auf $1,1 \text{ A} \pm 0,05 \text{ A}$ konstant. Er nimmt also die Spannungsunterschiede der verschiedenen Batterieladezustände auf und erübrigt somit eine Überwachung der Röhrenheizung. Das Gerät benötigt eine Heizstromquelle von mindestens 12 V Spannung. Der Strombedarf beträgt pro Gerät (1 Sender, 1 Empfänger) 4,4 A. Als Stromquelle werden die in den Fernsprechämtern üblichen Zentralbatterien von 24 V oder besondere aus dem Netz gespeiste Umformer, die gleichzeitig die Anodenspannung (220 V) und eine Gitterhilfsspannung (30 V) liefern, benutzt.

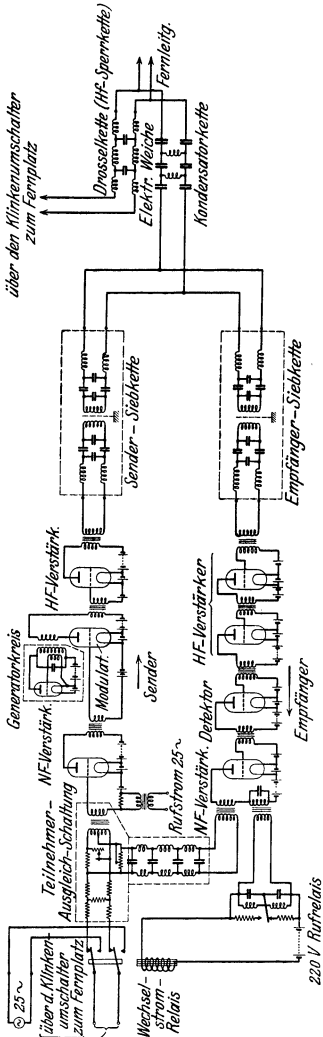


Abb. 1144. Schaltung des Mehrfachtelefoniergeräts von Telefunken.

Das Zusammenarbeiten der einzelnen Kreise ist schematisch in Abb. 1143 dargestellt. Abb. 1144 zeigt die Schaltungen und Abb. 1145 den konstruktiven Aufbau des Geräts. Zu jedem Gesprächs-satz gehören zwei Geräte. Jedes Gerät enthält einen Sender und einen Empfänger mit je zwei Siebkettengliedern und eine Kontrolltafel zur Überwachung der Betriebsspannungen und der Modulation.

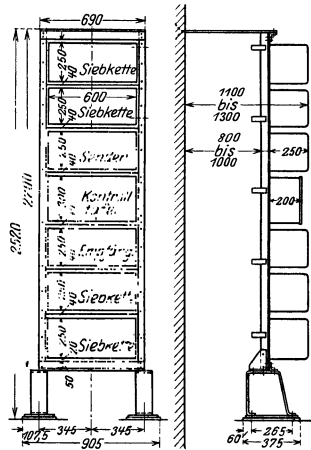


Abb. 1145. Aufbau des Mehrfach-telefoniergeräts von Telefunken.

Außerhalb der Gestelle befinden sich lediglich die Stromquellen und die Hoch- und Niederfrequenzsperrketten, die in Abb. 1143 mit 12 und 13 bezeichnet sind.

Jedes Gespräch arbeitet mit zwei Trägerfrequenzen. Das Frequenzschema (Abb. 1146) zeigt die Verteilung von neun Trägerfrequenzen mit ihren Sprachbändern, die zum Betrieb von vier Trägerfrequenzgesprächen nebst einer Ausweichfrequenz ausreichen.

Die Trägerfrequenz wird im Generatorkreis unter Anwendung der Meissnerschen Rückkopplungsschaltung erzeugt. Der Generatorkreis ist in seiner Frequenz unveränderlich und auf die für das betreffende Gerät vorgesehene Sendefrequenz eingestellt. Durch induktive Kopplung wird eine Hochfrequenzspannung der Anodengleichspannung des Modulationsrohres aufgedrückt, das auf diese Weise im Takt der Trägerfrequenz gesteuert wird (Fremdsteuersenderschaltung). Gleichzeitig wird an das Gitter des Modulationsrohres die niederfrequente Sprachspannung gelegt, die vom Mikrophon des Teilnehmers kommt und in einem einstufigen

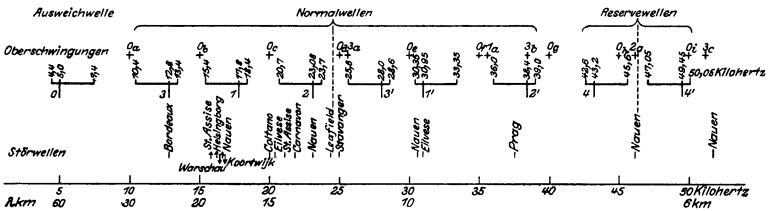


Abb. 1146.

Niederfrequenzverstärker in ihrer Amplitude verstärkt wird. Die Niederfrequenzverstärkerstufe hat die Aufgabe, die Dämpfung etwaiger langer Teilnehmerleitungen auszugleichen bzw. den Übergang auf lange Frei- bzw. Kabelleitungen mit einer Restdämpfung von $b = 1,2$ zu ermöglichen. Das Modulationsrohr ist gitterseitig so hoch negativ vorgespannt, daß der Anodenarbeitspunkt in den untersten Teil der Anodenkennlinie gerückt ist. Auf Grund der parabelähnlichen Krümmung dieses Teiles der Kennlinie wird die Trägerfrequenz durch die Sprachfrequenz moduliert (s. unter 2, S. 1005).

Die modulierte Trägerfrequenz wird dann in einem einstufigen Hochfrequenzverstärker verstärkt. Die von dieser letzten Röhre abgegebene Leistung beträgt etwa 60 mW.

Der Empfänger besteht aus einem zweistufigen Hochfrequenzverstärker, einer Demodulationsröhre und einem einstufigen Niederfrequenzverstärker. Die Demodulationsröhre arbeitet in der bekannten Richtverstärkerschaltung, die als eine Umkehrung der oben beschriebenen Modulationsschaltung angesehen werden kann. In Abb. 1147 ist dieser Vorgang graphisch dargestellt. Der Niederfrequenzverstärker hat dieselbe Aufgabe wie der Niederfrequenzverstärker des Senders. Die vom Niederfrequenzverstärker abgegebenen Sprachströme werden durch die

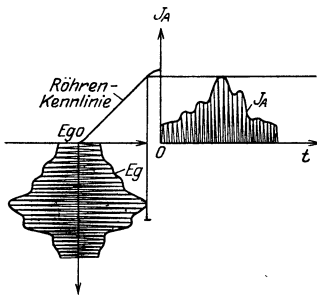


Abb. 1147. Demodulationsvorgang (Gleichrichtung).

dahintergeschaltete Spulenleitung von allen Schwingungen, deren Frequenz größer als 2250 Hertz ist, gereinigt. Auf diese Weise werden die bereits hörbaren Trägerfrequenzen der Wellen 0 und 3 (Abb. 1146) sowie etwa durch Interferenz entstehende hohe Pfeiftöne beseitigt. Sender- und Empfängerausgang (Vierdraht) werden niederfrequenzseitig durch eine Gabelschaltung, hier „Teilnehmerausgleichsschaltung“ genannt, zu einer Zweidrahtschaltung umgewandelt, die über die üblichen Vermittlungseinrichtungen zum Teilnehmerapparat führt. Die Teilnehmerausgleichsschaltung besteht im wesentlichen aus einem symmetrisch gebauten Differentialübertrager, dessen beide Symmetriewicklungen zwei Zweige einer Brücke darstellen. Die anderen beiden Zweige werden dargestellt einmal durch die Teilnehmerleitung und deren Schaltelemente, zum anderen durch eine künstliche Teilnehmernachbildung, die entweder aus einem Ohmschen Widerstand oder einer Kombination von Ohmschen und kapazitiven Widerständen besteht.

In der einen Brückendiagonale liegt der Sender, während an die andere der Empfängerausgang angeschlossen ist. Von der Genauigkeit der Teilnehmernachbildung, also dem Gleichgewichtszustand der Brücke, hängt der höchstzulässige Verstärkungsgrad der Sender- und Empfängerverstärkung ab. Die Abgleichmöglichkeit wird durch die Spulenketten im Empfängerausgang erleichtert, da diese den Frequenzbereich, für den der Abgleich erfolgen muß, nach oben hin auf 2250 Hertz begrenzt. Die Teilnehmerfernleitung ist künstlich durch eine H-Schaltung (vgl. auch Abb. 1138, S. 1012), die aus Ohmschen Widerständen besteht, verlängert. Diese künstliche Dämpfung hat den Zweck, die Rückwirkung der Dämpfungsunterschiede naher und ferner Teilnehmer auf den Verstärkerabgleich abzuschwächen.

Hochfrequenzseitig liegen Sender und Empfänger über Siebketten an der Fernleitung. Die Siebketten werden im Telefunken-system zweigliedrig verwendet. Es sind solche mit erhöhter Steilheit, wie sie sich aus der Verwendung von Querkreisen ergibt. Die Siebketten sind so dimensioniert, daß sie die Trägerfrequenz und das obere oder untere Sprachband durchlassen. Abb. 1148 zeigt den gemessenen Dämpfungsverlauf eines Siebkettengliedes. In der Ordinate ist der natürliche Logarithmus des Endstromes J_E des mit einem Ohmschen Widerstand von $R = 600 \Omega$ abgeschlossenen Gliedes als Funktion der Frequenz f (in Kilohertz) aufgetragen. Während der Messung ist der Strom am Eingang des Siebkettengliedes konstant gehalten. Sender- und Empfängersiebketten sind gleichartig. Die Ankopplung an die Röhren erfolgt durch Eisenkerntensoren, die auch zur Kopplung der Röhren untereinander benutzt werden.

Es ist zweckmäßig, zwischen Leitung und Siebketten eine Kondensatorkette einzuschalten zum Schutz der teuren Siebketten gegen hohe Spannungen, die auf der Fernleitung auftreten und Durchschläge in den Siebketten hervorrufen können. Um zu verhindern, daß die Trägerfrequenz in die Schalenteile des Niederfrequenzteilnehmers eindringt, ist zwischen Fernschrank und dem Anschlußpunkt des Mehrfachtelefoniegerätes an die Fernleitung eine Spulenleitung eingeschaltet, deren Eigenfrequenz etwa bei $f = 2700$ Hertz liegt.

Der Anruf. Der gegenseitige Anruf der Stationen erfolgt ebenfalls unter Verwendung der Trägerfrequenz auf folgende Weise: Der Trägerfrequenzstrom wird senderseitig mit Rufstrom von 25 Hertz, der über die normalen Rufschaltungen der Vermittlungseinrichtungen aus der Amtsrufmaschine an das Gitter des Modulationsrohres gelangt, gesteuert. Um eine genügend sichere Übertragung zu erhalten, muß — da das Modulationsband in diesem Falle schmal ist — die Trägerfrequenz im Verhältnis zur Siebkettendämpfungskurve sender- und empfängerseitig so gelegt werden, daß die Trägerfrequenz noch keine merkliche Zusatzdämpfung gegenüber der im mittleren Durchlaßbereich der Siebe erfährt. Empfängerseitig wird der Rufstrom von 25 Hertz im Demodulationsrohr von der Trägerfrequenz getrennt und in seiner ursprünglichen Gestalt über einen Spezialübertrager an die Wicklung eines Telegraphenrelais gelegt, dessen Zunge der Periodenzahl 25 folgt. Durch das wechselseitige Schließen der Kontakte werden abwechselnd zwei Kondensatoren von je etwa $2 \mu\text{F}$ aus einer Gleichstromquelle von 220 V geladen bzw. über einen Widerstand entladen. Die Ladestromstöße fließen über die Wicklung eines Relais mit beschwertem Anker (Verzögerungsrelais), der den raschen Wechseln nicht zu folgen vermag, sondern während des Anrufs in Anzugsstellung verharrt. Die Kontakte dieses Relais legen die Platzleitung von der Teilnehmerausgleichschaltung an die örtliche Rufstromquelle, die ihrerseits die üblichen Anrufzeichen auslöst.

Ohne Anwendung von Zwischenverstärkern kann man mit der beschriebenen Anordnung sowohl mit Sprache als mit Anruf eine Leitungsdämpfung von $b = 5,5$

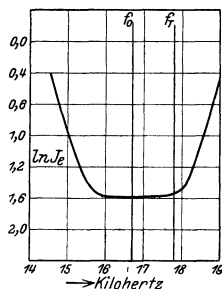


Abb. 1148. Dämpfungsverlauf eines Siebkettengliedes.

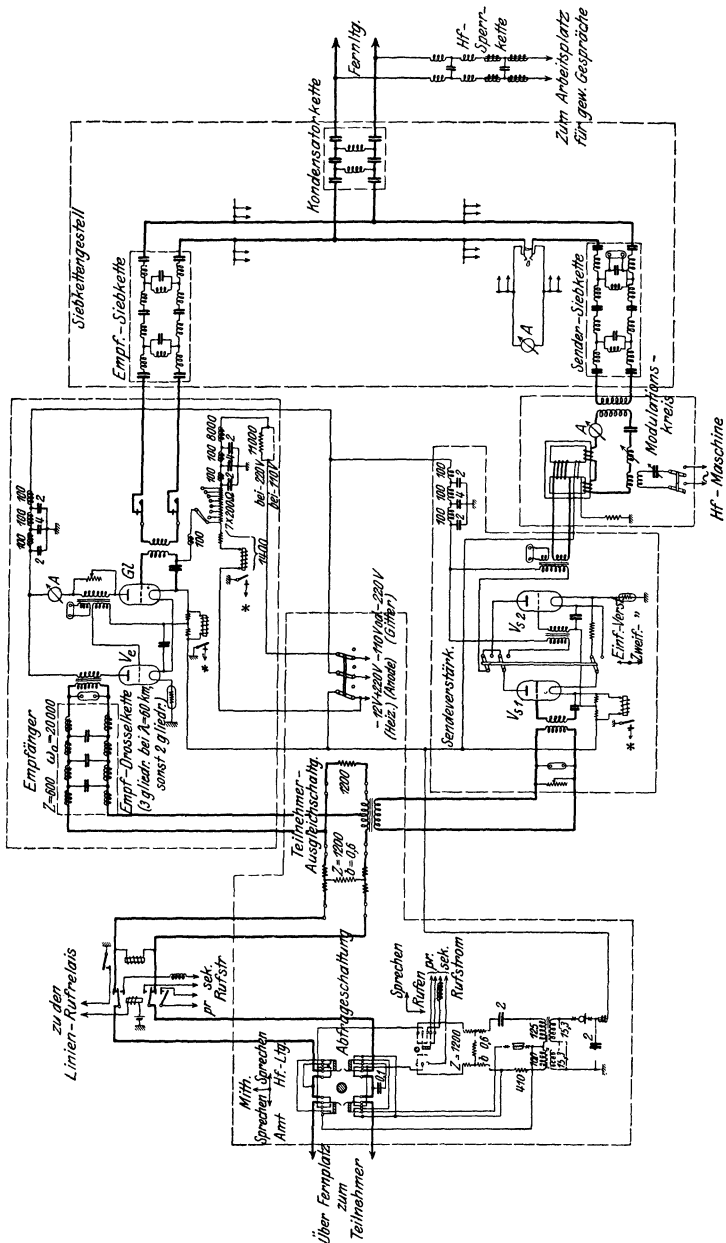


Abb. 1149. Schaltung des Drahtfunksystems der C. Lorenz A. G.

überbrücken. In Hinsicht auf die Sicherheit des Betriebes und um unabhängiger von zeitweise auftretenden Dämpfungserhöhungen zu sein, überschreitet man nach Möglichkeit nicht $b = 5,0$. Sind Entfernungen höherer Dämpfung zu überbrücken,

so verwendet man Zwischenstationen derart, daß man in jeder Richtung je einen Empfänger und Sender in Übertragerschaltung verwendet. Die niederfrequenzseitige Verbindung der Geräte erfolgt in Vierdrahtschaltung. Es lassen sich auf diese Weise außerordentlich große Entfernungen überbrücken.

B. Das Drahtfunksystem von C. Lorenz A.-G.

Das von der Firma C. Lorenz A.-G. in Berlin-Tempelhof (in Zusammenarbeit mit dem Telegraphentechnischen Reichsamte in Berlin) entwickelte Drahtfunksystem ist für einen dreifachen Sprechbetrieb bestimmt. Als Trägerfrequenzen werden in der einen Richtung die Wellen 0, 3, 1 (vgl. Frequenzschema der Abb. 1146, S. 1020), in der entgegengesetzten Richtung die Wellen 2, 3', 1' benutzt. Von allen übrigen Drahtfunksystemen unterscheidet sich das von C. Lorenz einmal durch die Verwendung der Eisensteuerrassel nach Pungs (vgl. unter 2d, β , S. 1006) zur Wechselstrommodulation und ferner dadurch, daß die Trägerwellen nicht durch einzelne Röhrengeneratoren, sondern gemeinsame Hoch-

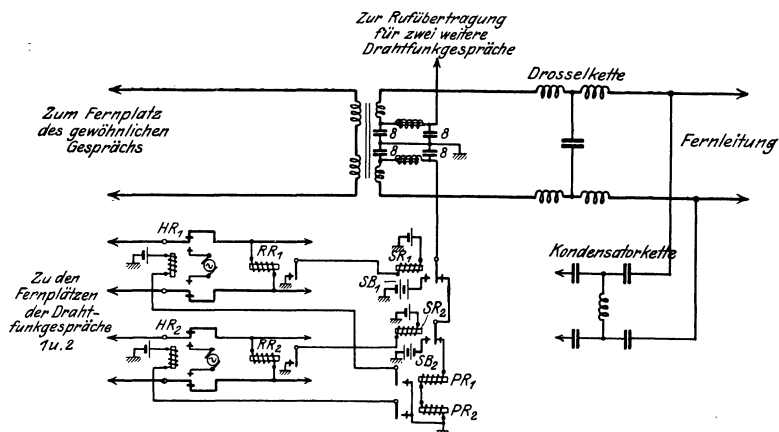


Abb. 1150. Rufübertragungsschaltung beim Drahtfunksystem der C. Lorenz A.-G. (nach R. Fiedler)

frequenzmaschinen erzeugt werden¹). Der Maschinensatz jeder Station (mit Antriebsmotor zum Anschluß an das Starkstromnetz) liefert die erforderlichen drei Betriebswellen unmittelbar, d. h. ohne Benutzung von Hilfskreisen zur Frequenzvervielfachung. Die Umlaufzahl der Maschine und damit die Frequenz der Wellen werden durch einen selbsttätig arbeitenden Drehzahlregler beständig erhalten²).

Abb. 1149 zeigt die Schaltung des Lorenz-Systems in den Einzelheiten. Die aus der „Teilnehmerausgleichsschaltung“ austretende abgehende Sprache wird vor der Modulation verstärkt, je nach Bedarf ein- oder zweimal (V_{S_1} , V_{S_2} der Abbildung). Zur Trennung der modulierten Sprachbänder voneinander dienen zweigliedrige Doppelsiebe von der unter 3 E c, S. 1011 beschriebenen Art, die über eine gemeinsam vorgeschaltete Kondensatorkette (3 E b, S. 1011) mit der Fernleitung in Verbindung stehen. Die ankommende Sprache wird nach der Demodulation (Rohr G_1) ebenfalls verstärkt (Rohr V_e) und dann über die unter 3 A γ , S. 1007 erwähnte Drosselkette und die differentiale Ausgleichsschaltung (3 F, S. 1013) zum Fernplatz und Teilnehmer geleitet.

¹) Schmidt, K.: Die Maschinen für drahtlose Telegraphie. ETZ 42, S. 282. 1921.

²) Stübler, H.: Wirkungsweise des Schmidtschen Drehzahlreglers. ENT 2, S. 84 ff. 1925.

Die Fernplätze des Drahtfunkverkehrs errufen sich gegenseitig durch Ausenden von 25periodischem Wechselstrom (Rufstrom), der durch besondere Relaisübertragungen als Gleichstrom über einen Zweig der mehrfach betriebenen Fernleitung an den fernen Ort weitergeleitet und hier wieder in Wechselstrom zurückverwandelt wird. Abb. 1150 zeigt diese Rufschaltung im Auszuge. Jeder Zweig der Fernleitung kann die Anrufe für zwei Drahtfunkbeziehungen übertragen. Gearbeitet wird mit zwei geerdeten Gleichstromsendebatterien ungleichen Pols (SB_1, SB_2) und zwei polarisierten Empfangsrelais (PR_1, PR_2), welche die Gleichströme aus der Leitung an die richtigen Empfangsstellen verteilen und durch Vermittlung der Hilfsrelais (HR_1, HR_2) in Wechselstrom umsetzen. Zwei nur auf die ausgesandten Wechselströme arbeitende Rufrelais (RR_1, RR_2) entsenden mit Hilfe der Relais SR_1, SR_2 die Gleichströme passender Polarität über die Leitung. — Diese Rufschaltung ist von R. Fiedler angegeben worden.¹⁾

Beim dreifachen Drahtfunksystem von C. Lorenz wird an Stelle der nicht gebrauchten vierten Rufverkehrsbeziehung eine Klopferverbindung zum unmittelbaren Dienstverkehr der beiden Drahtfunkämter untereinander benutzt.

7. Hochfrequenztelephonie längs Hochspannungsleitungen. Elektrizitätswerkstelephonie (EW-Telephonie).

a) Allgemeines.

Im Interesse der Betriebssicherheit und der schnellen Beseitigung eintretender Störungen bedürfen die Kraftwerke und Schaltstationen der großen Überlandnetze sichere Nachrichtenverbindungen, die bei dauernder Betriebsbereitschaft möglichst geringe Anforderungen in bezug auf Fachpersonal stellen. Wie bekannt, leiten die Fernsprech-Freileitungen sehr unter Störungen durch atmosphärische und andere Einflüsse. Die Beseitigung auftretender Störungen nimmt meist viel Zeit in Anspruch. Außerdem ist der Bau und Unterhalt eigener Leitungen für die Kraftwerke zu unwirtschaftlich, so daß in praxi Fernsprechleitungen der reichseigenen Netze gemietet werden, die auch von dem Reichstelegraphenpersonal zu unterhalten sind. Einen sehr hohen Grad von Sicherheit stellen an sich die Fernkabel dar, doch stehen sie, da zu kostspielig, nur wenigen Überlandnetzen zur Verfügung.

Wie die Praxis bisher ergeben hat, kommen Störungen durch Leitungsbruch sämtlicher Leiter zu gleicher Zeit bei den Hochspannungsfernleitungen nur außerordentlich selten vor. Deshalb läßt sich durch eine Ausnutzung dieser Leitungen zur gleichzeitigen Nachrichtenübermittlung mittels hochfrequenter Trägerströme (Trägerstromtelephonie) ein hoher Sicherheitsgrad erreichen. Anfänglich stellten sich für die Telephonie nicht unbedeutende Schwierigkeiten heraus, dadurch, daß durch Schaltänderungen an den Fernleitungsnetzen Störungen in der Übertragung der Hochfrequenznachrichten eintraten, doch wurden diese durch geeignete Maßnahmen so gut wie restlos ausgeschaltet.

Da die Dämpfung für die Trägerfrequenz auf Kraftleitungen wegen ihres hohen Leiterquerschnittes und großen Drahtabstandes gegenüber der Dämpfung normaler Fernsprechleitungen sehr klein ist, kann man für den Trägerstrom weit höhere Frequenzen anwenden als z. B. für die Mehrfachtelephonie auf Fernsprechleitungen. So benutzt man für die EW-Telephonie das Frequenzgebiet von etwa 300 000 bis 50 000 Hertz (s. Dämpfungskurven, Abb. 1151). Sender und Empfänger sind mit kontinuierlich veränderlichen Abstimmorganen versehen, da man bisher noch nicht gezwungen war, auf ein festes Wellenschema überzugehen, wie bei der Mehrfachtelephonie. Die wirksame Dämpfung, mit der eine Trägerfrequenzanlage zu rechnen hat, wird, außer durch die Leitungsdämpfung, noch durch eine ganze Anzahl anderer Faktoren bestimmt, hauptsächlich durch große Kapazitäten an den Leitungsenden und im Zuge der Leitung, die durch die Ölschalter, Sammelschienen

¹⁾ Deutsches Reichspatent Nr. 335 821.

und Transformatoren gebildet werden und für die Hochfrequenz wie ein Kurzschluß wirken können. Auch freischwingende Wicklungen, deren Eigenschwingung mit einer Trägerfrequenz zusammenfällt und die ausgestrahlte Hochfrequenzenergie absorbiert, können die wirksame Dämpfung erheblich heraufsetzen, ja eine Verbindung für einen bestimmten Frequenzbereich unmöglich machen. In gleicher Weise wirken Stichleitungen in verzweigten Freileitungsnetzen.

Um übersichtliche Verhältnisse zu schaffen, müssen diese störenden Einflüsse ausgeschaltet werden, was mit Hilfe wirksamer Hochfrequenzsperrkreise gelingt. An jeder für Hochfrequenz abzusperrenden Stelle sind zwei solcher Gebilde, je eins für die Sende- und Empfangsfrequenz einzubauen. In Abb. 1152 ist ihre Verwendung dargestellt. Die im Zuge der Leitung liegenden Windungen bestehen aus wenigen Flachband-Kupfer hochkantgewickelten Windungen in Zylinderform, die eine aus Hochfrequenzlitze gewickelte Spule einschließen. Letztere bildet mit einem Drehkondensator einen Schwingungskreis, der auf die zu sperrende Frequenz abgestimmt wird. Die Sperrkreise werden in die Leitungen eingebaut, an die die Hochfrequenzapparatur angekoppelt wird. Ihre Sperrwirkung ist so vollkommen, daß die Leitung an der der Trägerfrequenz abgewandten Seite geerdet werden kann, ohne daß die Energieübertragung merklich verschlechtert wird.

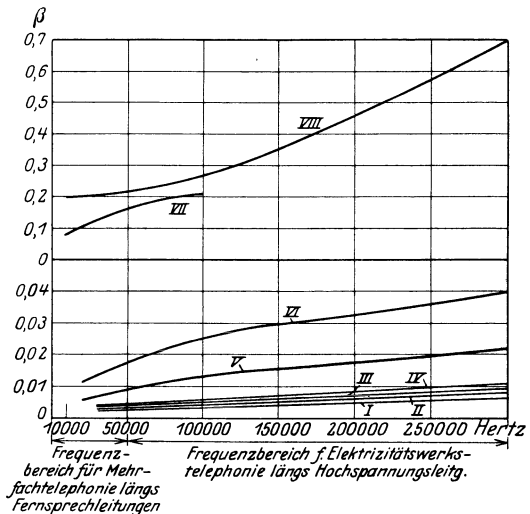


Abb. 1151. Dämpfungskurven.

Kurve I	Cu	12,4 mm	∅	} Kraftverkehrsleitungen, Phasenabstand 2 bis 5 m
„ II	Cu	9,45 „	∅	
„ III	Al	12,4 „	∅	
„ IV	Al	9,45 „	∅	} Fernsprech- und Telegraphen- leitungen, Abstand der Leitungs- zweige 20 cm
„ V	Bronze	5 mm	∅	
„ VI	Bronze	2 „	∅	
„ VII	Fe	4 „	∅	
„ VIII	Kabel	mit Papierisolation, 0,8 mm ∅		

Kopplungsphase

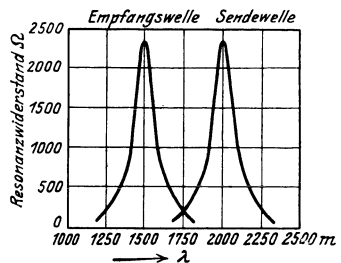
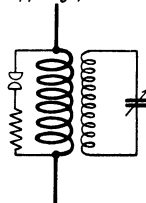


Abb. 1152. Hochfrequenzsperr.

b) Ankopplung.

Die Ankopplung der Trägerfrequenzgeräte an die Hochspannungsleitungen muß natürlich so erfolgen, daß mit Sicherheit ein Übertritt von Hochspannung in die Hochfrequenzgeräte vermieden wird. Als Kopplungsorgane kommen in modernen EW-Telephonieanlagen lediglich Kondensatoren in Frage, während man im

Anfangsstadium der Entwicklung die Kopplung durch Antenne oder Blitzseil anstrebt. Die Kopplungskondensatoren haben eine Kapazität von etwa $0,001 \mu\text{F}$ und werden für eine Betriebsspannung von etwa 60 kV (Prüfspannung 160 kV) hergestellt (Firma Meirowsky, Porz-Köln a. Rh.). Für Leitungen von 110 kV geschieht die Ankopplung über je zwei in Serie geschaltete Kondensatoren. Die Ankopplung des Geräts an die Fernleitung erfolgt entweder zwischen zwei Leitungen (Kopplung: Phase-Phase) oder zwischen eine Leitung und Erde (Kopplung: Phase-Erde). Während ersteres Verfahren physikalisch übersichtlichere Verhältnisse schafft, hat letzteres den hohen Vorteil höherer Wirtschaftlichkeit, da dieses nur die halbe Anzahl von Kopplungskondensatoren braucht und gleichzeitig einen höheren Sicherheitsgrad in sich schließt.

c) Überbrückungen.

Da im Zuge der Fernleitungen häufig Unterstationen liegen (Umspannwerke, Transformatorstellen, Abzweigstellen), deren Schaltzustand sich nach den jeweiligen

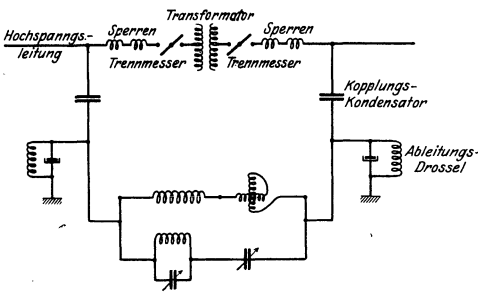


Abb. 1153. Überbrückung.

Betriebserfordernissen richten und unter Umständen sehr verschieden sein kann, müssen diese Stellen für die Trägerfrequenzströme so überbrückt werden, daß die Schaltänderungen auf diese keinen Einfluß haben. Diese Überbrückung geschieht in der Weise, daß man die Schaltstellen gegen die Hochfrequenz durch Verwendung von Sperrkreisen (s. Abb. 1152) abriegelt und durch Einbau von Kondensator-

ketten einen Umgehungsweg für die Trägerfrequenz schafft. Abb. 1153 zeigt schematisch die Anordnung, aus der auch die Wirkungsweise hervorgeht.

d) Anruf.

Der Anruf der Stationen untereinander erfolgt wie bei der Mehrfachtelephonie durch die Trägerfrequenz. Er erfolgt etwa auf folgende Weise: Im Anodenkreis des Detektorrohres in Anodengleichrichterschaltung im Empfänger liegt ein hochempfindliches Drehspulrelais. Solange der zugehörige ferne Sender keine Energie ausstrahlt, ist durch geeignete Vorspannung am Gitter des Anodengleichrichterrohres der Anodenruhestrom so klein gehalten, daß das Relais mit Sicherheit nicht anspricht. Bei Einschaltung des fernen Senders wird durch die Überlagerung der Gitterhilfsspannung durch die hochfrequente Wechselspannung der Arbeitspunkt auf der Anodenkennlinie so verschoben, daß der Anodenruhestrom steigt und dadurch das Relais zum Ansprechen gebracht wird. Das Relais schließt seinerseits einen Stromkreis, durch den ein zweites, das Weiterrufrelais, betätigt wird, das dann die Signalmittel zur Auslösung bringt. Dadurch, daß man durch geeignete rhythmische Impulsgeber den Trägerfrequenzstrom am Sender taktmäßig unterbricht (moduliert) und empfängerseitig diese Impulse auf ein Resonanzsystem wirken läßt, das auf den Impulsgeber abgestimmt ist, wird die Möglichkeit eines selektiven Anrufs gegeben, der gestattet, von einer Station aus unabhängig mehrere andere Stationen anrufen zu können. Weiter gestattet das System den Anschluß der normalen Selbstwählerautomatenstationen, so daß die Trägerfrequenzverbindungen einen vollwertigen Ersatz der normalen Fernleitungen darstellen.

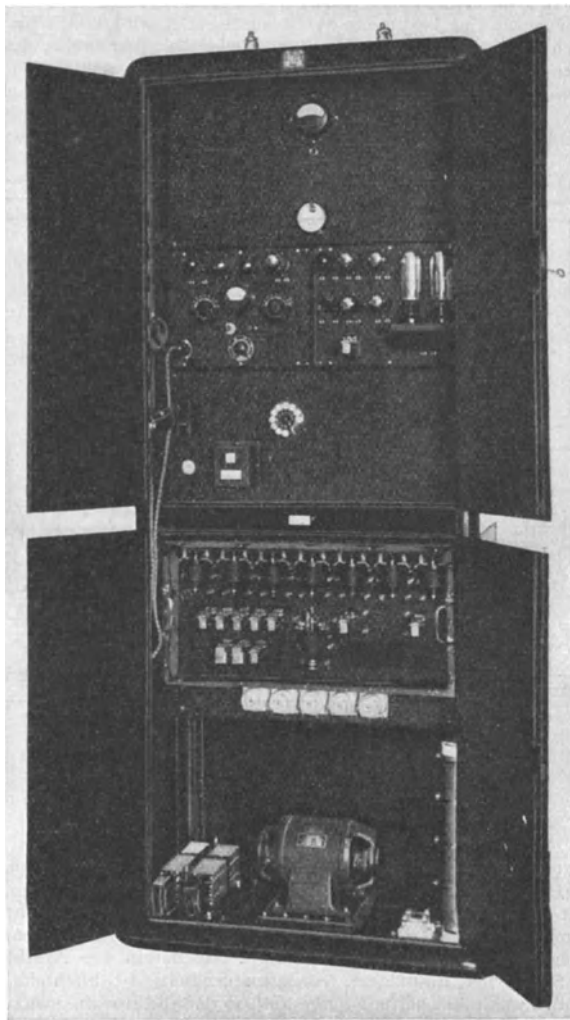


Abb. 1154. EW-Telephoniegerät von Telefunken.

e) Gegensprechbetrieb.

Zum Gegensprechbetrieb werden allgemein zwei Wellen benutzt, da das Einwellensystem sich bisher als nicht genügend betriebssicher erwiesen hat. Sollen mehr als zwei Stationen untereinander verkehren, so besteht bei Benutzung von nur zwei Wellen lediglich die Möglichkeit, daß eine Station (Zentralstation) die übrigen (Unterstationen) errufen kann, während die Unterstationen sich untereinander nicht rufen können, da diese alle dieselbe Empfangswelle haben. Soll die Möglichkeit bestehen, daß mehr als zwei Stationen sich untereinander errufen können,

muß mit drei Wellen, d. h. mit Wellenwechsel gearbeitet werden, und zwar so, daß für den Anruf eine bestimmte Welle ausgesendet wird und beim Übergang auf Sprechen automatisch auf eine andere Welle, die Sprechwelle, umgeschaltet wird. Wann das eine oder andere zur Anwendung kommt, richtet sich nach dem Grundprinzip, mit dem die Kraftwerke in bezug auf die Befehlsübermittlung an die einzelnen Werke arbeiten. Wenn nur eine Kommandostation die Schaltungen ausführen läßt, ist also nur eine Verständigung zwischen der Kommando- und den

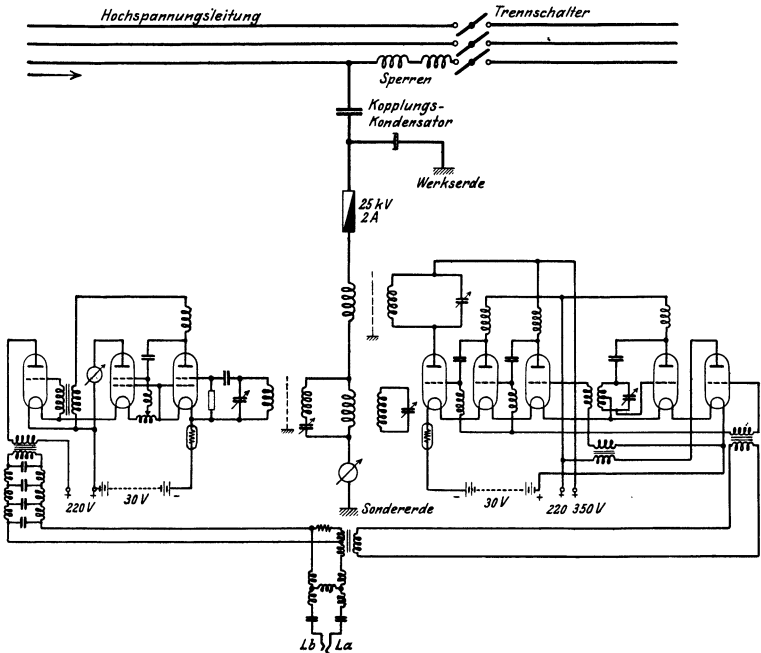


Abb. 1155. Schaltung des EW-Telephoniergeräts von Telefunken.

übrigen Unterstationen nötig, während letztere untereinander nicht zu verkehren brauchen. Ein Beispiel für dieses System sind die Bayern-Werke. Im Gegensatz hierzu steht das System der Untergruppen, die ihrerseits wahlweise untereinander verkehren müssen. Für letzteren Fall kommt der Wellenwechsel zur Anwendung. Dieser erfolgt durch automatisches Zu- bzw. Abschalten von Abstimmkondensatoren im Sender und Empfänger. Niederfrequenzseitig ist durch eine Gabel der Übergang auf Zweidrahtschaltung hergestellt, so daß die Hochfrequenzverbindung wie eine gewöhnliche Drahtleitung über den Klappenschrank zu bedienen ist. Sie gestattet ohne weiteres Übergang auf Fernleitung oder Kabel.

Abb. 1154 zeigt die Ausführungsform eines EW-Telephoniergeräts von Telefunken in Schrankform und Abb. 1155 die grundsätzliche Schaltung derselben.

X. Betriebstechnische Organisation des Funkverkehrs.

Bearbeitet von A. Wratzke.

I. Die verschiedenen Formen des Funkverkehrs.

A. Rundfunk.

Unter Rundfunk versteht man die Verbreitung von Nachrichten allgemeinen Inhalts nach allen Richtungen unter Ausnutzung der Zirkular- oder Rundwirkung der Sender. Die Eigenschaft der elektromagnetischen Wellen, sich nach allen Richtungen gleichmäßig auszubreiten, legt es nahe, die drahtlose Telegraphie und Telephonie immer dann zu verwenden, wenn von einer zentralen Stelle aus Nachrichten allgemeinen Inhalts nach allen Richtungen an beliebig viele Teilnehmer zu verbreiten sind. Die Zahl der Teilnehmer ist hierbei nur begrenzt durch die Reichweite des Senders. Hierfür ist bei der Zentralstelle lediglich eine Sendeanlage erforderlich, während die Teilnehmer nur einfache Empfangsanlagen besitzen.

Von dieser Verkehrsart wird bei der Verbreitung von Presse- und Wetternachrichten, von Wirtschaftsnachrichten, beim Zeitsignaldienst und beim Unterhaltungsrundfunk¹⁾ zur Verbreitung von Musik und Nachrichten belehrenden und unterhaltenden Inhalts Gebrauch gemacht. Die Verbreitung erfolgt entweder telegraphisch mittels Morsezeichen oder telephonisch. In den Fällen, in denen die Art der zu verbreitenden Nachrichten telegraphische oder telephonische Verbreitung zuläßt, wird für die Entscheidung zwischen diesen beiden Möglichkeiten in erster Linie ausschlaggebend sein, ob der Teilnehmerkreis die Morsezeichen beherrscht. Da dies in den Kreisen des Wirtschaftslebens nicht der Fall zu sein pflegt, bzw. für die Aufnahme besonders geschultes Personal eingestellt werden müßte, kommt zur Verbreitung von Presse- und Wirtschaftsnachrichten meist nur drahtlose Telephonie in Frage. Mit einer Geheimhaltung der auf diese Weise verbreiteten Nachrichten kann allerdings bei der stetig im Wachsen begriffenen Zahl der Teilnehmer am Unterhaltungsrundfunk nicht gerechnet werden, so daß man in Zukunft in den Fällen, bei denen auf Geheimhaltung Wert gelegt wird, bzw. die Aufnahme und Ausnutzung der Nachrichten nur einem beschränkten Teilnehmerkreis möglich sein soll, auf die telegraphische Verbreitung unter Verwendung von Chiffriermaschinen und drahtloser Schnelltelegraphie wird angewiesen sein (vgl. S. 900).

Bei dieser Verkehrsart ist die Übermittlung von Nachrichten auf dem Funkwege vom Teilnehmer zur Sendestelle und damit die Übermittlung von Rückfragen, falls die Nachrichten durch irgendwelche Umstände (z. B. atmosphärische Störungen) unvollständig aufgenommen worden sind, naturgemäß ausgeschlossen. Es ist daher zweckmäßig, für solche Fälle Ersatzübermittlung auf dem Drahtwege vorzusehen. Allgemein muß, um die Notwendigkeit von Rückfragen auf ein Mindestmaß zu beschränken, die Leistung des Senders so groß gewählt werden, daß auch unter ungünstigen Verhältnissen die erforderliche Reichweite erzielt wird. Erfahrungsgemäß reicht z. B., um den Empfang mit normaler Hochantenne und 4-Röhren-Empfänger im Umkreis von etwa 1000 km sicherzustellen, ein 10-kW-Sender aus. Auch besteht nicht, wie bei anderen Verkehrsarten (s. folgende Ab-

¹⁾ Der Unterhaltungsrundfunk wird neuerdings amtlich-postalisch als Rundfunk schlechthin bezeichnet, die Sonderdienste als Wirtschafts-, Presse- usw. Rundfunk.

schnitte) die Möglichkeit, die Sendestelle sofort zu verständigen, falls Störungen am Sender auftreten. Es ist daher beim Rundfunk unerlässlich, daß in der Sendestelle oder in ihrer Nähe eine Empfangsanlage Aufstellung findet, mit der der Sender dauernd überwacht wird (s. Senderkontrolle S. 1037).

Auf der Sendeseite finden für die Zwecke des Rundfunks Röhrensender und Maschinensender Verwendung, auf der Empfangsseite beim Presse- und Wirtschafts Rundfunk besondere für diesen Zweck gebaute Empfänger, deren Bedienung geringe funktechnische Kenntnisse erfordert (s. S. 875 u. 878)

B. Einfachverkehr¹⁾ (Simplexverkehr).

Der Einfachbetrieb (Abb. 1156) stellt die einfachste und älteste Verkehrsart dar, um Telegramme zwischen zwei Orten *A* und *B* auszutauschen. Die technischen Einrichtungen sind folgende: Sowohl in *A* als auch in *B* sind Sender und Empfänger örtlich vereinigt. An beiden Orten ist je eine Antenne errichtet, die mittels eines

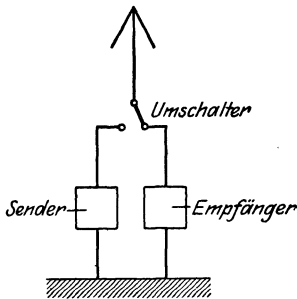


Abb. 1156. Einfachverkehr.

Sende-Empfangsumschalters abwechselnd an den Sender oder den Empfänger gelegt werden kann. Es kann also sowohl in *A* wie in *B* entweder nur gesandt oder nur empfangen werden. Es bleibt infolgedessen an beiden Orten immer ein Teil der technischen Einrichtungen, Sender oder Empfänger, unausgenutzt. Der Verkehr spielt sich unter der Voraussetzung, daß *B* für den Anruf von *A* zu bestimmter Zeit und mit bekannter Welle auf Empfang steht, etwa in der Art ab, daß *A* die Station *B* anruft, *B* an *A* mitteilt, daß

er den Anruf gehört hat, daß dann *A* seine Telegramme an *B* absetzt und danach wieder auf Empfang für *B* schaltet.

Ein weiterer Nachteil besteht darin, daß die Gegenstation während des Sendens nicht unterbrochen werden kann, wenn z. B. ein Versehen bei der Aufnahme gemacht worden ist, ein fremder Sender die Aufnahme stört oder infolge eines Gewitters über der empfangenden Station die Antenne geerdet werden muß und vorübergehend überhaupt kein Empfang mehr möglich ist. Es kann, namentlich im zuletzt angeführten Falle, vorkommen, daß die Gegenstation *B* längere Zeit zwecklos sendet, bis sie nach Einstellung des Sendens und Umschaltung auf Empfang eine Nachricht (Aufforderung zur Wiederholung usw.) von *A* erhält.

Allgemein ist bei dieser Verkehrsart Voraussetzung, daß bestimmte Zeiten und Regeln für Senden und Empfang festgelegt sind. Trotz ihrer Mängel ist diese Verkehrsart noch heute unter gewissen Verhältnissen gebräuchlich, z. B. im Verkehr zwischen Schiffen und beim Flugfunkverkehr, da hier die für Doppelbetrieb erforderliche Trennung zwischen Sende- und Empfangsstelle nicht durchführbar ist und die unter den gegebenen räumlichen Verhältnissen bei gleichzeitigem Senden und Empfangen auftretenden Beeinflussungen sich schwer vermeiden lassen. Andererseits arbeitet die Technik an der Lösung dieser Schwierigkeiten, um den außerordentlich wichtigen Gegensprechverkehr zwischen Schiffen und Landstationen zu ermöglichen.

C. Doppelverkehr²⁾ (Duplexverkehr).

Zur besseren Ausnutzung der Betriebsmittel und um größere Mengen von Telegrammen bewältigen zu können, arbeitet man im Doppelbetrieb (Abb. 1157). Bei

¹⁾ Diese Verkehrsart wird gelegentlich auch als Wechselverkehr bezeichnet.

²⁾ Die im Funkbetriebe übliche Bezeichnung Doppelverkehr = Duplexverkehr für den gleichzeitigen Verkehr in entgegengesetzter Richtung weicht von den im Drahtbetriebe üblichen Bezeichnungen ab, wo man Duplextelegraphie = Gegensprechen (2 Nachrichten in entgegengesetzter Richtung) und Doppelsprechen (2 Nachrichten in derselben Richtung) unterscheidet.

dieser Verkehrsart sendet *A* an *B*, gleichzeitig auch *B* an *A*, so daß in *A* von *B* und gleichzeitig in *B* von *A* empfangen wird. Voraussetzung hierfür ist, daß die Empfangsstellen beim Empfang der Gegenstation nicht durch den eigenen Sendebetrieb gestört werden. Dies wird dadurch erreicht, daß zunächst sowohl in *A* als auch in *B* die Sendevon der Empfangsstelle örtlich getrennt wird. Außerdem muß die Wellenverteilung so getroffen werden, daß die Empfangswelle nicht zu dicht bei der Sendewelle liegt. Allgemeine Grund-

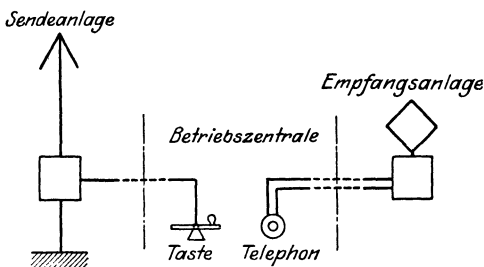


Abb. 1157. Doppelverkehr.

sätze für die zwischen Sende- und Empfangsort notwendige Entfernung sowie für die zwischen Sende- und Empfangswelle notwendige Differenz lassen sich nicht aufstellen, da die Größen von der Art und Beschaffenheit des Senders (gedämpftes oder ungedämpftes System, Wellenkonstanz usw.) und den jeweils einzusetzenden Empfangsmitteln (z. B. Selektivität und Verstärkungsgrad) abhängen. Die praktisch in Frage kommenden Verhältnisse gehen aus einigen an anderer Stelle angeführten Beispielen (s. S. 1048 ff.) hervor¹⁾.

D. Gabelverkehr.

Als Abart des Doppelverkehrs hat sich aus betriebstechnischen Gründen im In- und Ausland eine besondere Verkehrsart eingebürgert, die man als Gabelverkehr (Abb. 1158) bezeichnet. Um mit mehreren Gegenstationen verkehren zu können, kann man, wenn man nicht für jede Gegenstation einen besonderen Sender zur Verfügung stellen will oder für eine Dauerverbindung nicht genügende Mengen von Telegrammen vorliegen, denselben Sender bzw.

Empfänger stundenweise nach einem bestimmten Verkehrsplan für die einzelnen Gegenstationen einsetzen. Diese Verkehrsregelung hat den Nachteil (vor allen Dingen im Vergleich zu ununterbrochen betriebenen Kabelverbindungen), daß die an eine bestimmte Gegenstation abzusetzenden Telegramme bis zur Verkehrszeit lagern müssen und so beträchtliche Verzögerungen erleiden. Dieser Zustand ist für den Funkverkehr nicht tragbar, sobald neben dem Funkwege eine Drahtverbindung besteht. Um die bei dieser Verkehrsregelung auftretenden Verzögerungen zu vermeiden, trifft man folgende Vorkehrungen: Der Sender

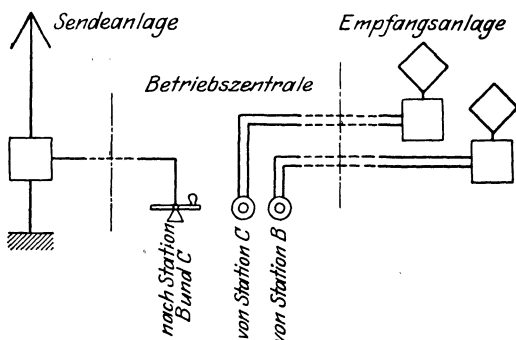


Abb. 1158. Gabelverkehr.

Empfänger stundenweise nach einem bestimmten Verkehrsplan für die einzelnen Gegenstationen einsetzen. Diese Verkehrsregelung hat den Nachteil (vor allen Dingen im Vergleich zu ununterbrochen betriebenen Kabelverbindungen), daß die an eine bestimmte Gegenstation abzusetzenden Telegramme bis zur Verkehrszeit lagern müssen und so beträchtliche Verzögerungen erleiden. Dieser Zustand ist für den Funkverkehr nicht tragbar, sobald neben dem Funkwege eine Drahtverbindung besteht. Um die bei dieser Verkehrsregelung auftretenden Verzögerungen zu vermeiden, trifft man folgende Vorkehrungen: Der Sender

¹⁾ Siehe auch G. Leithäuser u. W. Claussen: Über eine neue Empfangsanlage der H.F.St. Norddeich. Jahrb. d. drahtl. Telegr. 22, S. 167 f. 1923.

in *A* sendet auf derselben Welle für mehrere Gegenstationen, zunächst sei angenommen für *B* und *C*. In *A* werden für *B* und *C* zwei Empfangsanlagen aufgestellt, die dauernd auf den Sendewellen von *B* und *C* auf Empfang stehen. Es können dann zu jeder Zeit von *A* an *B* und *C* Telegramme abgesetzt werden (einfacher Gabelverkehr), deren Empfang auch sofort bestätigt werden kann, da *A* für *B* und *C* auf Empfang steht. Ebenso besteht dauernd die Möglichkeit, daß *B* und *C* Telegramme an *A* absetzen. Unter der Voraussetzung, daß die genügende Zahl von Empfangsanlagen vorhanden ist, kann der einfache Gabelverkehr auch zu einem mehrfachen erweitert werden. Weiterhin kann in derselben Weise auch *B* und *C* den Verkehr auf andere Stationen neben *A* ausdehnen, wenn in *B* und *C* mehrere Empfangsanlagen zur Verfügung stehen. Die Vorteile dieses Verfahrens bestehen darin, daß mit einer geringen Anzahl von Sendern sich eine Vielseitigkeit von Funkverbindungen erzielen läßt, und daß so Telegramme nach den verschiedensten Bestimmungsorten jederzeit abgesetzt werden können. Andererseits ist dieses Verfahren nur dann anwendbar, wenn es sich um einen möglichst gleichmäßigen Zufluß einer der Absatzgeschwindigkeit entsprechenden Menge von Telegrammen handelt, die, ohne daß Anhäufung entsteht, an die im Gabelverkehr stehenden Gegenstationen abgesetzt werden kann. Handelt es sich um Beförderung größerer Mengen von Telegrammen an eine Station, so muß diese aus dem Gabelverkehr gezogen und für sie ein besonderer Sender geschaltet werden.

Der Gabelverkehr läßt sich auch auf Funkverbindungen ausdehnen, die mittels Schnelltelegraphie arbeiten.

E. Vielfachverkehr (Abb. 1159).

Um die Wirtschaftlichkeit der Sende- und Empfangsanlagen zu erhöhen, werden Sende- und Empfangsanlagen so ausgestaltet, daß nicht nur mit einer, sondern gleichzeitig mit mehreren Gegenstationen Doppelverkehr gemacht werden kann. Notwendig ist hierfür die Ausrüstung der Sendestationen mit mehreren Sendern, die gleichzeitig, ohne sich gegenseitig zu beeinflussen, auf mehrere Antennen arbeiten können, die Aus-

rüstung der Empfangsstationen mit mehreren Empfangssystemen, die unabhängig voneinander und ohne durch die Sender der Sendestelle gestört zu werden, empfangen können. Eine gegenseitige Beeinflussung der Sender einer Station kann durch Entkopplung der Antennen (s. S. 562), aber auch schon durch geeignete Verteilung der Antennen auf die Sender und durch zweckmäßige Wellenverteilung vermieden werden.

Auf der **Empfangsstelle** kommt beim Vielfachbetrieb in erster Linie Rahmenempfang in Frage. Außerdem müssen beim Empfang ungedämpfter Sender nur schwach streuende Überlagerer und hochselektive Empfangsanordnungen ver-

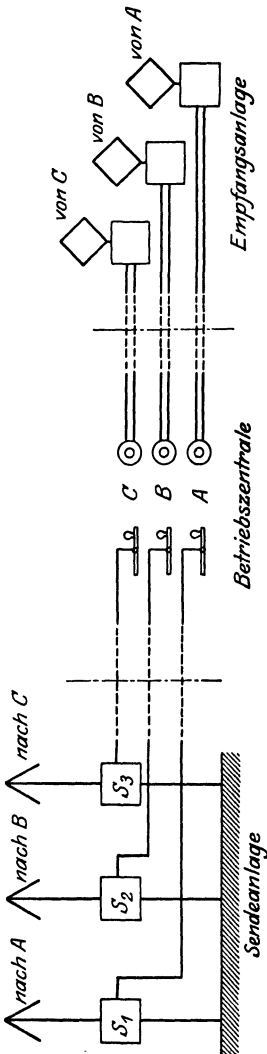


Abb. 1159. Vielfachverkehr.

wandt werden. Besonders erschwert werden die Verhältnisse auf der Empfangsseite, wenn mit Störungen durch Telephoniesender zu rechnen ist.

Die wirtschaftlichen Vorteile bei der Zusammenlegung mehrerer Sender und Empfänger an einem Orte sind unverkennbar. Einerseits findet eine bessere Ausnutzung der technischen Mittel (Stromquellen, Maschinen- und Mastanlagen usw.) statt, andererseits lassen sich Ersparnisse an Personal erzielen, da mehrere Sender oder Empfänger von einem Beamten bedient werden können. Die Zusammenlegung hat jedoch auch nicht zu unterschätzende betriebstechnische Nachteile, die sich vor allen Dingen dann bemerkbar machen, wenn aus technischen oder sonstigen Gründen irgendwelche Änderungen in der Antennen- oder Wellenverteilung während des Betriebes vorgenommen werden müssen. Beim Ein- und Ausschalten eines Senders oder der Einstellung einer anderen Welle z. B. lassen sich Beeinflussungen der übrigen Sender nicht vermeiden, so daß irgendwelche Änderungen gegenüber den normalen Verhältnissen nur mit großer Vorsicht vorgenommen werden dürfen.

Die Sende- und Empfangsstellen liegen aus funkttechnischen Gründen meist in größerer Entfernung von den Verkehrszentren, in denen der Drahttelegraphenverkehr seine Knotenpunkte hat. Die Telegramme wurden daher ursprünglich mittels einer Drahttelegraphenverbindung der Sendestation zugeführt, bzw. die aufgenommenen Telegramme von der Empfangsstelle in derselben Weise zum Verkehrszentrum befördert. Um das hierbei notwendige Umtelegraphieren und die damit verbundenen Verzögerungen in der Weiterbeförderung der Telegramme zu vermeiden, ist man in letzter Zeit beim Mehrfachbetrieb allgemein dazu übergegangen, neben örtlich getrennter Sende- und Empfangsstelle im Verkehrszentrum eine Betriebszentrale (s. nächsten Abschnitt) zu schaffen, von der aus die Sender der Sendestation mittels Fernastung (s. S. 1040) betrieben werden. Ebenso werden die von den Gegenstationen aufgenommenen Telegramme nicht erst in der Empfangsstation niedergeschrieben, sondern die ankommenden Zeichen werden mittels Fernsprechleitungen zur Betriebszentrale geleitet. Dort findet im sog. Endempfang (s. S. 1042) die Niederschrift der Telegramme statt. Es tritt so eine **Dreiteilung** des Funkgroßbetriebes in **Betriebszentrale, Sende- und Empfangsstation** ein¹⁾.

Grundsätzlich ist natürlich auch möglich, die Betriebszentrale entweder mit der Sende- oder der Empfangsstation zu vereinigen. Im ersten Falle würden dann Tastleistungen über größere Entfernungen gespart, und es wäre nur erforderlich, den Empfang von der Empfangsstelle in einen geeigneten Raum der Sendestation zu übertragen, von dem aus dann auch die Sender zu tasten wären. Im zweiten Fall sind keine langen Hörübertragungsleitungen erforderlich, und die Sender wären mittels Fernastung von der Empfangsstelle aus zu betreiben. Gegenüber der Dreiteilung des Betriebes haben diese beiden Verfahren den Vorteil, daß Leitungen und unter Umständen Personal gespart wird. Ausschlaggebend für die Entscheidung zwischen den drei angeführten Möglichkeiten wird jedoch immer sein, daß die Betriebszentrale günstig, d. h. in einem Knotenpunkt des Telegrammverkehrs, liegen muß. Da die Errichtung von Sende- und Empfangsanlagen in einem Verkehrszentrum fast immer auf technische Schwierigkeiten stößt, wird eine Dreiteilung des Betriebes meist nicht zu umgehen sein.

2. Betriebszentrale.

A. Allgemeine Gesichtspunkte.

Während die Sende- und Empfangsanlagen des Großstationsbetriebes zu rein technischen Betrieben geworden sind, spielt sich der eigentliche Telegraphierbetrieb lediglich in der Betriebszentrale ab. Die Betriebszentrale liegt zweckmäßig im

¹⁾ Die technischen Einrichtungen von Sende- und Empfangsstationen werden im Sechsten Teil S. 1044 f. behandelt, in diesem Teil die technischen Einrichtungen der Betriebszentrale sowie Fernastung und Fernbesprechung.

Mittelpunkt des Geschäftsverkehrs und muß in möglichst *enger Verbindung mit dem Drahttelegraphennetz* stehen, damit die Telegramme ohne Verzögerung aus dem einen in das andere Netz geleitet werden können.

So liegt z. B. in Berlin die Betriebszentrale des postalischen Funkbetriebes (Europaverkehr) im Haupttelegraphenamnt, die Betriebszentrale der Transradio A.-G. für drahtlosen Überseeverkehr¹⁾ in unmittelbarer Nähe des Haupttelegraphenamtes. Haupttelegraphenamnt und Betriebszentrale der Transradio A.-G. sind durch Rohrpost verbunden, so daß eine schnelle Überleitung der Durchgangstelegramme aus dem Draht- in das Funknetz und umgekehrt gewährleistet ist. Für die Zustellung der Ortstelegramme werden in diesem Falle die für den Drahtverkehr vorgesehenen Einrichtungen benutzt (Zusprechstelle für Empfänger mit Fernsprechanschluß oder Rohrpost zu den Bestellpostämtern). Steht die Betriebszentrale nicht in unmittelbarer Verbindung mit einem Telegraphenamnt, so müssen besondere Einrichtungen für die Zustellung der Funktelegramme geschaffen werden. Die Betriebszentrale der Radio-Corporation in New York²⁾ besitzt für diesen Zweck 15 über die Stadt verteilte Telegraphenbüros, denen die Telegramme über Drahtleitungen zugeführt werden.

Von der Betriebszentrale aus führen Telegraphenleitungen zur Sendestation. Mit Hilfe dieser Leitungen werden die Sender „ferngetastet“. Ebenso führen von der Empfangsstation zur Betriebszentrale Fernsprechleitungen, die die Empfangszeichen übertragen. Die Leitungen werden in der Betriebszentrale (ebenso in der Sende- und Empfangsstelle) über Klinkenumschalter geführt, damit die einzelnen Tast- und Hörleitungen in Störungsfällen in einfacher Weise ausgetauscht werden können und sich in beliebiger Weise auf die verschiedenen Arbeitsplätze verteilen lassen. Außer Tast- und Hörleitungen sind Fernsprechverbindungen zwischen Betriebszentrale und Sendestation und zwischen Betriebszentrale und Empfangsstation zum Austausch von Dienstmeldungen für die Betriebsbeamten erforderlich (z. B. Verständigung über Verbesserung des Empfanges durch Nachstellen der Empfangsapparatur, Ein- und Ausschalten der Sender für einzelne Verkehrsperioden usw.). Für die Verbindung zwischen Betriebszentrale und Sendestation genügt selbst bei größeren Betrieben eine einzige Fernsprechverbindung, wenn auf beiden Seiten eine Aufsichtsstelle vorhanden ist, die die dienstlichen Angelegenheiten der Betriebsbeamten vermittelt. Für die Verbindung zwischen Betriebszentrale und Empfangsstelle dürfte jedoch eine Fernsprechverbindung kaum ausreichen, da eine möglichst unmittelbare Verbindung zwischen dem aufnehmenden und dem die Empfänger einstellenden Beamten erforderlich ist. Um nicht für jeden Endempfang eine besondere Hör- und Sprechleitung schalten zu müssen, liegt es nahe, nach Abb. 1160 die Hörleitungen auf Fernsprecher umschaltbar zu machen. Es kann dann allerdings nur nach Unterbrechung des Empfanges gesprochen werden. Dies ist jedoch unbedenklich, da eine Sprechverbindung zwischen Endempfang und Empfangsstelle nur dann gebraucht wird, wenn der Empfang bezüglich Lautstärke oder Tonhöhe unbrauchbar ist und daher nicht mehr empfangen werden kann.

B. Anordnung und Ausrüstung der Arbeitsplätze. Spitzenplatz.

Für die Einrichtung der Betriebszentrale, insbesondere für die Verteilung der Arbeitsplätze, ist in erster Linie maßgebend, daß Taste und Endtelefon, die zu einer Doppel-Funkverbindung gehören, nicht allzu weit voneinander entfernt liegen dürfen, damit Rückfragen, Quittungen, Dienstnotizen usw. möglichst unmittelbar zwischen Sende- und Empfangsbeamten ohne jede Verzögerung ausgetauscht werden können. Solange es sich um Hand-Hörbetrieb handelt, ist daher die Unterbringung von Sende- und Empfangsbetrieb an einem Arbeits-tisch zu empfehlen. Abb. 1161 zeigt die Schaltung eines für Doppel- und einfachen Gabelverkehr eingerichteten Arbeitsplatzes. In dieser Weise sind sämtliche für Hand-Hörbetrieb eingerichteten Arbeitsplätze der postalischen Betriebszentrale im Haupttelegraphenamnt eingerichtet. Die Verteilung des Betriebspersonals ist so gedacht, daß sich bei Doppelverkehr zwei Beamte gegenüber sitzen, von denen der

¹⁾ E. Quäck: Das Herz der telegraphiertechnischen Einrichtungen von Transradio. Telefon-Zeitung Nr. 28. Juli 1922. Ferner: E. Quäck: Die Betriebszentrale der Transradio A.-G. für drahtlosen Überseeverkehr. Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. 28, S. 162. 1926

²⁾ Die Betriebszentrale der Radio-Corporation. Funk, S. 538, 1924.

eine die Taste, mit der der Sender ferngetastet wird, bedient, während der andere mittels des Telefons, das in die von der Empfangsstelle kommende Leitung geschaltet ist, die Telegramme der Gegenstation aufnimmt. Für einfachen Gabel-

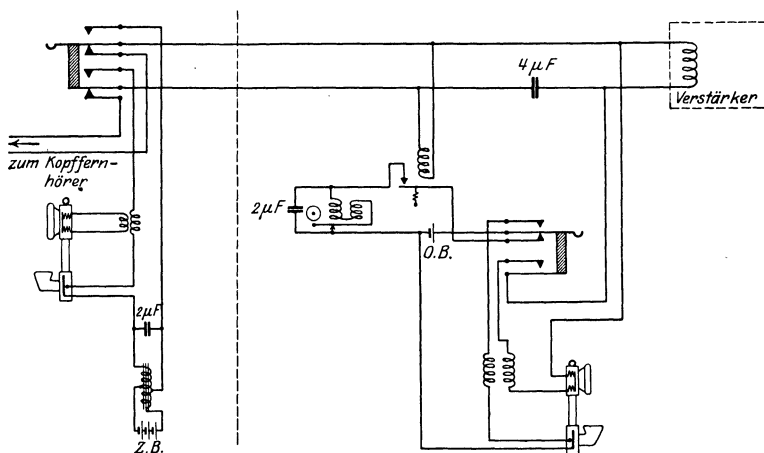


Abb. 1160. Schaltung zur Verständigung zwischen Betriebszentrale und Empfangsstelle auf der Empfangsübertragungsleitung.

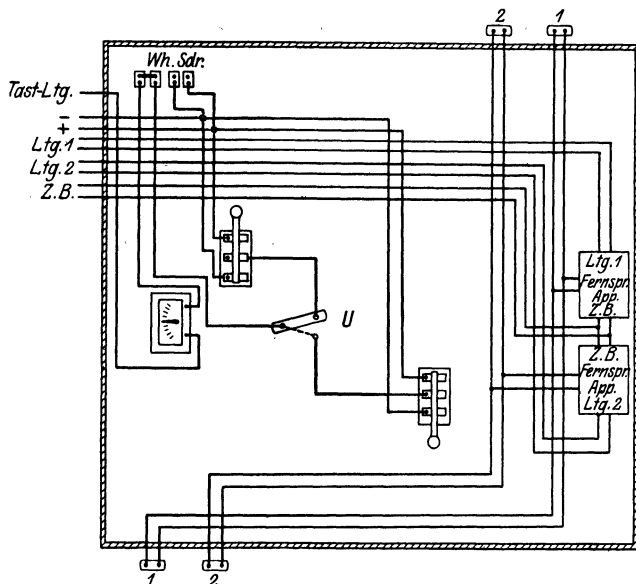


Abb. 1161. Schaltung eines für Duplex- und einfachen Gabelverkehr eingerichteten Arbeitsplatzes.

verkehr ist noch ein Platz für einen zweiten Empfangsbeamten vorgesehen. Wie aus der Abbildung ersichtlich, sind auf beiden Seiten des Tisches Steckbuchsen für das Empfangstelephon und je eine Taste vorgesehen. Mittels des Schalters *U* kann die Tastleitung auf die eine oder andere Taste geschaltet werden.

Durch diese Anordnung wird erreicht, daß die Betriebsbeamten, um Ermüdungen vorzubeugen, ihre Tätigkeit wechseln können, ohne die Plätze tauschen zu müssen, ferner daß der Empfangsbeamte Rückfragen selbst stellen kann, indem er die eigene Taste einschaltet. Die Rückfragen lassen sich ohne weiteres bei dieser Anordnung der Arbeitsplätze auch in der Weise erledigen, daß der Empfangsbeamte die zu stellenden Rückfragen dem ihm gegenüberstehenden Sendebeamten zur Erledigung hinüberreicht.

Anstatt Sende- und Empfangsbetrieb an einem Arbeitstisch zu vereinigen, kann man Sende- und Empfangsbetrieb auch trennen und besondere Sende- bzw. Empfangstische einrichten. In diesem Falle muß jedoch der bei einem gemeinsamen Arbeitsplatz ohne weiteres vorhandene Zusammenhang zwischen Sende- und Empfangsbeamten durch besondere schaltungstechnische Maßnahmen, wie Meldeleitungen, Führung der Tastleitung über den Empfangsplatz usw., hergestellt werden.

Mit der Aufnahme der Telegramme ist eine ganze Reihe von Nebenarbeiten verknüpft, z. B. Führung einer Kontrollliste (Abstreichliste), in der durch Abstreichen der Laufnummern der vollzählige Eingang der Telegramme festgestellt wird, Prüfung der Wortzahlen, Anfertigung von Rückfragen bei fehlerhafter Aufnahme usw. Durch diese Nebenarbeiten wird der Empfangsbeamte unter Umständen stark in seiner eigentlichen Tätigkeit, der Aufnahme von Telegrammen, behindert. Um dies zu vermeiden, richtet man einen Spitzenplatz ein, an dem diese Nebenarbeiten für alle Empfangssysteme zusammen von besonderen Beamten erledigt werden. Der Transport der Telegramme von den einzelnen Empfangsplätzen zum Spitzenplatz erfolgt am besten mit Laufband. Die Ausrüstung des Spitzenplatzes mit Kopiermaschine und mechanischen Zeitstempeln ist in größeren Betrieben zu empfehlen, um Weiterbeförderung der Telegramm-Urschriften in kürzester Zeit zu ermöglichen.

C. Abgabe und Aufnahme der Telegramme.

a) Handbetrieb.

Bei Handbetrieb werden die Telegramme mit der Gebetaste in langsamem Tempo (etwa 100–120 Buchstaben in der Minute) abgesetzt.

Die Aufnahme der Telegramme erfolgt meist, indem der Empfangsbeamte den Telegrammtext mit der Hand niederschreibt. Neuerdings hat man gute Erfahrungen mit **Schreibmaschinen** für die Telegrammaufnahme gemacht. Hierbei können Schreibmaschinen jeder Art Verwendung finden, jedoch sind diejenigen Systeme zu bevorzugen, die möglichst leisen Anschlag haben.

Im Betriebe der Deutschen Reichspost finden Schreibmaschinen Verwendung, die eine dem Siemens-Tastenlocher ähnliche Tastatur besitzen. Der Empfangsbeamte nimmt beim Empfang mit Schreibmaschine am besten mit Doppelkopfhörer auf, damit er nicht durch die Geräusche der Schreibmaschine gestört wird und schreibt das Gehörte unmittelbar mit der Schreibmaschine nieder. Sobald das Personal eine gewisse Übung hat, lassen sich auf diese Weise, ganz abgesehen von dem Vorteil, den die Maschinenschrift gegenüber der Handschrift in bezug auf Lesbarkeit hat, wesentlich höhere Telegraphiergeschwindigkeiten als bei der Niederschrift mit der Hand erreichen. Diese Methode stellt selbstverständlich hohe Anforderungen an das Betriebspersonal.

Bei Handbetrieb können naturgemäß nur geringe Mengen von Telegrammen befördert werden. Um größere Mengen bewältigen zu können und um eine wirtschaftliche Ausnutzung der technischen Einrichtungen zu erreichen, ist Schnellbetrieb erforderlich, bei dem eine Telegraphiergeschwindigkeit von 500 Buchstaben in der Minute nichts außergewöhnliches darstellt. Mit dieser Geschwindigkeit wird z. B. an den Funklinien Berlin–Wien und Berlin–Belgrad betriebssicher gearbeitet. In wie starkem Maße sich der Übergang vom Handbetrieb zum Schnellbetrieb auf die zahlenmäßige Entwicklung des Funkverkehrs auswirkt, zeigt Abb. 1162. Sie gibt einen Überblick über den Verkehr der Funkbetriebsstelle des Haupttelegraphenamtes Berlin in den Jahren 1924 und 1925, in denen an verschiedenen Funklinien Schnelltelegraphie eingeführt wurde¹⁾.

¹⁾ A. Lengsfeld: Funkbetrieb des Haupttelegraphenamtes, in: „75 Jahre Berliner Haupttelegraphenamt.“ Verlag Litfass' Erben 1925.

b) Schnellbetrieb¹⁾.

Kommt neben Handbetrieb auch Schnellbetrieb in Frage, so können die Arbeitsplätze gleichzeitig auch mit der Apparatur für Schnelltelegraphie ausgerüstet werden. Es kann dann ohne weiteres von der einen auf die andere Betriebsart übergangen werden. Beim Schnellbetrieb tritt an die Stelle der Handtaste der Schnellgeber. Unter der Voraussetzung, daß der Sender für Schnelltelegraphie (s. S. 885 f.) brauchbar und mit einem schnell arbeitenden Tastrelais ausgerüstet ist, sind gegenüber Handbetrieb auf der Sendeseite keine besonderen Vorkehrungen zu treffen. Die Empfangsanlage ist gegenüber den Einrichtungen für Hörbetrieb durch einen Empfangsleichrichter (s. S. 894) und ein Relais zu vervollständigen. Empfangsleichrichter und Relais können entweder in der Empfangsstelle oder in der Betriebszentrale Aufstellung finden (vgl. auch S. 895 u. 1043). Grundsätzlich ist für Funkschnellverkehr jedes im Drahtbetriebe gebräuchliche System brauchbar. In den meisten Fällen findet das Wheatstonesystem oder das Creedsystem Verwendung (vgl. S. 897 ff.).

Abb. 1163 zeigt die Leitungsführung eines mit Creed-Apparaten ausgerüsteten Arbeitsplatzes für Schnelltelegraphie im Haupttelegraphenamt Berlin, Abb. 1164 und Abb. 1165 die Ansicht eines Sende- bzw. Empfangsplatzes. Die Funkbetriebsstelle des Haupttelegraphenamtes Berlin besitzt neben einer Reihe von Arbeitsplätzen für Handbetrieb 9 mit Creed-Apparaten ausgerüstete Arbeitsplätze.

In Deutschland sind auch mit dem Typendruckschnelltelegraphen von Siemens u. Halske im Funkschnellverkehr gute Ergebnisse erzielt worden (Funkverbindung Berlin — Riga). Allgemeine Grundsätze für die Aufstellung der Schnelltelegraphenapparaturen lassen sich nicht aufstellen, da die Zweckmäßigkeit der Anordnung von dem zur Verwendung kommenden System und den Verhältnissen der Betriebszentrale abhängt. In vielen Fällen wird es zweckmäßig sein, die Schnelltelegraphenver-

bindungen in einer besonderen Abteilung, getrennt von den Hand-Hörverbindungen, unterzubringen. Ist dies nicht möglich, so empfiehlt es sich, die Stanzapparate in besonderen Räumen aufzustellen, da sonst der Hörempfang durch den beim Arbeiten der Stenzen entstehenden Lärm beeinträchtigt wird. Wenn bei einer Telegraphenverbindung zeitweise Funk- oder Drahtbetrieb mit demselben Schnelltelegraphensystem in Frage kommt, kann das Schnelltelegraphensystem entweder in der Funk- oder in der Drahtabteilung aufgestellt werden. Es ist dann nur erforderlich, einen Umschalter vorzusehen, der entweder die Draht- oder Kabelleitungen zur Gegenstation auf die Telegraphenapparate schaltet oder die Funkleitungen (Tast- und Empfangsübertragungsleitungen).

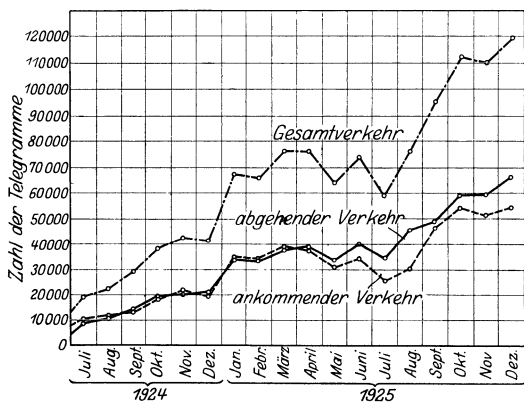


Abb. 1162. Die Entwicklung des funkentelegraphischen Verkehrs beim Haupttelegraphenamt Berlin.

D. Senderkontrolle.

Schließlich gehören zu den Einrichtungen der Betriebszentrale die Senderkontrollen. Mittels derartiger Senderkontrollen, die aus einfachen Empfangsappara-

¹⁾ Näheres über Schnelltelegraphie s. S. 884 ff.

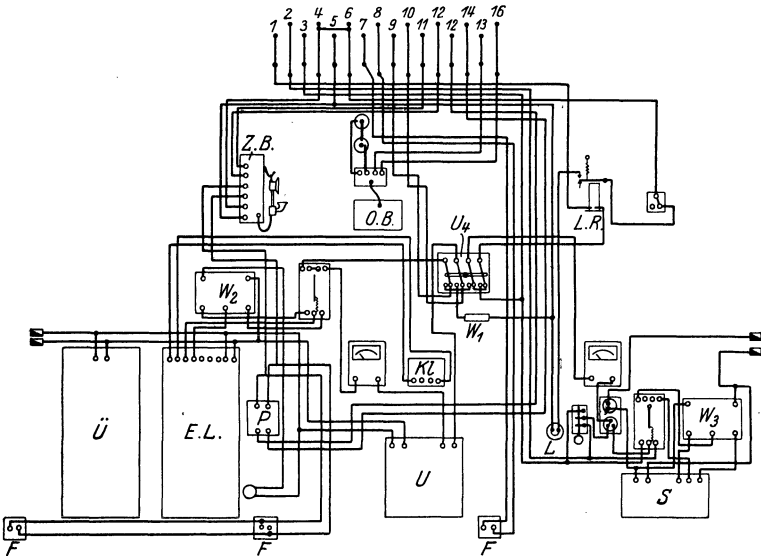


Abb. 1163. Schaltbild eines mit Creed-Schnelltelegraphen ausgerüsteten Arbeitsplatzes.

Z. B. = Fernsprechapparat zur Verständigung mit der Empfangsstelle auf der Empfangsübertragungsleitung (vgl. Abb. 1160). O. B. = Fernsprechapparat zur Verständigung mit der Sendestelle. L. R. = Linienrelais, welches in die Tastleitung eingeschaltet ist. Bei Abschaltung des Funksenders wird die Tastleitung und damit die Relaiswicklung stromlos, der Relaisanker geht an den Ruhekontakt und schließt den Stromkreis der Signallampe L. W_1, W_2, W_3 = Vorschaltwiderstände, S = Creed-Geber, E. L. = Empfangslocher des Creed-Systems. \ddot{U} = Übersetzer (von Empfangslochstreifen auf Typendruck). U = Undulator. F = Anschlußbuchsen für Fernhörer. P = Parallelohmmeter zur Einregulierung des Empfangsgleichrichters. Kl = Klopfper. U_4 = vierpoliger Umschalter zur Umschaltung der Creed-Apparate von „Betrieb“ auf „Kurzschluß“. Bei „Kurzschluß“ ist S unmittelbar auf E. L. geschaltet, um die Betriebsfähigkeit der Apparate prüfen zu können. Es sind angeschlossen an die Lötöse 1 die Tastleitung, 2 der Minuspol und 3 der Pluspol der Linienbatterie, 4 26-Volt-Batterie für den Z. B.-Apparat und die Signallampe, 5 Erde, 7/8 Leitung von der Senderkontrolle (Mithören der abgehenden Zeichen), 9 Zunge des Relais am Gleichrichter, 10 Erde, 11/12 Hörübertragungsleitung, 13/14 Eingang des Gleichrichters, 15/16 Fernsprechleitung zur Sendestation.

turen bestehen, soll dem Senderbeamten die Möglichkeit gegeben werden, den eigenen Sender und die abgehenden Zeichen zu beobachten. Bei Doppelverkehr sind Senderkontrollen nicht unbedingt erforderlich, da die Gegenstation auf Unregelmäßigkeiten sofort aufmerksam machen kann. Bei Fernastung oder Fernbesprechung von Rundfunksendern sind sie jedoch nötig. Die für die Senderkontrolle erforderlichen Apparaturen können in der Betriebszentrale selbst oder in der Nähe derselben untergebracht werden. Im letzten Falle müssen die aufgenommenen Zeichen mittels Hörübertragungsleitungen dem Sendebeamten zugeführt werden. Von großem Vorteil ist auch eine Überwachungsanlage in der Nähe der Betriebszentrale, die mit Hilfe von Präzisionswellenmessern die Einstellung der eigenen Wellen und die der Gegenstationen kontrolliert. Eine derartige Anlage ist bei Vielfachfunkverkehr von großer Wichtigkeit, da bei ungenauer Abstimmung der Sendewellen Beeinflussungen unvermeidlich sind.

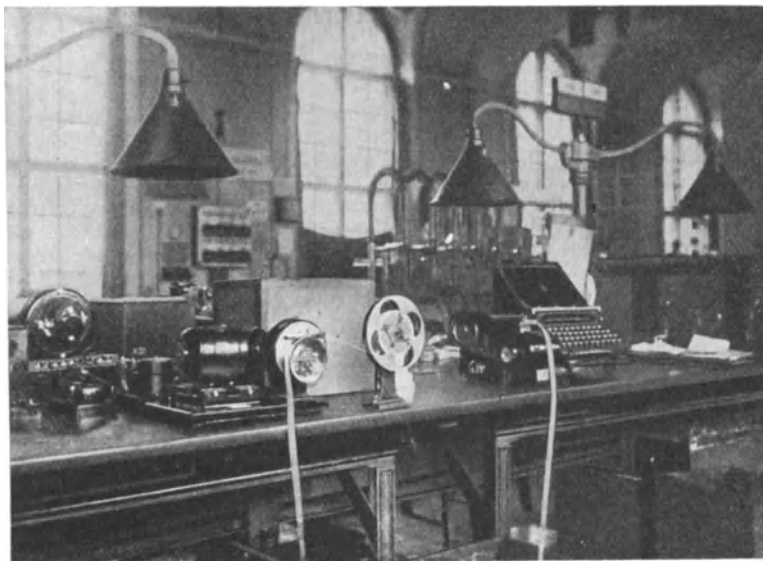


Abb. 1164. Mit Creed-System ausgerüsteter Geberplatz im Haupttelegraphenamt Berlin.

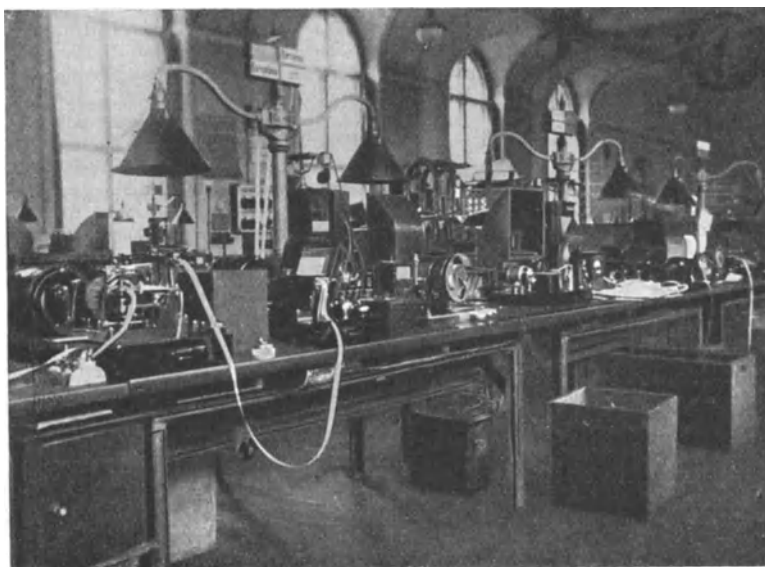


Abb. 1165. Mit Creed-System ausgerüsteter Empfangsplatz im Haupttelegraphenamt Berlin.

3. Ferntastung und Fernbesprechung.

A. Ferntastung der Sender.

Soll ein Sender von einem fernen Orte aus (z. B. der Betriebszentrale) getastet werden (Ferntastung), so tritt an die Stelle der Handtaste am Ort des Senders ein Tastrelais (s. S. 581), das vom fernen Ort aus über eine Telegraphenleitung in Tätigkeit gesetzt wird. Bei Sendern, die ferngetastet werden, ist es zweckmäßig, das Telegraphenrelais gleichzeitig auch für die Tastung in der Sendestelle zu verwenden. Die Einschaltung eines Senders geht dann in der Weise vor sich, daß das Relais zunächst mit der am Sender befindlichen Taste betätigt wird, der Sender auf die erforderliche Welle und die nötige Energie eingestellt und bei dieser Gelegenheit gleichzeitig das einwandfreie Arbeiten des Relais nachgeprüft wird. Sobald der Sender betriebsbereit ist, wird die Tastleitung auf das Relais geschaltet, und die Tastung des Senders kann vom fernen Orte aus vor sich gehen.

Näheres über Tastrelais s. S. 581.

Besonders einfach gestaltet sich die Ferntastung von Röhrendern. Bei diesen erfolgt die Tastung durch Unterbrechung des sehr geringen Gittergleichstroms. Man kann daher in diesem Falle sehr kleine, schnell arbeitende Relais selbst bei Sendern großer Leistung verwenden.

In dieser Weise läßt sich ein Sender aus jeder praktisch in Frage kommenden Entfernung tasten. Im allgemeinen wird es sich bei der Ferntastung um kürzere Entfernungen bis zu etwa 50 km handeln. In Einzelfällen verlangt der Betrieb jedoch auch Ferntastung aus größerer Entfernung.

So wird z. B. der die Wettertelegramme verbreitende Sender in Königs Wusterhausen von der Seewarte in Hamburg aus (Entfernung etwa 330 km) ferngetastet.

Bei der Ferntastung sind mit Rücksicht auf die Betriebssicherheit Kabelverbindungen oberirdischen Leitungen vorzuziehen, vor allen Dingen deshalb, weil die drahtlose Telegraphie in erster Linie dann bereit sein muß, größere Mengen von Telegrammen zu befördern, wenn die oberirdischen Leitungen durch Witterungseinflüsse unbrauchbar geworden sind. Bei Verwendung von oberirdischen Leitungen für die Ferntastung ist, sobald der Drahtverkehr unterbrochen ist, auch mit Störungen der Tastleitungen zu rechnen. Das gleiche gilt für die Verbindungen zwischen Empfangsstelle und Betriebszentrale (s. S. 1034).

Neben der Tastleitung ist eine Sprechverbindung zwischen dem Betriebsbeamten und dem Senderbeobachter erforderlich. Es genügt jedoch, auch in größeren Betrieben mit vielen Sendern eine Sprechverbindung für sämtliche Sender, da die Mitteilungen, die zwischen den Betriebsbeamten und den Senderbeobachtern auszutauschen sind, nicht sehr zahlreich sind. Sie beziehen sich meist nur auf Ein- und Ausschalten der Sender, auf Korrektur der Sendewelle oder Steigerung der Sendeenergie.

B. Fernbesprechung der Sender (vgl. auch S. 925).

a) Bedingungen für die Fernbesprechung von Sendern.

Um einen Sender über eine längere Leitung zu besprechen, ist erforderlich, daß die der Sprache bzw. Musik entsprechenden tonfrequenten Ströme möglichst unverzerrt übertragen werden und die durch die Dämpfung hervorgerufene Schwächung der Amplituden durch Verstärkung wieder ausgeglichen wird.

Jede Leitung ist mehr oder weniger mit Geräuschen (Störpegel) behaftet, die teils aus benachbarten Adern induziert werden (Übersprechen), teils durch benachbarte Starkstromleitungen verursacht werden. Die Stärke der Störenergien soll kleiner als 10^{-8} mW (Störströme $< 10^{-4}$ mA) sein. Die Stärke der Nutzenergien (Nutzpegel) soll gegenüber den Störenergien groß sein, darf dagegen ein gewisses Maß (1 mW) nicht überschreiten, weil sonst hierdurch Störungen in den benachbarten Adern hervorgerufen werden. Der Störpegel hat längs der Leitung eine annähernd gleiche Größe, der Nutzpegel nimmt dagegen mit der Länge der Leitung

ab. Dieses Absinken des Nutzpegels längs der Leitung darf nur bis zu einer gewissen Grenze (etwa 0,001 mW, $b=3$) zugelassen werden, damit der Nutzpegel stets viel größer als der Störpegel bleibt. Soll die Übertragung über längere Leitungen geführt werden, so muß der Nutzpegel mittels Verstärker stets wieder gehoben werden, sobald er bis zu seinem unteren Grenzwert abgesunken ist. Bei diesen Verstärkungen wird zwar auch der Störpegel gehoben, dieser kommt jedoch um so weniger zur Wirkung, je kleiner er im Vergleich zum Nutzpegel war.

Die durch die Leitungen und Verstärker hervorgerufenen Verzerrungen können durch entzerrende Schaltungen an den Verstärkern wieder aufgehoben werden.

Für die Übertragung von **Sprache** genügt, wenn sie lediglich verständlich sein soll, schon ein Frequenzbereich von 300 bis 3000 Hz; wird jedoch auch Wert auf eine naturgetreue Wiedergabe der Sprache gelegt, so sind in bezug auf den Frequenzbereich ungefähr die gleichen Forderungen zu stellen, wie bei Musikübertragungen.

Die Übertragung von **Musik** mit allen Feinheiten erfordert den Frequenzbereich von 20 bis 10 000 Hz. Eine Begrenzung des Bereichs auf 100 bis 5000 Hz liefert zwar auch noch wohlklingende Musik, doch ist die Klangfarbe durch das Fehlen der Obertöne etwas verändert. Ebenso wird durch lineare Verzerrungen der Musikcharakter geändert. Nicht lineare Verzerrungen verderben dagegen die Musik und verwandeln die Töne, besonders bei großer Klangfülle in Geräusche.

b) Freileitungen.

Freileitungen (ohne Pupinisierung) sind zur Übertragung von Sprache und Musik sehr gut geeignet, sofern sie frei von Störgeräuschen sind. Ihre geringe Dämpfung gestattet Übertragungen bis 500 km und mehr ohne Zwischenverstärkung. Die geringen Verzerrungen der Freileitungen lassen sich durch geeignete Kunstschaltungen ausgleichen. Näheres über die Eigenschaften der Freileitungen s. S. 139 und 1014. Die große Störungsanfälligkeit der Freileitungen macht sie z. B. für Rundfunkübertragungen unsicher und oft unbrauchbar, besonders wenn es sich um größere Längen handelt.

c) Kabel.

Kabel haben gegenüber den Freileitungen den Vorzug größerer Betriebssicherheit, dagegen den Nachteil größerer Dämpfung, die bei längeren Strecken teils durch Pupinisierung, teils durch Verstärkung verringert bzw. aufgehoben werden muß. Hierbei ist es auch nötig, die Frequenzabhängigkeit des Kabels durch geeignete Kunstschaltungen an den Verstärkern auszugleichen. Näheres über die Eigenschaften der Kabel s. S. 140 und 1015.

Zur Übertragung von Rundfunkdarbietungen werden z. Z. folgende Leitungen benutzt¹⁾:

Zur Verbindung des Aufnahmeortes mit dem Sender dient ein einpaariges, durch Bleimantel geschütztes Sonderkabel mit einem Drahtdurchmesser von 2 mm. Sind Entfernungen von mehr als 10 bis 15 km zu überbrücken, so wird ein Kabel mit 1,2 mm Drahtstärke und einer Pupinisierung mit der Grenzfrequenz von 10 000 Hertz angewendet.

Für Übertragungen auf größere Entfernungen wird der Kernvierer (Aderstärke 0,9 mm) der Fernkabel (vgl. S. 141) benutzt. Dieser hat eine Grenzfrequenz von 3670 Hertz. Bei den neuen Fernkabeln ist dieser Kernvierer derart pupinisiert, daß die Grenzfrequenz bei etwa 10 000 Hertz (Musikpupinisierung) liegt. Auf einigen alten Kabelstrecken wird die Pupinisierung des Kernvierers geändert, so daß auch dort eine Grenzfrequenz von 10 000 Hertz erreicht wird. In Abständen von 75 bzw. 150 km werden Verstärker besonderer Bauart eingeschaltet.

¹⁾ Näheres: R. Fiedler: Die Drahtleitung als Übertragungsorgan für Rundfunkdarbietungen. TFT 15, S. 129. 1926.

C. Relaisender.

Fernastattung und Fernbesprechung läßt sich auch auf dem Funkwege durchführen. Der Funkweg käme in erster Linie dann in Frage, wenn infolge besonderer Umstände sämtliche Verbindungen zwischen Betriebszentrale und Sendestelle gestört sind. Erforderlich hierfür ist ein Hilfssender in der Nähe der Betriebszentrale und eine Empfangsanlage in der Nähe der Sendestation, mit der die Zeichen des Hilfssenders ohne Störungen durch die Sender der Sendestation aufgenommen und auf den fernzusteuern den Sender übertragen werden können. Die Empfangsanlage müßte für diesen Zweck mit einem Empfangsgleichrichter bzw. mit einem Sprachverstärker ausgerüstet werden, je nachdem ob es sich um Übertragung von Telegraphie oder Telephonie handelt.

Für diese Zwecke besitzt die H.F.St. Königs Wusterhausen eine in allernächster Nähe der Station liegende besondere Empfangsanlage. Mit dieser Anlage wurde längere Zeit hindurch der Rundfunksender der R.T.V. im Voxhaus zu Berlin empfangen und auf einen Telephoniesender der Station übertragen.

Von Wichtigkeit ist die drahtlose Fernbesprechung für den Unterhaltungsrundfunk. Es können hier von einem großen Zentralsender viele kleinere Lokalsender versorgt werden (Ballsenden).

Es soll schließlich noch darauf hingewiesen werden, daß auch mittels Hochfrequenz auf Leitungen (s. S. 1001 ff.) Fernbesprechung von Sendern durchführbar ist. Welchem der drei angeführten Verfahren der Vorzug zu geben ist, muß von Fall zu Fall geprüft werden.

4. Empfangsübertragung und Endempfang.

Zur Übertragung des Telegraphieempfangs vom Empfangsort zur Betriebszentrale können alle für Fernsprechzwecke geeigneten Leitungen verwandt werden. Mit Rücksicht auf die Betriebssicherheit sind Kabeladern oberirdischen Leitungen vorzuziehen. Bei mittleren Entfernungen (etwa 15 bis 20 km) zwischen Empfangsort und Betriebszentrale sowie bei genügender Lautstärke am Empfangsort sind besondere Vorkehrungen technischer Art für die Übertragung nicht erforderlich. Unter derartigen Verhältnissen kommt man zum Ziel, wenn man in der Empfangsstelle anstatt des Telephons (etwa an den Ausgangstransformator des Niederfrequenzverstärkers) die Leitung anschließt und in der Betriebszentrale das Empfangstelephon in die Leitung schaltet. Da der den Empfang in der Empfangsstelle einstellende Beamte die Möglichkeit haben muß, auch während der Durchschaltung des Empfangs zur Betriebszentrale die Güte des Empfangs zu überwachen, ist auch in der Empfangsstelle ein Empfangstelephon erforderlich. Man schaltet dieses Telephon über einen geeigneten Transformator in die Hörübertragungsleitung.

Die Lautstärke am Endempfang ist unter diesen Verhältnissen natürlich gegenüber der Lautstärke bei unmittelbarem Empfang an der Empfangsstelle geschwächt. Jedoch wird sich die Schwächung meist durch größere Verstärkung in der Empfangsstelle und durch den Einsatz eines Verstärkers in der Betriebszentrale soweit ausgleichen lassen, daß die Lautstärke für den Endempfang ausreicht. Bei dem Einsatz eines Verstärkers in der Betriebszentrale ist jedoch zu bedenken, daß das Empfangspersonal, das in technischer Beziehung meist nur wenig durchgebildet ist, mit der betriebsmäßigen Abwicklung des Telegrammverkehrs voll beschäftigt ist und so in der Betriebszentrale technisches Personal eingestellt werden muß. Bei der Anwendung von Verstärkern in der Betriebszentrale werden weiterhin leicht örtliche Nebengeräusche (Geräusche aus dem Lichtnetz, Geräusche durch funkende Motoren von Fahrstühlen usw.) aufgenommen werden.

Handelt es sich jedoch um Übertragung von Empfangsströmen über größere Entfernungen, oder um Übertragung sehr schwacher Empfangsströme, so müssen am Empfangsort und in der Betriebszentrale sowie bei der Leitungsführung

besondere Vorkehrungen getroffen werden, um eine für den Betrieb ausreichende Lautstärke am Endempfang zu erzielen. Was die Übertragungsleitung anbetrifft, muß darauf geachtet werden, daß sie nicht zu stark gedämpft ist. Eine Verbesserung in dieser Hinsicht läßt sich erzielen, wenn pupinisierte Leitungen für die Übertragung geschaltet werden. Bei sehr großen Entfernungen kommt auch die Einschaltung von Zwischenverstärkern in Frage. Weiterhin empfiehlt sich sowohl am Empfangsort zwischen Empfangsapparatur und Leitung wie auch am Endempfang zwischen Leitung und Telephon den jeweiligen Verhältnissen angepaßte Übertrager einzuschalten.

Für jeden Empfangsapparat wird, wenn möglich, eine besondere Hörübertragungsleitung zu schalten sein. Es können natürlich auch, wenn nicht genügend Leitungen zur Verfügung stehen, in der Fernsprechtechnik übliche Kunstschaltungen Verwendung finden.

Neben den Hörübertragungsleitungen sind Leitungen für Betriebsfernsprecher zwischen Endempfang und Empfangsstelle erforderlich. Wenn genügend Leitungen zur Verfügung stehen, schaltet man am besten für jeden Empfangsapparat eine besondere Sprechleitung, damit sich der den Empfänger bedienende Beamte jederzeit mit dem Beamten am Endempfang über Auskoppeln von Störern über Einstellung der gewünschten Tonhöhe (meist Ton 1000) verständigen kann. Es kann für diesen Zweck auch unter Verwendung der oben (S. 1035) angeführten Schaltung die Hörleitung Verwendung finden, wenn Knappheit an Leitungen besteht.

Wird mittels **Schnelltelegraphie** gearbeitet, so ist die Empfangsanlage gegenüber den Einrichtungen für Hörbetrieb, wie bereits erwähnt (s. S. 1037), durch Gleichrichter und Relais zu vervollständigen. In diesem Falle werden die Relaiszeichen über Telegraphenleitungen zum Endempfang übertragen und betätigen dort den Schnelltelegraphen. Noch mehr als beim Hörempfang ist bei Schnellbetrieb ein enges Zusammenarbeiten zwischen dem den Schnelltelegraphen und dem die Empfangsapparatur bedienenden Beamten erforderlich. Die Schaltung einer Verständigungsleitung ist in diesem Falle nicht zu umgehen. Man benötigt jedoch nur eine Doppelleitung sowohl zur Verständigung wie zur Übertragung der Relaiszeichen, wenn man die Leitung unter Verwendung eines Ringübertragers simultan schaltet.

Die Einstellung des Empfangs bei Schnelltelegraphie wird erleichtert, wenn in der Empfangsstelle ein zweiter Schnellschreiber zur Kontrolle aufgestellt wird. Der Empfangsbeamte braucht dann nur die Einstellung der Empfangsapparatur solange zu ändern, bis der Kontrollapparat einwandfrei anspricht, ohne auf die Mitteilungen des Beobachters am Endempfang angewiesen zu sein. Aus wirtschaftlichen Gründen wird man jedoch, namentlich bei Verwendung von Typendruckapparaten, auf die Aufstellung eines Kontrollapparates in der Empfangsstelle verzichten müssen. Die Einstellung des Empfangs spielt sich dann in der Weise ab, daß der Beamte in der Empfangsstelle die Apparatur so einstellt, daß das Relais sauber anspricht und sich im übrigen nach den Mitteilungen des Beamten am Endempfang richtet. Der Betrieb ist in dieser Weise durchführbar, wird jedoch etwas schwerfällig.

Dieser Nachteil wird vermieden, wenn man Empfangsgleichrichter und Relais in die Betriebszentrale verlegt. In diesem Falle werden mittels einer Fernsprechleitung die niederfrequenten Empfangsströme zur Betriebszentrale übertragen und dort erst gleichgerichtet. Die Einstellung des Gleichrichters und des Relais kann dann ohne Schwierigkeiten von dem Empfangsbeamten in der Betriebszentrale, der ohne weiteres übersieht, ob der Empfang gut ist, vorgenommen werden. Diese Anordnung hat auch den nicht zu unterschätzenden Vorteil, daß jederzeit Hörempfang in der Betriebszentrale möglich ist. Andererseits wird unter diesen Verhältnissen die Einstellung des Hochfrequenzteiles der Apparatur etwas schwieriger, da der Empfangsbeamte der Empfangsstation lediglich auf eine Kontrolle durch Hörempfang angewiesen ist.

Sechster Teil.

Die Funkstationen und der Funkverkehr.

I. Die Funkanlagen Deutschlands.

Bearbeitet von H. Harbich.

I. Übersicht über den Funkverkehr in Deutschland.

A. Einrichtungen für den gegenseitigen Verkehr fester Stationen.

a) Funkanlagen für den Inlandsverkehr.

α) Deutsche Reichspost.

Alle Anlagen sind für den Doppelverkehr (Duplexverkehr vgl. S. 1031) eingerichtet, so daß jede Funkverbindung gleichzeitig für Senden und Empfang ausgenutzt werden kann. Anlagen sind vorhanden in Berlin (7 Sender), Königsberg (Pr.), Elbing, Stettin, Breslau, Oppeln, Liegnitz, Leipzig, Dresden, München, Nürnberg, Stuttgart, Konstanz, Frankfurt (Main), Darmstadt, Hannover, Erfurt, Dortmund, Hamburg, Bremen.

Von den 7 Berliner Sendern sind 3 im Haupttelegraphenam, 4 in Königs Wusterhausen untergebracht. Die Empfangsanlagen hierfür stehen in der Hauptfunkempfangsstelle Zehlendorf (Berlin). Die Betriebszentrale befindet sich im Haupttelegraphenam, es werden hier also die Sender über Leitungen getastet und die eingehenden Telegramme über Leitungen von der Empfangsstelle aufgenommen. Bei den anderen Funkstellen ist der Sender meistens im Telegraphenam aufgestellt, während die zugehörigen Empfänger in einer Entfernung von etwa 1 km, in einem fiskalischen Gebäude, stehen. Dort werden sie nur technisch gewartet. Der Empfang wird in der Betriebsstelle, die beim Sender liegt, getätigt. Die Sender haben 2 Röhren von je 400 W Nutzleistung bei 3000 V Anodenspannung. Sie werden durch 600-Perioden-Maschinen über Edelgasgleichrichter gespeist (vgl. S. 785).

β) Reichsverkehrsministerium, Abteilung Luftfahrt.

Das Flugfunkwesen erlangte in dem Augenblick Bedeutung, als regelmäßige Streckenflüge zwischen Flughäfen durchgeführt wurden.

Deutschland verfügt zur Zeit über 19 **Flughafenfunkstellen**, die sich an folgenden Orten befinden: Berlin-Tempelhof, Berlin-Staaken, Bremen, Breslau, Dortmund, Dresden, Erfurt, Frankfurt (Main), Hamburg-Fuhlsbüttel, Hannover, Hof, Köln, Königsberg-Hardershof, Leipzig, Lindenberg (Kr. Beeskow), München-Schleißheim, Nürnberg-Fürth, Stettin und Stuttgart. Die Sender haben eine Antennenleistung von 1 bis 2 kW. Sende- und Empfangsbetrieb sind im allgemeinen getrennt, so daß ein Duplexverkehr unterhalten werden kann. Die Empfangsanlage hat zusammen mit dem Betriebsraum ihren Platz auf dem Flughafen selbst, während die Sendeanlage — auch mit Rücksicht auf einen gesicherten Flugbetrieb — sich in größerer Entfernung davon befindet.

Die dem Flugfunkverkehr im einzelnen zufallenden Aufgaben sind folgende:
 αα) Die Vermittlung eines Start- und Landemeldedienstes zwischen den Flughäfen.

Der Start- und Landemeldedienst erfolgt, um über den jeweiligen Standort eines Luftfahrzeuges unterrichtet zu sein. Befindet sich ein Flugzeug am Ausgangshafen, so wird beim Start sowohl dem nächsten wie dem Endflughafen eine Mitteilung darüber zugefunkt. Ist das Flugzeug auf einem Zwischenflughafen unterwegs gelandet, so kommt zu den vorgenannten Meldungen noch eine weitere an den rückliegenden Flughafen. Bei der Landung ist eine Meldung sowohl an den rückliegenden wie an den Ausgangsflughafen abzugeben. Die für den Meldedienst verwendete Welle ist international auf 1400 m festgelegt.

ββ) Der gesamte Flugsicherungsdienst.

Beim Flugsicherungsdienst handelt es sich in der Hauptsache um die Aufnahme und Weitergabe von Wettermeldungen. Diese Wettermeldungen gehen den Flughafenfunkstellen als Einzelmeldungen über zahlreiche Wetterdienststellen der Länder und Postanstalten zu, werden hier gesichtet und auf der 1500-m-Welle an das Preußische Aeronautische Observatorium in Lindenberg (Kr. Beeskow) weitergegeben. Dieses verbreitet dann stündlich Sammelfunksprüche an alle Flughäfen auf der internationalen Wetterwelle 1680 m. Entsprechend dem Eingang dieser Funksprüche sind die Startzeiten auf den Flughäfen festgelegt, so daß die Flugzeuge über die Wetterlage auf der zu überfliegenden Strecke unterrichtet sind. Außerdem ist Vorsorge getroffen, daß plötzliche Ereignisse, wie das Auftreten von Gewittern, sofort an alle beteiligten Flughäfen gefunkt wird.

γ) Deutsche Reichsbahn.

Der Reichsbahnfunkverkehr wird innerhalb eines besonderen Reichsbahnfunknetzes abgewickelt. Dieses besteht aus einer zentralen Funkstelle beim Eisenbahnzentralamt in Berlin und Funkstellen am Sitz der Reichsbahndirektionen. Der Verkehr dient der Sicherung des inneren Bahndienstes und findet auf den Wellen 750, 1775 und 1945 m statt.

δ) Schutzpolizei (der einzelnen Länder).

Dieses Funkverkehrsnetz untersteht in Reichsangelegenheiten dem Reichsministerium des Innern, sonst den Ministerien des Innern der einzelnen Länder, von denen es auch betrieben wird.

Die Zentralfunkstelle befindet sich in Berlin und arbeitet mit einer Anzahl von Leitfunkstellen, die sich am Sitz von Landesregierungen, Oberpräsidenten und Regierungspräsidenten befinden, im Doppelverkehr. In Verbindung mit diesen stehen wieder zahlreiche kleinere Funkstellen an Orten, in denen sich staatliche Polizei befindet.

Das Polizeifunknetz dient in der Hauptsache dem Kriminal- und Fahndungsdienst und wird auf den Wellen 1150 und 1200 m abgewickelt.

b) Funkanlagen für den Auslandsverkehr.

Die Sender stehen in Nauen, Eilvese und Königs Wusterhausen. Die zugehörigen Empfangsanlagen für die beiden Großfunkstellen Nauen und Eilvese befinden sich in Geltow und Westerland auf Sylt, für die Hauptfunkstelle Königs Wusterhausen in Zehlendorf. Die Zusammenfassung des ganzen Funkverkehrs im Haupttelegraphenam zeigt Abb. 1166. Der Empfang von Geltow, und das Tasten der Sender von Nauen und Eilvese erfolgt in den Betriebszentralen der Transradio A.-G. in Berlin in der Nähe des Haupttelegraphenamtes und in Hamburg. Der Empfang von Zehlendorf und das Tasten der Sender in Königs Wusterhausen geschieht im Haupttelegraphenam selbst. Der gesamte Vielfachfunkverkehr (vgl. S. 1033) ist dadurch vereinigt und auf einfachste Weise mit dem Drahtverkehr verbunden. In Nauen stehen die Sender für den Verkehr nach Nordamerika, Südamerika, Spanien, Niederländisch-Indien und Japan,

in Eilvese die für Nordamerika und Ägypten, in Königs Wusterhausen die für Italien, Rußland, Österreich, Ungarn, Rumänien, Bulgarien, Jugoslawien, Litauen, Estland, Finnland. Über die technischen Einrichtungen dieser Anlagen ist Näheres auf S. 1048 gesagt.

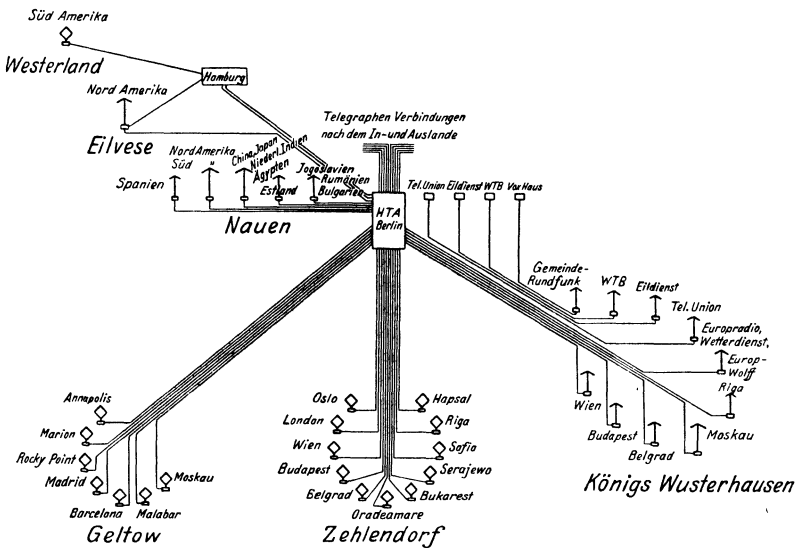


Abb. 1166. Zusammenfassung des deutschen Funkverkehrs (nach dem Stande von Oktober 1926).

B. Einrichtungen für den Verkehr fester Stationen mit beweglichen Stationen.

a) Deutsche Reichspost.

Der Deutschen Reichspost stehen für den Verkehr mit den Bordfunkstellen die Küstenfunkstellen Norddeich, Cuxhaven, Helgoland und Bremerhaven in der Nordsee und Swinemünde in der Ostsee zur Verfügung. Norddeich, Cuxhaven und Bremerhaven sind für den Doppelverkehr eingerichtet, die anderen für den Wechselverkehr. Für den Verkehr werden die Wellen 600 bis 750 m, auf denen mit tönenden Sendern gearbeitet wird, und die ungedämpften Wellen 2000 bis 2500 m benutzt. Außerdem werden auf der Welle 1800 m Telephonienachrichten an die Schiffe auf See gegeben.

b) Reichsverkehrsministerium, Abteilung Luftfahrt.

Der Verkehr zwischen Flughafen und Flugzeug wird durch die Flughafenfunkstellen telephonisch abgewickelt, und zwar auf der hierfür international festgelegten Telephoniewelle von 900 m. Der Verkehr soll das Landen, besonders bei unsichtigem Wetter erleichtern. Die künftige Ausrüstung der Großflugzeuge soll in einer Telegraphie-Funkeinrichtung bestehen, die einen Nachrichtenaustausch auf größere Entfernungen gestattet.

c) Deutsche Reichsbahn.

α) Fährschiff-Funkverkehr.

Für diesen Verkehr besitzt die Deutsche Reichsbahngesellschaft die Funkstellen auf den zwischen Warnemünde—Gjedser und Saßnitz—Trelleborg verkehrenden deutschen Fährschiffen. Der Verkehr der Fährschiffe mit den der

Deutschen Reichspost unterstellten Küstenfunkstellen wickelt sich auf der ersten Strecke gedämpft mit der 600-m-Welle, auf der letzteren ungedämpft mit der 720-m-Welle ab.

β) Zugfunkdienst.

Die Deutsche Reichsbahn hat im Einvernehmen mit der Deutschen Reichspost eine Privatgesellschaft, die Zugtelephonie A.-G., mit der Aufgabe betraut, eine telephonische Verbindung zwischen dem fahrenden Zuge und den Fernsprech-Teilnehmern herzustellen. Die Übertragung erfolgt vom Eisenbahnwagen über einen kleinen 20-W-Hochfrequenz-Telephoniesender auf die Telegraphenleitungen längs des Schienenstranges. Die Hochfrequenzschwingungen gehen diesen entlang zu den Zugvermittlungsstellen und werden von da auf die Leitungen der öffentlichen Fernsprechnetze weitergeführt¹⁾.

C. Einrichtungen für den Rundfunkverkehr.

a) Telegraphischer Rundfunkverkehr für 85 reichseigene Empfangsstellen.

In 85 Telegraphen- und Postansalten sind einfache Empfangsanlagen mit Hochantennen für Telegraphieempfang von einem 5-kW-Röhrensender in Königs Wusterhausen, der auf Welle 3350 m sendet, aufgestellt. Verbreitet werden mit diesem Sender Rundtelegramme der Reichsbehörden.

b) Telegraphischer Rundfunkdienst für Wetter- und Zeitzeichenabgabe.

Der Wetterdienst wird von Königs Wusterhausen durch einen 10-kW und einen 1-kW-Röhrensender verbreitet. Der 10-kW-Sender arbeitet auf Welle 3350 m und verbreitet die Obs.-Telegramme der Seewarte Hamburg, von wo aus er getastet wird. Der 1-kW-Sender arbeitet auf Welle 1680 m und verbreitet die Obs.-Telegramme des Observatoriums Lindenberg. Er wird von dort aus getastet. Die Zeitzeichenabgabe erfolgt in Nauen mit einem tönenden Röhrensender auf der Welle 3100 m und gleichzeitig mit einem Maschinensender auf Welle 18060 m ungedämpft.

c) Telephonischer Rundfunkverkehr.

α) Wirtschaftsrundfunkdienst.

Über die Organisation ist auf S. 1061 das Nähere zu finden. In Königs Wusterhausen steht für den Dienst ein 10-kW-Röhrensender zur Verfügung, der von der Eildienstgesellschaft in Berlin aus besprochen wird. Der Sender arbeitet auf Welle 4050 m.

β) Rundfunk der Nachrichtenbureaus.

Die Nachrichten des Wolff-Telegraphen-Büro werden durch einen 10-kW-Maschinensender in Königs Wusterhausen verbreitet. Der Sender arbeitet auf Welle 2525 m. Für die Telegraphen-Union und den Sozialdemokratischen Parlamentsdienst steht in Königs Wusterhausen ein 10-kW-Röhrensender zur Verfügung, der auf Welle 2900 m eingestellt ist. Beide Sender werden von den Büros in Berlin aus besprochen. Die Nachrichtenbüros haben mehrere hundert Empfangsstellen bei Tageszeitungen eingerichtet (vgl. hierzu S. 1063).

γ) Hochseerundfunkdienst.

Die Nachrichten der Hochseerundfunkgesellschaft in Hamburg werden durch einen 10-kW-Röhrensender in Norddeich auf Welle 1800 m verbreitet (vgl. S. 1064).

δ) Rundfunk für Unterhaltung und Belehrung.

Dieser Rundfunk soll möglichst vielen Teilnehmern mit einfachsten Empfangsanlagen, also mit Zimmerantenne und Detektorgerät, zugänglich gemacht werden.

¹⁾ Ein Zugfunkdienst besteht zur Zeit auf der Strecke Berlin — Hamburg, ist aber auch für andere Hauptverkehrsstrecken geplant.

Es sind daher möglichst viele Sender aufgestellt worden, d. h. so viel Sender, als Deutschland nach einer europäischen Vereinbarung zustehen. Die Sender werden von der Deutschen Reichspost, die für die Technik des Rundfunks verantwortlich ist, errichtet und betrieben. Für die Programmgestaltung und alle Fragen, die damit zusammenhängen, sind die Rundfunkgesellschaften verantwortlich. Von der Deutschen Reichspost sind 9 Rundfunkgesellschaften mit dieser Tätigkeit beauftragt worden, es sind dies die

Funk-Stunde A.-G., Berlin, mit den Sendern in Berlin und Stettin, die Deutsche Stunde in Bayern, G. m. b. H., München, mit den Sendern in München und Nürnberg, die Süddeutsche Rundfunk-A.-G., Stuttgart, mit den Sendern Stuttgart und Freiburg i. Breisgau, die Ostmarken-Rundfunk-A.-G., Königsberg i. Pr., mit dem Sender in Königsberg i. Pr., die Schlesische Funk-Stunde A.-G., Breslau, mit den Sendern in Breslau und Gleiwitz, die Mitteldeutsche Rundfunk-A.-G., Leipzig, mit den Sendern in Leipzig und Dresden, die Südwestdeutsche Rundfunkdienst A.-G., Frankfurt a. M., mit den Sendern in Frankfurt a. M. und Kassel, die Westdeutsche Rundfunk-A.-G. in Köln, mit den Sendern in Münster, Langenberg b. Essen und Dortmund, die Nordische Rundfunk-A.-G., Hamburg, mit den Sendern in Hamburg, Bremen, Hannover und Kiel.

Außerdem werden meistens nach 8 Uhr abends die Programme von Berlin oder anderen Rundfunkgesellschaften auf den Sender der „Deutschen Welle“ übertragen.

Alle Rundfunkgesellschaften sind in der Reichs-Rundfunk-Gesellschaft, Berlin, zusammengefaßt, in der die Deutsche Reichspost ausschlaggebenden Einfluß besitzt. Von den Rundfunkteilnehmern wird eine Monatsgebühr von 2 RM erhoben, von der 80 Pf. der Deutschen Reichspost und 1,20 RM den Rundfunkgesellschaften zufallen.

e) Rundfunk der „Deutschen Welle“.

Die Deutsche Welle G. m. b. H. Berlin, die von den Rundfunkgesellschaften finanziert wird, verbreitet über einen 8-kW-Sender in Königs Wusterhausen im allgemeinen bis 8 Uhr abends beherrschende Vorträge.

2. Technische Einrichtungen der Funkanlagen der Deutschen Reichspost.

A. Technische Einrichtung der Hauptfunkstelle Berlin.

Die Hauptfunkstelle Berlin besteht aus der Betriebszentrale im Haupttelegraphenamts, in der der Betrieb abgewickelt, die Königs Wusterhausener Sender getestet und über die Zehlendorfer Empfänger und ihre Verbindungsleitungen empfangen wird, ferner aus der Hauptfunkstelle Königs Wusterhausen, in der die Sender, und aus der Hauptfunkempfangsstelle Zehlendorf, in der die Empfänger vereinigt sind (Abb. 1166).

a) Die Hauptfunkstelle Königs Wusterhausen.

Sie besteht aus 3 aneinandergrenzenden Anlagen (s. Abb. 1167).

Die älteste Anlage im Haus 1 besitzt 4 kleine Röhrensender von je 500 W Antennenleistung, 1 Röhrensender von 5 kW und 5 solche von 10 kW Leistung. Alle Sender sind von Telefunken gebaut und haben Zwischenkreise. Die 500-W-

Sender stehen für das Deutschlandnetz zur Verfügung, während der 5-kW- und drei 10-kW-Sender für den Telegraphiedienst innerhalb Europas verwendet werden. Der vierte 10-kW-Sender wird für Pressedienst und Wettertelegramme benutzt. Die 500-W-Sender arbeiten mit einer Röhre, die eine Anodenleistung von 800 W hat. Die Anodenspeisung erfolgt durch zwei in Serie geschaltete Hochspannungsmaschinen von je 1500 V. Die Schaltung der größeren Sender ist aus Abb. 1017, S. 913, zu ersehen. Die großen Sender sind alle mit Steuersender ausgeführt. Der 5-kW-Sender arbeitet mit 10 000 V Anodenspannung, die von 500-Perioden-Maschinen über Kenotrons geliefert wird. Der Hauptsender hat 6 Stück Röhren

(1-kW-Röhren, Type RS 47). Der Steuersender ist ebenfalls mit einer solchen Röhre ausgerüstet. Getastet wird durch Ableitung des Gittergleichstroms, der durch Kapazitäten abgeriegelt ist (vgl. S. 794). Der Steuersender gewährleistet nicht nur eine konstante Sendewelle, sondern er besitzt auch noch den Vorteil, eine festere Kopplung zwischen Antenne und Zwischenkreis zuzulassen, ohne daß dadurch ein Umspringen der Welle zu befürchten wäre. Dadurch wird aber die im Zwischenkreis verbrauchte Energie wesentlich kleiner, nur etwa 15% der Gesamtenergie, als bei selbsterregten Sendern. Die 10-kW-Sender arbeiten mit RS 47-Röhren bei 10 000 V Anodenspannung oder mit RS 15-Röhren bei 5000 V Anodenspannung.

Die Anodenspannungen werden wie bei dem 5-kW-Sender 500-Perioden-Maschinen nach Gleichrichtung durch Kenotrons (RG 44) entnommen. Für die 5000-V-Sender stehen aber auch eine 25-kW-Hochspannungsmaschine (AEG) und zwei 7-kW-Hochspannungsmaschinen (Boas) zur Verfügung, die nach Wahl verwendet werden können.

Die Antennen für diese Sender werden von fünf 150 m und zwei 100 m hohen Masten getragen und sind aus Abb. 1167 ganz rechts zu ersehen.

Im Haus 2 sind die größten Sender der Anlage untergebracht. Es stehen dort ein Maschinensender der Firma C. Lorenz von 50 kW Antennenleistung, ein 30-kW-Poulsensender derselben Firma, zwei 20-kW-Röhrensender von Telefunken und noch ein 50-kW-Röhrensender derselben Firma.

Der Maschinensender der Firma C. Lorenz (Näheres s. S. 826 ff.) ist so gebaut, daß jede Welle von 3000 bis 8000 m geschaltet werden kann. Die Grundfrequenz der Maschine beträgt rund 7000 Hertz, auf die der Maschinenkreis nahezu abgestimmt ist. Alle ungeraden Harmonischen können durch Verwendung eines Frequenztransformators erzeugt werden. Die dazwischenliegenden Wellen sind durch Änderung der Tourenzahl, also durch Änderung der Grundfrequenz, der Maschine erreichbar. Zur Konstanthaltung der Drehzahl der Maschine dient eine Reguliereinrichtung mit schwingender Feder, bei der die Zentrifugal- und Schwerkraft ausgenutzt wird (vgl. S. 591).

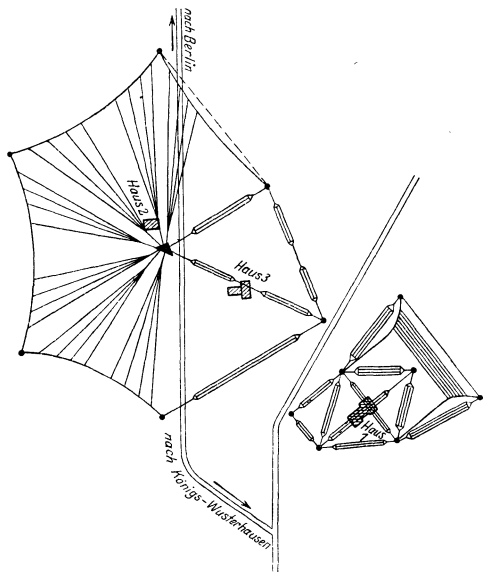


Abb. 1167. Antennenanlage der Hauptfunkstelle Königs Wusterhausen.

Der Poulsensender ist mit der sog. Energieschaltung, die aus einem zum Lichtbogen parallel geschalteten Kondensator von 2000 bis 5000 cm Kapazität und einem Spartransformator besteht, von dem der Zwischenkreis abzweigt wird, versehen. Die Tastung des Poulsensenders erfolgt, wie bei allen Sendern der Firma Lorenz, durch die Pungssche Steuerdrossel (vgl. S. 374 u. 750). Es werden zwei Steuerdrosseln benutzt, die eine ist im Zwischenkreis eingeschaltet und ist als eigentliche Tastdrossel aufzufassen, die andere, welche im entgegengesetzten Sinne wirkt, nimmt in den Tastpausen die Energie des Lichtbogens auf. Näheres über Lichtbogensender s. S. 736 ff.

Die 20-kW-Röhrensender haben dieselbe Schaltung wie der 5-kW-Sender. Sie haben Steuersender und Zwischenkreis und arbeiten mit Gittergleichstromtastung. Das Steuersenderrohr hat eine Hochfrequenzleistung von 1 kW. Die 8 Hauptsenderrohre (RS 53) haben eine solche von je 2,5 kW. Die Anodenspannung beträgt wieder 10 000 V. Die Gleichrichtung erfolgt mit Hilfe von Hochvakuumgleichrichterröhren, und zwar bei dem einen Sender durch acht RG 44, bei dem anderen durch vier RG 61. Der 50-kW-Sender hat drei wassergekühlte Hauptrohre von je 20 kW Leistung. Diese Sender sind für den Auslandstelegraphendienst in Betrieb. Die Antennen, die von einem freistehenden Mittelturn von 235 m Höhe und sechs 210-m-Masten getragen werden, bestehen aus 7 Halbspektoren, von denen 6 paarweise zusammenschaltet werden können, und 6 T-Antennen für die Sender im Haus 3. Ein Sektorpaar hat eine Kapazität von 10 000 cm, ein Halbsektor eine solche von 6000 cm.

Im Haus 3 sind 2 Röhrensender mit 10 kW und 1 Röhrensender mit 20 kW Antennenleistung der Firma Telefunken und ein 10-kW- und ein 20-kW-Maschinensender der Firma C. Lorenz zur Aufstellung gebracht. Diese 5 Sender sind Telefonesender und für die Rundfunkdienste bestimmt. Ein 10-kW-Maschinensender versieht den Nachrichtendienst des Wolffschen Telegraphenbüro, ein 10-kW-Röhrensender den der Telegraphen-Union; der 20-kW-Röhrensender ist für die Deutsche Welle und abends für Verbreitung des Unterhaltungsrundfunks bestimmt. Der 20-kW-Maschinensender wickelt den Nachrichtenverkehr der Eildienst-Gesellschaft ab und ein 10-kW-Röhrensender dient als Reserve für alle Rundfunkdienste. Die Schaltung der Röhrensender ist dieselbe, wie oben dargestellt. Die Modulation erfolgt nach der Schafferschen Gittergleichstrommethode (S. 914). Die Senderöhren sind die schon früher für 10- und 20-kW-Sender angegebenen.

Tabelle 100. Wellenverteilung in Königs Wusterhausen ¹⁾.

Haus	Sender	Welle	Verkehr
1	5 kW RS	1850	Budapest, Wien.
	10 kW RS	5200	Belgrad.
	10 kW RS	3350	Europa-Wolff-Telegraphendienst. Obs.-Telegramm der Seewarte.
	10 kW RS	2700	Budapest, Wien Reserve.
	1 kW RS	1680	Obs.-Telegramm von Lindenberg. Ausendung von Normalwellen.
	2	50 kW MS	7500
20 kW RS		4900	Spanien.
20 kW RS		6250	Moskau.
30 kW RS		8500	Hapsal.
3	20 kW RS	1300	Deutsche Welle und Unterhaltungsrundfunk.
	10 kW RS	2550	Rundfunk des Wolff-Bureaus.
	10 kW RS	2850	Rundfunk der Telegraphen-Union.
	20 kW MS	4050	Wirtschaftsrundfunk (Eildienst-Gesellschaft).

In der Tabelle bedeutet RS Röhrensender, MS Maschinensender. Die nicht angeführten Sender dienen zur Reserve.

¹⁾ Nach dem Stande vom Sept. 1926 (ist Veränderungen unterworfen).

Die Besprechung der Sender von Berlin aus erfolgt über gute Freileitungen oder über schwach pupinisierte Kabel mit einer Grenzfrequenz von 5600 Hertz. Die am Ende der Besprechungsleitung erforderlichen Verstärker stehen im Haus 3.

Die Antennen für diese Sender, die auf Wellen von 1300 bis 4050 m arbeiten, sind einfache T-Antennen. Sie sind aus Abb.1167 zu ersehen. In Haus 3 soll noch ein Kurzwellensender aufgestellt werden!

Die Wellenverteilung zeigt die vorstehende Tabelle.

Zur Stromversorgung der ganzen Anlage stehen im Haus 1 zwei Dieseldynamos von je 150kW und zwei von je 100 kW. Es wird Gleichstrom von 220 V Spannung erzeugt. Außerdem stehen im Haus 2 zwei Einankerumformer von je 200 kW, die ebenfalls 220 V Gleichstrom erzeugen. Durch Kabelverbindungen können die zwei Stromerzeugungsanlagen in den 3 Häusern beliebig, auch für Parallelbetrieb, geschaltet werden.

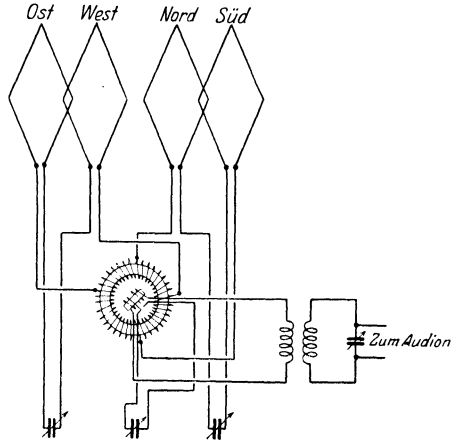


Abb. 1168. Goniometerschaltung der Hauptempfangsstelle Zehlendorf.

b) Hauptfunkempfangsstelle Zehlendorf.

Die zu den Sendern gehörenden Empfangsstellen sind in Zehlendorf zu der Hauptfunkempfangsstelle vereinigt. Die hier vorhandenen 20 Empfänger sind in 8 kleinen Empfangshäuschen untergebracht. Neben den Häuschen sind Kreuzrahmen errichtet, die durch 27 m hohe, freistehende Holzmaste getragen werden.

In jedem Häuschen befinden sich bis zu 4 Empfänger, deren Rahmenantennen dem Kreuzrahmen so entnommen werden, daß 2 Rahmen in parallelen Ebenen, die anderen beiden senkrecht dazu liegen. Bei einer Wellenlängendifferenz von 3% findet auch bei den in gleicher Richtung liegenden Rahmen keine Beeinflussung mehr statt, da strahlungsschwache Überlagerer verwendet werden. Für störungsempfindlichen Verkehr werden die Kreuzrahmen mit Goniometerschaltung zum Auspeilen von Störern verwendet. Es wird dann in

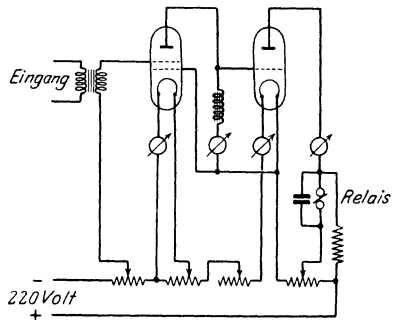


Abb. 1169. Schaltung der Empfangsgleichrichter der Hauptfunkempfangsstelle Zehlendorf.

einem Häuschen nur ein Empfänger betrieben. Die Schaltung für diese Zwecke zeigt Abb. 1168, den Zusatz für Schnelltelegraphie Abb. 1169. Bemerkenswert ist bei dem letzteren, daß die Speisung des Gleichrichters aus dem Netz von 220-V-Akkumulatorenbatterien erfolgt. Die Stromversorgung der Empfänger ist in der Weise durchgeführt worden, daß alle Anodenspannungen einer Batterie von 110 V in Parallelschaltung entnommen werden. Die Heizspannung für die Empfänger wird ebenfalls einer Zentralbatterie von etwa 40 V entnommen, wobei alle Röhren eines Empfängers in Serie und alle Empfänger unter sich parallel geschaltet sind.

B. Technische Einrichtung der Großfunkstellen Nauen und Eilvese sowie der Empfangsstelle Geltow.

a) Großfunkstelle Nauen.

Die Sendeanlage besteht aus 2 Maschinensendern (vgl. auch S. 818) von je 400 kW 2 Maschinensendern von je 130 kW Generatornutzleistung und einem sog. Abzapsender von 10 kW Nutzleistung, der von einer 130-kW-Maschine gespeist wird. Ein schematisches Bild für die vorhandenen 5 Sender und die Wellenmöglichkeiten für diese zeigt Abb. 1170. Die Maschinen M I und M II haben eine Grundperiodenzahl von 6000 Hertz, die Maschine M IV hat eine solche von 7500 und die Maschine M III eine solche von 8000 Hertz. Die Sender S I und S II geben eine Antennenleistung bis 400 kW, die Sender S III und S IV eine solche bis 130 kW und der Abzapsender S V eine solche von 10 kW. Die unterstrichenen Wellenzahl bei den 4 Vollsendern ist diejenige, mit der sie arbeiten. Der Abzapsender arbeitet je nach dem Bedürfnis mit einer

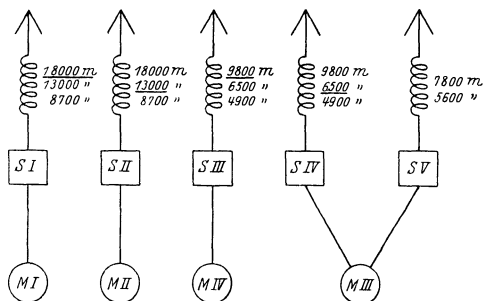


Abb. 1170. Sender der Großfunkstelle Nauen.

der möglichen Wellen. Er bekommt seine Leistung aus der Maschine M III durch Abzapfung eines Teiles der Generatorwicklung. Die Herstellung der höheren Frequenzen für die Antenne geschieht durch Verdopplungs- oder Verdreifachungstransformatoren oder durch beide. (Näheres s. S. 818 u. f.)

Die Tastung der Sender geschieht durch eine Tastdrossel, die in einem Kreis vor die Frequenztransformatoren geschaltet wird. Sie besteht aus zwei eisengeschlossenen Ringen, die durch Gleichstrom gesättigt werden können. Die Wechselstromwindungen beider Ringe wirken sich hinsichtlich der Magnetisierung innerhalb der Gleichstromwicklung entgegen, so daß diese frei von Wechselstrom bleibt. Die Selbstinduktion dieser Tastdrossel ändert sich in weiten Grenzen, wenn der Gleichstrom durch die Taste eingeschaltet oder unterbrochen wird. Bei eingeschaltetem Gleichstrom ist die Selbstinduktion wesentlich kleiner, und die Abstimmung des Kreises, in den die Tastdrossel eingeschaltet wird, erfolgt mit diesem Wert der Selbstinduktion. Wird der Gleichstrom unterbrochen, steigt die Selbstinduktion, der Kreis ist verstimmt, die Frequenzverdopplung in den folgenden Transformatoren tritt nicht ein, und der Antennenstrom wird Null (vgl. S. 820 und 373, 374).

Wesentlich für die Brauchbarkeit der Maschinensender ist eine vorzügliche Regulierung. Diese erfolgt durch Beeinflussung der Rotorwiderstände der Antriebsdrehstrommotoren. Die Regulierung ist eine zweifache. Einmal werden im Taster Widerstände im Rotor zu- und abgeschaltet, um Tourenschwankungen durch das Tasten zu vermeiden. Außerdem muß aber unabhängig davon eine weitere Regulierung erfolgen, um Tourenschwankungen auszugleichen, die auf andere Gründe, z. B. Spannungsschwankungen des Netzes, zurückzuführen sind. Zu diesem Zwecke werden ebenfalls Widerstände im Rotor zu- und abgeschaltet. Die Betätigung erfolgt durch ein Organ, das unmittelbar von der Maschine selbst bedient wird, sobald deren Tourenzahl sich ändert. Die Regulierung gleicht Tourenschwankungen bis 0,2⁰/₁₀₀ aus, ist also für den Betrieb ausreichend (vgl. S. 593).

Die Antennenanlage zeigt Abb. 1171. Sie besteht aus 8 großen Segmenten und 3 kleineren Antennen, die von 2 Mittelmasten von je 250 m Höhe und 8 solchen von 180 und 210 m Höhe getragen werden. 3 Segmente werden auf jeder Seite

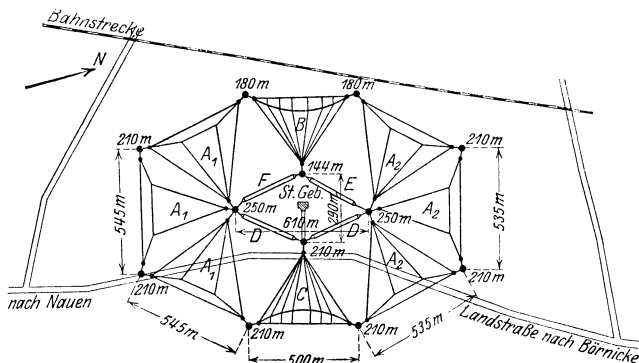


Abb. 1171. Antennenanlage der Großfunkstelle Nauen.

zu je einer Antenne A_1 und A_2 zusammengefaßt, die wieder zu einer Antenne vereinigt werden können. Es sind dann vorhanden 7 Antennen A_1 , A_2 , B , C und 3 kleinere Antennen D , E , F . Die Kapazitäten dieser Antennen gibt die folgende Tabelle:

$A_1 = A_2$	25 000 cm,	$A_1 + A_2$	48 000 cm,
$B = C$	13 000 cm,	D	7 000 cm.
$E = F$	3 500 cm,		

Die Erdanlage ist nach folgendem Grundsatz gebaut: Die auf die Erde auftreffenden Kraftlinien werden durch Erdungssterne aufgenommen. Der Strom wird in Freileitungen den Sendern zugeführt, die gegeneinander so abgeglichen werden müssen, daß möglichst geringe Erdströme fließen.

b) Großfunkstelle Eilvese.

In Eilvese stehen 2 Goldschmidtsche Hochfrequenzmaschinenaggregate, von denen jedes aus 2 Maschinen von je 200 kW Antennenleistung besteht. Die Grundfrequenz

ist 7000 Hertz, die höheren Frequenzen werden in der Maschine selbst durch Rückwirkung von Rotor auf Stator und umgekehrt erhalten. Der Rotor ist ebenso gebaut wie der Stator, besitzt also fein unterteiltes Eisen und Wicklungen. Die hierbei verwendeten Tourenzahlen von 3000 pro Minute verlangen eine ganz hervorragende Konstruktion dieses Rotors. Die beiden Maschinen können mechanisch gekuppelt und zusammenschaltet werden, so daß mit einer Antennenleistung von 400 kW gearbeitet werden kann (Näheres s. S. 815).

Die Antennenanlage zeigt Abb. 1172. Sie besteht aus einem Halbschirm, der in der Mitte durch einen 250 m hohen Mast getragen wird, während die Enden des Schirmes von vier 139 m hohen Masten gehalten werden. Die Kapazität des Schirmes beträgt 16 000 cm. Die schon vor dem Kriege von Goldschmidt

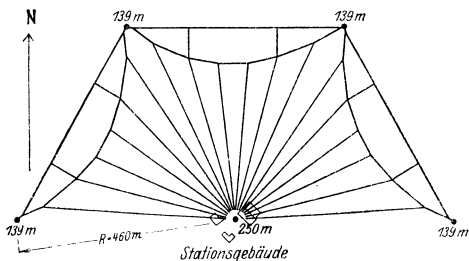


Abb. 1172. Antennenanlage der Großfunkstelle Eilvese.

gebaute Erdungsanlage besteht aus 6 Erdsternen, die noch innerhalb des Schirmumfanges liegen und die den Strom in Freileitungen zum Sender zurückführen.

c) Großfunkempfangsstelle Geltow.

In Geltow stehen die Empfangsanlagen für die Sender Nauen und Eilvese. Es sind dies im ganzen 7 Anlagen, von denen 4 für einfache Goniometerempfänger

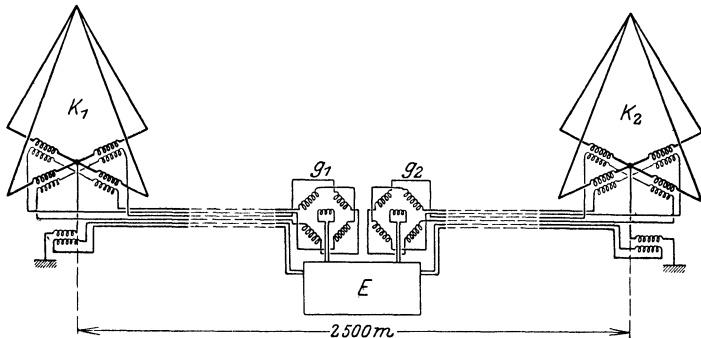


Abb. 1173. Doppelkreuzrahmen-Empfangsanlage.

mit 50 m hohem Kreuzrahmen ausgeführt sind, während die anderen 3 für den Überseeverkehr aus je 2 Kreuzrahmen mit Goniometer bestehen, die in einer Entfernung von $\lambda/2$ bis $\lambda/4$ errichtet sind. Alle Kreuzrahmen sind über Abstimmittel gerdet, so daß auch ihre kapazitive Antennenwirkung ausgenutzt wird, um die einseitige herzförmige Empfangskurve (vgl. Abb. 932) zu erhalten, die zur besseren Ausschaltung von Störern notwendig ist. Durch die Verwendung zweier Kreuzrahmen mit Goniometern wird die Empfangskurve noch wesentlich schärfer gerichtet (vgl. Abb. 934), die Störfreiung besser. Das Prinzip einer solchen Doppelkreuzrahmenanlage zeigt Abb. 1173. K und K' sind die Kreuzrahmen, E ist der Empfänger. Der Empfangsapparat selbst

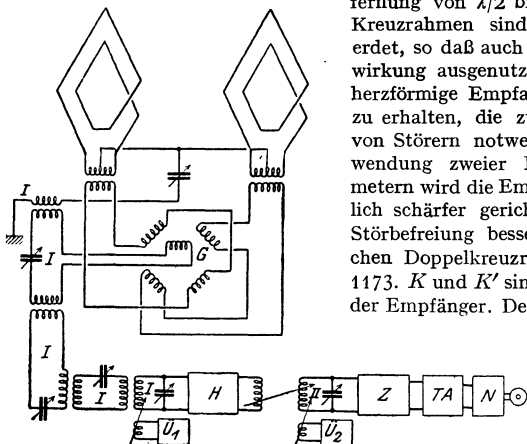


Abb. 1174. Schaltung des Kreuzrahmenempfängers.

wird bei allen Anlagen in einem eisengepanzerten Raum aufgestellt, um vor unmittelbaren Beeinflussungen von außen geschützt zu sein. Das Schaltbild des Empfängers mit einem Kreuzrahmen zeigt Abb. 1174. Die Rahmenwirkung und die Hochantennenwirkung werden vereinigt auf den Empfänger übertragen, und zwar in gleicher Stärke, um die Herzform für den Richtempfang zu erhalten. G ist das Goniometer. Die Kreise I sind auf die ankommende Welle, der Kreis II auf die Zwischenfrequenzwelle abgestimmt. Überlagerer \dot{U}_I gibt die Zwischenfrequenz, \dot{U}_{II} die Niederfrequenz. H ist der Hochfrequenz-, Z der Zwischenfrequenz- und N der Niederfrequenzverstärker. TA ist eine Tonselktion. Es wird mit Zwischenüberlagerung gearbeitet, um eine größere Verstärkung verwenden zu können, ohne daß ungewollte Rückkopplungen eintreten, und um größere Abstimm-

schärfe zu erhalten. Durch die größere Verstärkung ist es weiter möglich, mit extrem loser Kopplung zu arbeiten, so daß die Selektivität außerordentlich hoch ist. Die Doppelkreuzrahmenanlagen werden in erster Linie für den Überseeverkehr, die anderen für den Europaverkehr eingesetzt.

Eine gleichartige Doppelkreuzrahmenanlage befindet sich auch auf der Insel Sylt (bei Westerland) für den Empfang mit Südamerika. Die Empfangsstelle ist durch Leitungen mit den Betriebszentralen Hamburg und Berlin verbunden.

C. Küstenfunkstellen.

Die wichtigste deutsche Küstenfunkstelle ist die Hauptfunkstelle **Norddeich**. Sie ist für Doppelverkehr eingerichtet. Die Sendeanlage befindet sich in Norddeich selbst, die Empfangsanlage in der 5 km entfernten Stadt Norden, wo auch der Betrieb vereinigt ist. Die Trennung der Empfangsstelle von der Sendestelle er-

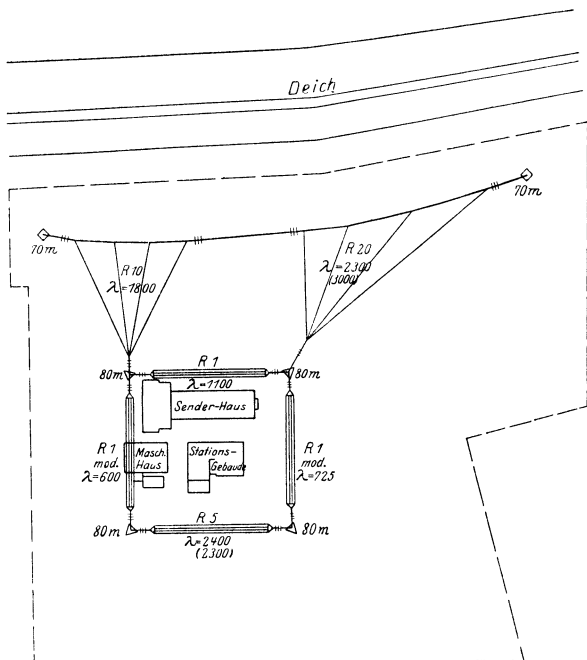


Abb. 1175. Antennenanlage der Küstenfunkstelle Norddeich.

möglichst das gleichzeitige Arbeiten der ungedämpften und tönenden Sender in Norddeich mit den Empfängern in Norden. In Norden sind mehrere Empfänger für den tönenden und den ungedämpften Verkehr in Betrieb. Die Hauptfunkstelle Norddeich besitzt 2 tönend modulierte Röhrensender (vgl. Abb. 880) von 1 kW Leistung, die auf 600 bis 750 m arbeiten, einen Löschfunksender von 1,5 kW, einen Telephoniesender von 10 kW Telegraphieleistung (also 4 kW Röhreneingangleistung bei Telephonie) und einen 20-kW- sowie zwei 5-kW- ungedämpft arbeitende Röhrensender für die ungedämpften Telegraphiewellen von 2000 bis 2500 m. Die modulierten Röhrensender sind für den Kleinschiffsverkehr (Schiffe, die nur moduliert empfangen können) und für den Nahverkehr vorgesehen. Der Telephoniesender ist für den telephonischen Nachrichtendienst, der 20-kW-Sender

für den Weitverkehr bis nahe an Amerika und die 5-kW-Sender sind für den näheren ungedämpften Verkehr bestimmt. Die Antennenanlage zeigt Abb. 1175.

Bei der Küstenfunkstelle **Cuxhaven** sind ebenfalls die Empfänger von den Sendern für den Doppelverkehr getrennt, und zwar befinden sie sich in der Stadt im Postamt, während die Sendestation auf der „Alten Liebe“, etwa 1 km davon entfernt untergebracht ist. Als Sender stehen zur Verfügung ein 3-kW-Löschfunktensender und ein 1-kW-tönend modulierter Röhrensensender für die tönenden Wellen 600 bis 750 und ein 1-kW-unmodulierter Röhrensensender für die ungedämpften Wellen von 2000 bis 2500 m. Als Antennen werden zwei 30 und 40 m hohe Antennen von etwa 1000 cm Kapazität benutzt.

Die für den Verkehr in der Wesermündung eingerichtete Küstenfunkstelle **Bremerhaven** arbeitet ebenfalls im Doppelverkehr. Die Betriebsempfangsanlage ist im Telegraphenamts Bremerhaven untergebracht, von wo aus die 5 km entfernt in Wuhlsdorf aufgestellten Sender ferngetastet werden. Für den Sendedienst befinden sich dort ein 1 kW tönender Röhrensensender, ein 1 kW unmodulierter Röhrensensender sowie als Reserve ein 0,5 kW Löschfunktensender. Die Betriebswellen sind 600 und 660 m für den tönenden Verkehr sowie 1700 m für den ungedämpften Verkehr. Die 3 T-Antennen werden von drei 30 m Masten getragen.

Die Küstenfunkstelle **Swinemünde** ist für den Verkehr mit Schiffen in der Ostsee bestimmt. Sender und Empfänger sind zusammen untergebracht, so daß nur im Wechselverkehr gearbeitet werden kann. Die Antennenanlage besteht aus vier 100 m hohen Masten, die in einem Quadrat von 100 m Seitenlänge aufgestellt sind. Es sind 2 T-Antennen von 1000 und 600 cm Kapazität vorhanden. Die Sender sind ein 5-kW-Löschfunktensender und ein 1-kW-tönend modulierter Röhrensensender, ferner ein 1-kW-nicht modulierter Röhrensensender.

D. Technische Einrichtung der Rundfunksenderanlagen.

Dem Rundfunk stehen für ganz Europa die Wellen 200 bis 600 m zur Verfügung. Von der *Union Internationale de Radiophonie* in Genf ist die Verteilung dieser Wellen auf die einzelnen Länder vorgenommen worden. Es wurde festgelegt, daß der Abstand zwischen den einzelnen Wellen 10 000 Hertz betragen müsse; danach würden für Europa nur etwa 100 Wellen zur Verfügung stehen. Da die Anforderungen der einzelnen Länder fast doppelt so groß waren, hat man sich in der Weise geholfen, daß 2 Arten von Wellen eingeführt wurden:

1. Einzel- oder Exklusivewellen, auf denen nur 1 Sender in Europa arbeiten darf, und

2. Gemeinschafts- oder Kommunewellen, auf denen mehrere Sender in Europa gleichzeitig betrieben werden. Diese Sender haben nur eine örtliche Bedeutung, da in größerer Entfernung als 15 km von diesem Sender unter Umständen die übrigen auf derselben Welle arbeitenden Sender durchschlagen.

Die Verteilung der Einzelwellen auf die verschiedenen europäischen Länder ist nach ihrer Bevölkerungszahl, ihrem Flächenraum und ihrer Verkehrsbedeutung vorgenommen worden.

Danach hat Deutschland 12 Einzelwellen erhalten; außerdem hat Deutschland noch 10 Gemeinschaftswellen bekommen.

Die Antennenleistung der Sender, die auf einer Gemeinschaftswelle arbeiten, darf in der Antenne nicht größer als 500 Watt, die der Sender, die auf einer Einzelwelle arbeiten, nicht größer als 10 kW sein.

Die Wellen der deutschen Sender und ihre Leistung gibt die nachfolgende Tabelle.

Die hier angegebene Leistung der Sender ist nach den Festlegungen der *Union Internationale de Radiophonie* in Genf erfolgt. Darnach soll als Leistung der Rundfunksender die Eingangsleistung der Röhren gelten, wenn der Sender für Telefoniebetrieb eingestellt ist, aber nicht moduliert wird. Für die Maschinensender, die bisher nur in Deutschland verwendet werden, wird die Eingangsleistung eines gleichwertigen Röhrensenders angegeben.

Tabelle 101.
Verteilung der Rundfunk-Wellenlängen in Deutschland¹⁾.

Sender	Wellenlänge m	Frequenz in kHz	Art des Senders	Leistung kW
a) Einzelwellen.				
Berlin I	483,9	620	RS	4
Königsberg (Pr.)	303	990	RS	4
Breslau	322,6	930	MS	4
Leipzig	357,1	840	MS	4
Nürnberg	329,7	910	MS	4
München	535,7	560	MS	4
Stuttgart	379,7	790	RS	4
Frankfurt (Main)	428,6	700	RS	4
Langenberg (bei Essen)	468,8	640	RS	20
Dortmund	283	1060	RS	0,7
Münster (Westf.)	241,9	1240	RS	1,5
Hamburg	394,7	760	RS	4
b) Gemeinschaftswellen.				
Berlin II	566	530	RS	2
Stettin	252,1	1190	RS	0,7
Gleiwitz	250	1200	RS	0,7
Dresden	297,1	1020	RS	0,7
Freiburg (Breisgau)	577	520	RS	0,7
Kassel	272,7	1100	RS	0,7
Hannover	297	1010	RS	0,7
Bremen	400	750	RS	0,7
Kiel	254,2	1180	RS	0,7
Geplant:				
1 Sender in der Pfalz	—	—	—	—
1 Sender im besetzten Rheinland	—	—	—	—

(RS = Röhrensender, MS = Maschinensender.)

Außer diesen Sendern auf den kleinen Wellen, steht noch ein Sender in Königs Wusterhausen auf Welle 1300 m für den Rundfunk ab 8 Uhr abends zur Verfügung. Es ist dies der sog. Deutschlandsender, der tagsüber die Vorträge der „Deutschen Welle“ verbreitet (s. S. 1070).

Die musikalischen und sprachlichen Darbietungen der Rundfunkgesellschaften werden im allgemeinen in besonderen Räumen, in den Aufnahme Räumen der Rundfunkgesellschaften ausgeführt. Diese Räume sind verschieden groß, und zwar etwa 5×7 bis 10×15 m. Um übermäßiges Nachhallen zu verhindern, sind die Fußböden mit Teppichen belegt und an den Decken und Wänden sind leichte Stoffbehänge angebracht. In dem Aufnahme Raum befinden sich die Mikrophone, die ihren Strom den Verstärkern zuführen, die in dem neben dem Aufnahme Raum untergebrachten Verstärker Raum stehen. Von dem Verstärker Raum gehen die verstärkten Mikrophonströme auf besonderen Leitungen zum Sender, der im allgemeinen nicht in demselben Raum untergebracht ist. Als Mikrophon wird meistens das Reisz- Mikrophon (s. S. 921), seltener das Bändchen mikrophon (s. S. 920) oder das kapazitive Mikrophon (s. S. 922) verwendet. Die Mikrophonverstärker sind Widerstandsverstärker (s. S. 529 u. 922).

Die kleinen 0,7-kW-Telefunken-Röhrensender in Gleiwitz, Freiburg, Kassel, Hannover, Bremen und Kiel sind selbsterregte Zwischenkreissender mit einer

¹⁾ Vgl. hierzu auch Tab. 114, S. 1123.

RS15-Röhre. Die Anodenspannung von 5000 V wird von Hochspannungsgleichstrommaschinen geliefert. Die Modulation erfolgt durch die Schäffersche Gittergleichstrombeeinflussung. (Die Schaltung und Beschreibung s. S. 913.)

Die 0,7-kW-Röhrensender in Dortmund und Stettin und der 1,5-kW-Sender Münster, von der Firma C. Lorenz, sind fremderregte Zwischenkreissender (s. S. 913) mit Müller-Röhren, sie werden ebenfalls durch Hochspannungsmaschinen mit 5000 V gespeist. Die Modulation erfolgt bei ihnen durch die Pungssche Drossel, die in den Zwischenkreis eingeschaltet ist (s. S. 914).

Die 4-kW-Telefunken-Sender in Berlin, Stuttgart, Frankfurt (Main), Hamburg haben je 6 Stück RS15-Röhren und sind fremdgesteuerte Zwischenkreissender (s. S. 913). Die Modulation erfolgt wieder nach der Schäfferschen Gittergleichstrombeeinflussung. Die Speisung erfolgt auch hier durch 5000-Volt-Hochspannungsmaschinen. Der von der Firma Huth gelieferte Sender in Königsberg (Pr.) ist ebenso ausgeführt.

Die 4-kW-Sender in Breslau, Leipzig, Nürnberg, München sind Maschinensender der Firma C. Lorenz (s. S. 830, Abb. 921). Die Modulation erfolgt durch die Pungssche Drossel (s. Abb. 1015, S. 911).

Der 25-kW-Sender in Langenberg hat 6 wassergekühlte Röhren von je 10 kW Höchstleistung, die aber nur bei Telegraphie erreicht wird. Die Modulation erfolgt nach der Gittergleichstrommethode in einem Zwischensender zwischen Steuer- und Hauptsender. Die Speisung erfolgt unmittelbar aus dem Drehstromnetz unter Zwischenschaltung von Gleichrichtern.

II. Organisation und Rechtsverhältnisse des Funkverkehrs.

Bearbeitet von H. Thurn.

1. Organisation des Funkverkehrs in Deutschland.

A. Oberleitung.

Die Oberleitung des Funkverkehrs untersteht in *Deutschland* gemäß Erlaß des Präsidenten des Reichsministeriums vom 9. April 1919 dem Reichspostministerium. Während der innerdeutsche Funkdienst, der öffentliche Verkehr der Küstenfunkstellen mit Schiffen und ein Teil des Auslandsfunkverkehrs von der Deutschen Reichspost ausgeübt wird (vgl. S. 1044 u. 1092), wird der übrige Funkverkehr, insbesondere der *Funkdienst* nach Übersee sowie der Funkdienst an *Bord von Schiffen* und in *Eisenbahnzügen von Privatgesellschaften* unter Aufsicht des Reichspostministeriums getätigt. Auch die Verbreitung von Nachrichten, Konzerten usw. mittels Rundfunk ist privaten Gesellschaften übertragen, denen die Deutsche Reichspost ihre Sender zu bestimmten Zeiten gegen Entgelt zur Verfügung stellt.

B. Der Auslandsfunkverkehr.

a) Der Europaverkehr.

Der Funkverkehr mit dem europäischen Auslande wird in Deutschland im allgemeinen durch die von der Deutschen Reichspost betriebene Hauptfunkstelle Königs Wusterhausen wahrgenommen. Gegenwärtig steht Königs Wusterhausen im Verkehr mit

Sofia (Bulgarien),
Hapsal (Estland),

Belgrad und Serajewo (Jugoslawien),
 Riga (Lettland),
 Wien (Österreich),
 Bukarest und Oradea Mare (Rumänien),
 Moskau (Rußland),
 Barcelona und Madrid (Spanien) und
 Budapest (Ungarn).

Bei Störungen der Drahtverbindungen werden die Telegramme nach folgenden Ländern über Königs Wusterhausen auf dem Funkwege befördert: Dänemark (Gegenfunkstelle Kopenhagen), Norwegen (Gegenfunkstelle Oslo) und Schweden (Gegenfunkstelle Karlsborg).

Zur Erhöhung der Betriebssicherheit sowie zur Vermeidung von Verzögerungen bei der Beförderung der Telegramme auf dem Funkwege werden die für den Auslandsverkehr benutzten Sender der Hauptfunkstelle von der Berliner Betriebszentrale, die mit dem Haupttelegraphenam Berlin und damit mit dem Drahttelegraphenbetriebe räumlich vereinigt ist, ferngetastet. Bei dieser Betriebszentrale findet gleichzeitig der Endempfang der vom Auslande durch die Hauptfunkempfangsstelle Zehlendorf (Wannseebahn) aufgenommenen Zeichen statt, so daß für die glatte Abwicklung eines wechselseitigen Funkverkehrs alle Vorbedingungen erfüllt sind.

b) Der Überseeverkehr.

Da die Telefunken-Gesellschaft sich nach dem Kriege in der Hauptsache mit der technischen Weiterentwicklung der Funktelegraphie sowie der Herstellung und dem Bau von Stationen beschäftigen wollte, wurde die Station Nauen schon Anfang 1918 von der Transradio A. G. für drahtlosen Übersee-Verkehr übernommen. „Gegenstand dieses Unternehmens ist der Betrieb von Einrichtungen für drahtlosen telegraphischen und telephonischen Verkehr im In- und Auslande. Die Gesellschaft ist zu diesem Zwecke berechtigt, bestehende oder zu errichtende Anlagen und Konzessionen zu erwerben oder zu veräußern und sich an anderen Unternehmungen zu beteiligen.“ Aus dieser knappen Umschreibung des Arbeitsfeldes der Gesellschaft geht hervor, daß das Unternehmen in der Hauptsache die Aufgabe hat, den drahtlosen Übersee-Nachrichtendienst auszubauen und das fortzuführen bzw. wiederherzustellen, was bisher in jahrelanger, mühevoller Friedensarbeit erreicht worden ist.

Der private Funkverkehr von Nordamerika nach Deutschland wird seit dem 1. 8. 1920 von der *Radio Corporation of America (RCA)* wahrgenommen. Diese Gesellschaft ist die Nachfolgerin der früheren amerikanischen Marconi-Gesellschaft und wurde von der General Electric Company gegründet.

Die von der Reichstelegraphenverwaltung und der amerikanischen Gesellschaft im Herbst 1920 gepflogenen Verhandlungen hatten das Ergebnis, daß die Gesellschaft formell zum Verkehr mit Deutschland zugelassen wurde. Die Eröffnung dieser neuen Verbindung war für Deutschland von großer Bedeutung, weil dadurch zum ersten Male seit 1914 wieder die Möglichkeit geschaffen wurde, nicht nur Telegramme nach Nordamerika, sondern auch nach Mittelamerika, Südamerika, Japan, China usw. unter Vermeidung eines verzögernden Umweges abzusenken und aus diesen Ländern zu empfangen. Ebenso erhielten die Vereinigten Staaten die Möglichkeit, durch Vermittlung der deutschen Funkstellen unabhängig von fremden Kabeln mit Deutschland und den an Deutschland angrenzenden Ländern zu verkehren.

Anfang 1921 hat *Transradio* für Nauen eine 30jährige Betriebskonzession vom Deutschen Reich erhalten; eine gleiche Konzession wurde für die Großfunkstelle *Eilvese* der Eilvese G. m. b. H. verliehen; der Betrieb von Eilvese wird von *Transradio* wahrgenommen.

Nachdem das Reichspostministerium die *RCA* für längere Jahre zum Funkverkehr mit Deutschland über die Großfunkstellen von *Transradio* zugelassen hatte, wurde zwischen der *RCA* und *Transradio* ein *Verkehrsabkommen* getroffen. Die dieser Gesellschaft gehörige Großfunkstelle Rocky Point (wqk) wurde am 5. 9. 1921 als erster Sender der neuen Sendeanlage „Radio Central“ auf Long Island (N. Y.) in Betrieb genommen.

Die Großfunkstelle *Monte Grande* bei *Buenos Aires*, die von der *Compania Radio Telegraphica* nach dem Vorbilde von Nauen gebaut wurde, dient für einen unmittelbaren Verkehr mit Deutschland, sie kann gleichzeitig in die Verbindung über die nordamerikanischen Stationen mit einbezogen werden. Zwischen der deutschen und argentinischen *Transradio-Gesellschaft* ist ein langjähriger *Betriebsvertrag* abgeschlossen worden, der u. a. die Bestimmung enthält, daß die argentinische Station jederzeit auf Anforderung der Stationen der deutschen Gesellschaft den Send- und Empfangsdienst mit diesen Stationen unmittelbar aufzunehmen und abzuwickeln hat, so daß auch ein Funkverkehr Deutschland—Argentinien auf längere Zeit sichergestellt ist.

Um durch Ausschaltung der gegenseitigen Konkurrenz die Rentabilität der Anlage in Argentinien zu sichern, wurde zwischen der *Telefunken-Gesellschaft*, der *Radio Corporation of America (RCA)*, der englischen *Marconi Wireless Telegraph. Co. Ltd.* und der französischen *Compagnie Universelle de Télégraphie sans Fils* ein Vertrag geschlossen, demzufolge in Südamerika — besonders Argentinien, Brasilien und Kolumbien — in den genannten Ländern *nationale Gesellschaften* zum Bau und zum Betrieb von Großfunkstellen gegründet wurden. (Hiernach wurde die bestehende *Transradio Argentina* in eine internationale Gesellschaft umgewandelt.)

Außer mit Mittel- und Südamerika unterhält Nauen bzw. Eilvese einen unmittelbaren Funkverkehr noch mit Ägypten (Abu Zabal), Niederländisch Indien (Malabar), Japan (Osaka) sowie China (Mukden).

Die *Deutsche Reichspost* behält sich für die Abwicklung des Telegrammverkehrs im allgemeinen *freie Wahl* hinsichtlich des zu benutzenden Weges (Draht- oder Funkweg) vor, wenn der Absender weder die Drahtbeförderung durch Angabe eines der in der „Gebührentafel für Telegramme“ enthaltenen Wege („via Anglo“, „via Commercial“, „via Western Union“) noch den Funkweg durch den gebührenfreien Vermerk „via Transradio“ an der für die Wegangabe vorgesehenen Stelle vorgeschrieben hat. Im Einvernehmen mit dem Reichspostministerium ist für die Beförderung auf dem Funkwege von und nach Amerika der letztgenannte Leitvermerk „via Transradio“ vorgesehen. In Amerika tragen die Funktelegramme den Leitvermerk „Via RCA“. Damit sind diesen Funkbetriebsgesellschaften für die drahtlose Beförderung dieselben Rechte eingeräumt worden, wie sie die Kabelgesellschaften in Gestalt besonderer Leitvermerke bereits besaßen.

Im Übersee-Verkehr sind Telegramme zu halber Gebühr (LC-Telegramme) nach allen Orten der Vereinigten Staaten von Amerika und darüber hinaus (Mittel-, Südamerika), außerdem Funkbriefe (RL-Telegramme) zu etwa einem Drittel der gewöhnlichen Gebühr zugelassen. Beide Telegrammartentypen eignen sich für Nachrichten ohne Dringlichkeit.

Für besonders schnelle Übermittlung von Nachrichten nach den Vereinigten Staaten sind dringende Funktelegramme zu dreifacher Gebühr zugelassen.

Für Funktelegramme nach Mittelamerika und Westindien, für die der Absender Beschleunigung erzielen will, ist gegen eine erhöhte Gebühr dringende Beförderung auf der Strecke Deutschland—New York zulässig (Vermerk „PU“).

Zwischen der deutschen Gesellschaft für drahtlose Telegraphie (Telefunken), der französischen *Compagnie de Télégraphie sans Fils*, der englischen *Marconi Wireless Telegraph Company Ltd.* und der *Radio Corporation of America* ist zur gemeinsamen Weiterentwicklung und Vervollkommnung des drahtlosen Telegrammverkehrs namentlich für den Überseedienst das „Commercial Radio International Committee“ gebildet worden, das die einzelnen Gesellschaften bis 1945 vertraglich verpflichtet. Da die Vertragsabmachungen eine durchaus gleichmäßige Behandlung der vier Interessengruppen gewährleisten, eröffnet sich damit für Deutschland endlich wieder der durch den Krieg verlorengegangene, von fremden Einflüssen freie, unmittelbare Weg für den Schnellnachrichtenverkehr, besonders nach Übersee. So ist z. B. im April 1926 in gemeinsamer Arbeit von den vier Weltfunkfirmen die neue Großfunkstelle Radiopolis (in Sepitiba bei Rio de Janeiro) in Betrieb genommen worden, die gleichfalls für den unmittelbaren Verkehr mit Deutschland zur Verfügung steht.

C. Bordfunkverkehr.

Die *Ausübung des Telegraphenbetriebes an Bord von Schiffen* geschieht bei der bei weitem größten Zahl von Schiffen durch die „*Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie*“ (Debeg)-Berlin. Sie hat auf deutschen Dampfschiffahrts-

linien über 500 Bordstationen im Eigenbetriebe. Bei diesem Betriebe wird das Stationsmaterial auf Kosten der Gesellschaft geliefert und eingebaut und die Funkbeamten von dieser gelöhnt. Die Einnahmen an Bordgebühren aus den Privattelegrammen der Reisenden fließen der Betriebsgesellschaft zu, die außerdem für jede Station von der Reederei jährlich eine bestimmte Entschädigung erhält. Die gesamte Verantwortung für den Betrieb der Bordfunkstellen trägt die Gesellschaft; die Reedereien sind somit im allgemeinen von allen sich aus der Wahrnehmung des Telegraphenbetriebes ergebenden Weiterungen, Verrechnungen und Verhandlungen mit Telegraphenverwaltungen und privaten Funktelegraphengesellschaften entlastet.

Die von den Gesellschaften Dr. E. F. Huth und C. Lorenz - Berlin eingebauten Bordfunkstellen eigenen Systems werden größtenteils von den betr. Reedereien selbst betrieben.

Über den Telegrammverkehr mit Schiffen enthält Teil III, S. 1092 ff. nähere Einzelheiten.

D. Rundfunkdienste.

a) Der Wirtschaftsrundfunk.

Nachdem in Deutschland der ursprüngliche *telegraphische Rundfunkdienst* längere Zeit mit gutem Erfolge zur Verbreitung von wirtschaftlichen Nachrichten von der „Eildienst für amtliche und private Handelsnachrichten G. m. b. H.“ (Berlin NW 7, Bunsenstr. 2) benutzt worden war, wurde dieser Gesellschaft auch die Durchführung des Wirtschaftsrundfunkdienstes (bisher drahtloser Wirtschaftsrundfunk) für Deutschland übertragen. Der Dienst ist im September 1922 eröffnet worden; er arbeitet durchaus zufriedenstellend.

Der Wirtschaftsrundfunk dient der Verbreitung der wichtigsten Devisen- und Effektenkurse, Warenpreise und Marktberichte der internationalen Börsenplätze. Die Nachrichten werden von der Eildienstgesellschaft zusammengestellt und zur Zeitersparnis von den Geschäftsräumen der Gesellschaft in Berlin aus über einen leistungsfähigen Sprechender der Hauptfunkstelle Königs Wusterhausen den Teilnehmern an diesem Dienst unmittelbar zugesprochen. Bezieher der Nachrichten sind in der Hauptsache Banken, Industrieunternehmungen, große Geschäftshäuser, landwirtschaftliche Ein- und Verkaufsgenossenschaften, Mühlen usw.

Teilnehmer am Wirtschaftsrundfunkdienst kann innerhalb des Deutschen Reiches jeder werden, der die allgemein geltenden Bedingungen der Gesellschaft erfüllt und dessen Zulassung von der Deutschen Reichspost genehmigt wird.

Anträge auf Zulassung sind an die Gesellschaft zu richten, die auch die Urkunde über die von der Deutschen Reichspost erteilte Genehmigung aushändigt.

Den Wortlaut der Bedingungen für die Teilnahme an dem Dienst geben wir nachstehend wieder:

1. Die Empfangsanlage muß betriebssicher arbeiten und darf öffentliche Telegraphen- und Fernsprechanlagen sowie Funkanlagen nicht stören.

2. Die Luftleiter müssen so ausgeführt werden, daß ihre Bauteile in unbeschädigtem Zustande von sämtlichen Teilen der öffentlichen Zwecken dienenden Telegraphen-, Fernsprech- oder Funkanlagen bei allen Witterungsverhältnissen (Wind, Temperaturschwankungen, Schnee- und Eisansatz) in wagerechter und in senkrechter Richtung mindestens 1 m entfernt bleiben. Ein kleinerer Abstand ist zulässig, wenn besondere Umstände eine gegenseitige Berührung ausschließen.

Durch die Art der Anlegung der Luftleiter oder durch besondere Vorkehrungen ist sicherzustellen, daß ihre Bauteile, wenn sie schadhaf sind, mit den im Abs. 1 bezeichneten Anlagen nicht in Berührung kommen können. Ist keine der beiden Maßnahmen möglich, so muß durch besonders sicheren Bau der Luftleiter dafür gesorgt werden, daß alle Bauteile die vorkommende mechanische Höchstbeanspruchung ohne nachteilige Veränderungen zu ertragen vermögen; der besonders sichere Bau ist bei Überkreuzungen der im Abs. 1 bezeichneten Anlagen stets anzuwenden.

Luftleiter, die den vorstehenden Bestimmungen nicht entsprechen oder den Ausbau, die Änderung oder die Aufhebung öffentlichen Zwecken dienender Telegraphen-, Fernsprech- oder Funkanlagen behindern oder gefährden, sind auf Verlangen der Deutschen Reichspost (DRP) auf Kosten der Eildienst für amtliche und private Handelsnachrichten G. m. b. H. in Berlin NW 7, Bunsenstr. 2, (Gesellschaft) bzw. des Inhabers der Genehmigung sogleich zu ändern oder zu verlegen.

Die Mitbenutzung von posteigenen Stützvorrichtungen ist nur mit Genehmigung der DRP zulässig.

3. Änderungen an der Empfangsanlage, die bei Vervollkommnung der Sendeanlagen infolge fortschreitender Entwicklung der technischen Einrichtungen oder durch Änderung des Sendeverfahrens oder durch Wahl einer anderen Welle erforderlich werden, hat die Gesellschaft bzw. der Inhaber der Genehmigung auf eigene Kosten vorzunehmen. Ferner ist es Sache der Gesellschaft bzw. des Inhabers der Genehmigung, die Empfangsanlage bei Beeinträchtigung ihres Betriebes durch eine elektrische Anlage der DRP auf eigene Kosten so zu gestalten, daß sie nicht beeinträchtigt wird, auch wenn die Anlage der DRP später errichtet oder geändert worden ist.

4. Auf Grund dieser Genehmigung darf die Empfangsanlage nur zur Aufnahme und Verwertung derjenigen Nachrichten benutzt werden, die von der Gesellschaft auf der für den Wirtschaftsrundfunkdienst freigegebenen Welle durch einen Sender der DRP verbreitet werden, sowie der Nachrichten „an Alle“. Sonstiger Funkverkehr darf ohne besondere Genehmigung der DRP nicht aufgenommen werden.

Mitgehörter fremder Funkverkehr darf weder niedergeschrieben noch mitgeteilt oder irgendwie gewerbsmäßig verwertet werden.

Unberührt bleiben die etwaigen Verpflichtungen, die den Teilnehmern durch die Gesellschaft auferlegt sind.

5. Der Inhaber der Genehmigung ist verantwortlich für jeden, der die Empfangsanlage benutzt. Die Genehmigung ist nicht übertragbar.

6. Beauftragten der DRP ist das Betreten der Grundstücke und Räume, in denen sich die Empfangsanlage befindet, jederzeit zu gestatten.

7. Der Genehmigungsinhaber hat der DRP gegenüber keinen Anspruch auf eine Belieferung mit Nachrichten oder auf eine gute und störungsfreie Übermittlung.

8. Die Genehmigung erlischt, sobald der Inhaber der Genehmigung aufhört, Teilnehmer an dem Wirtschaftsrundfunkdienst der Gesellschaft zu sein; sie erlischt ferner, wenn das Recht der Gesellschaft zur Durchführung eines Wirtschaftsrundfunkdienstes aufhört.

Nicht mehr gültige Genehmigungsurkunden sind der DRP über die Gesellschaft zurückzugeben.

Sobald die Genehmigung erlischt, ist die Empfangsanlage sogleich außer Betrieb zu setzen; Luftleiter und Erdungsanschlüsse sind zu beseitigen. Dies gilt nicht, soweit der bisherige Genehmigungsinhaber die Anlage mit Genehmigung der DRP für andere Funkdienste weiterbetreiben will.

Die Weiterbenutzung der Empfangsanlage ohne gültige Genehmigungsurkunde ist strafbar.

9. Bei Zuwiderhandlungen gegen die Bedingungen kann die Genehmigung entzogen werden.

Die Benutzung der Empfangsanlage kann von der DRP allgemein eingeschränkt werden.

Besonders erwähnenswert ist noch, daß zur Aufnahme der Nachrichten des Wirtschaftsrundfunkdienstes, zu dem anfangs nur Teilnehmer innerhalb des Deutschen Reiches sowie in Danzig und Memel zugelassen waren, seit Anfang 1926 auch solche amtliche ausländische Nachrichtenbüros berechtigt sind, die von der Verwaltung des Aufnahmelandes zur Aufnahme dieser Nachrichten zugelassen sind und mit der Europradio G. m. b. H. in Berlin NW 7, Bunsenstr. 2, diesbezügliche

Vereinbarungen getroffen haben, sowie ferner solche einzelne Empfänger im Auslande, die gleichfalls die vorgenannte Zulassung besitzen und der Europradio G. m. b. H. durch die erwähnten Büros benannt werden. Eine Änderung des Inhalts der Nachrichten und ihrer Übermittlungsart tritt durch die Beteiligung des Auslandes nicht ein. Absender der Nachrichten bleibt die Eildienst-G. m. b. H. in Berlin NW 7, Bunsenstraße 2, die mit der vorerwähnten Europradio G. m. b. H. in engen Geschäftsbeziehungen steht; der Europradio G. m. b. H. liegt nur die Werbung der Empfänger im Auslande sowie der damit verbundene geschäftliche Verkehr ob.

b) Der Presserundfunk.

Dem vorstehenden Dienst ähnliche Rundfunkdienste sind Anfang 1924 für die Presse eingerichtet worden, und zwar für Wolffs Telegraphisches Büro (W. T. B.) zusammen mit dem Verein deutscher Zeitungsverleger, für die Telegraphen-Union und den Sozialdemokratischen Pressedienst. Die Büros verbreiten ihre Nachrichten über größere Sprechender der Hauptfunkstelle König Wusterhausen, und zwar werden diese Sender zur Vermeidung von Verzögerungen in der Belieferung der Teilnehmer an diesen Diensten unmittelbar von den Geschäftsräumen der Nachrichtenbüros in Berlin aus besprochen, so daß die Teilnehmer (Agenturen, Filialen usw.) im Reich die Unterlagen fast gleichzeitig mit den großen hauptstädtischen Redaktionen erhalten. Zur Verbreitung gelangen neueste Nachrichten, politische und wirtschaftliche Meldungen, Parlamentsberichte usw., zugelassen sind Nachrichten jeder Art, die zur Veröffentlichung in Zeitungen bestimmt sind.

Teilnehmer an dem Dienst können nur Zeitungen oder Nachrichtenbüros und deren Zweigstellen (Agenturen und Filialen) werden, die Bezieher der Nachrichten sind und die die Genehmigung der Deutschen Reichspost zum Betriebe einer Empfangsanlage für den innerdeutschen Presserundfunkdienst besitzen.

Anträge auf Teilnahme an den Presserundfunkdiensten sind an die beteiligten Nachrichtenbüros zu richten:

1. *Continental-Telegraphen-Compagnie A.-G. (Wolffs Telegraphisches Büro)*, Berlin SW 68, Charlottenstraße 15 B;

2. *Internationaler Nachrichtendienst G. m. b. H., Telegraphen-Union*, Berlin SW 61, Blücherstr. 12;

3. *Sozialdemokratischer Pressedienst*, Berlin SW 68, Belle-Alliance-Platz 8.
Die *Bedingungen für die Teilnahme* an diesem Dienst sind folgende:

1. Die Empfangsanlage muß betriebsicher arbeiten und darf die öffentlichen Telegraphen- und Fernsprechanlagen sowie Funkanlagen nicht stören.

2. Die Luftleiter müssen so ausgeführt werden, daß ihre Bauteile in unbeschädigtem Zustande von sämtlichen Teilen der öffentlichen Zwecken dienenden Telegraphen-, Fernsprech- oder Funkanlagen bei allen Witterungsverhältnissen (Wind, Temperaturschwankungen, Schnee- und Eisansatz) in wagerechter und in senkrechter Richtung mindestens 1 m entfernt bleiben. Ein kleinerer Abstand ist zulässig, wenn besondere Umstände eine gegenseitige Berührung ausschließen.

Durch die Art der Anlegung der Luftleiter oder durch besondere Vorkehrungen ist sicherzustellen, daß ihre Bauteile, wenn sie schadhaf sind, mit den im Abs. 1 bezeichneten Anlagen nicht in Berührung kommen können. Ist keine der beiden Maßnahmen möglich, so muß durch besonders sicheren Bau der Luftleiter dafür gesorgt werden, daß alle Bauteile die vorkommende mechanische Höchstbeanspruchung ohne nachteilige Veränderungen zu ertragen vermögen; der besonders sichere Bau ist bei Überkreuzungen der im Abs. 1 bezeichneten Anlagen stets anzuwenden.

Luftleiter, die den vorstehenden Bestimmungen nicht entsprechen oder den Ausbau, die Änderung oder die Aufhebung öffentlichen Zwecken dienender Telegraphen-, Fernsprech- oder Funkanlagen behindern oder gefährden, sind auf Verlangen der Deutschen Reichspost (DRP) auf Kosten des Inhabers der Genehmigung sogleich zu ändern oder zu verlegen.

Die Mitbenutzung von posteigenen Stützvorrichtungen ist nur mit Genehmigung der Deutschen Reichspost zulässig.

3. Änderungen an der Empfangsanlage, die bei Vervollkommnung der Sendeanlagen infolge fortschreitender Entwicklung der technischen Einrichtungen oder durch Änderung des Sendeverfahrens oder durch Wahl einer anderen Welle erforderlich werden, hat der Inhaber der Genehmigung auf eigene Kosten vorzunehmen. Ferner ist es Sache des Inhabers der Genehmigung, die Empfangsanlage bei Beeinträchtigung ihres Betriebs durch eine elektrische Anlage der Deutschen Reichspost auf eigene Kosten so zu gestalten, daß sie nicht beeinträchtigt wird, auch wenn die Anlage der Deutschen Reichspost später errichtet oder geändert worden ist.

4. Die Empfangsanlage darf nur zur Aufnahme und Verwertung der Zeitungsnachrichten benutzt werden, die von der(Gesellschaft) auf der ihr freigegebenen Welle durch einen Sender der Deutschen Reichspost (DRP) verbreitet werden, sowie der Nachrichten „an Alle“. Sonstiger Funkverkehr darf nicht aufgenommen werden. Mitgehörter fremder Funkverkehr darf weder niedergeschrieben, noch mitgeteilt oder irgendwie gewerbsmäßig verwertet werden. Sofern mehrere Gesellschaften gemeinsam auf einem Sender mit der gleichen Welle zugelassen werden, ist für die Teilnahme an dem Dienst jeder Gesellschaft die besondere Genehmigung der DRP erforderlich, auch wenn für die Aufnahme der Nachrichten mehrerer Gesellschaften nur ein gemeinsamer Empfangsapparat betrieben wird.

Unberührt bleiben etwaige Verpflichtungen, die den Teilnehmern durch die Gesellschaft auferlegt sind.

5. Der Inhaber der Genehmigung ist verantwortlich für jeden, der die Empfangsanlage benutzt. Die Genehmigung ist nicht übertragbar.

6. Beauftragten der DRP ist das Betreten der Grundstücke und Räume, in denen die Empfangsanlage sich befindet, jederzeit zu gestatten.

7. Der Genehmigungsinhaber hat der DRP gegenüber keinen Anspruch auf eine Belieferung mit Nachrichten oder auf eine gute und störungsfreie Übermittlung.

8. Die Genehmigung erlischt, sobald der Inhaber der Genehmigung aufhört, Bezieher der Presserundfunknachrichten der Gesellschaft zu sein; sie erlischt ferner, wenn das Recht der Gesellschaft zur Einrichtung und Durchführung eines innerdeutschen Presserundfunkdienstes aufhört.

Nicht mehr gültige Genehmigungsurkunden sind der DRP über die Gesellschaft zurückzugeben.

Sobald die Genehmigung erlischt, ist die Empfangsanlage sogleich außer Betrieb zu setzen, Luftleiter und Erdungsanschlüsse sind zu beseitigen. Dies gilt nicht, soweit der bisherige Genehmigungsinhaber die Anlage mit Genehmigung der DRP für andere Funkdienste weiterbetreibt.

Die Weiterbenutzung der Empfangsanlage ohne gültige Genehmigungsurkunde ist strafbar.

9. Bei Zuwiderhandlungen gegen die Bedingungen kann die Genehmigung entzogen werden.

Die Benutzung der Empfangsanlage kann von der DRP allgemein eingeschränkt werden.

c) Der Hochseerundfunk.

Das Recht zur Einrichtung und Durchführung eines Hochseerundfunkdienstes (zur drahtlos telephonischen Übermittlung von Nachrichten an die Teilnehmer dieses Dienstes) ist Anfang 1924 der „Deutscher Hochseerundfunk G. m. b. H.“ in Hamburg, Kleine Johannisstr. 9 verliehen worden. Für die Durchführung dieses Dienstes, der im Mai 1925 aufgenommen worden ist, rüstet die Gesellschaft Schiffe, insbesondere Fischdampfer, Hochseekutter und andere kleinere Fahrzeuge mit einfachen Funkempfangsanlagen aus und versorgt sie mit Nachrichten, die auf die Bedürfnisse der Hochseefischerei besonders zugeschnitten sind (Wetternachrichten, Sturmwarnungen, Eismeldungen, Mitteilungen über Bunkerkohlenpreise,

Hafenstreiks, Schiffsunfälle, Fischmarktberichte usw.). Diese Nachrichten werden von der Hauptfunkstelle Norddeich durch einen Sprechsender, der der Gesellschaft täglich mehrmals zu vereinbarten Zeiten zur Verfügung steht, verbreitet. Im Rahmen dieses Dienstes werden auch Einzelnachrichten an bestimmte Empfänger zugesprochen, so daß die Reeder auf diese Weise Gelegenheit erhalten, ihren Fahrzeugen unterwegs Weisungen zugehen zu lassen, z. B. Schiffe nach einem anderen Ziel, als ursprünglich bestimmt, zu leiten usw.

Von den *Bedingungen für die Teilnahme* am Hochseerundfunk, die im Frühjahr 1926 den sich beim Betriebe ergebenden praktischen Bedürfnissen entsprechend geändert worden sind, geben wir nachstehend die wichtigsten wieder:

Teilnehmer an dem Hochseerundfunkdienst können Reeder, Reedereien und sonstige Eigentümer von Schiffen werden. Zur Errichtung und zum Betriebe von Hochseerundfunkempfangsanlagen auf den Schiffen bedarf es der Genehmigung der Deutschen Reichspost, die für jedes Fahrzeug besonders erteilt wird. Anträge sind an die Gesellschaft zu richten.

Für die Empfangsanlagen sind sowohl von der Gesellschaft gemietete wie auch dem Teilnehmer gehörige eigene Geräte zugelassen; das zu verwendende Empfangsgerät kann beliebiger Art sein.

Die Empfangsanlage muß betriebssicher arbeiten und darf öffentliche Telegraphen- und Fernsprechanlagen sowie Funkanlagen nicht stören.

Änderungen an den Empfangsanlagen, die bei Vervollkommnung der Sendeanlagen infolge fortschreitender Entwicklung der technischen Einrichtungen oder durch Änderung des Sendeverfahrens oder durch Wahl einer anderen Welle erforderlich werden, hat die Gesellschaft bzw. der Inhaber der Genehmigung auf eigene Kosten vorzunehmen. Ferner ist es Sache der Gesellschaft bzw. des Inhabers der Genehmigung, die Empfangsanlage bei Beeinträchtigung ihres Betriebes durch eine elektrische Anlage der DRP auf eigene Kosten so zu gestalten, daß sie nicht beeinträchtigt wird, auch wenn die Anlage der DRP später errichtet oder geändert worden ist.

Die Empfangsanlage darf nur zur Aufnahme und Verwertung der allgemeinen „Nachrichten an Alle“ und der für den Inhaber der Genehmigungsurkunde abgegebenen besonderen Nachrichten benutzt werden, die von der Gesellschaft auf der ihr freigegebenen Welle durch einen Sender der DRP verbreitet werden. Die Aufnahme von Nachrichten, die für Dritte bestimmt sind, ist nicht gestattet. Mitgehörter fremder Funkverkehr darf weder niedergeschrieben noch mitgeteilt oder irgendwie verwertet werden. Für die Aufnahme des Unterhaltungsrundfunks bedarf es einer besonderen Genehmigung, ohne die die Aufnahme verboten und strafbar ist. Unberührt bleiben die etwaigen Verpflichtungen, die dem Teilnehmer durch die Gesellschaft auferlegt sind.

Die mißbräuchliche Verwendung der Empfangsanlage und ihre Benutzung durch Unbefugte ist zu verhindern. Die Übertragung der Genehmigung an einen Dritten ist unzulässig.

Die Genehmigung der Empfangsanlage erlischt, sobald der Inhaber der Genehmigungsurkunde aufhört, Bezieher der drahtlosen Hochseerundfunknachrichten der Gesellschaft zu sein; sie erlischt ferner, wenn der Gesellschaft die Verleihung des Rechts zur Einrichtung und Durchführung eines drahtlosen Hochseerundfunkdienstes entzogen wird. Die Weiterbenutzung der Empfangsanlage ohne gültige Genehmigungsurkunde ist strafbar.

Nach dem Aufhören des Teilnehmerverhältnisses müssen die Empfangsanlagen sogleich außer Betrieb gesetzt werden; Luftleiter und Erdungsanschlüsse sind zu beseitigen. Dies gilt nicht, soweit der Teilnehmer mit Genehmigung der DRP die Anlage für andere Funkdienste weiterbetreiben will.

d) Die Entwicklung und Organisation des deutschen Rundfunks.

Am 29. Oktober 1923 wurde der deutsche Unterhaltungsrundfunk mit einem im Funkhause, Berlin W 9, Potsdamer Straße 4, befindlichen Telephoniesender der Reichstelegraphenverwaltung durch die „Radio-Stunde“ — später in „Funk-

Stunde“ verdeutscht — eröffnet. An dem Dienst dieser Sendegesellschaft¹⁾ nehmen nicht nur die Bewohner in den Bezirken der Oberpostdirektionen Berlin, Potsdam, Frankfurt (Oder) und Stettin teil, sondern auch zur Hälfte die von Magdeburg und Schwerin (Mecklb.).

Entsprechend der Zunahme der Sender und der damit verbundenen weiten *Ausbreitung des Unterhaltungsrundfunks* hat sich die Zahl der empfangsberechtigten Teilnehmer außerordentlich schnell vermehrt; am deutlichsten prägt sich die Zunahme im Berliner Sendebereich im Jahre 1924 aus. Die nachstehende Übersicht gibt uns ein Bild von der Entwicklung der Rundfunkteilnehmerzahlen vom Beginn des Rundfunks bis in die heutige Zeit unter Gegenüberstellung der Teilnehmerzahlen von Berlin und derer im gesamten Reich.

Tabelle 102. Entwicklung des Rundfunks in Deutschland.

	Sendegesellschaft Berlin	Rundfunkgesell- schaften (insgesamt)
Ende Dezember 1923	253	rund 1 000
am 1. April 1924	601	„ 1 600
„ 1. Juli 1924	74 406	„ 99 000
„ 1. Oktober 1924	107 327	„ 283 000
„ 1. Januar 1925	220 592	„ 549 000
„ 1. April 1925	316 238	„ 779 000
„ 1. Juli 1925	353 229	„ 839 000
„ 1. Oktober 1925	375 481	„ 873 000
„ 1. Januar 1926	443 607	„ 1 022 000
„ 1. April 1926	522 461	„ 1 205 000
„ 1. Juli 1926	523 755	„ 1 224 000
„ 1. Oktober 1926	521 534	„ 1 247 000

Die Entwicklung der Teilnehmerzahlen im deutschen Rundfunk ist durch die Gebührenfrage stark beeinflusst worden. Die erste Genehmigungsgebühr nach fester Währung, die für ein Jahr im voraus zu entrichten war, wurde vom 1. Januar 1924 ab auf 60 M. jährlich festgesetzt. Sie blieb nur 4 Monate in Kraft. Die Teilnehmerzahl stieg während dieser Zeit auf rund 1600. Als jedoch vom Mai 1924 ab die Jahresgebühr von 60 M. auf 24 M. herabgesetzt und gleichzeitig die Entrichtung in Monatsbeträgen zugelassen wurde, stieg die Teilnehmerzahl binnen zwei Monaten, d. h. bis zum 1. Juli 1924, auf 99 000 und bis 1. Oktober 1924 bereits auf 283 000.

Um den Rundfunk reibungslos durchführen zu können, war es zunächst notwendig, an die *Empfangsgeräte besondere technische Bedingungen* zu stellen. So war zunächst für die Rundfunkteilnehmer, die nicht im Besitze einer Audion-Versuchserlaubnis waren, nur gestempeltes Röhrenempfangsgerät mit einem Wellenbereich von 250 bis 700 m zugelassen. Die Geräte durften nur eine beschränkte Rückkopplung haben, so daß störende Schwingungsausstrahlungen damit nicht hervorgerufen werden konnten. Diese Bestimmungen waren von vornherein nur als vorläufige gedacht; auf der anderen Seite waren sie bereits durch

¹⁾ Außer dem Sender in Königs Wusterhausen, dessen schon vor 1923 vorhanden gewesene Telephonie-Sendeinrichtung sich durch allmählichen Ausbau zu dem heutigen „Deutschlandsender“ entwickelt hat, wurden von Beginn des Unterhaltungsrundfunks bis jetzt 20 Sender eingerichtet, und zwar:

im Jahre 1923:	Berlin	= 1
„ „ 1924:	Leipzig, München, Frankfurt (Main), Hamburg, Stuttgart, Breslau, Königsberg (Pr.), Münster (Westf.), Nürnberg und Bremen	= 10
„ „ 1925:	Hannover, Kassel, Dresden, Elberfeld, Dortmund und Gleiwitz	= 6
„ „ 1926:	Stettin, Kiel und Freiburg (Br.)	= 3

Für 1926 ist noch ein Sender in der Rheinpfalz (Hochspeyer) in Aussicht genommen. In Langenberg Rhld. ist ein Rhein-Ruhrsender von 60 kW im Bau.

die in weitem Maße erteilte Audion-Versuchserlaubnis durchbrochen; andererseits würden die Beschränkungen Nachteile mit sich gebracht haben, die sich nach und nach immer mehr auswirken mußten, je mehr das Ausland seinen Rundfunkdienst auf Wellen über 1000 m abwickelte. Im übrigen wurde schon 1925 von mehreren europäischen Staaten geplant, einen sog. Auslandsrundfunkdienst einzurichten, eine Maßnahme, der sich auch Deutschland nicht verschließen konnte. Für einen solchen Dienst kommen erfahrungsgemäß nur längere Wellen in Betracht, da nur auf diesen bei größeren Entfernungen eine annähernd gleiche Lautstärke sowohl während der Nacht als auch am Tage zu erzielen ist.

Nachdem nun die Absichten der Deutschen Reichspost hinsichtlich der Änderungen der Bestimmungen über den Unterhaltungsrundfunk die Zustimmung der beteiligten Behörden, von Funkindustrie und -handel sowie des Deutschen Funktechnischen Verbandes gefunden hatten, sind die *neuen Vorschriften* zum 1. September 1925 in Kraft getreten¹⁾.

Die Neuregelung betrifft die Benutzung von Empfangsanlagen zur Aufnahme des Unterhaltungsrundfunks. Ausdrücklich sei betont, daß die Verordnung zum Schutze des Funkverkehrs vom 8. März 1924²⁾ im bisherigen Umfang weiterbestehen bleibt.

Hinsichtlich der Rundfunkempfangsanlagen sind die wichtigsten Bestimmungen folgende:

1. Die bisherige Prüfung und Stempelung von Funkgerät durch die Deutsche Reichspost fällt fort. Jeder Rundfunkteilnehmer kann also beliebiges, ungestempeltes Funkgerät benutzen; auch ungestempelte bzw. unbanderolierte Röhren dürfen verwendet werden.

2. Infolge der Aufhebung der Stempelungspflicht bezüglich des Funkgeräts fallen ferner alle Bestimmungen fort, die auf die Herstellung und den Handel mit Rundfunkgerät Bezug haben.

3. Die Audion-Versuchserlaubnis ist nicht mehr erforderlich. Die allgemeine Freigabe des Röhrenempfangs ist in erster Linie der erfolgreichen Tätigkeit der Funkvereine zu verdanken, die es als ihre vornehmste Aufgabe betrachtet haben, durch ihre Aufklärungsarbeit, durch Unterrichtskurse, Vorträge, Bastel- und Experimentierabende, durch Erziehung zur Selbstzucht und zu sportlich einwandfreiem Arbeiten ihre Mitglieder in die Funktechnik einzuführen.

4. Die Gebühren für sämtliche Rundfunkempfangsgenehmigungen werden einheitlich auf monatlich 2 RM festgesetzt, auch soweit es sich um öffentliche Vorführungen handelt. Sie wird nach Festsetzung in der Genehmigungsurkunde monatlich oder vierteljährlich im voraus fällig; erstmalig ist die Gebühr bei Aushängung der Genehmigungsurkunde für den Kalendermonat, in dem die Genehmigung erteilt wird, vom Vierteljahrszähler sogleich bis zum Ende des laufenden Kalendervierteljahrs zu entrichten. Die Zahlung dieser Gebühr ist die selbstverständliche Voraussetzung für die Durchführung des Rundfunks. Zaungäste, d. h. Schwarz Hörer, gefährden den Rundfunk, der auf dem ehrlichen Grundsatz von Leistung und Gegenleistung aufgebaut ist.

Die von den Vereinen der Funkfreunde für Laboratoriums-Empfangsanlagen zu zahlende Gebühr ist laut Amtsblattverfügung Nr. 111 vom 1. Dezember 1925 an auf monatlich 2 RM für jede Empfangsanlage festgesetzt worden. Die Bestimmung, wonach noch eine nach der Zahl der Vereinsmitglieder ohne Versuchserlaubnis zu bemessende Gebühr von 1 RM vierteljährlich von jedem Mitglied von dem Verein zu erheben ist, wurde aufgehoben.

Es sei noch bemerkt, daß die bisherigen Bestimmungen (Amtsblatt des Reichspostministeriums Nr. 46/1924, S. 249–279) über Erlaß von Gebühren, besonders z. B. von Blindenanlagen, ihre Gültigkeit behalten haben.

¹⁾ Bereits durch Amtsblatt Nr. 29 vom 28. März 1925 hatte das Reichspostministerium gewisse Erleichterungen bekanntgegeben; so war z. B. die Verwendung von Niederfrequenzverstärkern, Detektorempfangsanordnungen ohne Röhren usw. zugelassen worden.

²⁾ Vgl. auch unter 2: die Rechtsverhältnisse im Funkverkehr.

5. Infolge vielfacher mißbräuchlicher Ausnutzung sind die Bestimmungen über den Versuchsmonat dahin geändert worden, daß künftig auch schon für den Monat, in dem die Genehmigung erteilt wird, die Gebühr von 2 RM zu entrichten ist, und daß außerdem nicht bereits der Eingang der Anmeldung beim Zustell-Postamt, sondern erst die Aushändigung der Genehmigungsurkunde den Inhaber zur Errichtung und zum Betriebe der Funkempfangsanlage berechtigt.

6. Die Mindestdauer der Gebührenpflicht von 6 Monaten besteht nicht mehr. Die Genehmigung erlischt, wenn der Inhaber auf die Teilnahme am Unterhaltungsrundfunk 5 Tage vor Ablauf eines Kalendervierteljahrs verzichtet.

Auch nach den neuen Bestimmungen, die in Nr. 81/1925 des Amtsblattes des Reichspostministeriums bekanntgegeben sind, ist nach wie vor nur der Inhaber einer besonderen, von der Deutschen Reichspost ausgestellten Genehmigungsurkunde berechtigt, eine Funkempfangsanlage zur Teilnahme am Unterhaltungsrundfunk zu errichten und zu betreiben. Der Rundfunkteilnehmer darf mit seiner Anlage den „Unterhaltungsrundfunk“ im engeren Sinne und die Nachrichten „an Alle“ sowie die Wellen der Versuchssender aufnehmen. Sonstiger Funkverkehr darf nicht aufgenommen werden und, wenn er unbeabsichtigt empfangen wird, weder niedergeschrieben noch anderen mitgeteilt, noch irgendwie gewerbsmäßig verwertet werden; dies gilt im besonderen für die Nachrichten von Sonderdiensten wie Presse-, Wirtschafts- und Hochseerundfunkdienst, da diese Dienste, die überdies nur für ganz bestimmte engere Kreise von Interesse sind, ihren besonderen Teilnehmern vertraglich vorbehalten sind. Hiernach ist es also mißverständlich, wenn in einzelnen Pressenachrichten von einer völligen Freigabe des Empfangs von Funknachrichten gesprochen wird; dem Rundfunkteilnehmer sind jedoch nach Vorstehendem nur solche Verpflichtungen auferlegt, die für die wirtschaftliche und technische Entwicklung des Rundfunkwesens, an dem ja gerade die Rundfunkteilnehmer das größte Interesse haben, notwendig sind.

Aus der „*Bekanntmachung über den Unterhaltungsrundfunk*“ (Nr. 81/1925 Amtsblatt des Reichspostministeriums) seien noch folgende, den Rundfunkteilnehmer besonders interessierende Punkte kurz hervorgehoben:

Die Genehmigung berechtigt zur Errichtung und zum Betriebe einer Empfangsanlage; der Inhaber darf die Anlage mit verschiedenem Empfangsgerät abwechselnd betreiben, jedoch dürfen nicht mehrere Empfangsgeräte gleichzeitig betrieben werden.

Der Anschluß anderer Haushalte an das Empfangsgerät ist nur dann gestattet, wenn für diese ebenfalls eine Genehmigung vorliegt. Es ist also nicht ohne weiteres zulässig, mehrere Hausbewohner mit Hilfe von verlängerten Hörschnüren an ein Empfangsgerät anzuschließen. Der Begriff „Haushalt“ ist aber weit gefaßt.

Die Errichtung und der Betrieb von Empfangsanlagen sind nicht an einen Ort, insbesondere nicht an die Wohnung, gebunden. Der Teilnehmer kann also seine Empfangsanlage abwechselnd in der Wohnung, in seinem Garten, auf seinem Boot usw. betreiben, muß jedoch auf Verlangen die Genehmigungsurkunde und die letzte Gebührenempfangsbescheinigung vorzeigen können.

Nach Ablauf der Genehmigung ist die Anlage sogleich außer Betrieb zu setzen. Luftleiter und Erdungsanschlüsse sind zu beseitigen.

Besonders sei noch hervorgehoben, daß die fabrikmäßige Herstellung von Funkgerät und die Aufbewahrung fertigen Geräts, z. B. bei Händlern, keine Errichtung von Funkempfangsanlagen darstellt.

Natürlich darf die nun gewährte Freiheit nicht dahin ausgelegt werden, daß es nunmehr in Zukunft gestattet sei, rücksichtslos mit Rückkopplung zu arbeiten. Eine Störung des Funkverkehrs darf vielmehr auch in Zukunft nicht eintreten; in den neuen Bekanntmachungen ist eine Bestimmung aufgenommen worden, wonach der Genehmigungsinhaber durch seine Funkempfangsanlage den Betrieb von Telegraphen- und Fernsprechanlagen, die öffentlichen Zwecken dienen, sowie allgemein von Funkanlagen nicht stören darf. Bei Verstößen gegen die Genehmigungsbedingungen wird die Genehmigung entzogen, wenn sie nicht außerdem noch nach den gesetzlichen Bestimmungen gerichtlich zu ahnden sind.

Über die *Organisation des Unterhaltungsrundfunks* sei kurz folgendes bemerkt. Die Einrichtung und der Betrieb der Rundfunksender erfolgt durch die Deutsche Reichspost, die auch Besitzerin der Anlagen ist; die Zusammenstellung der Programme, die Nachrichtenbeschaffung, die Auswahl der Künstler und Vortragenden sowie die Übertragung der Darbietungen auf die Sender ist Sache der zugelassenen Rundfunkgesellschaften, die in den neun Hauptsendeorten gegründet worden sind. Das Reichspostministerium schließt mit diesen Gesellschaften besondere Verträge ab und deckt die Auslagen der Gesellschaften durch einen Anteil an die im Rundfunk aufkommenden Gebühren. Rundfunkteilnehmer kann jeder Deutsche werden; Ausländer bei Anerkennung der Gegenseitigkeit.

Bei Beginn des deutschen Rundfunks hatte sich zunächst die Notwendigkeit ergeben (vgl. Fußnote auf S. 1066), in verschiedenen Orten selbständige Sendestellen zu errichten, die tagsüber lokale Darbietungen bringen, die aber schon vielfach das Berliner Abendprogramm übernehmen. In jedem der neun Rundfunksendebezirke wurde eine besondere Gesellschaft in Form einer Aktiengesellschaft unter Zuhilfenahme privaten Kapitals gegründet, die die Entwicklung des Rundfunks in ihrem Bereich nach eigenen Gesichtspunkten betreiben konnte. Diese Gesellschaften haben sich die größte Mühe gegeben und den Rundfunk nicht als Erwerbs-, sondern lediglich als allgemeine Angelegenheit betrachtet. Die Rundfunkgesellschaften haben keineswegs die Absicht oder den Ehrgeiz, mit irgendwelchen anderen Kultureinrichtungen — Oper, Schauspiel, Konzert, Hoch- und Fachschulen — in Wettbewerb zu treten; sie wollen vielmehr diesen anderen Kultureinrichtungen helfen, indem sie das Interesse der Allgemeinheit für sie erwecken und mit ihnen, sich gegenseitig ergänzend, Hand in Hand arbeiten. Naturgemäß sind die Einnahmen der Gesellschaften sehr verschieden; während sich an einigen Stellen, bei denen wie z. B. in Berlin die Teilnehmerzahl besonders groß ist, Überschüsse haben erzielen lassen, konnten sich andere Gesellschaften wegen Mangels an Einnahmen nicht so entwickeln, wie es erwünscht war. Zur Beseitigung dieses unliebsamen Zustandes sind die Rundfunkgesellschaften in eine gemischtwirtschaftliche Form überführt worden. Hiernach ist der Rundfunk keine Erwerbsangelegenheit. Etwaige Überschüsse dürfen bis auf eine angemessene Dividende auf das Gesellschaftskapital keinesfalls als Gewinn ausgeschüttet werden, sondern müssen dem Rundfunk unter Aufsicht der Reichspost, die auch die gesamte Wirtschaftsführung prüft, wieder zugeführt werden. In erster Linie sind die angesammelten Überschüsse zur Unterstützung notleidender Sendebzirke zu verwenden, damit überall in Deutschland ein kulturell hochstehendes Programm verbreitet werden kann. Auch die Schaffung eines besonderen Leitungsnetzes zur Verbindung der einzelnen Sender zwecks Übertragung der Programme soll durch die Überschüsse ermöglicht werden.

Zur Durchführung dieses Gedankens haben sich alle deutschen Gesellschaften — ausgenommen vorläufig die „Deutsche Stunde in Bayern“ — in der *Reichs-Rundfunk-Gesellschaft m. b. H.* (RRG), Berlin, zusammengeschlossen. Die Entscheidung über alle bei der Programmgestaltung etwa auftretenden politischen und kulturellen Fragen unterliegt gemeinschaftlich dem Reichsministerium des Innern und den für die einzelnen Rundfunkbezirke zuständigen Landesregierungen. Zur Überwachung des Nachrichten- und Vortragsdienstes der Rundfunkgesellschaften und der Innehaltung der von der Reichsregierung im Einvernehmen mit den Ländern erlassenen Richtlinien, durch die ein gleichmäßiges, überparteiliches und objektives Verhalten der Rundfunkgesellschaften sichergestellt werden soll, wird bei jeder Gesellschaft ein aus Reichs- und Ländervertretern zusammengesetzter, mit besonderen Vollmachten versehener *amtlicher Überwachungsausschuß* eingesetzt. Den Rundfunkgesellschaften, die für die Zusammensetzung der Programme und ihre Durchführung zuständig sind, wird ein von der zuständigen Landesregierung im Benehmen mit dem Reichsministerium des Innern zu berufender *Kulturbeirat* zugeteilt, der an der Gestaltung des Programms mitzuwirken und die Gesellschaften hinsichtlich ihrer Darbietungen aus Kunst, Wissenschaft und Volksbildung zu beraten und zu bewachen hat.

Die Reichs-Rundfunk-Gesellschaft selbst soll die große Zahl der den Rundfunkgesellschaften gemeinsamen organisatorischen, technischen und rechtlichen Fragen bearbeiten, die Geschäftsführung der Rundfunkgesellschaften überwachen, den Schriftverkehr mit ihnen und der Presse führen und die Rechte der Gesellschaften gegenüber den Organisationen der Autoren, Künstler und Teilnehmer wahrnehmen; ferner soll die Vertretung der deutschen Rundfunkorganisationen in der Vereinigung der europäischen Rundfunkorganisationen, der *Union Internationale de Radiophonie in Genf*, übernehmen. Dieses internationale Rundfunkbüro soll insbesondere die gemeinsamen Fragen des Rundfunks auf zwischenstaatlichem Wege regeln und besonders ein störungsfreies Nebeneinanderarbeiten der einzelnen Sender ermöglichen, was durch Festlegung der Zahl der Sendestellen und der Wellenlängen in den einzelnen Ländern geschehen soll. Besonders erfreulich ist aber der Umstand, daß die in dieser internationalen Vereinigung zusammengeschlossenen Länder sich die Aufgabe gestellt haben, der längst geplanten Übertragung internationaler Rundfunkprogramme die Wege zu ebnen. Diese großzügige und weltbedeutende Kulturaufgabe, die von der Reichs-Rundfunk-Gesellschaft eingeleitet und überwacht werden soll, bedarf aber auch der Unterstützung durch das ebenso wichtige Nachrichtenmittel der Presse. Es wird eine dankbare Arbeit sein, die seit der Begründung des Rundfunks schon bei der Deutschen Reichspost in Angriff genommene Sammlung und Auswertung von Pressemitteilungen des In- und Auslandes über den Rundfunk in Gestalt eines Rundfunk-Archivs fortzuführen und damit einerseits die Öffentlichkeit über die Entwicklung der Dinge zu unterrichten, andererseits aber auch der Funkindustrie durch Vergleiche und Hinweise wichtige Anregungen zu geben.

Es soll ferner versucht werden, durch die Rundfunkgesellschaften die Hauptmittel zur Gründung und Unterhaltung eines „*Forschungsinstituts für Hochfrequenz*“ aufzubringen. Die Rundfunkgesellschaften wollen zum Nutzen der Allgemeinheit mit gemeinschaftlichen Mitteln Laboratorien und Versuchswerkstätten einrichten, in denen hervorragenden Technikern und Gelehrten Gelegenheit geboten werden soll, an der technischen Fortentwicklung des Funkwesens zu arbeiten.

Die Deutsche Welle G. m. b. H., Berlin, hat die Aufgabe, belehrende (pädagogische) Vorträge für Lehrer, Ärzte, Frauenvereine usw. zu verbreiten sowie auf dem Gebiete des Sprachunterrichts u. dgl. mehr durch Rundfunk tätig zu sein. Sie hat ihren Betrieb am 7. Januar 1926 aufgenommen und benutzt den Deutschlandsender der Hauptfunkstelle König Wusterhausen, der auf der 1300 m-Welle arbeitet. Ihre Darbietungen können von jedem Rundfunkteilnehmer ohne Zahlung einer besonderen Gebühr aufgenommen werden. Da die Deutsche Welle G. m. b. H. hiernach keine eigenen Einnahmen hat, wird sie von den übrigen Rundfunkgesellschaften finanziert.

Der Deutschlandsender wird von der Deutschen Welle G. m. b. H. nur bis in die Abendstunden (7,30 Uhr) benutzt; während des eigentlichen Abendprogramms der Rundfunksender (im allgemeinen von 8,30 Uhr an) verbreitet er hochwertige Darbietungen irgendeiner Rundfunkgesellschaft, zur Zeit in der Hauptsache der Funk-Stunde A.-G. in Berlin. Die Leistung des Senders wird gegenwärtig von 20-kW-Röhrenleistung auf 100-kW-Röhrenleistung erhöht; er soll dann gleichzeitig Deutschland in das zu erwartende Rundfunknetz einfügen.

2. Die Rechtsverhältnisse im Funkverkehr.

A. In Deutschland.

Es unterliegt keinem Zweifel, daß funktelegraphische Einrichtungen, d. h. Anlagen, die zur Aufnahme bzw. Aussendung von Nachrichten geeignet sind, unter den Begriff des „Telegraphen“ fallen. Wesen der Telegraphie ist unkörper-

liche Nachrichtenübertragung. Nach einem Erkenntnis des Reichsgerichts vom 28. Februar 1889 (R.G.St. Bd. 19, S. 55 ff.) „fällt jede Nachrichtenbeförderung, welche nicht durch den Transport des körperlichen Trägers der Nachricht von Ort zu Ort, sondern dadurch bewirkt wird, daß der an einem Orte zum sinnlichen Ausdruck gebrachte Gedanke an einem anderen Orte sinnlich wahrnehmbar wieder erzeugt wird, dem Wesen der Telegraphenanstalten anheim“.

Schon vor dem Zustandekommen des Internationalen Funktelegraphenvertrags hatte das *Reichspostamt* eine am 1. April 1905 in Kraft getretene „*Vorschrift für den Gebrauch der Funktelegraphie im öffentlichen Verkehr*“¹⁾ erlassen, in der der funktelegraphische Betrieb zwischen den deutschen Küstenfunkstellen und allen mit ihnen in Verkehr tretenden Bordfunkstellen sowie der Verkehr der unter deutscher Flagge fahrenden Schiffe unter sich erstmalig geregelt und ein einigermaßen störungsfreier Verkehr mehrerer Stationen untereinander überhaupt erst möglich gemacht wurde. In dieser Vorschrift war bereits zum Ausdruck gebracht, daß die Auswechslung der Funktelegramme mit dem Reichstelegraphennetz sich nach den für die Seetelegramme erlassenen Bestimmungen regelt und daß ferner auf den allgemeinen Verkehr mit Funktelegraphie die Vorschriften des Internationalen Telegraphenvertrags und der Telegraphenordnung für das Deutsche Reich sinngemäß Anwendung finden sollen.

Auf Grund des durch Gesetz vom 7. März 1908 abgeänderten **Telegraphengesetzes**²⁾ und des Berliner Internationalen Funktelegraphenvertrages hat der Staatssekretär des Reichspostamts 1908 eine „*Anweisung für den Funktelegraphendienst*“³⁾ herausgegeben; eine neue, heute noch in Geltung befindliche „Anweisung“ ist am 1. Juli 1913, dem Tage des Inkrafttretens des Londoner Funktelegraphenvertrags, vom Reichskanzler durch das Zentralblatt für das Deutsche Reich vom Jahre 1913 (Nr. 32, S. 619 ff.) veröffentlicht worden.

Nach dem *Telegraphengesetz* steht das Recht, Telegraphen und Fernsprechanlagen zu errichten und zu betreiben, ausschließlich dem Reiche zu. Innerhalb des Deutschen Reiches und seiner Küstengewässer, soweit sich die Hoheitszone des Reiches erstreckt, dürfen danach im allgemeinen ohne Genehmigung keine Funkanlagen errichtet bzw. betrieben werden. Da die im *Telegraphengesetz* (§ 3) vorgesehenen Ausnahmen vom Regal für die drahtlose Telegraphie ohne Schädigung der allgemeinen Verkehrsinteressen und der Landesverteidigung nicht beibehalten werden konnten, wurde 1908 durch entsprechende *Abänderung und Ergänzung des Telegraphengesetzes* die Funktelegraphie einheitlich in der Hand des Reichs zusammengefaßt.

Der Wortlaut des in Nr. 13 des am 21. März 1908 erschienenen Reichs-Gesetzblattes veröffentlichten *Gesetzes* ist folgender:

„Einzigster Artikel.

Das Gesetz des Telegraphenwesens des Deutschen Reiches vom 6. April 1892 (RGBl. S. 467) wird dahin abgeändert:

1. Der § 3 erhält folgenden Absatz 2:

Elektrische Telegraphenanlagen, welche ohne metallische Verbindungsleitungen Nachrichten vermitteln, dürfen nur mit Genehmigung des Reiches errichtet und betrieben werden.

2. Hinter § 3 werden folgende Vorschriften eingeschaltet:

§ 3 a.

Auf deutschen Fahrzeugen für Seefahrt oder Binnenschifffahrt dürfen Telegraphenanlagen, welche nicht ausschließlich zum Verkehr innerhalb des Fahrzeuges bestimmt sind, nur mit Genehmigung des Reiches errichtet und betrieben werden.

§ 3 b.

Der Reichskanzler trifft die Anordnungen über den Betrieb von Telegraphenanlagen auf remden Fahrzeugen für Seefahrt oder Binnenschifffahrt, welche sich in deutschen Hoheitsgewässern aufhalten.

¹⁾ Amtsblatt des Reichspostamts Nr. 16/1905 u. Nr. 56/1906.

²⁾ Gesetz über das Telegraphenwesen des Deutschen Reiches vom 6. April 1892 (kurz „Telegraphengesetz“ genannt).

³⁾ Veröffentlicht unter dem 12. August 1909 durch das Zentralbl. f. d. Deutsche Reich vom Jahre 1909, S. 753 ff.

3. Der § 7 erhält folgenden Absatz 2:

Die Vorschrift des Absatzes 1 Satz 1 findet auf Anlagen der im § 3 Absatz 2 bezeichneten Art erst vom 1. Juli 1913 ab Anwendung.“

Wer entgegen den Bestimmungen des Telegraphengesetzes eine genehmigungspflichtige Funkanlage ohne Genehmigung errichtet oder betreibt, macht sich nach § 9 des Telegraphengesetzes strafbar. Auch wenn eine genehmigungsfreie Anlage gegen die Bestimmungen des Telegraphengesetzes benutzt wird, macht sich der Inhaber der Anlage strafbar. In der vollendeten Errichtung einer Anlage würde schon eine Verletzung des Regals liegen; bei Übermittlung oder beim Empfang einer einzigen Nachricht würde vollendeter straffälliger Betrieb vorliegen.

Die gesetzliche Grundlage des „Funkrechts“ ist der Grundsatz des Funkhoheitsrechts der Deutschen Reichspost, wonach Funkanlagen nur durch die DRP, von anderen nur mit „Genehmigung“ der DRP errichtet und betrieben werden dürfen.

Bei Einführung des „Rundfunks“ versagten aber die bisherigen Bestimmungen des Telegraphengesetzes im Kampfe gegen geheime Funkanlagen vielfach vollständig; die im § 9 des Telegraphengesetzes gegebene Strafvorschrift erwies sich als zu eng, und das Eingreifen der Polizei mußte rechtlich mehr gesichert werden. Um das der Deutschen Reichspost gesetzlich im Telegraphengesetz festgelegte Funkhoheitsrecht nicht zu untergraben, machte die Regierung von dem Artikel 48 der Reichsverfassung Gebrauch und erließ, da der Weg der förmlichen Gesetzgebung zunächst nicht beschritten werden konnte, für das Reichsgebiet am 8. März 1924 die „Verordnung zum Schutze des Funkverkehrs“¹⁾, welche die Grenzen des Funkhoheitsrechts schärfer umgrenzt und der Deutschen Reichspost eine Reihe von Mitteln gibt, um gegen verbotswidrige Funkanlagen vorzugehen und so einen geregelten Funkverkehr zu ermöglichen. Der Wortlaut dieser Verordnung ist folgender:

Verordnung zum Schutze des Funkverkehrs.

Vom 8. März 1924.

(Deutscher Reichsanzeiger und Preußischer Staatsanzeiger Nr. 66 vom 18. März 1924 abends, Reichsgesetzbl. I S. 273.)

Auf Grund des Artikel 48 der Reichsverfassung verordne ich zur Wiederherstellung der öffentlichen Sicherheit und Ordnung für das Reichsgebiet folgendes:

§ 1. Sendeeinrichtungen und Empfangseinrichtungen jeder Art, die geeignet sind, Nachrichten, Zeichen, Bilder oder Töne auf elektrischem Wege ohne Verbindungsleitungen oder mit elektrischen, an einem Leiter geführten Schwingungen zu übermitteln oder zu empfangen (Funkanlagen), dürfen, soweit es sich nicht um Einrichtungen der Reichswehr handelt, nur mit Genehmigung der Reichstelegraphenverwaltungen errichtet oder betrieben werden. Für die Genehmigung gelten die Vorschriften des § 2 des Gesetzes über das Telegraphenwesen vom

6. April 1892 (Reichsgesetzbl. 1892, S. 467)

7. März 1908 (Reichsgesetzbl. 1908, S. 79)

mit der Maßgabe, daß ein Recht auf Erteilung der Genehmigung nicht besteht.

§ 2.) Wer vorsätzlich entgegen den Bestimmungen dieser Verordnung eine Funkanlage (§ 1) errichtet oder betreibt, wird mit Gefängnis bestraft. Der Versuch ist strafbar.

§ 3. Wer eine elektrische Telegraphenanlage, die ohne metallische Verbindungsleitungen Nachrichten vermittelt (§§ 1, 3 Abs. 2 des Gesetzes über das Telegraphenwesen vom

6. April 1892 (Reichsgesetzbl. 1892, S. 467)

7. März 1908 (Reichsgesetzbl. 1908, S. 79)

¹⁾ Vgl. hierzu die grundlegende Arbeit von Dr. Neugebauer, Das Funkrecht. Stilk's Rechtsbibliothek Nr. 33, Berlin.

²⁾ Ausführungsbestimmungen zu § 2.

Als Strafe für die Errichtung und den Betrieb verbotener Funkanlagen wird Gefängnis angedroht. Nach § 27 b des Strafgesetzbuchs in der Fassung der Verordnung über Vermögensstrafen und Bußen vom 6. Februar 1924 (Reichsgesetzbl. I S. 44) ist jedoch in gewissen Fällen auch Geldstrafe möglich. Nach § 27 a des Strafgesetzbuchs in der Fassung derselben Verordnung kann, wenn die Tat auf Gewinnsucht beruht, neben der Gefängnisstrafe auch auf Geldstrafe bis 100 000 Reichsmark erkannt werden.

Sinne des § 1 dieser Verordnung ohne Genehmigung der Reichstelegraphenverwaltung errichtet hat oder sie ohne diese Genehmigung betreibt und binnen vier Wochen seit dem Inkrafttreten dieser Verordnung bei der Reichstelegraphenverwaltung die Genehmigung beantragt, bleibt straflos, soweit die nach § 9 des Gesetzes über das Telegraphenwesen oder nach § 2 dieser Verordnung strafbaren Handlungen vor der Stellung des Antrags begangen sind.

§ 4. (1) Gegenstände, die zur Begehung eines Vergehens gegen die Bestimmungen des § 9 des Gesetzes über das Telegraphenwesen vom 6. April 1892 und 7. März 1908

des § 2 dieser Verordnung gebraucht oder bestimmt waren, sind für das Reich (Reichstelegraphenverwaltung) einzuziehen, gleichviel wem die Gegenstände gehören und ob gegen eine bestimmte Person ein Strafverfahren eingeleitet wird.

(2) Die Einziehung ist durch Urteil auszusprechen. Mit der Rechtskraft des Urteils geht das Eigentum an den eingezogenen Gegenständen auf das Reich (Reichstelegraphenverwaltung) über. Rechte Dritter erlöschen. Für einen Rechtserwerb, der nach der Rechtskraft des Urteils eintritt, gelten die Vorschriften des bürgerlichen Rechts zugunsten derer, die Rechte von einem Nichtberechtigten herleiten.

§ 5.¹⁾ (1) Die Beamten der Staatsanwaltschaft und der Polizei können Räume, in denen sich Funkanlagen (§ 1) befinden oder vermutet werden, zur Prüfung der Anlagen und zur Durchsuchung der Räume jederzeit betreten, wenn der Verdacht einer strafbaren Handlung nach § 2 besteht. Einer Anordnung der Durchsuchung durch den Richter bedarf es nicht. Die Bestimmungen der Strafprozeßordnung über die Durchsuchung von Räumen in militärischen Dienstgebäuden bleiben unberührt.

(2) Beauftragte der Reichstelegraphenverwaltung sind berechtigt, sich an den nach Abs. 1 Satz 1 vorgenommenen Prüfungen und Durchsuchungen zu beteiligen.

§ 6.²⁾ (1) Die Polizei hat unbefugt errichtete oder unbefugt betriebene Telegraphenanlagen (§ 1 des Gesetzes über das Telegraphenwesen des Deutschen Reichs vom 6. April 1892) sowie unbefugt errichtete oder unbefugt betriebene Funkanlagen vom 7. März 1908)

(§ 1 dieser Verordnung) außer Betrieb zu setzen oder zu beseitigen. Einer vorübergehenden Androhung bedarf es nicht. Im übrigen gelten für die Anwendung polizeilicher Zwangsmittel sowie für die Rechtsmittel gegen diese die Vorschriften der Landesgesetzgebung. Wird die Genehmigung zur Errichtung oder zum Betrieb der Anlage nachträglich nachgesucht, so kann die Polizei mit Einwilligung der Reichstelegraphenverwaltung bis zur Entscheidung über den Antrag auf Genehmigung davon absehen, die Anlagen außer Betrieb zu setzen oder zu beseitigen.

(2) Die Polizei kann alle oder einzelne Teile einer nach dem vorstehenden Absatz außer Betrieb gesetzten oder beseitigten Anlage in amtliche Verwahrung nehmen oder sonst sicherstellen. Die Beschlagnahme tritt außer Kraft, wenn im Rechtsmittelverfahren (Abs. 1 Satz 3) die Außerbetriebsetzung oder Beseitigung der Anlage rechtskräftig aufgehoben wird. Die Bestimmungen der Strafprozeßordnung über Beschlagnahme sowie des § 4 über Einziehung bleiben unberührt.

¹⁾ Ausführungsbestimmungen zu § 5.

Beauftragte der DRP, die sich an einer polizeilichen Durchsuchung nach § 5 Abs. 2 beteiligen, genießen denselben rechtlichen Schutz, wie die polizeilichen Durchsuchungsorgane selbst. Durchsuchungen auf Grund des § 5 setzen den begründeten Verdacht einer strafbaren Verletzung der §§ 1, 2 der Verordnung voraus. Diese Voraussetzung wird bei Inhabern von Genehmigungsurkunden nur unter besonderen Umständen gegeben sein. Bei diesen wird daher eine Durchsuchung aus § 5 in der Regel nicht in Betracht kommen können.

²⁾ Ausführungsbestimmungen zu § 6.

Ist eine Funkanlage mit Genehmigung der DRP errichtet und betrieben worden und erlischt diese Genehmigung, so kann die DRP nach § 6 letzter Absatz dem bisherigen Inhaber der Genehmigung eine bestimmte Frist setzen, innerhalb deren er die Anlage außer Betrieb zu setzen oder zu beseitigen hat. Nach fruchtlosem Ablauf der Frist kann die DRP bei der Polizei den Antrag stellen, in polizeilichem Zwangsverfahren die Funkanlage außer Betrieb zu setzen oder zu beseitigen. Voraussetzung dieses Antrags sowie der Einleitung des polizeilichen Zwangsverfahrens ist nicht, daß dem Inhaber der Funkanlage ein strafbarer Verstoß gegen § 1 der Verordnung zur Last fällt. Die Vorschrift des § 6 Abs. 3 ist anzuwenden, wenn zu besorgen ist, daß von der Funkanlage verbotener Gebrauch gemacht werden könnte.

(3) Die Bestimmungen der vorstehenden Absätze gelten auch für Anlagen, die genehmigt worden sind, jedoch binnen der von der Reichstelegraphenverwaltung bestimmten Frist nach Zurücknahme der Genehmigung nicht außer Betrieb gesetzt oder beseitigt sind.

§ 7.¹⁾ (1) Wer in öffentlichen Bekanntmachungen oder in Mitteilungen, die für einen größeren Kreis von Personen bestimmt sind, Sendeeinrichtungen oder Empfangseinrichtungen (§ 1) sowie für solche Einrichtungen bestimmte Einzelteile ankündigt, anpreist oder anzeigt, hat den deutlichen und ausdrücklichen Hinweis zuzufügen, daß die Errichtung und der Betrieb von Funksende- oder Funkempfangseinrichtungen im Inland ohne Genehmigung der Reichstelegraphenverwaltung verboten und strafbar ist. Bei Ankündigungen, Anpreisungen und Anzeigen in Zeitungen, Zeitschriften und Schriftwerken muß jede einzelne Ankündigung, Anpreisung oder Anzeige diesen Hinweis enthalten.

(2) Wer vorsätzlich oder fahrlässig gegen die Vorschriften des vorstehenden Absatzes verstößt, wird mit Geldstrafe oder mit Gefängnis bestraft.

§ 8. Die Vorschriften des Gesetzes über das Telegraphenwesen des Deutschen Reichs vom 6. April 1892 in der Fassung des Gesetzes vom 7. März 1908 bleiben unberührt, soweit nicht in dieser Verordnung etwas anderes bestimmt ist.

§ 9. Diese Verordnung tritt mit der Verkündung in Kraft.

Die Deutsche Reichspost hat nach der heutigen Rechtslage die Möglichkeit, anderen das Recht zur Errichtung und zum Betriebe von Telegraphenanlagen, mithin auch Funkanlagen, zu „verleihen“. Dieses *Verleihungsrecht* ist nach Neugebauer ein einseitiger Staatshoheitsakt, durch den gewisse Nachrichtenverkehrsrechte begründet werden, die dem Reiche vorbehalten sind und dem Belieben ohne diese Rechtsakte der Deutschen Reichspost nicht zuständen. Die Verleihung begründet keinen privatrechtlichen oder öffentlich-rechtlichen Vertrag; dem Beliehenen werden durch einseitigen Staatshoheitsakt Pflichten auferlegt, die in den Bedingungen der Verleihung festgelegt sind. In der neuen Rundfunkregelung²⁾ sind diese Verleihungsbedingungen auch in die Bedingungen der Verleihung selbst aufgenommen worden. Die Rechte, die durch die neue Rundfunkgenehmigung verliehen werden, gehen zum Teil über die bisherigen hinaus und haben daher für die Rundfunkteilnehmer besondere Bedeutung. Dieses „Verleihungsrecht“ (§ 2 des Telegraphengesetzes) hat erst den Aufbau der für den Rundfunk erforderlichen Organisation für die Sende- und Empfangsanlagen ermöglicht.

Die Sendeanlagen für den Rundfunk sind Eigentum der Deutschen Reichspost, die sie auch betreibt. Die Besprechung der Sender geschieht durch die Sendegesellschaft, die zu ihrem Betrieb eine Genehmigung der Deutschen Reichspost erhält.

Die *Teilnahme am Rundfunk* kann erst nach Beschaffung einer Genehmigung und Bezahlung der festgesetzten Gebühren erfolgen. Die Erteilung einer Rundfunkgenehmigung macht es dem Rundfunkteilnehmer zur Pflicht, die auf der Urkunde abgedruckten Genehmigungsbedingungen zu befolgen. Von besonderer Beachtung sind die Vorschriften, was mit dem Empfangsgerät aufgenommen werden darf, die Vorschriften über die Gestaltung der Luftleiter zum Schutze aller öffentlichen Zwecken dienenden Telegraphen-, Fernsprech- und Funkanlagen, die Bestimmungen über das Verbot der Rückkoppelung sowie über die Dauer der Genehmigung.

Die Frage der Errichtung und des Betriebes von *Versuchssendern* für Private ist noch nicht gelöst. Vorläufig werden neben Sendeanlagen für funktechnische Versuchszwecke, für Fachleute, Fachunternehmen, Behörden und Schulen nur Sendeversuchsanlagen für Funkvereine genehmigt, die bestimmten Vorschriften genügen müssen.

Neben den Genehmigungsbedingungen für Rundfunkteilnehmer gibt es noch besondere Genehmigungsurkunden für die *gewerblichen Sonderdienste*, wie die Presserundfunkdienste, den Wirtschaftsrundfunkdienst, den Hochseerundfunkdienst usw.

Hinsichtlich des *Antennenrechts* sei kurz bemerkt, daß man heute auf der Seite der juristischen Sachverständigen wohl allgemein auf dem Standpunkt steht, daß der Hauseigentümer mit Rücksicht auf die Verkehrssitte nach Treu und

¹⁾ Der § 7 ist durch Verordnung des Reichspräsidenten vom 24. Juli 1924 (Reichsgesetzbl. I S. 670) aufgehoben worden.

²⁾ Vgl. „Bekanntmachung über den Unterhaltungsrundfunk“ vom 24. August 1925, Amtsblatt des Reichspostministeriums S. 443

Glauben verpflichtet ist, die Benutzung von Hausteilen auch außerhalb der eigentlichen Mietsräume zu gestatten, daß die Anbringung einer Dachantenne, die ja für das Gebäude keine Gefahr und keine Nachteile in sich birgt, durch den Mieter keinen vertragswidrigen Gebrauch der Mietsache darstellt, vorausgesetzt allerdings, daß die Anbringung der Antenne unter den gegebenen Verhältnissen tatsächlich möglich ist. Die Beanspruchung einer Gebühr für die Anbringung der Dachantenne seitens des Vermieters ist unbegründet.

Hinsichtlich der *urheberrechtlichen* Frage „Autor und Rundfunkgesellschaft“ ist zu bemerken, daß das Reichsgericht entschieden hat, daß für die drahtlos telephonische Verbreitung von Werken die Genehmigung des Urhebers erforderlich sei.

Ein erweitertes *Funkgesetz* ist zur Zeit in Vorbereitung.

Von sonstigen einschlägigen Bestimmungen seien erwähnt:

Bekanntmachung betr. „Die Schiffstelegraphie“ vom 16. Juli 1908 (RGBl. Nr. 43 vom 24. Juli 1908);

„Bestimmungen über den Betrieb der Telegraphenanlagen auf fremden Schiffen in deutschen Hoheitsgewässern vom 12. Dezember 1909“ (RGBl. Nr. 63 vom 20. Dezember 1909);

Verordnung des Reichskanzlers vom 9. Juli 1912: „Änderung der Anweisung für den Funkdienst“ betr. den funktelegraphischen Verkehr deutscher Schiffe innerhalb deutscher Hoheitsgewässer (Zentralblatt für das Deutsche Reich 1912, S. 581);

die Vorschriften über den Wirtschaftsrundfunkdienst vom 11. November 1925 (Funkverkehr 1926, S. 182 ff.)¹⁾;

die Vorschriften über den Presserundfunkdienst vom 5. Oktober 1925 (Funkverkehr 1926, S. 178 ff.)¹⁾;

die Zugfunkanweisung (veröffentlicht im Amtsblatt des Reichspostministeriums Nr. 108 vom 20. November 1925);

die Erteilung des Rechts zur Einrichtung und Durchführung eines Hochseerundfunkdienstes (funktelephonische Verbreitung von allgemeinen, die Schifffahrt insbesondere die Kleinschifffahrt interessierenden Nachrichten) vom Februar 1925 (Funkverkehr 1926, S. 187 ff.)¹⁾.

Für die verschiedenen Arten von Funkanlagen sind von der Deutschen Reichspost besondere Bedingungen aufgestellt, die für Errichtung und Betrieb der Anlagen maßgebend sind. Es würde zu weit führen, diese Bedingungen, die je nach Art und Zweck der Anlage verschieden sind, sämtlich aufzuführen; wir bringen nachstehend lediglich eine *Übersicht über die verschiedenen Arten von genehmigungspflichtigen Funkanlagen*, die nähere Angaben über die Dienststellen, an die die Genehmigungsanträge zu stellen sind, sowie die Gebühren enthält:

Tabelle 103.

Übersicht über die verschiedenen Arten von Funkanlagen.

Lfd. Nr.	Gegenstand	Anträge auf Genehmigung sind zu richten an:	Die Genehmigung wird erteilt durch:	Gebühr	
				vierteljährlich Reichsmark	monatlich Reichsmark
1	A. Empfangsanlagen a) für den Unterhaltungsrundfunk	Postamt, das die Briefe zustellt	Postamt, das die Briefe zustellt	—	2.00
2	b) bei Zeitungen und Nachrichtenbureaus für die Aufnahme von Sonderdiensten ²⁾	Oberpostdirektion	Reichspostministerium	—	2.00 und Aufnahmegebühren

¹⁾ Vgl. auch Ausführungen Sechster Teil unter II D a bis c, S. 1061 f.

²⁾ Anlagen, die lediglich zum Empfang der „Nachrichten an Alle“ bestimmt sind, fallen unter 1.

Lfd. Nr.	Gegenstand	Anträge auf Genehmigung sind zu richten an:	Die Genehmigung wird erteilt durch:	Gebühr	
				vierteljährl. Reichsmark	monatlich Reichsmark
	B. Versuchsanlagen ¹⁾				
	a) von Behörden und Schulen aller Art				
3	1. für Sende- und Empfangszwecke	Desgl.	Telegraphentechnisches Reichsamt Oberpostdirektion	25.00	—
4	2. Desgl. für Unterrichts- und Übungszwecke, wenn der Sender nicht auf einen strahlenden Luftleiter, sondern nur auf einen geschlossenen Schwingungskreis arbeitet, so daß praktisch eine Fernwirkung nicht erzielt wird	Desgl.		2.50 ²⁾	—
5	b) für den Sender im Laboratorium eines Vereins der Funkfreunde	Desgl.	Telegraphentechnisches Reichsamt	25.00	—
	c) für Sende- und Empfangszwecke				
6	1. von Fachunternehmern	Desgl.	Desgl.	50.00	—
7	2. von Fachleuten	Desgl.	Desgl.	25.00	—
	C. Betriebsanlagen				
8	a) von Behörden ^{3) 4)} bei Entfernungen ⁵⁾ zwischen den Betriebsstellen:				
	von 5 km einschl.	Desgl.	Reichspostministerium ⁴⁾	15.00	—
	von mehr als 5 km bis 15 km einschl.	Desgl.	Desgl.	18.00	—
	von mehr als 15 km bis 25 km einschl.	Desgl.	Desgl.	25.00	—
	von mehr als 25 km bis 50 km einschl.	Desgl.	Desgl.	33.00	—
	von mehr als 50 km bis 100 km einschl.	Desgl.	Desgl.	45.00	—
	über 100 km für jede angefangenen weiteren 100 km mehr	Desgl.	Desgl.	18.00	—

¹⁾ Unter Versuchsfunkanlagen sind nur solche Anlagen zu verstehen, deren Zweck ausschließlich die Ausführung funktechnischer Versuche (einschl. Vorführungen) ist. Anlagen, die für einen späteren Betrieb in Betracht kommen, fallen allgemein unter C (Betriebsanlagen), und zwar auch dann, wenn sie zunächst nur versuchsweise errichtet werden.

²⁾ Für Empfangsanlagen, die die Aufnahme von Wellen anderer Sender gestatten, ist daneben die Gebühr für Rundfunkteilnehmer (unter A) zu entrichten.

³⁾ Wenn sämtliche Betriebsstellen nur zeitweilig dienstbereit sind, ermäßigen sich die Gebühren auf den vierten Teil.

⁴⁾ Für die Genehmigung von leitungsgerechten Hochfrequenzanlagen ist das Telegraphentechnische Reichsamt zuständig.

⁵⁾ Als Entfernung gilt die Länge der Luftlinie zwischen den beiden am weitesten voneinander entfernten Betriebsstellen.

Lfd. Nr.	Gegenstand	Anträge auf Genehmigung sind zu richten an:	Die Genehmigung wird erteilt durch:	Gebühr	
				vierteljährlich Reichsmark	monatlich Reichsmark
9	b) für den Nachrichtenverkehr mit Wasserfahrzeugen ¹⁾ : 1. Küstenfunkstellen	Oberpostdirektion	Reichspostministerium	Gebühren wie unter 8	—
10	2. Bordfunkstellen ²⁾	Telegraphentechnisches Reichsamt	Telegraphentechnisches Reichsamt	10.00	—
11	c) für den Nachrichtendienst im Luftverkehr ¹⁾ : 1. Bodenfunkstellen	Oberpostdirektion	Reichspostministerium	Je nach Art und Betrieb Gebühren nach 8 (13) oder 14	—
12	2. Bordfunkstellen	Telegraphentechnisches Reichsamt	Telegraphentechnisches Reichsamt	15.00	—
13	d) von sonstigen gemeinnützigen Unternehmen (Starkstromunternehmen, Wasserwerke u. dgl. ^{3) 4)} 1. Wenn die Funkanlagen ausschließlich zu Mitteilungen üb. Betriebsangelegenheiten — Störungen, Stromabgabe, Schaltungen — benutzt werden ⁵⁾	Oberpostdirektion	Desgl.	Gebühren wie unter 8	—
14	2. Wenn die Anlagen überden vorstehend unter 13 angegebenen Umfang hinaus benutzt werden	Desgl.	Desgl.	Das Doppelte der Gebühren unter 8	—

¹⁾ Als Entfernung gilt die in der Betriebsnachweisung angegebene weiteste Verkehrsgrenze.

²⁾ Unter einer Bordfunkstelle im Sinne der Vorschriften über die Erhebung von Genehmigungsgebühren ist die Gesamtheit der für den funktographischen Nachrichtendienst an Bord vorhandenen räumlich und betrieblich eine Einheit bildenden technischen Einrichtungen zu verstehen. Für die Aufnahme von Rundfunk- oder Rundspruchdiensten an Bord — gleichgültig, ob ein solcher Dienst mit dem Empfangsgerät der Bordfunkstellen oder mit einer besonderen Empfangsanlage aufgenommen wird — sind besondere Genehmigungen erforderlich und besondere Gebühren zahlbar.

³⁾ Vgl. Fußnote 5 vorige Seite.

⁴⁾ Vgl. Fußnote 4 vorige Seite.

⁵⁾ Vgl. Fußnote 3 vorige Seite.

B. Die gesetzliche Regelung des Funkwesens in den europäischen Vertragsländern.

In dem Internationalen Funktelegraphenvertrag 1912 haben die Vertragsstaaten Verpflichtungen übernommen — so z. B. die Überwachung der Funkanlagen, die Wahrung des Telegraphengeheimnisses —, die in den Gesetzen der Vertragsländer ihren Niederschlag gefunden haben. Man kann Staaten unterscheiden, bei denen die Funktelegraphie ohne weiteres unter das Telegraphenmonopol fällt, und solche, bei denen dies ausdrücklich erklärt und eine Verletzung desselben mit Strafe bedroht wird.

In **Belgien** untersteht die drahtlose Telegraphie und Telephonie für den öffentlichen Verkehr der Telegraphenverwaltung. Das Gesetz vom 10. Juli 1908 bestimmt neben dem Genehmigungsrecht der Regierung zur Errichtung und zum Betrieb von Funkanlagen¹⁾ auf belgischem Gebiet oder an Bord belgischer Schiffe, daß diese Anlagen aus Gründen der öffentlichen Ordnung oder der Sicherheit des Staates jederzeit geschlossen oder von der Regierung übernommen werden können. Die Verordnung vom 3. November 1913 setzt im einzelnen die Bestimmungen für die Errichtung und den Betrieb von Funkanlagen, insbesondere an Bord von Schiffen, fest. Der Erlaß des Postministers vom 7. August 1920 regelt die Errichtung und den Betrieb von Funkempfangsanlagen durch Privatpersonen. Die Genehmigung wird erteilt:

a) an belgische Staatsangehörige durch die Generaldirektion der Posten und Telegraphen;

b) an Ausländer durch das Ministerium für Eisenbahn, Seewesen, Post und Telegraphen.

Nach den Genehmigungsbedingungen ist der Inhaber der Funkempfangsanlage verpflichtet,

a) nur die „an Alle“ gegebenen Nachrichten usw. aufzunehmen;

b) das Telegraphengeheimnis zu wahren;

c) eine Jahresgebühr von 20 Franken zu entrichten.

In **Dänemark** hat nach Artikel 1 des Gesetzes Nr. 99 vom 19. April 1907 der Staat das Alleinrecht, innerhalb der dänischen Grenzen sowie der dänischen Gewässer Funkanlagen zu errichten und zu betreiben. Von anderen als Staatsbehörden dürfen wissenschaftliche und technische Versuche auf dem Gebiete des Funkwesens nur mit besonderer vorheriger Genehmigung des Ministers für öffentliche Arbeiten angestellt werden. Nach dem Gesetz Nr. 166 vom 1. Mai 1923 gelten die Bestimmungen des Gesetzes Nr. 99 auch für die drahtlose Telephonie. Über die Errichtung und den Betrieb von Funkempfangsanlagen hat der Minister für öffentliche Arbeiten im Anschluß an das Gesetz Nr. 166 die Bekanntmachung Nr. 234 vom 19. Mai 1923 erlassen, nach dem die Anmeldung jeder Anlage beim nächsten Polizeiamt zu erfolgen hat. Auf Grund des Gesetzes Nr. 99 sind unterm 26. Februar 1926 die Genehmigungsbedingungen für die Errichtung und den Betrieb privater Funksendeanlagen bekanntgegeben worden. Die Genehmigung wird auf Antrag durch das Generaldirektorat für das Telegraphenwesen erteilt, aber nur für Anlagen, die wissenschaftlichen und technischen Versuchen dienen. Bedingungen:

1. Antrag auf Genehmigung muß jährlich erneuert werden;

2. Gebühr 20 Kronen;

3. Genehmigung widerruflich und nicht übertragbar;

4. Höchstleistung 100 Watt.

Nach dem Funkgesetz vom 18. Dezember 1925 hat in **Estland** der Staat das alleinige Recht, Funkanlagen im Hoheitsgebiet des Staates zu errichten und zu betreiben; dieses Recht wird vom Verkehrsministerium ausgeübt. Die dem Staatsschutz dienenden Funkanlagen, deren Einrichtung im Benehmen mit dem Ver-

¹⁾ Darunter fallen nach dem Wortlaut des Gesetzes alle Anlagen, die geeignet sind, der Nachrichtenübertragung zu dienen oder sie zu hindern.

kehrministerium geschieht, gehören zum Geschäftsbereich des Kriegsministeriums. Errichtung und Betrieb von Funksendeanlagen für den Rundfunk sowie die Benutzung staatlicher Anlagen für diesen Zweck kann Privatpersonen oder Gesellschaften unter besonderen Bedingungen genehmigt werden. Überwachung der Funkanlagen sowie Betrieb der Verkehrsfunkstellen liegt dem Post- und Telegraphenministerium ob. Nach der Verordnung des Verkehrsministers vom 17. Juni 1926 — Nr. 2680 — sind als private Funksendestellen zugelassen:

1. Rundfunksendestellen,
2. Sender zur Ausführung wissenschaftlicher Versuche,
3. Liebhabersendestellen,
4. Verkehrsfunkstellen auf Schiffen, Luftfahrzeugen und anderen Verkehrsmitteln.

Das Gesuch um Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb einer privaten Sendestelle, das dem Verkehrsministerium vorzulegen ist, muß folgende Angaben enthalten:

- a) Zweck der Anlage,
- b) Aufstellungsort,
- c) Betriebszeiten,
- d) Beschreibung der technischen Einrichtung,
- e) Personalangaben (Name, Anschrift, Alter, Staatsangehörigkeit usw.).

Die Liebhabersendestellen können eine Leistung bis zu 100 W besitzen und Wellenlängen von 0 bis 150 m verwenden. Für die übrigen Sendestellen wird die Sendeleistung und die Wellenlänge nach Anhörung des Funkkomitees durch das Verkehrsministerium festgesetzt.

Hinsichtlich der privaten Funkempfangsanlagen wird außer den bei den oben angegebenen Sendestellen vorhandenen Höreinrichtungen unterschieden zwischen Rundfunkempfangsanlagen und Empfangsanlagen zur Aufnahme von Presse- und Wirtschaftsnachrichten. Der Betrieb von Presse- und Wirtschaftsempfangsanlagen wird in der Hauptsache Nachrichtenbureaus, Redaktionen sowie anderen hierfür in Frage kommenden Unternehmungen und Personen unter besonderen Bedingungen erteilt. Bei den Rundfunkempfangsanlagen wird zwischen solchen mit festem Standort und beweglichen Anlagen unterschieden. Die Genehmigung wird durch das nächste Post-, Telegraphen- oder Fernsprechamt nach Vorlage eines schriftlichen Gesuches erteilt, das nähere Angaben über die Art des Geräts, den Aufstellungsort, den Zweck und die Art der Benutzung der Anlage sowie über die Person des Antragstellers enthält. Für das Funkempfangsgerät sind besondere technische Bedingungen festgesetzt, das Gerät wird in einer staatlichen Prüfstelle ausprobiert.

Über die Benutzung von Funkanlagen an Bord von Schiffen in estnischen Territorialgewässern hat der Verkehrsminister die Verordnung Nr. 1980 vom 10. Mai 1926 und über die Prüfung von Funktelegraphisten auf Fahrgast- und Frachtschiffen die Verordnung vom 4. Juni 1926 erlassen.

In **Frankreich** befand sich der Telegraph schon lange als Monopol in den Händen des Staates. Der Erlaß vom 5. März 1907 ist mehrfach abgeändert und ergänzt worden, zuletzt durch das Gesetz vom 31. Juli 1919. Es unterstellt alle Stationen der Post- und Telegraphenverwaltung, mit Ausnahme der Küstenfunkstellen, die besonderen Dienst mit Kriegsschiffen und Rettungsstationen unterhalten, der Militärstationen, der Leuchtturmstationen und Funkbaken sowie der Stationen für den internationalen Verkehr.

Nach dem Erlaß vom 24. Februar 1917 ist die Errichtung und Benutzung von Apparaten und Maschinen, die zum Senden und Empfangen von Funkzeichen geeignet sind, ohne Erlaubnis des zuständigen Ministers (für Handel, Industrie, Ackerbau, Arbeiten, Post und Telegraphen) verboten. In Kriegszeiten müssen alle Privatstationen abgebaut und die wichtigsten Teile der Sende- und Empfangsapparate an einem von der Post- und Telegraphenverwaltung bezeichneten Ort niedergelegt werden.

Durch das Gesetz vom 31. Juli 1919 werden die Funkanlagen, die in Friedenszeiten nicht dem Kriegs- oder Marineministerium unterstehen, für die Zeiten des Krieges unter die Kontrolle einer beim Kriegsministerium gebildeten Sonderkommission gestellt. Diese Kommission leitet in Kriegszeiten den Dienst der drahtlosen Stationen. Die Verordnung vom 27. Februar 1920 trifft Bestimmungen über die Errichtung und den Betrieb von Funkanlagen für den Zeitzeichen- und Wetterdienst. Das Gesetz vom 9. August 1920 regelt die Durchführung des Orientierungsdienstes für die Luftfahrt und die Sicherheit der Luftfahrt. Bodenstationen zum Zwecke der Verbindung mit den Luftfahrzeugen oder zur Sicherung der Fahrt können mit Genehmigung des Luftfahrtministeriums durch die Luftfahrtgesellschaften oder durch Private errichtet werden. Für die Errichtung und den Betrieb (einschl. Personal) gelten die allgemeinen Vorschriften. Das Gesetz vom 26. August 1920 setzt die Gebühr für den Peilverkehr fest. Durch Gesetz vom 18. Juni 1921 werden die Bedingungen für die Errichtung und den Betrieb von Funkseudeanlagen für Versuchszwecke (wissenschaftliche Forschung und technische Prüfung) im Einvernehmen mit dem Marine- und Kriegsminister festgelegt. Nach dem Gesetz vom 30. Dezember 1922 wird die Errichtung privater Funkempfangsanlagen dem Antragsteller nur unter der Bedingung gestattet, daß er eine Erklärung unterschreibt, in der Beweismittel über seine Persönlichkeit, über den Wohnsitz und die Nationalität enthalten sein müssen.

Unter Zusammenfassung aller dieser Bestimmungen und in Anpassung der zum Teil veralteten Vorschriften an die Fortschritte auf dem Gebiete des Funkwesens sind dann unterm 14. Dezember 1923 neue Vorschriften über die Errichtung und den Betrieb von privaten Funkanlagen erlassen worden.

Nach diesen werden 3 Klassen von Funkempfangsanlagen unterschieden:

1. solche, die von Verwaltungen, Gemeinden, öffentlichen Anstalten oder für öffentliche Zwecke errichtet und zur unentgeltlichen Benutzung bestimmt sind;
2. solche, die von Privaten errichtet und zur öffentlichen Benutzung oder Benutzung gegen Entgelt bestimmt sind, und
3. solche, die nicht zur öffentlichen Benutzung oder Benutzung gegen Entgelt bestimmt sind.

Die Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb der Funkempfangsanlagen wird Staatsangehörigen gegen Entrichtung einer Gebühr von 1 Frank durch die Post- und Telegraphenanstalten erteilt, Ausländern werden vom Unterstaatssekretär besondere Bedingungen auferlegt. Bei den Anlagen der 2. Klasse wird für jeden Apparat, der für sich betrieben werden kann, eine Jahresgebühr bis zu 200 Frank erhoben. Mit den Empfangsanlagen dürfen — wie überall — nur die Nachrichten usw. „an Alle“ aufgenommen werden; Empfangsanlagen zur Aufnahme bestimmter Nachrichten (Mitteilungen) unterliegen besonderen Bedingungen.

Die privaten Sendeanlagen¹⁾ teilt das Gesetz in 5 Klassen ein:

1. feste Sendeanlagen zur Unterhaltung eines privaten Nachrichtendienstes;
2. feste und bewegliche Anlagen, die mit Anlagen der Klasse 1 verkehren und weder den internationalen noch den inneren Vorschriften unterworfen sind;
3. feste Sendeanlagen zur Verbreitung allgemeiner, für die Öffentlichkeit bestimmter Nachrichten;
4. Sendeanlagen für wissenschaftliche Versuche und
5. Liebhabersendestellen.

Die Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb von privaten Sendeanlagen wird vom Unterstaatssekretär für Post und Telegraphie erteilt nach Anhörung eines Ausschusses, in dem die am Funkdienst beteiligten Verwaltungen vertreten sind. Die hauptsächlichsten der Bedingungen, die den Inhabern privater Sendestellen auferlegt werden, sind folgende:

¹⁾ Als solche wird nach dem Wortlaut des Gesetzes jede Sendeanlage betrachtet, die nicht vom Staate oder mit dessen Genehmigung für den amtlichen oder öffentlichen Nachrichtendienst benutzt wird.

- a) Betrieb der Anlage durch Personen, die die Befähigung als Funktelegraphist oder Funktelefonist nachgewiesen haben;
- b) nur ungedämpfte Wellen sind zugelassen (mit der Taste ausgesandt oder durch die Sprache);
- c) Senderleistungen und Wellenlängen:
 - Klasse 1: im allgemeinen bis zu 400 Watt — 150 bis 200 m,
 - „ 2: 400 Watt — 150 bis 180 m,
 - „ 3: } Festsetzung von Fall zu Fall,
 - „ 4: }
 - „ 5: 100 Watt — 180 bis 200 m;
- d) Beförderung von Nachrichten in anderer als französischer Sprache verboten;
- e) Gebühren:
 - Klasse 1 bis 4: für jeden Sender im allgemeinen eine Gebühr von 40 Frank für das Jahr und das Watt der zugeführten Kraft,
 - Klasse 5: 100 Frank für das Jahr und das Watt der zugeführten Kraft;
- f) Genehmigung widerruflich und nicht übertragbar;
- g) Anlagen können von der Regierung vorläufig mit Beschlag belegt werden, wenn durch sie die Sicherheit des Staates oder die Landesverteidigung gefährdet oder der öffentliche Verkehr gestört wird.

Hinsichtlich der Ausrüstungspflicht von Schifffahrtszeugen mit Funkanlagen bestimmen die Verordnungen vom 6. April 1923 und vom 11. Februar 1926, daß auf Handelsschiffen, Fischerei- und Vergnügungsfahrzeugen von 1600 Bruttoregistertonnen und mehr, oder mit einer Besetzung von 50 oder mehr Personen (einschl. Mannschaft), oder mit mehr als 12 Fahrgästen an Bord eine Funksende- und Empfangsanlage eingerichtet werden muß. Diese Verordnungen regeln gleichzeitig die Gruppeneinteilung der Fahrzeuge sowie die Besetzung der Funkstellen.

Die Verordnung der französischen Telegraphenverwaltung vom 11. April 1926, die sich auf die Bestimmungen der Vollzugsordnung zum Welttelegraphenvertrag (Paris 1925) stützt, regelt die Funksenddienste (Funkdienste) zur Übermittlung an mehrere Empfänger zu bestimmten Zeiten.

In **Griechenland** hat der Staat nach dem Gesetz Nr. 1831 vom 14. Januar 1920 auf griechischem Gebiet sowie an Bord griechischer Schiffe das Alleinrecht zur Errichtung und zum Betrieb von Funkanlagen (Telegraphie sowie Telephonie). Privatpersonen konnte die Genehmigung zur Errichtung und zum Betriebe von Funkanlagen unter folgenden Bedingungen erteilt werden:

- a) widerruflich und mit der Maßgabe, daß der Staat die Anlage jederzeit — auch in Friedenszeiten — ankaufen kann;
- b) Bedienungspersonal muß im Besitz eines staatlichen Prüfungszeugnisses und auf das Telegraphengeheimnis verpflichtet sein.

Dieses Gesetz ist dann durch eine Notverordnung (Verordnung mit Gesetzeskraft vom 27. Dezember 1923) dahin abgeändert worden, daß Genehmigungen an Private zunächst nicht mehr erteilt werden und die erteilten ungültig sind, soweit es sich nicht um Funktelephonieanlagen handelt, deren Reichweite für Senden und Empfang nicht 50 km und deren Wellenlänge nicht 300 m überschreitet. Die Erteilung von Genehmigungen zur Errichtung und zum Betrieb privater Funkanlagen ist dann durch Gesetz Nr. 3054 vom 28. Februar 1924 neu geregelt worden. Nach diesem Gesetz unterstehen alle privaten Funkanlagen der unmittelbaren Aufsicht der Direktion des Funkdienstes der Marine und werden die Gebühren dementsprechend der Nationalen Flottenkasse zugeführt. Die Gebühr beträgt für jede Anlage im allgemeinen jährlich 500 Drachmen, für Anlagen, die nicht für den persönlichen Gebrauch, sondern für Mitteilungen, Veröffentlichungen oder geschäftliche Ausnutzung bestimmt sind, jedoch 5000 Drachmen jährlich. Die Bedingungen für Errichtung und Betrieb drahtloser Empfangsanlagen sind dann durch eine besondere Verordnung (vom 21. März 1924) festgesetzt worden; es sind gemäß dieser Verordnung sowie der Verordnung vom 9. Januar 1925 hauptsächlich folgende:

- a) Es dürfen nur Rahmenluftleiter verwendet werden;
- b) nur Aufnahme der Nachrichten „an Alle“ gestattet;
- c) Genehmigung widerruflich und nicht übertragbar.

Bemerkenswert ist noch der Erlaß vom 25. August 1923 über die Ausrüstungspflicht griechischer Handelsschiffe mit Funktelegraphie, nach dem im allgemeinen alle griechischen Handelsdampfer mit einem Gesamtumfang von 1600 Tonnen und darüber sowie diejenigen mit geringerem Raumgehalt, die einschließlich der Schiffsbesatzung 50 oder mehr Personen an Bord haben, mit Funkanlagen versehen sein müssen.

Die Benutzung von Funkanlagen auf fremden Kriegsschiffen, die in griechische Gewässer einlaufen, regelt die Verordnung vom 25. Oktober 1924.

Da in **Großbritannien** die Funktelegraphie nicht unter das Telegraphenregal fiel, erließ die englische Regierung am 15. August 1904 ein Funkgesetz, durch das dem Staate das Genehmigungsrecht zur Errichtung von funktelegraphischen Anlagen im britischen Gebiet oder an Bord britischer Schiffe verliehen und die Errichtung von Funkanlagen ohne eine vom Generalpostmeister ausgesprochene Genehmigung unter Strafe gestellt wurde. Durch die Funktelegraphenorder vom 29. Februar 1908 ist der Geltungsbereich des Funkgesetzes 1904 für britische Schiffe genauer umgrenzt worden. Nach den Funkvorschriften für fremde Schiffe vom 1. Juli 1908 darf ohne schriftliche Erlaubnis des Generalpostmeisters kein funktelegraphischer Apparat auf fremden Handelsschiffen benutzt werden, solange sich diese Schiffe in irgendeinem Hafen des britischen Inselreichs befinden. Fremde Kriegsschiffe unterliegen während ihres Aufenthaltes in britischen Häfen den Verordnungen der britischen Admiralität. Durch das Schifffahrtsgesetz 1914 sind die im Londoner Vertrag für die Sicherheit des menschlichen Lebens zur See festgesetzten Vorschriften in die britische Funkgesetzgebung aufgenommen worden. Durch ein Rundschreiben vom 22. November 1919 an die Reeder und Kapitäne wurde die noch bestehende Sendeeinschränkung für die Funktelegraphie mit Ausnahme der Baltischen See, des Schwarzen und Marmara-Meeres aufgehoben. Im Kapitel 38 des Schifffahrtsgesetzes vom 15. August 1919 wird bestimmt, daß jedes seegehende britische Schiff (Fahrgastdampfer oder Schiff von 1600 t) mit einer Funksende- und Empfangsanlage ausgerüstet sein muß. Die für das Schifffahrtsgesetz 1919 vom Handelsministerium herausgegebenen Ausführungsbestimmungen (10. Juli 1920) regeln die Gruppeneinteilung der Fahrzeuge und die Besetzung der Funkstellen. Nach der Internationalen Luftfahr-übereinkunft 1919 soll kein Funkapparat ohne besondere Erlaubnis des Heimatstaates auf Luftfahrzeugen mitgeführt werden. Die Funkapparate dürfen nur von geprüften Bordfunkern bedient werden. Die Genehmigung zur Errichtung einer Funkstation auf Luftfahrzeugen und Hafenstationen wird abhängig gemacht von einer Erlaubnis des Generalpostmeisters. Die genehmigten Apparate dürfen nur für den genehmigten Zweck gebraucht werden. Der Betrieb darf den britischen Funkverkehr nicht stören. Der Genehmigungsinhaber soll so schnell wie möglich Hilfe- und Notrufe von Luftfahrzeugen und Lichtstationen aufnehmen und diesbezügliche Anfragen beantworten. Die genehmigten Apparate dürfen nur von Funkern, die im Besitz eines Fliegerfunkzeugnisses des Generalpostmeisters sind, bedient werden. Nach dem Gesetz zur Abänderung der „Official Secrets Act 1911“ vom 23. Dezember 1920 ist ein Minister, wenn es das öffentliche Interesse erfordert, befugt, die Urschriften oder Abschriften von Telegrammen, die auf funktelegraphischen Apparaten gesandt und empfangen wurden, zu beschlagnehmen. Durch das Gesetz über die drahtlose Telegraphie und das Signalwesen 1922 ist das Funkgesetz von 1914 erweitert worden. Niemand darf durch drahtlose Telegraphie eine Nachricht senden, deren Inhalt unsittlich oder beleidigend ist, oder einen Notruf im falschen oder irreleitenden Sinne geben oder den Inhalt irgendeiner drahtlos übersandten Nachricht in ungeeigneter Weise verbreiten. Jede Bestimmung dieses Gesetzes oder des Gesetzes von 1914, die auf Schiffe Anwendung findet, soll sinngemäß auch auf die Luftschifffahrt an-

gewandt werden. Der Generalpostmeister soll berechtigt sein, im Falle der Not diejenigen Gesetze zu erlassen, die hinsichtlich des Besitzes, des Kaufs, des Verkaufs, des Baues und des Gebrauchs von Funkapparaten oder sichtbarer oder tönender Signalstationen oder Teile solcher Apparate nötig erscheinen, und Strafen und Bußen für jede Gesetzesüberschreitung aufzuerlegen. — Im Jahre 1923 ist die Benutzung genehmigter Bordfunkstellen in allen Häfen und Flußmündungen des Vereinigten Königreichs mit Ausnahme der Kriegshäfen von Portsmouth, Plymouth, Chatham, Sheerness und Rosyth sowie des Hafens von London oberhalb Cross Ness insoweit gestattet worden, als es sich um einen dringenden Nachrichtenaustausch zwischen Schiffsführer einerseits und Reederei, Agenten oder Dockbeamten andererseits handelt. Hinsichtlich des Rundfunks war die Regelung anfangs derart, daß die Empfänger bestimmten technischen Bedingungen genügen mußten; da eine größere Anzahl von Privatleuten im Laufe der Zeit aber selbstgebaute Apparate verwendeten, ist diese Bestimmung aufgehoben worden. Mit der Durchführung des Rundfunkdienstes (der Errichtung und dem Betrieb der Rundfunkendstellen) ist vom Generalpostmeister (am 18. Januar 1923) die British Broadcasting Company beauftragt worden.

In **Island** und seinen Hoheitsgewässern ist die Errichtung und der Betrieb von Funkanlagen nach dem Gesetz vom 14. November 1917 Alleinrecht des Staates. In dem Gesetz ist besonders zum Ausdruck gebracht, daß die Wahrung des Telegraphengeheimnisses auch für den Funker gilt.

In **Italien** und seinen Kolonien konnte erst im Jahre 1910 die Funktelegraphie als Regierungsrecht erklärt werden, da die italienische Regierung durch Vertrag vom Jahre 1903 an die Marconi-Gesellschaft gebunden war. Das Gesetz Nr. 395 vom 30. Juni 1910 sieht zwar die Erteilung von Genehmigungen zur Errichtung und zum Betrieb von Funkanlagen durch Private vor, jedoch mit der Maßgabe, daß die Anlagen gegen Zahlung einer entsprechenden Entschädigung vom Staate übernommen (aufgekauft) werden können. Wenn eine private Anlage die staatlichen Stationen stört oder den technischen Anforderungen nicht entspricht, kann die Regierung die bereits erteilte Genehmigung zurückziehen. Zuwiderhandlungen werden mit hohen Geldstrafen, Haft und Entziehung der Apparate bestraft. In Ausführung dieses Gesetzes ist durch Kgl. Gesetz Nr. 227 vom April 1912 noch ein Reglement erlassen. Die Bestimmungen des Londoner Internationalen Funkvertrages sind durch die Kgl. Verordnung vom 11. Juli 1913 Nr. 1006 zur Ausführung gekommen. Durch Gesetz Nr. 1687 vom 12. November 1916 ist bestimmt worden, daß alle Handelsschiffe mit mehr als 50 Personen an Bord mit Funktelegraphie ausgerüstet sein müssen. Das Kgl. Dekret vom 4. November 1919 gibt Vorschriften über die Ausbildung der Bordfunker und über die bei der Prüfung zu stellenden Anforderungen. Die Verordnung vom 5. Dezember 1920 bestimmt, daß Schiffahrtszeuge von 1600 t oder mehr mit einer Funkanlage ausgerüstet sein müssen. Außerdem regelt diese Verordnung die Einrichtung der Bordfunkstellen, die Gruppeneinteilung der Schiffe sowie den Seefunkbetrieb. Durch das Kgl. Dekret vom 23. Mai 1921 wird der Funkbetrieb der Bordstationen eines jeden Schiffes der Aufsicht des betreffenden Schiffskapitäns unterstellt. Durch Kgl. Erlaß vom 8. Februar 1923 Nr. 1067 sind die Bestimmungen des Gesetzes vom 30. Juni 1910 Nr. 395 den gegenwärtigen Bedürfnissen entsprechend durch neue Vorschriften ersetzt worden. Hiernach steht das Recht zur Einrichtung und Durchführung eines Verkehrs mit elektromagnetischen Wellen ohne Anwendung metallischer Verbindungsleitungen oder mit leitungsgerichteten Wellen zu Lande sowie an Bord von Schiffen und Luftfahrzeugen im Königreich wie in den abhängigen Kolonien lediglich dem Staate zu, jedoch ist die Regierung ermächtigt, Personen, Gesellschaften oder Verwaltungen (öffentlichen oder privaten) die Genehmigung oder Erlaubnis zur Einrichtung und Durchführung eines drahtlosen Verkehrs zu erteilen. Die Leitung und Überwachung des Funkverkehrs (mit Ausnahme des militärischen) liegt dem Ministerium für Post und Telegraphen ob, welches zur Vermeidung gegenseitiger

Störungen die Grundlinien für den drahtlosen Verkehr für öffentliche und private Zwecke nur im Benehmen mit den Ministerien für Krieg und Marine festlegen darf. Die Genehmigung für Einrichtung und Betrieb drahtloser Sende- und Empfangsanlagen für den privaten Gebrauch und den öffentlichen Verkehr wird durch Kgl. Erlaß erteilt, dagegen genügt für Anlagen, die lediglich dem Empfang für den privaten Gebrauch des Inhabers dienen, eine vom Ministerium für Post und Telegraphen ausgestellte Erlaubnis. Die Gebühren betragen jährlich: für Sende- und Empfangsanlagen 300 bis 12 000 Lire, für Empfangsanlagen mit verschiedenen Wellenlängen 180 bis 600 Lire, für Rundfunk-Empfangsanlagen je nach Art und Zweck der Anlage 60 bis 240 Lire. Die Inhaber von genehmigten Sendeanlagen sind verpflichtet, die Anlage durch Personen bedienen zu lassen, die im Besitz eines vom Post- und Telegraphenministerium ausgestellten Befähigungszeugnisses sind. Alle Inhaber privater Funkanlagen sind verpflichtet, das Telegraphen- und Fernsprecheheimnis zu wahren und in dieser Hinsicht auch für die Handlungen ihrer Angestellten einzustehen. Erwähnt sei noch, daß die Regierung auch ermächtigt ist, ihre eigenen Einrichtungen für den drahtlosen Verkehr der Privatindustrie durch eine Genehmigung zu überlassen. Im übrigen enthält das Gesetz noch Strafbestimmungen für unerlaubte Errichtung und Betrieb von Funkstellen, für Beschädigung oder Zerstörung staatlicher Einrichtungen des drahtlosen Verkehrs sowie für Störung oder Gefährdung des Verkehrs insbesondere des Seenotverkehrs.

Weitere Vorschriften über die Regelung des Rundfunk- sowie Rundspruchdienstes bringt die Verordnung vom 21. Dezember 1923, nach der der Rundfunk- und Rundspruchdienst als Privatbetrieb angesehen werden und die hierfür vorgesehenen Funkstellen für die Vermittlung öffentlichen Verkehrs nicht in Frage kommen. Der Kgl. Erlaß mit Gesetzeskraft vom 1. Mai 1924, Nr. 655, enthält die Bedingungen für den Verkauf von Funkgerät.

In **Jugoslawien** ist die Errichtung und der Betrieb von Sendestellen durch Private nur in Ausnahmefällen mit Genehmigung des Staates unter besonders festgesetzten Bedingungen gestattet. Nach den vom Post- und Telegraphenminister unterm 24. Juni 1926 (mit Wirkung vom 1. Juli 1926) erlassenen Richtlinien für Einrichtung und Betrieb von Rundfunkempfangsanlagen wird unterschieden zwischen solchen mit festem Standort und beweglichen Anlagen zu Werbezwecken für den Rundfunk und für die Vorführung verschiedener Rundfunkempfangsgeräte. Vor Errichtung der Anlage ist in jedem Falle ein schriftliches Gesuch an das nächste Post- und Telegraphenamts zu richten, das in der Hauptsache folgende Angaben enthalten muß: Anschrift und Beruf des Antragstellers, Zweck der Anlage, Art der Einrichtung, Aufstellungsort, Name des Verkäufers des Apparats. Die Genehmigung für den Betrieb beweglicher Anlagen wird nur Fachleuten auf dem Gebiet des Funkwesens jugoslawischer Staatsangehörigkeit erteilt.

Die Genehmigung zum Betriebe der Rundfunkempfangsanlagen wird entzogen:

1. wenn gegen die Bedingungen und die Funkvorschriften verstoßen oder
2. der Betrieb anderer Funkanlagen gestört wird,
3. wenn die Gebühren nicht rechtzeitig bezahlt werden.

Der Betrieb der Anlagen wird durch die Post- und Telegraphenverwaltung überwacht.

Für die Einfuhr von Funkgerät und Einzelteilen sowie für den Verkauf derselben ist eine besondere Genehmigung durch die Postverwaltung erforderlich. Funkgeräte und Einzelteile, auch Fernhörer, dürfen nur an Personen verkauft werden, die die Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb einer Rundfunkempfangsanlage besitzen. Die Verkäufer haben der zuständigen Telegraphendirektion monatlich ein Verzeichnis über die Zahl der verkauften Geräte und Einzelteile vorzulegen, in dem auch die Namen und die Anschrift der Käufer angegeben sein muß. Das gleiche gilt für die Herstellerfirmen.

Die an den Staat zu entrichtenden Gebühren betragen:

1. für Rundfunkempfangsanlagen mit festem Standort 300 Dinar jährlich,
2. für bewegliche Rundfunkempfangsanlagen 800 Dinar jährlich,
3. für Verkäufer von Funkgerät 1200 Dinar jährlich.

Nach Beschluß des Post- und Telegraphenministeriums können $\frac{2}{3}$ von der Gebühreinnahme an Rundfunkgesellschaften zur Deckung ihrer Kosten abgetreten werden.

In **Lettland** wird nach dem Gesetz vom 4. Juni 1923 die Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb von Funkanlagen nur in besonderen Ausnahmefällen an Private erteilt. Auch die im November 1925 erlassenen Bestimmungen über den Betrieb von Rundfunkanlagen sehen die Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb von Sendestellen nur in besonderen Fällen, in denen die Anlage zur Anstellung von Versuchen im Interesse der Förderung der Funktechnik dienen, vor. Die Regelung für die Empfangsanlagen ist ähnlich der früher in Deutschland gültigen (Verwendung selbstgebauter und nicht plombierter Empfänger ist nur Inhabern der Audion-Versuchserlaubnis gestattet). Auch bestehen besondere Vorschriften für die Herstellung sowie den Handel mit Funkgerät.

In **Litauen** untersteht die Regelung des Funkverkehrs dem Staate (dem Verkehrsministerium). Litauische Seeschiffe mit mehr als 50 Personen an Bord oder mehr als 1500 Tonnen Raumgehalt müssen mit einer Funkanlage ausgerüstet sein. Der Rundfunkbetrieb wird von der Post-, Telegraphen- und Fernsprechverwaltung geregelt und beaufsichtigt. Die Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb von Rundfunkempfangsanlagen wird auf ein schriftliches Gesuch hin erteilt (Ausländern nach Zustimmung des Außenministeriums); für Herstellung, Einfuhr und Verkauf von Funkgerät ist eine besondere Genehmigung erforderlich.

In den **Niederlanden** bestimmt das Telegraphen- und Fernsprechgesetz von 1904, daß die Errichtung und der Betrieb von Funkanlagen nur mit Genehmigung der Regierung zulässig ist. Durch einen Erlaß des Ministers der Wasserstraßen ist der Gebrauch der Funktelegraphie und Telephonie für fremde Schiffe, die sich in den niederländischen Territorial- und Binnengewässern aufhalten, von der Zustimmung des Generaldirektors der Post und Telegraphie abhängig gemacht worden. Das Kgl. Dekret vom 9. Juli 1921 (Staatsblatt Nr. 903) enthält unter anderen Kontrollvorschriften als wichtigste Bestimmung das Verbot von Aufzeichnungen von empfangenen Signalen irgendwelcher Art, die für andere bestimmt sind, oder der Verbreitung sonstiger Angaben über Inhalt, Sinn sowie Vorhandensein derartiger Nachrichten. Nach der Verordnung des Verkehrsministers vom 8. August 1921 ist es verboten, von Nachrichten, die aufgefangen werden und für einen anderen bestimmt sind, irgendwelche Aufzeichnungen zu machen oder den Inhalt, die Art oder das Bestehen der Nachricht einem Dritten bekanntzugeben oder bekanntgeben zu lassen. Durch das Gesetz vom 19. Mai 1922 (Staatsblatt Nr. 313) ist der Artikel 441 des Strafgesetzbuches geändert worden. Es wird derjenige bestraft, der den Inhalt von Nachrichten, die durch eine unter seiner Aufsicht stehende oder von ihm gebrauchte funktelegraphische Empfangsanlage aufgefangen werden und — wie er redlicherweise annehmen muß — nicht für ihn oder die Öffentlichkeit bestimmt sind, entweder öffentlich bekannt macht oder anderen mitteilt. Der Kgl. Beschluß vom 22. September 1924 regelt die Beförderung von Rundfunknachrichten nach dem Auslande. Jedermann kann gegen Entrichtung der festgesetzten Gebühr Nachrichten, die für das Ausland bestimmt sind, ohne bestimmte Anschrift oder an eine bestimmte Person oder gleichzeitig an bestimmte Personen in verschiedenen Orten durch eine Rundfunkstelle befördern lassen.

In **Norwegen** regelt das Gesetz vom 24. Juli 1914, das die Gesetze vom 29. April 1899 und 16. Juni 1907, durch die die Funktelegraphie zum Staatsmonopol erklärt wurde, ergänzt und erweitert, vor allem die Benutzung von Funkstationen an Bord norwegischer Schiffe und gibt dem König Vollmacht zum Erlaß von besonderen

Ausführungsbestimmungen. Das Gesetz vom August 1914 ergänzt durch einen Artikel das Gesetz vom Juli 1914 und bestimmt, daß innerhalb der norwegischen Grenze und Territorialgewässer Stationen und Einrichtungen für drahtlose Telegraphie oder Telephonie nur nach eingeholter Erlaubnis des Königs errichtet und in Betrieb genommen werden dürfen.

Die Funktelegraphie fällt in **Österreich** unter das Telegraphenregal und untersteht dem Generaldirektor der Post und Telegraphie. Nach der Verordnung des Handelsministeriums vom 7. Januar 1910 ist zur Errichtung und zum Betrieb von Funkanlagen staatliche Genehmigung erforderlich. Das Gesuch ist kostenpflichtig und mit beigefügtem Schaltungsschema und Beschreibung der Anlage einzureichen. Das anzuwendende System und die Gebührenfestsetzung unterliegen gleichfalls der Genehmigung. Das Bundesgesetz (Telegraphengesetz) vom 18. Juli 1924 regelt den gesamten Telegraphenbetrieb (einschl. Funkbetrieb) in Österreich und enthält nähere Einzelheiten über Errichtung und Betrieb von Telegraphen-(Funk-) Anlagen. Nach diesem Gesetz bleibt die Errichtung und der Betrieb von Funksende- und Empfangsanlagen alleiniges Recht des Bundes, insbesondere hinsichtlich der Funkanlagen auf Schiffen und Luftfahrzeugen österreichischer Bundeszugehörigkeit sowie auf den im Bundesgebiet befindlichen Schiffen und Luftfahrzeugen fremder Staatszugehörigkeit. Für besondere Zwecke kann das Recht, Funkanlagen zu errichten und zu betreiben, anderen übertragen werden.

In **Portugal** umfaßt das Telegraphengesetz auch die Funktelegraphie als Abart der Telegraphie (Dekret von 1896 und 1901). Ausdrücklich wird für die Funktelegraphie das Monopol durch das Reglement vom 18. Juni 1902 ausgesprochen. Durch das Gesetz vom 15. Juli 1913 und vom 8. Juni 1914 wurde die Funktelegraphie auf den portugiesischen Handelsschiffen entsprechend den Bestimmungen des Internationalen Funkvertrages neu geregelt. Durch Dekret vom 18. April 1916 wird die Errichtung und der Betrieb jeder Funksende- und -Empfangsanlage verboten. Die Regierung kann aber für Empfangsanlagen Ausnahmen zulassen. Jeder, der Funkgerät oder Zubehörteile dazu verkauft, ist bei Strafe verpflichtet, der Regierung eine Aufstellung des verkauften Materials einzureichen. Aus der Aufstellung muß auch der Name des Käufers hervorgehen. Der Inhaber der Empfangsstation oder jede Person, die von der Empfangsstation Gebrauch macht, unterliegt, wenn sie den Inhalt aufgenommener Nachrichten verbreitet, der Bestrafung. Durch das Dekret vom 29. März 1917 wird ausdrücklich der Besitz und die Benutzung von Funkapparaten und Einrichtungen, die Einfuhr und der Verkauf auch von Zubehörteilen an das Publikum verboten.

In **Rußland** wurde durch Reglement vom 20. Februar 1908 bestimmt, daß für Funkstationen hinsichtlich der Verwaltung, des Betriebes und der Beaufsichtigung die Bestimmungen des Telegraphenstatutes mit einigen Ausnahmen und Ergänzungen gelten sollen. Durch Gesetz vom 7. Juni 1912 sind für Bordstationen auf Schiffen, die in russischen Häfen eingelaufen sind und an russischen Küsten anker, besondere Bestimmungen vorgesehen. Durch Gesetz vom 2. Oktober 1918 wurde der Oberste Funktechnische Sowjet geschaffen, der die Funkstationen reorganisieren sollte. Die Vorschriften über die Benutzung der Funktelegraphie durch ausländische Schiffe bei ihrem Aufenthalt an den Küsten oder in den Binnengewässern der R. S. F. S. R. und der verbündeten Sowjetrepubliken haben verbindliche Kraft für alle ausländischen Kriegs-, Handels- und Privatschiffe. Schiffe, die sich in Häfen befinden, in denen keine Küstenstationen bestehen, dürfen die Funkanlage nur laut besonderer schriftlicher Genehmigung des Hafenkommendanten benutzen. Für ausländische Kriegsschiffe gelten allgemein die Bestimmungen des Internationalen Funktelegraphenvertrages, soweit nicht das örtliche Kommando der russischen Seestreitkräfte den Funkverkehr in bezug auf Zeit und Bezirke einschränkt. In jedem Falle darf nur Klartext gefunkt werden. Nach der Rundfunkverordnung des Rates der Volkskommissare ist es allen Privatpersonen und Ver-einen gestattet, Rundfunkgeräte zu bauen und damit Rundfunkdarbietungen zu

empfangen. Selbstgebaute Empfänger müssen aber dem Kommissar für Post und Telegraphie zur Kontrolle vorgelegt werden. Die Gebühr ist gestaffelt, ihre Höhe richtet sich nach Art und Zweck der Anlage.

In **Rumänien** sind alle Funkstationen Eigentum des Staates, sie unterstehen einer Abteilung des Verkehrsministeriums. Die Genehmigung zur Errichtung und zum Betrieb von Funkanlagen wird wissenschaftlichen Instituten und solchen Privatpersonen gestattet, die sich mit Versuchen befassen. Durch das Reglement vom 17. November 1914 wird die Errichtung und der Betrieb von Funkanlagen (für Telegraphen- sowie Fernsprechbetrieb) von einer Genehmigung des Ministeriums abhängig gemacht. Die Ausführungsbestimmungen zum Funkgesetz regeln die näheren Einzelheiten für Errichtung und Betrieb von Funkanlagen aller Art. Die Benutzung von Funkanlagen auf fremden Kriegsschiffen in rumänischen Häfen und Reeden regelt das Gesetz vom 9. Juni 1925.

In **Schweden** untersteht die drahtlose Telegraphie für öffentliche Verkehrszwecke dem Verkehrsminister. Durch Gesetz vom 26. April 1905 wurde die Errichtung und der Betrieb von Funkanlagen auf dem Lande für öffentliche und private Zwecke von einer Genehmigung abhängig gemacht. Dieses Gesetz wurde durch Gesetz Nr. 94 vom 31. August 1907 aufgehoben und der Betrieb von Funkanlagen auf dem Lande und auf Schiffen von einer Genehmigung des Königs abhängig gemacht. Im Kapitel 5 des Schwedischen Statutes vom 23. Dezember 1915 (Nr. 514) werden Vorschriften über die Ausrüstung der Schiffe mit Funktelegraphie, über die Konzessionserteilung und Klasseneinteilung, über die Reichweite und die Einrichtung der Reservestationen gegeben. Das Kgl. Dekret vom 13. Mai 1921 regelt den Gebrauch funktographischer und -telephonischer Stationen an Bord von fremden Schiffen in den schwedischen Hoheitsgewässern. Ohne Erlaubnis des Generaldirektors der Telegraphie ist ein Funktelegraphenverkehr nicht gestattet. Unter Aufhebung des Gesetzes vom 31. August 1907 ist dann mit Gesetz vom 16. Mai 1924 bestimmt worden: Für Errichtung und Betrieb von Funkanlagen zu Lande oder auf Fahrzeugen ist die Genehmigung des Königs erforderlich. In Ergänzung zu diesem Gesetz ist eine Verordnung betreffend die Errichtung und den Betrieb von Funkempfangsanlagen für die Teilnahme am Rundfunk erlassen worden, die für Empfangsanlagen einfacher Art eine Gebühr von 12 Kronen, für Anlagen mit Lautsprechern, die in öffentlichen Räumen errichtet sind, Vorführungszwecken dienen usw., eine Gebühr von 50 bis 200 Kronen vorsieht.

In der **Schweiz** ist die Funktelegraphie Staatsmonopol und untersteht dem Post-, Telegraphen- und Eisenbahndepartement. Die grundlegenden Gesetzesbestimmungen sind die Schweizerische Bundesverfassung (Art. 36 Abs. 1 und 4), das Bundesgesetz über den Telegraphenverkehr im Innern der Schweiz vom 22. Juni 1877 (Art. 2) und das Bundesgesetz über die Organisation der Telegraphen- und Telefonverwaltung vom 16. Dezember 1907. Über das Rundfunkwesen ist am 17. Dezember 1923 ein Gesetz erlassen worden, nach dem die schweizerische Telegraphenverwaltung das ausschließliche Recht hat, „Sende- und Empfangseinrichtungen, sowie Anlagen jeder Art, die der elektrischen oder funkelektrischen Zeichen-, Bild- oder Lautübertragung dienen, zu erstellen und zu betreiben“. Doch können zur Errichtung und zum Betriebe solcher Einrichtungen auch Konzessionen erteilt werden, mit der Beschränkung, daß der Bundesrat „zur Wahrung wichtiger Landesinteressen“ diese Einrichtungen für den allgemeinen Verkehr schließen, beschränken oder überwachen kann, ohne daß diese Maßnahme einen Anspruch auf Entschädigung oder Rückerstattung von Gebühren begründet. Für die Benutzung von Empfangsanlagen, für die die Genehmigung durch das zuständige Fernsprechamt erteilt wird, sind besondere Bestimmungen erlassen, die den Besitzer und jeden Angestellten verpflichten, die staatliche, militärische, dienstliche und private funktographische oder -telephonische Korrespondenz geheim zu halten; von allen aufgefangenen Telegrammen und Gesprächen dürfen weder schriftliche Aufzeichnungen, noch darf davon persönlich Gebrauch gemacht werden.

Durch Gesetz vom 26. Oktober 1907 ist in **Spanien** u. a. auch der Funkdienst dem Staat übertragen und damit die Funktelegraphie zum Staatsmonopol erhoben worden. Durch das Kgl. Dekret vom 24. Januar 1908 wurden die Grundlagen (General Rules promulgated by Royal Decret as the Basis for the Establishing of Wireless Service in Spain) und das Reglement (Regulations Governing the Working of the Wireless Stations in Spain) genehmigt. In dem Reglement ist zum Ausdruck gebracht, daß jeder zur Benutzung der öffentlichen Funkstationen berechtigt ist; jedoch kann die Regierung zeitweise entweder jeden Verkehr oder nur bestimmte Telegramme oder Stationen sperren. Durch die Kgl. Verordnung vom 4. September 1914 wird die Beaufsichtigung und die Regelung der Funktelegraphie an Bord von Handelsschiffen dem Minister des Innern und durch Delegation auf den Generaldirektor des Fischerei- und Schiffahrtsamtes übertragen. Das Kgl. Dekret vom 8. Februar 1917 regelt die Ausübung der Aufsicht durch die spanischen Behörden. Der Compañía Nacional de Telegrafia sin Hilos wird außerdem durch Vertrag das Recht zugestanden, die Aufsicht über bürgerliche Privatstationen auszuüben. Vergehen gegen die erlassenen Vorschriften und Störungen des staatlichen Dienstes werden von der Generaldirektion verfolgt. Durch das Kgl. Dekret vom 20. Februar 1917 (Nr. 47) wird bestimmt, daß alle Schiffe von 500 t aufwärts, die eine längere See- oder Küstenreise unternehmen, mit Funktelegraphie auszurüsten sind. Durch Kgl. Dekret vom 22. Juni 1917 wird den Handelsschiffen die Ausrüstung mit Notstationen entsprechend Artikel 9 der Bestimmungen vom 4. September 1914 vorgeschrieben. Erwähnt sei noch die Übereinkunft von Madrid vom 17. Juni 1918 betreffend die Wellen, die von den unter spanischer Kontrolle stehenden Funkstellen gebraucht werden sollen (geändert durch Konferenz vom 4. Juni 1919). Das Kgl. Dekret vom 18. Januar 1920 gibt Bestimmungen über die Errichtung von Funkstellen (für Telegraphie und Telephonie) für wissenschaftliche Zwecke. Die „dauernden“ Stationen fallen unter die Bestimmungen des Kgl. Dekretes vom 8. Februar 1917. Die „vorläufigen“ Stationen werden durch den Minister des Innern für gewisse Zeit zugelassen.

In der **Tschechoslowakei** ist gemäß § 1 des Gesetzes Nr. 60 vom 23. März 1923 die Ausübung des Funkdienstes innerhalb des Gebietes der Republik ausschließliches Recht des Staates, jedoch kann dieses Recht unter besonderen Bedingungen auch Privaten verliehen werden. Einer besonderen Genehmigung bedürfen gleichfalls die Funkanlagen an Bord von Schiffen und Luftfahrzeugen, die nicht Eigentum des Staates sind, aber unter tschechoslowakischer Flagge fahren. Auch die Erzeugung, der Verkauf, die Aufbewahrung sowie die Einfuhr von Funkeinrichtungen ist nur mit Genehmigung und unter Aufsicht des Staates gestattet. Nach dem Gesetz vom 20. Dezember 1923 dürfen funktelegraphische sowie funktelephonische Einrichtungen lediglich auf Grund einer besonderen Genehmigung seitens der Ministerien für Industrie, Handel und Gewerbe sowie für Post und Telegraphie erzeugt, verkauft, aufbewahrt und aus dem Auslande eingeführt werden. Die Genehmigung wird nur an Personen erteilt, die

- a) Staatsbürger der tschechoslowakischen Republik sind;
- b) ihren Wohnsitz in der Tschechoslowakei haben;
- c) verlässlich sind und
- d) sofern es sich um die Erzeugung handelt, den Nachweis der fachlichen Befähigung erbracht haben.

Funkgerät darf nur an solche Personen, Gesellschaften usw. abgegeben werden, die im Besitze einer diesbezüglichen Genehmigung sind.

Die Genehmigung zur Errichtung von privaten Empfangsstationen wird gleichfalls von den schon genannten Behörden erteilt, wenn die Antragsteller bei der Post oder bei einer amtlich anerkannten privaten Sendevereinigung abonniert sind. Unter gleichen Bedingungen wird auch die Versuchserlaubnis erteilt. Den Behörden steht in allen Fällen ein Kontrollrecht zu.

Auch in **Ungarn** ist der Funkverkehr ein Vorrecht des Staates, und nur mit Genehmigung des Handelsministers dürfen Funkempfangsgeräte oder Bestandteile

davon hergestellt, eingeführt, auf Lager gehalten oder vertrieben werden. Die Herstellung von Funkgerät wird auf Antrag nur solchen Gewerbetreibenden gestattet, die sich mit der elektrotechnischen Industrie befassen. Der Handel mit Empfangsgeräten ist ebenfalls an eine besondere Handelsbefugnis gebunden, sie wird Personen erteilt, die bereits einen Gewerbeschein für Gegenstände des elektrotechnischen Bedarfs besitzen. Funkgerät darf nur an solche Personen verkauft werden, die sich im Besitze einer vom Handelsminister erteilten Genehmigung befinden.

Für den öffentlichen Gebrauch bestimmte Rundfunksendestellen dürfen nur von der Postverwaltung eingerichtet werden. Hinsichtlich der Empfangsstellen wird unterschieden zwischen solchen für „gewöhnliche“ (persönliche) und solchen für „erweiterte“ (gewerbsmäßige) Ausnutzung.

3. Internationale Abmachungen.

A. Die Telegraphenkonferenzen nach dem Weltkriege.

Auf der europäischen Eisenbahn-, Post- und Telegraphenkonferenz in Paris im Juli 1920, in der die erste Fühlungnahme größeren Stils zwischen den früheren Feinden unter Zuziehung eines Teiles der neu entstandenen Staaten und einiger neutralen Mächte erfolgte, war auch Deutschland vertreten. Allgemein stellte sich hierbei das Bedürfnis heraus, den überall aufstrebenden Funkverkehr möglichst bald einheitlich zu ordnen. Es herrschte Übereinstimmung, daß die Funktelegraphie als Zweig der allgemeinen Telegraphie gelten und daß der Funkweg fortan als ein dem Draht- oder Kabelweg gleichberechtigter Weg anzusehen sei. Im allgemeinen behalten die Telegraphenverwaltungen sich freie Hand vor in der Wahl des Leitweges; nur wer den Funkweg für ein von ihm aufgegebenes Telegramm ausschließen will, muß nach den Abmachungen die Angabe „fil“ (Draht) im Kopf des Telegramms hinzufügen¹⁾. Zum Schutz des Telegraphengeheimnisses sollten ferner in den einzelnen Ländern gesetzliche Bestimmungen erlassen werden, welche die Herstellung und den Betrieb von Funkanlagen ohne behördliche Genehmigung verbieten. Die baldige Aufnahme des funktelegraphischen Verkehrs zwischen den europäischen Hauptstädten sollte angestrebt werden.

Die Umgestaltung der politischen Verhältnisse in Mitteleuropa bedingte bald wegen neuer Tarifbildungen und internationaler Abrechnungen eine neue Konferenz, die als mitteleuropäische Telegraphenkonferenz im Januar 1921 in Prag stattfand und an der außer Deutschland und der Tschechoslowakei Österreich-Ungarn, Italien, Polen, Rumänien, Bulgarien und Jugoslawien teilnahmen. Das Ergebnis dieser Konferenz war insbesondere eine unbedingt notwendige Neuordnung der Tarife, Neuregelung und Vereinfachung des Abrechnungswesens, sowie die Festlegung von Bestimmungen über die gegenseitige Aushilfe in Störungsfällen.

Schwierigkeiten in bezug auf Betriebs-, Tarif- und Abrechnungsfragen bestanden nun noch besonders im Verkehr mit den östlich von Deutschland gelegenen Randstaaten, insbesondere den neugebildeten Staaten Finnland, den baltischen Ländern und Polen. Die Ordnung dieser Verkehrsbeziehungen mit Rußland und diesen neuen Randstaaten ist auf der Telegraphenkonferenz in Riga im September 1921 erfolgt, an der außer Deutschland und Lettland folgende Staaten vertreten waren: Dänemark, England, Estland, Finnland, Litauen, das Memelgebiet, Norwegen, Polen, Rußland, Schweden, sowie die Große Norwegische Telegraphengesellschaft in Kopenhagen. Die unter Vorsitz des lettischen Verkehrsministers Paulux tagende Konferenz wählte eine besondere *Tarifkommission* (Lindow, Deutschland) und eine *Funkkommission* (Kadik, Lettland). Das Schwergewicht der Konferenzarbeit lag in der Tarifkommission, der es nach langwieriger Arbeit gelang, die Normalwege für den Verkehr zwischen den östlichen und westlichen

¹⁾ Wegen der Angaben „Draht“ und „Funk“ vgl. S. 1097.

Staaten festzulegen, neue Tarife aufzustellen und die Gebühren für alle Wege einheitlich zu regeln. Als Zeitpunkt für die Einführung der neuen Tarife wurde der 15. November 1921 bestimmt. — Die Funkkommission beschäftigte sich zunächst mit der Beratung der Maßnahmen zur Sicherstellung des Funkbetriebes, zur Wahrung des Telegraphengeheimnisses und zur Vermeidung gegenseitiger Störungen. Die grundlegenden Beschlüsse der Pariser Konferenz vom Juli 1920, wonach u. a. ein Verbot privater Funksende- und Empfangsstellen (ohne Genehmigung) beschlossen worden war, wurden angenommen und ferner der Beschluß gefaßt, für den allgemeinen Verkehr zu Lande nur ungedämpfte Wellen zuzulassen. Man einigte sich dahin, diesen in Paris geäußerten Wünschen zuzustimmen und sie den eigenen Regierungen zur Durchführung zu empfehlen. Ferner wurden für diejenigen Pressetelegramme, die von einer Funkstelle ausgehen und für verschiedene Empfänger in verschiedenen Städten oder Ländern bestimmt sind, eine besondere Kennzeichnung „SP“ bestimmt. Empfänger werden in diesen Telegrammen nicht angegeben. Die Aufnahmeanstalten werden über die Empfänger schriftlich verständigt. Hierneben bleiben die bisherigen Pressenachrichten („an Alle“), die zur allgemeinen Veröffentlichung bestimmt sind, weiterbestehen. Hinsichtlich der Verteilung der Wellenlängen und sonstigen technischen Fragen war man sich in Riga darüber einig, daß diese Fragen auf einer internationalen technischen Konferenz gelöst werden müßten.

B. Internationale Funkverträge.

a) Berliner Funkvertrag 1906.

Bis zum Jahre 1906 fehlte es noch an internationalen Vereinbarungen mit Gesetzeskraft für die Abwicklung des funktelegraphischen Verkehrs. Die grundlegenden Klarstellungen der im August 1903 in Berlin einberufenen „Vorkonferenz“ sowie die Bestimmungen des Berliner „Internationalen Funktelegraphenvertrages“ (Convention radiotélégraphique internationale) vom 3. November 1906 hatten als Hauptzweck: eine Zusammenfassung der verschiedenen Gesetze und Vorschriften in den einzelnen Staaten sowie Aufstellung allgemeingültiger Grundsätze hinsichtlich des Betriebes der Funktelegraphenstationen; weiterhin sollte durch diese internationale gesetzliche Regelung verhindert werden, daß das neue Verkehrsmittel durch private Gesellschaften willkürlich ausgebeutet und dadurch zum Schaden der Allgemeinheit in der freien Entwicklung gehemmt wurde.

b) Londoner Funkvertrag 1912.

Die auf der Londoner Funktelegraphenkonferenz (4. Juni bis 5. Juli 1912) gefaßten und im „Internationalen Funktelegraphenvertrag nebst Schlußprotokoll und Vollzugsordnung“ (London 1912¹⁾) niedergelegten Beschlüsse haben die bestehenden Bestimmungen den erweiterten Verkehrsbedürfnissen und den Fortschritten der Technik entsprechend ausgebaut und zweifellos dazu beigetragen, die Ausdehnung der Funktelegraphie zu begünstigen, den Betrieb zu verbessern und die Sicherheit des Personenverkehrs auf See zu erhöhen. Charakteristisch für diesen Vertrag ist, daß im allgemeinen nur der Verkehr zwischen öffentlichen Küsten- und Bordfunkstellen und von Bordfunkstellen untereinander geregelt wurde, während der Verkehr von Küstenfunkstellen untereinander und von Großfunkstellen auf dem Lande untereinander sowie der Funkverkehr für Luftfahrzwecke nur gestreift wurde. Der Vertrag hat sich also hauptsächlich darauf beschränkt, den funktelegraphischen Verkehr auf hoher See zu ordnen und vom Lande nur die Küsten zu reglementieren, also größtenteils solche Gebiete, auf denen alle Staaten die gleichen Rechte haben. So ist es erklärlich, daß der Vertrag fast nur gegenseitige Verpflichtungen, keine Rechte aufstellt.

¹⁾ Vgl. ausführlich hierüber H. Thurn: Die Funktelegraphie im Recht. München: Verlag J. Schweitzer. 1913.

Ein großer Erfolg der Londoner Konferenz liegt in der Abfassung des *Art. 3*, durch den die deutscherseits von jeher mit Entschiedenheit vertretene Forderung der *Gleichberechtigung der verschiedenen funktelegraphischen Systeme* festgesetzt und der Grundsatz anerkannt wurde, wonach allen Systemen freier Verkehr gestattet sei; hierdurch sind die monopolistischen Bestrebungen einzelner Systeme in den Hintergrund gedrängt worden. Wir sehen also, daß einer der Hauptpunkte des Vertrages die den Konsequenzen der völkerrechtlichen Verkehrsfreiheit entsprechende *Pflicht der Staaten ist, die Funktelegraphie zu gestatten* und nicht zu verhindern.

c) Washingtoner Entwurf 1920 und Berner Revision 1921.

Die Konferenz von Lissabon (1908) hatte seinerzeit beschlossen, daß der Welttelegraphenverein seine nächste Zusammenkunft im Laufe des Jahres *1915* in Paris abhalten sollte. Infolge des Krieges wurde jedoch die Zusammenkunft auf eine spätere Zeit verschoben. Ebenso fiel die für das Jahr *1917* nach Washington einzuberufende Konferenz zur Neuregelung des Internationalen Funktelegraphenvertrages der Vertagung anheim. Ferner sei hier erwähnt, daß auch die Beschlüsse der Internationalen Zeitkonferenz¹⁾ (*Paris 1912/13*) und der Konferenz zur *Sicherung der Menschenleben auf See* (*London 1913/14*) von den meisten Staaten bisher nicht durchgeführt worden sind.

Auf Einladung Wilsons traten *1920* die fünf alliierten Hauptmächte (Frankreich, Großbritannien, Japan, Italien und die Vereinigten Staaten von Amerika) in Washington zu einer Vorkonferenz zusammen, um eine Neuregelung des internationalen Telegraphen- und Funkdienstes zu beraten; ein viel umstrittener Entwurf zu einem neuen Vertrag und einer Vollzugsordnung ist der Erfolg dieser Beratungen gewesen.

Der Artikel 284 des Versailler Friedensdikts bestimmt, daß, falls binnen 5 Jahren nach Inkrafttreten des Vertrages an Stelle des Internationalen Funkvertrages vom 5. Juli 1912 ein neues Übereinkommen zur Regelung der internationalen funktelegraphischen Beziehungen geschlossen werden sollte, dieses neue Übereinkommen für Deutschland bindend sein soll, selbst wenn Deutschland sich geweigert (?) haben sollte, bei dessen Ausarbeitung mitzuwirken (?) oder es zu unterzeichnen. Deutschland ist zu der obengenannten Vorbesprechung nicht hinzugezogen worden!

Das *International Bureau des Welttelegraphenvereins zu Bern* hat nun den Vereinsverwaltungen empfohlen, den *Entwurf zu einem neuen Telegraphen- und Funkvertrag* (Projet de Convention et de Règlement)²⁾ als Grundlage für die Vorschläge, die der nächsten Konferenz des Weltfunk- und Telegraphen-Vereins gemacht werden sollen, einer Prüfung zu unterziehen.

Der wichtigste Vorschlag der Washingtoner Vorkonferenz war der, die Regelung des Funktelegraphenwesens mit der Regelung des Drahttelegraphenwesens zu verbinden und einen Weltverein der elektrischen Nachrichtenverbindungen (Universal Electrical Communications Union) zu gründen, um die Vereinfachung aller Arten der elektrischen Nachrichtenvermittlung zu erreichen. Dementsprechend wurde ausgearbeitet:

1. ein Vertragsentwurf, der in einer einzigen Urkunde die Bestimmungen über die Draht- und Funktelegraphie zusammenfaßt und
2. ein Entwurf zu einer allgemeinen Ausführungsübereinkunft für die verschiedenen Nachrichtenmittel.

Auf die Einzelheiten dieser Entwürfe³⁾, die in der vorliegenden Fassung von der Weltkonferenz wohl kaum angenommen werden dürften, kann hier nicht

¹⁾ Vgl. H. Thurn: Der funktelegraphische Wetter- und Zeitzeichendienst. Berlin: M. Krayn Verlag. 1923.

²⁾ Union universelle des communications électriques. Projet de convention. Projet de règlement. Texte de Washington, Décembre. 1920. Révisé en conformité des conclusions du comité technique de radiocommunications. Paris 1921. Bern, Juni 1922.

³⁾ Vgl. Thurn, H.: Neuregelung des internationalen Funkverkehrs. Marine-Rundschau Heft 5, S. 214 ff. 1923.

näher eingegangen werden. Es sei nur bemerkt, daß seitens der alliierten Hauptmächte mehrere neue Behörden — ein „Rat“ — („Universal Electrical Communications Council“), ein „Zentralamt“ und ein „Internationales Technisches Komitee“ („Commission Internationale Technique Radiotélégraphique et de Signalisation Visuelle“) geschaffen wurde, das alle Aufschlüsse über drahtlose Telegraphie und Telephonie geben und als beratende Behörde bei technischen Meinungsverschiedenheiten die Rolle eines Schiedsrichters spielen soll.

d) Internationale Funkkonferenz Washington.

Die Bestimmungen des Internationalen Funktelegraphenvertrags nebst Schlußprotokoll und Ausführungsübereinkunft vom 5. Juli 1912, die z. Z. für die Abwicklung des Funkverkehrs gelten, betreffen — wie vorstehend ausgeführt — in der Hauptsache den Küsten- und Seefunkdienst. Inzwischen haben die Fortschritte der Technik und die Entwicklung des Verkehrs aber zahlreiche neue Funkbetriebszweige entstehen lassen, z. B. den Funktelegrammverkehr von Land zu Land (zwischen festen Funkstellen), den Flugfunkverkehr, die Rundfunkdienste u. a. Die Regierung der Vereinigten Staaten von Nordamerika hat daher im September 1925 diejenigen Staaten, die dem Londoner Funktelegraphenvertrag beigetreten sind, zur Teilnahme an einer Internationalen Funkkonferenz (1927, in Washington) eingeladen. Diese Konferenz wird sich mit der Regelung sämtlicher Funkbetriebszweige befassen und sich dabei insbesondere mit der Frage befassen müssen, wie ein reibungsloses Nebeneinanderarbeiten der einzelnen Funkdienste am besten erreicht werden kann.

III. Die Abwicklung des Funkverkehrs unter besonderer Berücksichtigung der Verhältnisse in Deutschland.

Bearbeitet von H. Thurn.

1. Betriebsvorschriften.

Die „Anweisung für den Funktelegraphendienst“¹⁾ vom 15. Juni 1913 regelt

- a) den öffentlichen Verkehr der deutschen Küstenfunkstellen mit deutschen Bordfunkstellen und der deutschen Bordfunkstellen untereinander,
- b) den öffentlichen Verkehr der deutschen Küstenfunkstellen mit fremden Bordfunkstellen sowie der deutschen Bordfunkstellen mit fremden Küsten- und fremden Bordfunkstellen nach Maßgabe des Internationalen Funktelegraphenvertrags (1912) nebst Schlußprotokoll und Ausführungsübereinkunft.

Die Vorschriften für den Funktelegrammverkehr mit Schiffen in See sind auf der Welttelegraphenkonferenz Paris 1925 neu festgesetzt worden, sie besagen in der Hauptsache: Die Funktelegramme erhalten als erstes Wort im Kopfe den Dienstvermerk „Radio“. Bei der Übermittlung der Telegramme von einem Schiffe in See wird im Kopfe Tag und Stunde der Aufnahme des Telegramms bei der Bordfunkstelle angegeben. Bei der Weiterbeförderung auf dem Telegraphennetze gibt die Küstenfunkstelle als Aufgabeanstalt den Namen des Ursprungsschiffs, wie er in dem Internationalen Verzeichnis der Funkstellen aufgeführt ist, und zutreffendenfalls auch denjenigen des letzten

¹⁾ Zentralbl. f. d. Deutsche Reich 1913, S. 619ff.

Schiffes, das als Durchgangsanstalt vermittelt hat, an. Hinter diesen Angaben folgt der Name der Küstenfunkstelle.

Die Anschrift der Telegramme an Schiffe muß möglichst vollständig sein; sie hat zu enthalten:

- a) den Namen oder die Stellung des Empfängers mit ergänzenden Zusätzen;
- b) den Namen des Schiffes, wie er in der ersten Spalte des Internationalen Verzeichnisses der Funkstellen steht, und
- c) den Namen der Küstenfunkstelle, wie er in dem Internationalen Verzeichnisse der Funkstellen aufgeführt ist.

Indessen kann der Name des Schiffes auf Gefahr des Absenders durch eine Angabe über die vom Schiffe befahrene Strecke ersetzt werden, die nach Abgangs- und Bestimmungshafen oder durch einen anderen gleichwertigen Vermerk bezeichnet wird.

In der Anschrift wird der Name des Schiffes, wie er in der ersten Spalte des Internationalen Verzeichnisses der Funkstellen steht, in allen Fällen und ohne Rücksicht auf seine Länge als ein Wort gezählt.

Schwierigkeiten bereitet in vielen Fällen die Bestimmung der Küstenfunkstelle, da hierzu Kenntnis der Lage und der Reichweite der Küstenfunkstellen Voraussetzung ist. Im Zweifelsfalle muß daher der Name der vermittelnden Küstenfunkstelle von der annehmenden Telegraphenanstalt festgesetzt werden¹⁾.

Im *öffentlichen Funkverkehr mit Schiffen* sind folgende *besondere Telegramme* zugelassen:

1. Funktelegramme mit bezahlter Antwort. Diese Telegramme tragen vor der Adresse die Angabe „Antwort bezahlt“ oder = R P =, vervollständigt durch den Vermerk über den für die Antwort vorausbezahlten Betrag („Antwort bezahlt x“ oder = RPx =).

Der an Bord eines Schiffes ausgestellte Antwortschein berechtigt, in den Grenzen seines Wertes ein Funktelegramm an eine beliebige Bestimmung, aber nur bei der Bordstation, die den Schein ausgestellt hat, aufzugeben.

2. Funktelegramme mit Vergleichung („Vergleichung“ oder = TC =).
3. Durch Eilboten zuzustellende Funktelegramme.
4. Durch die Post zuzustellende Funktelegramme.
5. Mehrfachfunktelegramme.
6. Funktelegramme mit Empfangsanzeige, aber nur soweit es sich um die Mitteilung des Tages und der Zeit handelt, zu welcher die Küstenfunkstelle der Bordfunkstelle das für sie bestimmte Telegramm übermittelt hat.

¹⁾ Für die Südamerikafahrt Hamburg—Buenos Aires kommen z. B. folgende Küstenfunkstellen in Betracht:

Tabelle 104.

Bei Benutzung			Küstenfunkstelle
des Dampfers „Cap Polonia“	des Dampfers „Cap Norte“ und „Antonio Delfino“	der Dampfer der Gotha-Klasse	
Entfernung in Reisetagen von Hamburg bzw. Bremerhaven			
1—6	1—8	1—9	Norddeich
7—8	9—10	10—11	Tenerife Radio
9—10	11—12	12—13	S. Vicente de Cabo Verde
11—12	13—15	16—17	Fernando de Noronha
13	16—17	18—19	Olinda, Pernambuco
14	18	20	Amaralina
15	19	21	Cabo de Sao Thomé
16—17	20	22	Rio de Janeiro
18	21	23	Mont' Serrat
19	22—23	24	Junçao
20	24	25—26	Cerrito
21	25	27	Darsena Norte

7. Gebührenpflichtige Dienstnotizen. Ausgenommen sind diejenigen, welche eine Wiederholung oder eine Auskunft verlangen. Jedoch sind alle Arten von gebührenpflichtigen Dienstnotizen zugelassen, soweit es sich um die Beförderung auf den Linien des Telegraphennetzes handelt.
8. Dringende Funktelegramme, aber nur soweit es sich um die Beförderung auf den Linien des Telegraphennetzes handelt und nach Maßgabe der Vollzugsordnung zum Welttelegraphenvertrage.

2. Übermittlung der Funktelegramme.

A. Morsezeichen (vgl. S. 142).

Es werden die *Zeichen des internationalen Morsealphabets* verwendet. Diese Zeichen sind folgende:

Buchstaben:

Abstand und Länge der Zeichen.

1. Ein Strich ist gleich drei Punkten.
2. Der Raum zwischen den Zeichen eines und desselben Buchstabens ist gleich einem Punkte.
3. Der Raum zwischen zwei Buchstaben ist gleich drei Punkten.
4. Der Raum zwischen zwei Wörtern ist gleich fünf Punkten.

a	· —	h	· · · ·	q	— — — ·
ä	· — · —	i	· ·	r	· · ·
á oder â	· — · — · —	j	· — — —	s	· · ·
b	— · · · ·	k	— · —	t	—
c	— · · · ·	l	· — · ·	u	· · —
ch	— — — —	m	— —	ü	· · — —
d	— · ·	n	— ·	v	· · · —
e	·	ñ	— — · — —	w	· — —
é	· · — · ·	o	— — —	x	— · · · —
f	· · · ·	ö	— — — ·	y	— · — —
g	— — ·	p	· — — ·	z	— — · ·

Ziffern:

1	· — — — —	6	— · · · ·
2	· · — — —	7	— — · · ·
3	· · · — —	8	— — — · ·
4	· · · · —	9	— — — — ·
5	· · · · ·	0	— — — — —

Bei der amtlichen Wiederholung und im Kopfe der Telegramme sind die Ziffern (ausgenommen 4, 5, 6) durch die folgenden abgekürzten Zeichen auszu- drücken. Diese abgekürzten Zeichen können auch im Text der ganz in Zahlen abgefaßten Telegramme angewendet werden. Die Telegramme müssen dann den dienstlichen Vermerk „Telegramm in Ziffern“ („en chiffres“) tragen;

1 · — 2 · · — 3 · · · — 7 — · · · 8 — · · 9 — · 0 —

Satz- und andere Zeichen:

Punkt (.) · · · · ·
 Strichpunkt (;) — · — · — ·
 Beistrich (,) · — · — · —

Doppelpunkt	(:)	— — — — —
Fragezeichen oder Aufforderung zur Wiederholung einer nicht verstandenen Übermittlung	(?)	• • — — — • •
Ausrufungszeichen	(!)	— — — — —
Apostroph	(')	• — — — — •
Bindestrich oder Strich	(- oder =)	— • • • —
Bruchstrich	(/)	— • • • —
Klammern (vor oder nach den in Klammern stehenden Wörtern usw.)	(())	— • — — — —
Anführungszeichen (vor und nach jedem Worte oder jeder Stelle, die zwischen Anführungszeichen steht)	(„,“)	• — • — • — •
Unterstreichungszeichen (vor und hinter die zu unterstreichenden Wörter oder Satzteile zu setzen)		• • — — — — •
Anfangszeichen (vor Anfang jeder Übermittlung zu geben)		— — — — —
Doppelstrich	(=)	— • • • —
Verstanden (dieses Zeichen wird im Funkbetrieb als Anfangszeichen benutzt)		• • • — •
Irrung		• • • • •
Schlußzeichen (Schluß der Übermittlung)		— — — — —
Aufforderung zum Geben		— • —
Warten		• • • • •
Aufgearbeitet		• • — — — •
Zeichen zur Kennzeichnung der Aufgabe oder Laufnummer		— • • • — •
Trennungszeichen ¹⁾ bei Übermittlung gemischter Zahlen (zwischen dem gewöhnlichen Bruch und der ganzen Zahl zu übermitteln)		• — — — — •
Zeichen: Ist das richtig? (nur im Funkbetrieb gebräuchlich)		• • — — • —
Zeichen, das zur Auffindung einer Gruppe oder eines Wortes in einem Telegramm gebraucht wird		— — — • • — •

B. Abkürzungen

a) zur Kennzeichnung der besonderen Telegramme.

= SVH =	Telegramm zur Sicherung menschlichen Lebens im See- und Luftverkehr.
= SS = oder = Staats =	gebührenfreies Staatstelegramm.
= S = bzw. = Etat =	gebührenpflichtiges Staatstelegramm.
= F =	Staatstelegramm, wofür der Absender auf Vorrang bei der Beförderung verzichtet hat.
= AD =	dringendes Diensttelegramm.
= ADG =	dringende Dienstnotiz, die sich auf eine Störung der Nachrichtenanlagen bezieht.
= A =	gewöhnliches Diensttelegramm.
= St =	gebührenpflichtiges Diensttelegramm
= RST =	Antwort auf ein gebührenpflichtiges Diensttelegramm.
= D = oder = Dringend = bzw. = Urgent =	dringende, mit Vorrang vor den gewöhnlichen Privattelegrammen zu befördernde und zu bestellende Telegramme.
= PU = oder = Streckenweise dringend = bzw. = Partiellement urgent =	nach Orten jenseits Neuyork gerichtete und vom Aufgabort bis Neuyork dringend zu befördernde Telegramme.

¹⁾ Um bei der Übermittlung von gemischten Zahlen jede Verwechslung zu vermeiden, muß dem Bruche, je nach Lage des Falles, das Trennungszeichen vorhergehen oder folgen. Z. B. gibt man für $1\frac{1}{10}$: 1 • — — — — $\frac{1}{10}$, damit nicht $\frac{11}{10}$ gelesen wird; für $\frac{3}{4}$ gibt man $\frac{3}{4}$ • — — — — 8, damit nicht $\frac{3}{48}$ gelesen wird; für $2\frac{1}{2}$ gibt man 2 • — — — — $\frac{1}{2}$ • — — — — 2, damit nicht $\frac{21}{22}$ gelesen wird.

= O b s =	Wettertelegramm.
= MDT =	telegraphische Postanweisung.
= RP = oder = Antwort bezahlt = bzw. = Réponse payée =	Telegramm mit vorausbezahlter Antwort.
= RPD =	Telegramme mit vorausbezahlter dringender Antwort.
= RPx = bzw. = RPDx =	gewöhnliches bzw. dringendes Antworttelegramm mit x Wörtern vorausbezahlt.
= RXP =	Antworttelegramm und Bestellung des Antworttelegramms durch Eilboten bezahlt.
= TC = oder = Vergleichung = bzw. = Collationnement =	Telegramme mit Vergleichung.
= PC = oder = Telegraphische Empfangsanzeige = bzw. = Accusé de réception télégraphique =	Telegramm mit telegraphischer Empfangsanzeige.
= PCD = oder = Dringende telegraphische Empfangsanzeige = bzw. = Accusé de réception télégraphique urgent =	Telegramm mit dringender telegraphischer Empfangsanzeige.
= PCP = oder = Briefliche Empfangsanzeige = bzw. = Accusé de réception postal =	Telegramm mit Empfangsanzeige durch die Post.
= CR =, = CRS =, = CRF = bzw. = CRD =	Kennzeichen der Empfangsanzeige auf ein gewöhnliches Telegramm, auf ein Staatstelegramm, auf ein Staatstelegramm für das der Absender auf Vorrangbeförderung verzichtet hat, bzw. einer dringenden Empfangsanzeige.
= Post = bzw. = Poste =	} durch die Post zu bestellende Telegramme.
= PR = oder = Post eingeschrieben = bzw. = Poste recommandée =	
= PAV = oder = Luftpost = bzw. = Poste avion =	
= GP = oder = Postlagernd = bzw. = Poste restante =	
= GPR = oder = Postlagernd eingeschrieben = bzw. = Poste restante recommandée =	
= TR = bzw. = Télégraphe restant =	
= TMx = oder = x Anschriften = bzw. = x adresses =	an mehrere Empfänger in einem Ort gerichtete (zu vervielfältigende) Telegramme.
= CTA =	alle Anschriften mitteilen.
= Eilbote = bzw. = Express =	durch Eilboten zu bestellende Telegramme.
= XP = oder = Eilbote bezahlt = bzw. = Express payé =	Eilbestellung vorausbezahlt.

- = **FS** = oder = **Nachsen-** auf Verlangen des Absenders nachzusendendes Tele-
den = bzw. = **Faire** gramm.
suivre =
- = **Offen** = bzw. = **Ouvert** = offen zu bestellendes Telegramm.
- = **MP** = oder = **Eigen-** eigenhändig auszuhändigendes Telegramm.
händig = bzw. = **Mains**
propres =
- = **Tags** = bzw. = **Jour** = nur am Tage zu bestellendes Telegramm.
- = **Nachts** = bzw. = **Nuit** = nur nachts zu bestellendes Telegramm.
- = **Lx** = Glückwunschtelegramm auf künstlerisch ausgeführtem Schmuckblatt.
- = **LCO** = zurückgestelltes Telegramm in der Sprache des Aufgabelandes oder in einer von diesem Lande zugelassenen Sprache.
- = **LCD** = zurückgestelltes Telegramm in der Sprache des Bestimmungslandes oder in einer von diesem Lande zugelassenen Sprache.
- = **LCF** = zurückgestelltes Telegramm in französischer Sprache.
- = **WLT** = Wochenendtelegramm.
- = **RL** = (Radio Letter) Funkbrief (in deutscher, englischer oder französischer Sprache).
- = **Sem** = durch Vermittelung von Semaphorstationen mit Schiffen in See zu wechselnde Telegramme.
- = **Radio** = Funktelegramme im Verkehr mit Schiffen in See.
- = **Jx** = oder = **x Tage** = Zahl der Tage, die das Telegramm bei der Sema-
bzw. = **x jours** = phor- oder Küstenfunkstelle für das Schiff be-
reitet gehalten werden soll.
- = **Presse** = Pressetelegramme.
- CTP....** (conserver taxe payée) Kennzeichen für einzubehaltende Gebühren.
- CTF** Kennzeichen für entstellte Telegramme.
- Draht (Fil)** Wegangabe, wenn der Absender den Draht- bzw.
Funk (Anten) den Funkweg wünscht.
Zugfunk Telegramme an Reisende in Zügen.

b) Abkürzungen für den funktelegraphischen Verkehr.

Um Auskünfte über den Funktelegraphendienst zu geben oder zu verlangen, haben die Stationen von den nachstehenden Abkürzungen Gebrauch zu machen:

Tabelle 105.

Abkürzungen	Frage	Antwort oder Bemerkung
1	2	3
-	(C Q)	Suchzeichen, von einer Station angewendet, die in Verkehr zu treten wünscht.
-	(T R)	Zeichen zur Ankündigung der von der Bordstation zu machenden dienstlichen Angaben.
- - . . - -	(!)	Zeichen, das darauf hinweist, daß eine Station mit großer Kraft senden wird.
P R B	Wünschen Sie mit meiner Station unter Benutzung des Internationalen Signalbuchs zu verkehren?	Ich wünsche mit Ihrer Station unter Benutzung des Internationalen Signalbuchs zu verkehren.

Abkürzungen	Frage	Antwort oder Bemerkung
1	2	3
Q R A	Welches ist der Name Ihrer Station?	Hier ist die Station . . .
Q R B	In welcher Entfernung von meiner Station befinden Sie sich?	Die Entfernung zwischen unseren Stationen beträgt . . . Seemeilen.
Q R C	Welches ist Ihre wahre Peilung?	Meine wahre Peilung ist . . . Grad.
Q R D	Wohin fahren Sie?	Ich fahre nach . . .
Q R F	Woher kommen Sie?	Ich komme von . . .
Q R G	Welcher Gesellschaft oder Schiffahrtslinie gehören Sie an?	Ich gehöre . . . an.
Q R H	Welches ist Ihre Wellenlänge?	Meine Wellenlänge beträgt . . . Me-
Q R J	Wieviel Wörter haben Sie zu übermitteln?	Ich habe . . . Wörter zu übermitteln.
Q R K	Wie erhalten Sie?	Ich erhalte gut.
Q R L	Erhalten Sie schlecht? Soll ich 20 mal . . . — . geben, um das Einstellen Ihrer Apparate zu ermöglichen?	Ich erhalte schlecht. Geben Sie 20 mal . . . — ., damit ich meine Apparate einstellen kann.
Q R M	Wurden Sie gestört?	Ich wurde gestört.
Q R N	Sind die Luftstörungen sehr stark?	Die Luftstörungen sind sehr stark.
Q R O	Soll ich die Kraft vermehren?	Vermehrten Sie die Kraft.
Q R P	Soll ich die Kraft vermindern?	Vermindern Sie die Kraft.
Q R Q	Soll ich schneller geben?	Geben Sie schneller.
Q R S	Soll ich langsamer geben?	Geben Sie langsamer.
Q R T	Soll ich mit der Übermittlung aufhören?	Hören Sie mit der Übermittlung auf.
Q R U	Haben Sie etwas für mich?	Ich habe nichts für Sie. Ich habe nichts zu übermitteln.
Q R V	Sind Sie bereit?	Ich bin bereit. Alles ist in Ordnung.
Q R W	Sind Sie beschäftigt?	Ich bin mit einer anderen Station beschäftigt (oder: mit . . .). Bitte nicht zu stören.
Q R X	Soll ich warten?	Warten Sie. Ich werde Sie um . . . Uhr rufen (oder erforderlichenfalls).
Q R Y	Wann bin ich an der Reihe?	Sie haben die Nummer . . .
Q R Z	Sind meine Zeichen schwach?	Ihre Zeichen sind schwach.
Q S A	Sind meine Zeichen stark?	Ihre Zeichen sind stark.
Q S B	Ist mein Ton schlecht?	Der Ton ist schlecht.
Q S C	Ist mein Funke schlecht?	Der Funke ist schlecht.
Q S C	Sind die Zwischenräume bei der Übermittlung schlecht?	Die Zwischenräume bei der Übermittlung sind schlecht.
Q S D	Lassen Sie uns die Uhren vergleichen. Ich habe . . . Uhr; welche Zeit haben Sie?	Die Uhr ist . . .
Q S F	Sollen die Funktelegramme abwechselnd oder in Reihen übermittelt werden?	Die Übermittlung soll abwechselnd erfolgen.
Q S G	—	Die Übermittlung soll in Reihen von 5 Funktelegrammen erfolgen.
Q S H	—	Die Übermittlung soll in Reihen von 10 Funktelegrammen erfolgen.

Abkürzungen	Frage	Antwort oder Bemerkung
1	2	3
Q S J	Welches ist die zu erhebende Gebühr für...?	Die zu erhebende Gebühr ist...
Q S K	Ist das letzte Funktelegramm zurückgezogen?	Das letzte Funktelegramm ist zurückgezogen.
Q S L	Haben Sie Quittung erhalten?	Bitte Quittung zu geben.
Q S M	Welches ist Ihr wahrer Kurs?	Mein wahrer Kurs ist ... Grad.
Q S N	Haben Sie Verbindung mit dem festen Lande?	Ich habe keine Verbindung mit dem festen Lande.
Q S O	Haben Sie Verbindung mit einer anderen Station (oder mit...)?	Ich habe Verbindung mit ... (durch Vermittlung von...).
Q S P	Soll ich... melden, daß Sie ihn rufen?	Verständigen Sie..., daß ich ihn rufe.
Q S Q	Werde ich gerufen von...?	Sie werden gerufen von...
Q S R	Werden Sie das Funktelegramm... befördern?	Ich werde das Funktelegramm... befördern.
Q S T	Haben Sie einen allgemeinen Anruf erhalten?	Allgemeiner Anruf für alle Stationen.
Q S U	Bitte mich anzurufen, sobald Sie fertig sind (oder: um... Uhr).	Ich werde Sie rufen, sobald ich fertig bin.
Q S V	Ist öffentlicher Verkehr im Gange?	Öffentlicher Verkehr ist im Gange. Bitte nicht zu stören.
Q S W	Soll ich die Funkzahl erhöhen?	Erhöhen Sie die Funkzahl.
Q S X	Soll ich die Funkzahl vermindern?	Vermindern Sie die Funkzahl.
Q S Y	Soll ich mit der Wellenlänge von... Metern geben?	Gehen wir über zur Welle von... Metern.
Q S Z	Soll ich jedes Wort 2 mal geben?	Geben Sie jedes Wort 2 mal; ich habe beim Empfang Ihrer Zeichen Schwierigkeiten.
Q T A	Soll ich jedes Funktelegramm 2 mal geben? oder:	Geben Sie jedes Funktelegramm 2 mal; ich habe beim Empfang Ihrer Zeichen Schwierigkeiten, oder:
Q T A	Soll ich das Funktelegramm, das ich soeben übermittelt habe, wiederholen?	Wiederholen Sie das Funktelegramm, das Sie soeben übermittelt haben; die Aufnahme ist undeutlich.
Q T B		Ich bin mit Ihrer Wortzählung nicht einverstanden; ich wiederhole den ersten Buchstaben jedes Wortes und die erste Ziffer jeder Zahl (z. B. Q T B 17 j c r b 2 d... usw.).
Q T C	Haben Sie etwas zu übermitteln?	Ich habe etwas zu übermitteln. Ich habe ein oder mehrere Telegramme für...
Q T E	Wie ist meine rechtweisende ¹⁾ Peilung?	Ihre rechtweisende ¹⁾ Peilung ist ... Grad.
Q T F	Wie ist mein Standort nach Funkpeilung?	Standort ist...

¹⁾ Unter rechtweisender Peilung versteht man den Winkel, den die Verbindungslinie zwischen dem Schiff und der Küstenfunkstelle mit der geographischen Nordrichtung bildet.

Wenn hinter einer Abkürzung ein Fragezeichen steht, so drückt dies aus, daß es sich um die neben der betreffenden Abkürzung angegebene Frage handelt¹⁾.

c) Bezeichnung der Uhrzeiten.

M. G. Z. bzw. G M T = mittlere Greenwichzeit (Greenwich mean time).

M. E. Z. bzw. M E T = mitteleuropäische Zeit (mean Europe time).

International wird bei beiden Zeiten von Mitternacht zu Mitternacht (von 0000 bis 2400) durchgezählt, es entspricht also

1955 = 7 Uhr 55 Minuten nachmittags,

0023 12 Uhr 23 Minuten vormittags.

0530 M. G. Z. = 0630 M. E. Z.

3. Verkehr mit Schiffen.

a) Allgemeines.

Das Hauptanwendungsgebiet der Funktelegraphie ist der Seeverkehr. Aus der Übersicht Tabelle 113, S. 1119 geht hervor, daß z. B. in der Nord- und Ostsee eine ganze Kette ununterbrochen im Betriebe stehender Küstenfunkstellen vorhanden ist, die dem öffentlichen Verkehr mit Bordfunkstellen in diesen Gewässern und in Fällen der Seenot dienen. Die wichtigste Küstenfunkstelle in der Nordsee ist die Hauptfunkstelle Norddeich, die im April 1907 in Betrieb genommen wurde.

Die Hauptfunkstelle Norddeich verfügt über eine Sende- und Empfangseinrichtung für ungedämpften Verkehr mit einer Reichweite, die es gestattet, unmittelbaren Verkehr mit Bordfunkstellen, die mit ungedämpftem Gerät ausgerüstet sind, noch auf Entfernungen von einigen tausend Kilometern, d. h. in der Nordamerikafahrt bis etwa 2 bis 3 Tagereisen vor Neuyork, auf der Südamerikafahrt bis etwa zur Höhe von Pernambuko, zu unterhalten. Für diesen Fernverkehr, für den die Gebühren die gleichen wie für den Nahverkehr sind, bestehen zur Zeit folgende Verkehrszeiten:

Tabelle 106.

Verkehrszeiten der Hauptfunkstelle Norddeich	
für Senden	für Empfang

A. Wechselseitiger Verkehr.

(Hauptfunkstelle und Bordfunkstellen verkehren in beiden Richtungen unmittelbar miteinander.)

Die Hauptfunkstelle ruft die Bordfunkstellen, für die Telegramme vorliegen, *stündlich auf Welle 2400 m (ungedämpft) an, und zwar die deutschen Bordfunkstellen zur 30. Minute jeder geraden, die fremden Bordfunkstellen zur 35. Minute jeder ungeraden Stunde. Die Abgabe der Telegramme erfolgt von der 48. Minute ab auf Welle 2300 m (ungedämpft).

Die Hauptfunkstelle steht in jeder geraden Stunde von der 30. bis zur 45. Minute, in jeder ungeraden Stunde von der 35. bis zur 45. Minute auf Welle 2400 m (ungedämpft), die übrigen Zeiten auf Welle 2100 m (ungedämpft) auf Empfang.

¹⁾ Beispiele:

Stationen:

A	Q R A ?	= Welches ist der Name Ihrer Station?
B	Q R A Campania	= Hier ist die Station Campania.
A	Q R G ?	= Welcher Gesellschaft oder Schiffahrtslinie gehören Sie an?
B	Q R G Cunard. Q R Z	= Ich gehöre der Cunard Line an. Ihre Zeichen sind schwach.
Die Station A vermehrt alsdann die Kraft ihres Senders und sagt:		
A	Q R K ?	= Wie erhalten Sie?
B	Q R K	= Ich erhalte gut.
	Q R B 80	= Die Entfernung zwischen unseren Stationen beträgt 80 Seemeilen.
	Q R C 62	= Meine wahre Peilung ist 62 Grad.
	usw.	usw.

Verkehrszeiten der Hauptfunkstelle Norddeich

für Senden	für Empfang
------------	-------------

B. Einseitiger Verkehr.

(Die Bordfunkstellen können nur Telegramme von Norddeich empfangen, nicht aber an Norddeich abgeben; sie bestätigen den Empfang über andere Bordfunkstellen, die sich noch im Bereiche des wechselseitigen Verkehrs [vgl. unter A] befinden oder in nächster Zeit in diesen gelangen.)

Die Hauptfunkstelle gibt die für den einseitigen Verkehr geeigneten Telegramme zur nächsten Sendezeit — 1 V und 1,15 N, in der Zeit vom 15. September bis 30. April auch 7 V und 10 N — auf Welle 2300 m (ungedämpft) zweimal hintereinander ab; sie wiederholt sie zu den beiden nachfolgenden Sendezeiten je zweimal.

Norddeich steht für die Entgegennahme der Empfangsbestätigungen wie beim wechselseitigen Verkehr auf Empfang (vgl. unter A).

b) Anruf und Übermittlung.

In der Regel ruft die Bordfunkstelle die Küstenfunkstelle an, ohne Rücksicht darauf, ob sie Funktelegramme zu übermitteln hat oder nicht.

In den Gewässern, in denen der funktelegraphische Verkehr lebhaft ist (Kanal usw.), darf in der Regel ein Schiff eine Küstenfunkstelle nur anrufen, wenn die Küstenfunkstelle sich innerhalb der normalen Reichweite der Bordfunkstelle befindet und wenn letztere in eine Entfernung von weniger als 75 % der normalen Reichweite der Küstenfunkstelle gelangt ist.

Vor dem Anruf muß die Küstenfunkstelle oder die Bordfunkstelle ihre Empfangsvorrichtung so empfindlich wie möglich einstellen und sich vergewissern, daß innerhalb ihres Bereichs keine andere Übermittlung im Gange ist; anderenfalls wartet sie die erste Unterbrechung ab, sofern sie nicht etwa erkennt, daß ihr Anruf die im Gange befindlichen Übermittlungen nicht stören kann. Das gleiche gilt für den Fall, daß sie einen Anruf beantworten will.

Für den Anruf gebraucht jede Station die Normalwelle derjenigen Station, die gerufen werden soll¹⁾.

Wenn trotz dieser Vorsichtsmaßregeln eine funktelegraphische Übermittlung gestört wird, so ist der Anruf auf das erste Verlangen einer dem öffentlichen Verkehr dienenden Küstenfunkstelle einzustellen. Diese Station hat dabei die ungefähre Dauer der Wartezeit anzugeben.

Die Bordfunkstelle hat jeder Küstenfunkstelle, bei welcher sie sich gemeldet hat, den Zeitpunkt, zu welchem sie den Verkehr abzubrechen gedenkt, sowie die voraussichtliche Dauer der Unterbrechung bekanntzugeben.

Nachstehend sei ein Beispiel für die Übermittlung von Funktelegrammen zwischen einer Küsten- und einer Bordfunkstelle mit den entsprechenden Erläuterungen gegeben:

Der Dampfer „Feldmarschall“ (Rufzeichen d fl) hat zwei Funktelegramme an die Küstenfunkstelle Norddeich (Rufzeichen k a v) abzugeben; in Norddeich liegt ein Telegramm für diesen Dampfer vor. Er befindet sich 75 Seemeilen nordwestlich von Norddeich auf der Fahrt nach Portsmouth.

Feldmarschall ruft: — • — • — k a v k a v k a v v d f l d f l d f l

(Dieser Ruf wird nach Bedarf mit Pausen von je 2 Minuten noch zweimal wiederholt.)

Norddeich antwortet: — • — • — d f l d f l d f l v k a v — • —

¹⁾ Um eine möglichst reibungslose (störungsfreie) Abwicklung des Seefunkverkehrs herbeizuführen, sind Maßnahmen der Betriebsorganisation eingeleitet, nach denen die 600 m-Welle nur noch für den Anruf verwendet werden soll, während für den eigentlichen Verkehr andere Wellen vorgesehen sind.

Feldmarschall:

— • • • • — T R 75 Nordsee Portsmouth 2 • • • • •
 [Erläuterung: { (abgekürztes Zeichen) | (Entfernung in Seemeilen) | (Schiffsort) | (Anlaufhafen) | (Zahl der Telegramme) }]

Norddeich: — • • • • — 1 (Zahl der Telegramme) — • • • • — Radio B¹⁾ Berlin 10 23
 10 50 m — • • • • — Kraft Feldmarschall Norddeich — • • • • — In South-
 ampton kommt Wilson an Bord — • • • • — Max — • • • • — kav — • • • • —

Feldmarschall: — • • • • — kav 10 rrr²⁾ dfl — • • • • — Radio Feld-
 marschall 9 23 11 2 m — • • • • — Engelmann Friedrichstr. 5 Berlin — • • • • —
 Alles wohl an Bord — • • • • — Rudolf — • • • • — dfl — • • • • —

Norddeich: — • • • • — dfl 9 rrr kav — • • • • —

Feldmarschall: — • • • • — Radio Feldmarschall 5³⁾ 11 23 11 13 m — • • • • — Petit 4 rue
 Cimarosa Paris — • • • • — Arrive demain Boulogne sur mer — • • • • —
 Alfons — • • • • — dfl — • • • • —

Norddeich: — • • • • — dfl 5 rrr kav — • • • • —

Feldmarschall: • • • • — dfl

Norddeich: • • • • — kav

Vor der Weiterbeförderung auf dem Landtelegraphennetz rückt die Küstenfunkstelle ihren Namen im Kopfe der Telegramme hinter dem Schiffsnamen ein.

c) Berechnung und Erhebung der Gebühren.

Die Gebühr für ein Funktelegramm im Seeverkehr umfaßt

1. a) die „Küstengebühr“, die der Küstenfunkstelle zukommt,
 b) die „Bordgebühr“, die der Bordfunkstelle zukommt;
2. die Gebühr für die Beförderung auf den Telegraphenlinien;
3. die Durchgangsgebühren der vermittelnden Küsten- oder Bordstationen und die Gebühren für die vom Absender verlangten besonderen Leistungen.

Für Telegramme an deutsche Bordfunkstellen (über deutsche Küstenfunkstellen) beträgt zur Zeit (Dezember 1926) die Gebühr für ein Wort 70 Pf. (je 30 Pf. Bord- und Küstengebühr, 10 Pf. Landgebühr) ohne Mindestsatz für ein Telegramm.

Die Gesamtgebühr für Funktelegramme wird vom Absender erhoben, mit Ausnahme der Gebühren

- a) für die Zustellung durch Eilboten,
- b) für unzulässige Zusammenziehungen oder Veränderungen von Wörtern, welche durch die Bestimmungsanstalt oder die Bestimmungsbordfunkstelle festgestellt werden;

diese Gebühren werden vom Empfänger eingezogen.

¹⁾ Wenn die gebende Anstalt unmittelbar mit der Bestimmungsanstalt arbeitet, wird vor dem Namen der Ursprungsanstalt ein B gegeben; andernfalls wird sogleich mit der Abgabe des Namens der Ursprungsanstalt begonnen.

²⁾ Im Verkehr mit deutschen Anstalten quittiert der abnehmende Beamte in der Weise, daß er die Wortzahl (Zahl der wirklichen Wörter) in abgekürzten Zeichen unter Beifügung dreier r gibt; beim Arbeiten in Reihen wird über den Empfang der Reihe lediglich durch Angabe der Anzahl der erhaltenen Telegramme mit beigefügtem rrr quittiert.

Im Verkehr mit außerdeutschen Anstalten quittiert der abnehmende Beamte durch Angabe der Nummer des erhaltenen Telegramms mit beigefügtem r, z. B. „r 436“. Wird in Reihen gearbeitet, so hat die Quittung über den Empfang der Reihe die Anzahl der empfangenen Telegramme und die Nummern des ersten und des letzten Telegramms der Reihe zu enthalten, z. B. „r 5 157 980“.

³⁾ Die Aufgabennummer des Telegramms wird von den deutschen Bordstationen bei allen Funktelegrammen, die nach nichtdeutschen Bestimmungsorten gerichtet sind, und bei allen an nichtdeutsche Küstenfunkstellen abgegebenen Funktelegrammen im Kopfe der Telegramme mitgegeben.

Als Aufgabennummer gilt die Nummer, unter welcher das Telegramm in der als Unterlage für die Abrechnung dienenden Monatsnachweisung eingetragen ist.

Hinsichtlich der Funktelegramme an Schiffe in See ist die Wortzählung der Aufgabeanstalt und hinsichtlich der Funktelegramme von Schiffen in See diejenige der Ursprungsbordfunkstelle maßgebend, und zwar sowohl für die Übermittlung, als auch für die internationale Abrechnung. Ist jedoch ein auf einem Schiff aufgeliefertes Funktelegramm ganz oder teilweise in einer der Sprachen des Bestimmungslandes oder ein nach dem Schiffe gerichtetes Telegramm in einer der Sprachen des Heimatlandes des Schiffes abgefaßt und enthält ein solches Telegramm sprachwidrige Wortzusammenziehungen oder Wortveränderungen, so hat die Bestimmungsanstalt bzw. Bordfunkstelle das Recht, die nicht erhobenen Gebühren vom Empfänger einzuziehen. Wird die Zahlung abgelehnt, so kann das Funktelegramm angehalten werden.

d) Verkehr mit Schiffen in Seenot.

Die Funktelegraphenstationen sind verpflichtet, Notanrufe, woher sie auch kommen mögen, mit unbedingtem Vorrang aufzunehmen, zu beantworten und ihnen gebührend Folge zu geben.

In Seenot befindliche Schiffe gebrauchen das Zeichen

• • • — — — • • • (S O S),

das in kurzen Zwischenräumen unter Hinzufügung der notwendigen Angaben wiederholt wird.

Sobald eine Station das Notzeichen wahrnimmt, muß sie jeden anderen Verkehr unterbrechen und darf ihn erst wieder beginnen, nachdem sie die Gewißheit erlangt hat, daß der durch den Hilferuf veranlaßte Nachrichtenaustausch beendet ist.

Die Stationen, die ein Notzeichen wahrnehmen, haben sich hinsichtlich der Reihenfolge und des Aufhörens der Übermittlungen den Weisungen des Schiffes zu fügen, von dem der Notanruf ausgeht.

Wenn am Schlusse der Reihe von Notzeichen das Rufzeichen einer bestimmten Station hinzugefügt ist, so hat nur diese den Ruf zu beantworten: antwortet sie nicht oder fehlt die Angabe einer bestimmten Station in dem Hilferuf, so hat jede das Notzeichen empfangende Station die Verpflichtung, sich zu melden.

Auf Veranlassung der Deutschen Reichspost ist der Seenotmeldedienst an der deutschen Küste im Benehmen mit den beteiligten Behörden und den Schifffahrtskreisen besonders geregelt worden; die hauptsächlichsten Punkte dieser Regelung geben wir nachstehend wieder:

1. Allgemeines.

Seenottelegramme sind Funktelegramme, die nach dem Seenotzeichen „sos“ gegeben werden und die für die Hilfeleistung erforderlichen Einzelheiten enthalten.

Das Seenotzeichen wird als ein Zeichen (• • • — — — • • •) gegeben und mindestens zweimal wiederholt. Dann folgt der Buchstabe v, das Rufzeichen der in Seenot befindlichen Funkstelle, ihr Standort¹⁾ und die notwendigen weiteren Angaben, z. B. des Unfalls.

Der Funkverkehr mit Schiffen in Seenot geht jedem anderen Funkverkehr vor. Sobald eine Funkanlage (Küsten-, Feuerschiffs- oder Bordfunkstelle) das Seenotzeichen wahrnimmt, muß sie jeden anderen Funkverkehr unterbrechen

¹⁾ Ausländische Bordfunkstellen pflegen bei Seenottelegrammen teilweise den Standort nach folgendem Verfahren anzugeben:

Die Standortsangabe (nach Breite und Greenwich-Länge) besteht aus zwei vierstelligen Zahlengruppen und einer zweistelligen Buchstabengruppe.

Es bezeichnet:

a) die erste vierstellige Zahl die Grade und Minuten der Breite,

b) die zweite vierstellige Zahl die Grade und Minuten der Länge.

Wenn die Zahl der Grade oder Minuten kleiner ist als 10, wird die Zehnerzahl durch eine Null ersetzt; ist die Zahl der Längengrade größer als 99, läßt man die Zahl der Hunderte fort.

c) in der dritten Gruppe der erste Buchstabe die Richtung der Breite (N für Nord, S für Süd), der zweite die Richtung der Länge (E für Ost und W für West).

und darf ihn erst wieder beginnen, nachdem sie die Gewißheit erlangt hat, daß der durch den Hilferuf veranlaßte Nachrichtenaustausch beendet ist¹⁾.

Ist nach Aussendung eines Seenotzeichens durch eine Bordfunkstelle die für ein Schiff bestehende Gefahr beseitigt worden, so hat die betreffende Bordfunkstelle alle in Reichweite befindlichen Küsten- und Bordfunkstellen hiervon unverzüglich und mehrfach zu benachrichtigen. Wenn diese Mitteilung offensichtlich von weiter entfernt stehenden Funkstellen nicht verstanden wird, so haben alle in Frage kommenden Bordfunkstellen hierbei als Übermittler einzuspringen.

2. Abwicklung des Seenot-Funkverkehrs.

Jede Funkanlage, die ein Seenotzeichen wahrnimmt, ist verpflichtet, dieses sofort zu beantworten, außer wenn das in Seenot befindliche Schiff das Seenotzeichen an eine bestimmte Funkanlage richtet. Im letzten Fall darf das Seenotzeichen nur beantwortet werden, wenn die angerufene Funkanlage sich nicht innerhalb 3 Minuten meldet.

Jede Funkanlage ist ferner verpflichtet, zwischen dem in Seenot befindlichen Schiff und der von diesem angerufenen Funkanlage als Vermittler einzutreten, wenn eine gegenseitige Verständigung offensichtlich nicht erzielt wird.

Falls dem Seenotzeichen kein Seenottelegramm folgt, hat die angerufene oder die sich auf das Seenotzeichen zuerst meldende Funkanlage den Standort sowie die Art des Unfalls umgehend zu erfragen.

Die funktelegraphische Aufnahme eines Seenotrufes kann erfolgen:

- a) durch eine Küstenfunkstelle,
- b) durch ein Feuerschiff,
- c) durch eine Bordfunkstelle.

a) Aufnahme des Seenotrufes durch eine Küstenfunkstelle:

Die ein Seenotzeichen bzw. Seenottelegramm aufnehmende Küstenfunkstelle hat unverzüglich deren Weitergabe zu veranlassen.

Stellt die Küstenfunkstelle auf Grund der Standortangabe des in Seenot befindlichen Schiffes fest, daß eine andere Küstenfunkstelle der Unfallstelle näher liegt als sie selbst, so hat sie die Abwicklung des Funkverkehrs mit dem Schiff an diese Küstenfunkstelle funktelegraphisch zu übergeben. In der Nordsee südlich des Breitengrades von Sylt-Südspitze soll jedoch der Seenotfunkverkehr tunlichst nur von den öffentlichen Küstenfunkstellen wahrgenommen werden, um den Peilverkehr der Marinefunkstellen nicht zu beeinträchtigen. In Zweifelsfällen bestimmt hierbei die Hauptfunkstelle Norddeich, die als Leitstelle für den Seenotfunkverkehr gilt, welche Küstenfunkstelle die weitere Wahrnehmung des eingeleiteten Seenotdienstes ausüben soll.

Durch die Abgabe des Funkverkehrs wird die Pflicht der Küstenfunkstelle zur Weitergabe des Seenotzeichens und der Seenottelegramme, welche bis zu dem Zeitpunkt der Übergabe bei ihr eingelaufen sind, nicht aufgehoben.

Beobachtet eine Küstenfunkstelle den Seenotverkehr einer anderen Küstenfunkstelle mit einem Schiff, so hat sie auch diejenigen auf den Seenotfall bezüglichen Nachrichten ohne bestimmte Anschrift, welche sie lediglich mithört und die ihr nicht besonders übermittelt worden sind, weiterzugeben.

b) Die Abgabe bzw. Aufnahme des Seenotrufes durch ein Feuerschiff kommt in Frage:

1. in Fällen eigener Seenot;
2. wenn innerhalb des Sichtkreises des Feuerschiffes Schiffe in Seenot geraten, welche keine eigenen Bordfunkstellen besitzen oder deren Anlage nicht betriebsfähig ist oder die das Feuerschiff um Hilfe angehen;

¹⁾ Die Funkanlagen, die ein Seenotzeichen wahrnehmen, haben sich hinsichtlich der Reihenfolge und des Schlusses des Verkehrs den Anordnungen des Schiffes zu fügen, das das Seenotzeichen aussendet.

3. wenn das Feuerschiff von irgendeiner Seite von einem in Seenot befindlichen Schiff Kenntnis erhält (optisch oder durch Aufnahme eines funktelegraphischen Seenotzeichens, das offensichtlich von anderen Stellen nicht beantwortet wird).

In diesen Fällen sendet das Feuerschiff das Seenotzeichen aus unter Hinzufügung des vollen Anrufs derjenigen Küstenfunkstelle, mit der es gewöhnlich seinen Funkverkehr abwickelt. Die Küstenfunkstelle hat alsdann in der gleichen Weise zu verfahren wie beim unmittelbaren Funkverkehr mit einem in Seenot befindlichen Schiff.

c) Aufnahme des Seenotrufes durch eine Bordfunkstelle:

Jede Bordfunkstelle, welche ein Seenotzeichen wahrnimmt, hat dieses unverzüglich zu beantworten, falls das Seenotzeichen nicht an eine bestimmte Funkstelle gerichtet ist oder falls nicht eine Küstenfunkstelle, die sich etwa innerhalb der Reichweite des hilfeschuchenden Schiffes befindet, sich auf das Seenotzeichen meldet. Die Bordfunkstelle hat alsdann außer der Erstattung der Meldung an die eigene Schiffsleitung mit allen Mitteln zu versuchen, das Seenotzeichen und etwaige Seenottelegramme an die nächste Küstenfunkstelle abzusetzen, welche dann den weiteren Funkverkehr mit dem in Seenot befindlichen Schiff übernimmt.

Die Bordfunkstelle ist jedoch in diesem Fall verpflichtet, den Funkverkehr der Küstenfunkstelle mit dem in Seenot befindlichen Schiff solange mitzubeobachten, bis sie sich überzeugt hat, daß zwischen beiden eine sichere Funkverbindung aufgenommen worden ist.

3. Weitergabe der Seenottelegramme durch die Küstenfunkstellen.

Die bei den Küstenfunkstellen eingehenden Seenottelegramme werden von diesen als „Seenottelegramme“ weitergegeben und als solche vor allen übrigen Telegrammen einschließlich der dringenden Staatstelegramme befördert.

Es sind zu unterscheiden:

- a) Seenottelegramme mit bestimmter Anschrift;
- b) Seenottelegramme ohne bestimmte Anschrift.

a) Seenottelegramme mit bestimmter Anschrift:

Diese werden unter Berücksichtigung der Dringlichkeit wie andere Funktelegramme mit bestimmter Anschrift behandelt. Seenottelegramme, die von einem Feuerschiff unter bestimmter Anschrift eingehen, erhalten außer der Bezeichnung „Seenottelegramm“ den Vermerk „Sem“ (Semaphor).

b) Seenottelegramme ohne bestimmte Anschrift.

Für Seenottelegramme ohne bestimmte Anschrift sind Vordrucke vorzubereiten. Gehen die Nachrichten in fremder Sprache ein, so sind sie dabei nicht zu übersetzen, sondern wörtlich wiederzugeben.

Die Weitergabe der Seenottelegramme ohne bestimmte Anschrift geschieht nach besonderen Plänen, welche von den örtlichen Dienststellen der beteiligten Behörden im Benehmen mit den beteiligten Privatfirmen (Reedereien, Bergungsgesellschaften usw.) aufgestellt werden.

4. Funkpeildienst¹⁾.

Ein unentbehrliches Hilfsmittel für die sichere Durchführung des Schiffsverkehrs, namentlich in den Küstengebieten, ist der Funkpeildienst, der es den Schiffen ermöglicht, mit Hilfe besonders eingerichteter Empfangsanlagen, Richtempfangsanlagen, ihren jeweiligen Standort zu ermitteln und sich bei Nacht und Nebel zurechtzufinden.

Beim Peilverfahren unterscheidet man „Eigenpeilung“ und „Fremdpeilung“. Bei der „Eigenpeilung“ nehmen die Schiffe die Peilungen selbst vor. Sie nehmen mit Hilfe der an Bord vorhandenen Funkpeilempfangseinrichtungen die Zeichen einer oder mehrerer, möglichst an festem Ort gelegener Funkstellen, deren geographische Lage ihnen bekannt ist, auf und stellen durch Ermittlung der Richtungen, aus denen die Wellen ankommen, den Standort des Schiffes

¹⁾ Vgl. auch „Nautischer Funkdienst“. Berlin: E. S. Mittler & Sohn.

fest (vgl. auch unter c). Bei der „Fremdpeilung“ bedürfen die Schiffe keiner besonderen Peilanlagen an Bord; eine oder mehrere Funkpeilstellen auf dem festen Lande nehmen die funktelegraphischen Zeichen auf, die die Bordfunkstelle zu diesem Zweck für einige Zeit aussendet, und peilen ihrerseits den Bordsender an. Das Ergebnis der Peilungen wird der Bordfunkstelle funktelegraphisch mitgeteilt; dabei kann es sich entweder um Angabe der Richtung handeln, in der sich das Schiff von der Landpeilstelle aus gesehen, befindet — Einzelpeilung — oder es wird der Schiffsort selbst — nach Mehrfachpeilung an Land — berechnet und übermittelt.

a) Fremdpeilung.

Wie in allen anderen Ländern, so sind auch in Deutschland mehrere Küstenfunkstellen für Peilzwecke vorhanden, und zwar die an der Nordseeküste gelegenen Funkpeilstellen Borkum (**K B O**), List (**K A O**) und Nordholz (**K B Q**). Für Fremdpeilungen nehmen die drei Funkpeilstellen im allgemeinen die Peilungen alle drei gleichzeitig vor, wobei die Küstenfunkstelle Nordholz (**K B N**) als Leitstelle tätig ist, indem sie die Ergebnisse der anderen Stellen auf besonderen Drahtleitungen erhält und dem Schiff das Gesamtergebnis übermittelt. Auf Anforderung liefern die Stellen aber auch Einzelpeilungen (s. u.).

Anruf-, Verkehrs- und Peilwelle für die deutschen Funkpeilstellen ist ausschließlich die 800-m-Welle. Will sich ein Schiff durch alle drei Stellen peilen lassen, so ruft es die Funkstelle (Peilleitstelle) Nordholz (Rufzeichen **K B N**) auf der 800-m-Welle an unter Benutzung der Abkürzung **QTE**? (Wie ist meine rechtweisende Peilung?). Hierauf antwortet Nordholz und gibt, wenn die Funkpeilstellen bereit sind, die Peilung vorzunehmen, das Zeichen „**K**“ (komm).

Der Bordfunker sendet nun auf der 800-m-Welle, die scharf abgestimmt sein muß, etwa 1 bis 2 Minuten lang sein Rufzeichen und erwartet dann die Antwort. Nordholz wiederholt hierauf die Abkürzung **QTE** (Ihre rechtweisende Peilung von ... (Uhrzeit) war ... (Ergebnis der Peilung in Graden) und läßt die Uhrzeit der Beobachtung und die Peilungen in Graden (0 bis 359) folgen.

Wünscht ein Fahrzeug an Stelle der einzelnen Peilergebnisse in Graden seinen auf Grund der Peilungen ermittelten Schiffsort zu erfahren, so hat es statt der Abkürzung **QTE** die Abkürzung **QTF** zu gebrauchen. Das Verfahren ist dann dasselbe, nur übermittelt Nordholz statt der Einzelpeilungen sogleich den Schiffsort nach Länge und Breite.

Will sich ein Schiff nur durch eine Stelle peilen lassen, so ruft es ebenfalls die Peilleitstelle Nordholz (Rufzeichen **K B N**) auf der 800-m-Welle an und bittet um Peilung von der betreffenden Funkpeilstelle (z. B. **QTE K A O** = bitte um Peilung von List Funkpeilstelle). Die Peilleitstelle wickelt den Funkverkehr mit dem Schiff wie vorstehend ausgeführt ab; das Schiff verfährt ebenso.

Beispiel

für eine Fremdpeilung durch alle drei Funkpeilstellen.

Wünscht der Dampfer „Kleist“ (Rufzeichen **D S T**) eine Peilung durch die drei Funkpeilstellen, so spielt sich der Verkehr folgendermaßen ab:

10¹⁵ (800 Meter) —••••— **K B N K B N v D S T D S T** —••••— **Q T E**
 ••••••••••••••••

10¹⁶ (800 Meter) —••••— **D S T D S T v K B N K B N r r** —••••

(10¹⁷ Anruf der Peilleitstelle an die Funkpeilstellen fernmündlich oder auf anderer Welle: „Peilung **D S T**“).

10¹⁸ (800 Meter) —••••— **D S T D S T v K B N** —••—

10¹⁸ (800 Meter) —••••— **K B N K B N v D S T** —••••— **D S T D S T D S T**
 (das Rufzeichen etwa 1 bis 2 Minuten lang, wobei die Striche zu verlängern sind) —••••— **D S T** —••••—

(10¹⁹ übermitteln die Funkpeilstellen ihre Peilergebnisse fernmündlich oder auf anderer Welle an **K B N**.)

10²¹ (800 Meter) —••••— **D S T D S T v K B N** —••••— **Q T E** 1018 **K A O**
 233 **K B Q** 312 **K B O** 20 —••••— **K B N** —••••— —••••—

10²² (800 Meter) —•—•—•— **KBN KBN v DST** —•••— 1018 233 312 20
 ••••••••••••••••••••
 10²³ (800 Meter) —•—•—•— **DST DST v KBN rr** ••••••—

Das übermittelte Ergebnis: List 233°, Nordholz 312°, Borkum 20°, trägt die Schiffsführung in die Karte ein (vgl. Skizze) und ermittelt so den Standort des Schiffes.

Ist einer der drei Funkpeilstellen die Peilung nicht gelungen, so übermittelt die Peilleitstelle Nordholz (**KBN**) hinter dem Rufzeichen der betreffenden Peilstelle die Zahl 999;

Beispiel: —•—••— **DST v KBN** —•••— **QTE** 1018 **KA O** 233
KBQ 999 KBO 20 —•••— **KBN** ••—••—•— Hierauf erfolgt die Bestätigung der Peilungen durch die Bordfunkstelle.

Im vorstehenden Beispiel ist der Funkpeilstelle Nordholz (**KBQ**) die Peilung nicht gelungen.

b) Eigenpeilung.

Schiffe, die Funkempfangsweiler an Bord haben, können sich der Eigenpeilung bedienen. Hierzu peilen sie von der Brücke aus entweder ihnen der geographischen Lage nach bekannte, möglichst an der Küste gelegene Funkstellen, während diese Telegramme senden, an oder sie fordern eine oder nacheinander mehrere dazu bestimmte Funkstellen (vgl. auch unter c) auf, besondere Zeichen für den Peilempfang zu senden. In der Nordsee sind hierfür (vgl. unter c) zunächst die Feuerschiffe „Borkum Riff“, „Elbe I“, „Norderney“ und „Weser“ mit Peilendeinrichtungen ausgestattet. Weitere Feuerschiffe sollen folgen.

c) Abstandsbestimmungen.

Seit etwa einem Jahre ist das Peilverfahren an der deutschen Küste durch das Verfahren der Abstandsbestimmung ergänzt worden. Bei diesem Verfahren, dessen Einführung in Schifffahrtskreisen sehr begrüßt worden ist, werden von der Küste aus gleichzeitig Funk- und Wasserschallzeichen ausgesandt. Die einzelnen Zeichen werden nach einem festliegenden Plan (in bestimmten Zeitabständen) gegeben. Aus dem Zeitunterschied zwischen der Fortpflanzung der Funk- bzw. Schallwellen kann an Bord der Abstand des Schiffes von der Sendestelle berechnet werden.

Mit den für diesen Dienst erforderlichen Einrichtungen sind zunächst die Feuerschiffe „Borkum Riff“, „Elbe I“, „Norderney“ und „Weser“ ausgerüstet worden. Nach und nach sollen weitere Feuerschiffe an der deutschen Küste solche Einrichtungen erhalten. Bei Nebel und unsichtigem Wetter geben die Feuerschiffsfunkstellen Zeichen für die Richtungs- und Abstandsbestimmung im allgemeinen von der 15. bis zur 60. Minute jeder Stunde ab; nähere Einzelheiten über die Abgabe enthält nachstehende Übersicht:

Tabelle 107. Funkstellen für Abstandsbestimmung.

Feuerschiff	Rufzeichen	Geographische Lage	Ungefähre Reichweite in km	Die Abgabe der Funkzeichen geschieht mit tönenden Röhrensendern	Kennzeichen (als Funkzeichen sowie Wasserschallzeichen) wird der Kennbuchstabe ... gegeben
Borkum Riff .	KBR	53 45 5 N 6 4 5 O	150	auf Welle 950 m, Ton etwa 500	b (—•••)
Elbe I . . .	KBF	54 0 0 N 8 15 0 O	150	auf Welle 1050 m, Ton etwa 700	l (•—••)
Norderney . .	KAI	53 56 0 N 7 14 0 O	150	auf Welle 950 m, Ton etwa 500	c (—•—•)
Weser . . .	KBW	53 54 18 N 7 49 30 O	150	auf Welle 1000 m, Ton etwa 900	p (•—•—•)

Die Abstandsbestimmung geschieht durch Beobachtung der Funk- und Wasserschallzeichen in folgender Weise:

- a) Die Anzahl der Funkpeilstriche, die an Bord bis zum Eintreffen des sich langsamer fortplantzenden Wasserschallzeichens gehört werden, gibt den Abstand des Beobachters vom Feuerschiff in Seemeilen an, und zwar ist der Beginn des Striches maßgebend.
- b) Die Anzahl der Sekunden, die nach dem letzten Punkt des Funksignals bis zum Eintreffen des Wasserschallzeichens vergehen, gibt, mit 0,8 multipliziert, den Abstand des Beobachters vom Feuerschiff in Seemeilen an.

Die Anforderung der Zeichen für Abstandsbestimmungen bei klarem Wetter (zu Übungszwecken) hat auf folgende Weise zu geschehen:

- a) Durch die Verkehrsgruppe **QTM** auf der 600-m-Welle, wenn nur das Funksignal verlangt wird.
- b) Durch die Verkehrsgruppe **QTO**, wenn Funk- und Wasserschallzeichen verlangt werden.

5. Flugfunkdienst.

Der Nachrichtenaustausch zwischen Luftfahrzeug und Erde ist eines der wichtigsten Erfordernisse für die Sicherheit der Fahrt und für ihren verkehrstechnischen Wert. Um die Luftfahrzeuge zu wirklich vollwertigen Verkehrsmitteln zu machen, war eine dauernde und zuverlässige Verbindung mit der Erde unerlässlich. Nachdem der innere und auch der internationale Flugverkehr für Deutschland einen großen Umfang mit festliegenden Verkehrslinien angenommen hatte und mit einer Anzahl europäischer Staaten Luftverkehrsabkommen abgeschlossen worden waren, sind daher an den wichtigsten Flughafensplätzen weitreichende Funksende- und -empfangsanlagen errichtet worden. Solche stehen zur Zeit in Berlin-Tempelhof, Hamburg – Fuhlsbüttel, Hof (Saale), Köln, Königsberg-Hardershof und München-Schleißheim zur Verfügung¹⁾. Zum Teil werden von Funkbetriebsstellen auf Flugplätzen aus auch Sender der Deutschen Reichspost für den Flugfunksicherungsdienst benutzt, in solchen Fällen werden die Sender über Kabelleitungen ferngetastet. Weitere Flughafensfunkstellen sind geplant für Fürth, Leipzig oder Dresden, Hannover, Breslau, Schneidemühl, Stettin und Frankfurt a. M. Sämtliche Flughafensfunkstellen können sowohl ungedämpft telegraphieren als auch drahtlos telephonieren, und zwar ist ihre telegraphische Reichweite so groß, daß sie sich miteinander über die Start- und Landemeldungen sowie über den Wetter- und Nachrichtendienst und sonstige betriebstechnische Fragen unmittelbar unterrichten können. Ein Telephoniezusatzgerät ermöglicht es den Funkstellen, mit den Bordfunkstellen bis auf etwa 200 km Reichweite in drahtlosen Sprechverkehr zu treten, was besonders bei Landungen des Flugzeugs bei unsichtigem Wetter für den Führer von großem Wert ist.

Außer dem Wetternachrichtendienst dienen die Funkanlagen der Beförderung von Betriebsmeldungen zwischen den einzelnen Flugplätzen. Ein geregelter Luftverkehr muß in der Lage sein, Start- und Landemeldungen, Landeerlaubnis, Landeverbot und Notlandemeldungen unmittelbar zwischen Häfen- und Bordfunkstelle austauschen zu können. Dieser Betriebsmeldedienst wird auf der Welle 1400 m abgewickelt.

Auf dem Gebiete des Wetternachrichtendienstes mußte alles geschehen, was für die Gewähr größter Sicherheit der Luftbeförderung nur irgend möglich war. Die Beratung der Flughäfen und Flugzeuge über die Wetterlage liegt in Deutschland in der Hand des Aeronautischen Observatoriums in Lindenberg (Kr. Beeskow), das auf Grund seiner in den Jahren vor und während des Krieges gemachten Erfahrungen ein Wettersicherungssystem geschaffen hat, mit dem unter Verwendung der modernsten Mittel zur Erforschung des Luftmeeres die größtmögliche Sicherheit für Flugzeuge erzielt wird. Da bei der Länge der Flugstrecken nicht nur Beobachtungen über die bestehende Wetterlage, sondern auch

¹⁾ Vgl. auch die Übersicht auf S. 1122.

Mitteilungen über eine möglichst sichere Wettervoraussage erforderlich sind, erfolgt die Wetterberatung lediglich durch Fachmeteorologen. Zur Ermittlung der allgemeinen Luftströmungsverhältnisse über Deutschland erhält das Observatorium Lindenberg von allen im Bereich der Luftverkehrslinien liegenden Wetterwarten, die ihrerseits wieder durch die Wetterbeobachtungen einzelner an den Flugstrecken gelegener Postanstalten unterstützt werden, regelmäßig zu genau festgesetzten Zeiten Meldungen über das Wetter und alle sonstigen für den Flugverkehr wichtigen Beobachtungen teils auf Drahtleitungen, teils auf dem Funkwege zugestellt. Die Meldungen werden von dem Observatorium gesichtet und vervollständigt und dann auf einer Tastleitung über einen Sender der Hauptfunkstelle Königs Wusterhausen an alle Flughäfen und sonst am Flugsicherungsdienst beteiligten Funkstellen mehrere Male am Tage ausgesandt, so daß die Flughafenfunkstellen vor Aufstieg der Flugzeuge im Besitz der erforderlichen Wettermeldungen sind. Die weitere Benachrichtigung der Flugzeuge wird von den Flughafenfunkstellen in Berlin, Hamburg, Königsberg und München sowie einer Anzahl anderer behördlicher Funkstellen bis zur Errichtung weiterer Flughafenfunkstellen übernommen. Um den Flugleitungen auf den Flugplätzen auch von plötzlich auftretenden Störungen der Atmosphäre, die in Gestalt von Gewittern, Böen und Nebel Gefahren für die Luftfahrt bieten, Kenntnis geben zu können, sind besondere „Gefahrmeldungen“ vorgesehen, die von der Flughafenfunkstelle Königsberg für den Nordosten Deutschlands, Hamburg für den Nordwesten, München für den Süden und von Lindenberg für das Restgebiet aufgestellt und funktelegraphisch verbreitet werden.

Als weiteres Hilfsmittel für die sichere Durchführung des Flugverkehrs ist der Funkpeildienst zu betrachten, dessen Ausbau im Gange ist.

Erst die Funktelegraphie und -telephonie hat einen planmäßigen und betriebs-sicheren Luftverkehr, der den heutigen gesteigerten Verkehrsansprüchen gerecht wird, ermöglicht.

6. Zugfunkdienst.

Das Recht zur Ausübung des öffentlichen Telegraphen- und Fernsprechbetriebes in den Zügen und bei den längs der Bahn einzurichtenden ortsfesten Zugvermittlungsstellen hat die Deutsche Reichspost an die Zugtelephonie A.-G. in Berlin übertragen¹⁾.

Die Betriebsanlagen für diesen Dienst setzen sich zusammen aus den in den Zügen befindlichen Zugbetriebsstellen, aus den ortsfesten Zugvermittlungsstellen auf bestimmten Bahnhöfen und aus den Leitungen längs der Eisenbahn, die die elektrischen Wellen von den Dachluftleitern auf den Eisenbahnwagen empfangen und in umgekehrter Richtung an sie abgeben. Die Zugvermittlungsstellen dienen der Überleitung der vom Zuge kommenden Nachrichten auf das Telegraphen- und Fernsprechnetzt der Deutschen Reichspost, wie auch in umgekehrter Richtung von diesen Netzen auf den Zug. Es wird dadurch möglich, von dem fahrenden Zuge aus mit Teilnehmern eines Fernsprechnetzes oder auch mit einem anderen fahrenden Zuge zu sprechen sowie Telegramme in beiden Richtungen zu befördern.

Zur Durchführung des Betriebes ist der Gesellschaft von Post und Bahn gestattet worden, die an der Bahn verlaufenden Drähte nach näherer Vereinbarung zur Weiterleitung der elektrischen Wellen zwischen Zug und Zugvermittlungsstelle zu benutzen.

Zur Beförderung sind zugelassen

- a) *gewöhnliche, dringende und Blitztelegramme;*
- b) *gewöhnliche, dringende und Blitzgespräche;*
- c) *Bestellungen.*

¹⁾ Ein Zugfunkverkehr besteht gegenwärtig auf allen D-Zügen der Strecke Berlin-Hamburg.

Aufflieferung, Beförderung und Zustellung der Nachrichten.

1. Verkehr zum Zuge.

a) Telegramme an Reisende im Zuge werden bei allen für den allgemeinen Telegrammverkehr geöffneten Dienststellen der Deutschen Reichspost sowie von Reisenden auch bei den für die Annahme von Privattelegrammen geöffneten Dienststellen der Reichsbahn sowie bei den Zugvermittlungsstellen angenommen. Sie werden im Kopfe mit dem gebührenfreien Vermerk „Zugfunk“ versehen und müssen in der Anschrift außer der Bezeichnung des Empfängers die genaue Angabe des Zuges, etwa nach Fahrtstrecke und Fahrtrichtung, Abfahrts- oder Ankunftszeit des Zuges an einer bestimmten Eisenbahnhaltestelle, Zugnummer usw. enthalten. Die Angabe von Wagenklasse, Wagen- und Platznummer ist erwünscht, z. B. „Kaufmann Wille, Zug 24 Berlin—Hamburg, Wagen 4/11“ oder „Kaufmann Wille, Zug 8⁵⁰ abends Berlin—Hamburg zweiter“. Die Telegramme werden von der Aufgabeanstalt telegraphisch derjenigen Zugvermittlungsstelle zugeführt, die der Zeit nach für den Verkehr mit dem Zuge in Betracht kommt und das Telegramm sofort dem Zuge während der Fahrt zuspricht. Zugboten stellen die Telegramme den Reisenden zu.

b) Gespräche werden wie gewöhnliche beim Fernamt angemeldet; der Reisende, den man zu sprechen wünscht, wird dabei in derselben Weise wie bei Telegrammen möglichst genau bezeichnet. Die Anmeldungen gelangen über das Überleitungsamt und die Zugvermittlungsstelle zum Zuge. Die Zugbetriebsstelle benachrichtigt den gewünschten Reisenden und meldet auf dem rückwärtigen Wege zurück, sobald der Reisende zum Sprechen bereit ist.

c) Bestellungen. Als solche kommen kurze Mitteilungen an oder von Reisenden in Betracht; sie werden zwischen Zugvermittlungsstellen und Zug durch Fernsprecher ausgetauscht und den Reisenden im Zuge durch den Zugboten, dem Fernsprechteilnehmer oder sonstigen Empfänger außerhalb des Zuges durch Beauftragte der Betriebsgesellschaft mündlich übermittelt. Die Dienststellen der Deutschen Reichspost nehmen derartige Bestellungen nicht entgegen, wohl aber stellen sie die erforderlichen Verbindungen mit der Zugvermittlungsstelle her, wenn z. B. ein Fernsprechteilnehmer eine solche Bestellung dort aufgeben will.

2. Verkehr vom Zuge.

Zur Aufgabe von Telegrammen, Gesprächsanmeldungen und Bestellungen halten die Zugbetriebsstellen und die Zugboten Vordrucke bereit. Die Beförderung geschieht auch hier während der Fahrt, und zwar werden die Telegramme über die Zugvermittlungsstelle in das allgemeine Telegraphennetz geleitet. Gespräche werden an ein Überleitungsamt der Post weitergemeldet, das für die Herstellung der Verbindung mit dem verlangten Teilnehmer sorgt. Während die Gespräche zum Zuge stets als Voranmeldegespräche gelten, ist das bei Gesprächen vom Zuge nicht der Fall. Der Reisende kann natürlich in besonderen Fällen auch die Voranmeldung verlangen. Er erreicht damit, daß die Verbindung erst hergestellt wird, wenn die von ihm gewünschte bestimmte Person bei der angerufenen Sprechstelle zum Gespräch bereit ist. Bestellungen von Zimmern, Kraftwagen und kurze Mitteilungen, die als Bestellungen aufgegeben werden, gibt der Zug an die Zugvermittlungsstelle, die sie im allgemeinen durch Fernsprecher weiterbefördert.

Gebühren.

Die Gebühren für Telegramme und Gespräche sind so festgesetzt, daß zu den im sonstigen Verkehr geltenden Postgebühren eine Zuggebühr hinzutritt. Demgemäß werden erhoben:

A. Für Telegramme.

- a) Für gewöhnliche Telegramme
 1. die deutsche Fern- oder die Auslands-Telegraphengebühr,
 2. eine Zuggebühr von 20 Pf. für jedes Wort, mindestens 2 RM.;

b) für dringende oder Blitztelegramme

1. die Telegraphengebühr für diese Telegrammgattung,
2. eine Zuggebühr von 30 Pf. für jedes Wort, mindestens 3 RM.

Beispiel: Ein gewöhnliches Telegramm von 13 Wörtern von Berlin an einen Reisenden im Zuge kostet also $13 \times 10 + 13 \times 20 = 3,90$ RM.

B. Für Gespräche.

1. Die Voranmeldegebühr — nur für Gespräche zum Zuge — (60 Pf.);
2. die Gebühr für ein Ferngespräch der II. Zone der bestellten Gattung;
3. die Gebühr für ein Ferngespräch der bestellten Gattung zwischen Überleitungsamt und dem Ortsnetz des Teilnehmers, wenn der Teilnehmer nicht an das Überleitungsamt angeschlossen ist;
4. eine Zuggebühr von 1 RM für jede Gesprächsminute, mindestens 3 RM bei gewöhnlichen Gesprächen; von 1,50 RM, mindestens 4,50 RM bei dringenden und Blitzgesprächen.

Beispiel: Ein gewöhnliches Gespräch von 3 Minuten aus Berlin an einen Reisenden im FD-Zuge 24 Berlin—Hamburg, das z. B. über das Überleitungsamt Wittenberge abgewickelt worden ist, kostet also $0,30 + 0,60 + 1,50 + 3 = 5,40$ RM. Geht das Gespräch vom Reisenden aus und hat er die Voranmeldung verlangt, so wird derselbe Betrag erhoben. Ohne Voranmeldung — was in der Richtung vom Zuge die Regel bildet — kostet das Gespräch nur $0,30 + 1,50 + 3 = 4,80$ RM.

C. Für Bestellungen.

Für Bestellungen erhebt die Betriebsgesellschaft im allgemeinen 1,80 RM. Hierzu treten im Einzelfalle Zuschläge für etwaige Sonderleistungen.

7. Verkehrsübersichten.

Am Ende des Kalenderjahres 1925 betrug die Zahl der Funkstellen¹⁾ 16 462 (gegen 6242 Ende 1918); darunter befanden sich 14 678 Funkstellen an Bord von Schiffen. Hierbei ist allerdings zu berücksichtigen, daß eine große Zahl von Landfunkstellen, insbesondere auch die Rundfunksendestellen, in dieser Zahl nicht enthalten sind.

Die Verteilung dieser 16 462 Funkstellen ergibt sich aus folgender Übersicht:

Tabelle 108. Art des Verkehrs der Funkstellen.

	Geöffnet für					Peilstationen	Ohne Angabe des Verkehrs	Insgesamt
	allgemeinen öffentlichen Verkehr	beschränkten öffentlichen Verkehr	ausschließlich öffentlichen Verkehr	Privatverkehr	besonderen Verkehr			
Küstenfunkstellen ²⁾	575	81	263	59	156	91	48	1 273
Bordfunkstellen ²⁾	12 289	225	783	974	9	—	398	14 678
Zusammen	12 864	306	1046	1033	165	91	446	15 951
Feste Funkstellen (Landfunkstellen)	—	—	—	—	—	—	—	449
Funkstellen an Bord von Luftfahrzeugen	—	—	—	—	—	—	—	62
Insgesamt	—	—	—	—	—	—	—	16 462

¹⁾ Rapport de Gestion 1925. Bern 1926.

²⁾ Deutschland besaß Ende 1925: 34 Küsten- und 626 Bordfunkstellen.

Um einen Überblick über die Entwicklung der Funktelegraphie in den letzten 20 Jahren zu geben, ist nachstehend die Zahl der am Ende jedes Jahres vorhanden gewesenen Funkstellen angegeben:

1908	508	1914	5277	1920	13 694
1909	755	1915	5548	1921	14 821
1910	1217	1916	5860	1922	15 730
1911	1740	1917	6113	1923	16 122
1912	2280	1918	6242	1924	16 971
1913	3998	1919	6623	1925	16 462

Der Rückgang im letzten Jahre ist auf eine Verringerung der Zahl der Bordfunkstellen zurückzuführen.

Tabelle 109. Gesamtverkehr der deutschen Küstenfunkstellen im Jahre 1925:

Funktelegramme							Semaphortelegramme						Gesamter Funkverkehr der Stationen			
abgegeben nach See an		Summe der Spalten 1 und 2	aufgenommen von See von		Summe der Spalten 4 und 5	abgeb. von dt. Küstenfunkst. an dr. Küstenfunkst.	reine Semaphortelegr. durch Flaggsignale				andere Semaphortelegramme		mit Bordfunkstellen (Spalte 3 und 6)	übriger Verkehr (Spalte 7, 9, 11, 15)		
deutsche	fremde		deutschen	fremden			aufgenommen von Schiffen	davon (Spalte 8) funktelegr. weiterbeförd.	abgegeben an Schiffe	davon (Spalte 10) funktelegr. aufgenommen	Summe der Spalten 8 und 10	von bei				
												abgeg. an			aufgen. von	Feuerschiffen funktelegr.
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
8754	3207	11 961	28 575	8934	37 509	—	116	1	32	—	148	1716	1329	3045	49 470	3046

Im Auslandsfunkverkehr ergeben sich für das Jahr 1925 folgende Verkehrszahlen:

Tabelle 110.

Gesandt:		Empfangen:		Gesamt:	
Telegramme	Wörter	Telegramme	Wörter	Telegramme	Wörter

Außereuropäischer Funkverkehr.

265 013		4 651 771		448 909		6 668 979		713 922		11 320 750
---------	--	-----------	--	---------	--	-----------	--	---------	--	------------

Europäischer Funkverkehr.

416 841		5 896 167		461 004		6 743 477		877 845		12 639 644
---------	--	-----------	--	---------	--	-----------	--	---------	--	------------

Presseverkehr usw.

Gesandt:

- a) Europapresse 699 Telegramme mit 249 425 Wörtern
- b) Überseepresse 709 „ „ 245 588 „
- c) Radio Holland 314 „ „ 34 645 „
- d) Europradio 20 228 „ „ 174 961 „
- e) Europwolff 1 827 „ „ 31 754 „

8. Personalausbildung.

Die Wahrnehmung des öffentlichen Funkbetriebes liegt in Deutschland in der Hauptsache den Beamten der Deutschen Reichspost ob. Auch für den Funkdienst an Bord von Schiffen wurden bisher im allgemeinen Reichsbeamte verwendet, die für die Zeit ihrer Beschäftigung an Bord aus dem Staatsdienst beurlaubt wurden

und währenddessen zu der Deutschen Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. (Debeg), Berlin, oder unmittelbar zu den Reedereien übertraten. Die Deutsche Reichspost sah sich jedoch im Jahre 1925 veranlaßt, von diesem Verfahren abzugehen und die Laufbahn der Funkangestellten dahin zu ändern, daß die Funker im allgemeinen nicht mehr der Beamtenschaft der Deutschen Reichspost entnommen, sondern von den Funkbetriebsgesellschaften oder Reedereien unmittelbar angenommen werden und ausschließlich Privatangestellte der betreffenden Gesellschaften sind.

Nach den neuen „Bestimmungen über die Laufbahn der Funkangestellten auf Handelsschiffen und bei Großfunkstellen“¹⁾, die am 20. Mai 1925 in Kraft getreten sind, müssen die Bewerber die gleiche Mindestschulbildung besitzen, wie sie für die Anwärter der nautischen Schiffsoffizierslaufbahn jeweilig vorgeschrieben ist. Die für diese Laufbahn zur Zeit gültigen Vorschriften besagen über die Mindestschulbildung nichts; im allgemeinen verlangen die Betriebsgesellschaften, die junge Leute als Anwärter für die Funkerlaufbahn annehmen, aber die Obersekundareife. Sie müssen see- und tropendienstfähig sein und dürfen bei der Aufnahme zur Ausbildung das 21. Lebensjahr nicht überschritten haben.

Die erste theoretische Betriebs- und apparattechnische Ausbildung erfolgt in Lehrgängen von 9 Monaten Dauer, die von den Betriebsgesellschaften und Reedereien abgehalten werden. Um eine einheitliche Ausbildung sämtlicher Anwärter sicherzustellen, unterliegen die Lehrgänge der Zustimmung der Deutschen Reichspost, deren Mitwirkung sich im übrigen lediglich auf die Abnahme der Prüfungen erstreckt.

Die Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. und die Transradio A.-G. für drahtlosen Übersee-Verkehr (letztere für Funkangestellte im deutschen Großfunkdienst, für deren Laufbahn sinngemäß dieselben Bestimmungen gelten wie für die Bordfunkerlaufbahn) haben in gemeinsamer Arbeit eine mit den modernsten Einrichtungen ausgestattete Funkerschule eingerichtet, die in besonders hierfür hergerichteten Unterrichtsräumen in Berlin, Belle-Alliance-Straße 7/8, untergebracht ist. Sie umfaßt 6 große Hörsäle mit Übungseinrichtungen zum Senden und Empfangen, einschließlich Fernempfang, mit Einrichtungen für Morseschrift-, Klopfer- und Rekorderaufnahmen. Ein besonderer Saal ist mit Schreibmaschinen ausgestattet zur Übung der Schüler in der Übertragung der gehörten Zeichen unmittelbar in die Maschine. Der Lehrplan ist so ausgestaltet, daß den Schülern eine in jeder Hinsicht gediegene theoretische und praktische Funkausbildung zuteil wird; er umfaßt in der Hauptsache Hör-, Gebe- und Schreibmaschinenübungen, Technik, Betriebsdienst (praktische Übungen in der Handhabung der Geräte) und fremde Sprachen (Englisch, Spanisch, Französisch).

Anträge zur Teilnahme an den Lehrgängen, für die ein Schulgeld zu entrichten ist, haben die Bewerber an die Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie m. b. H. (Debeg), Berlin SW 11, Hallesches Ufer 12/13, zu richten. Nach nachgewiesener neunmonatiger Ausbildung haben die Anwärter die erste Bordfunkprüfung (Vorprüfung) abzulegen, die der Bordtelegraphistenprüfung I. Klasse entspricht.

Nach bestandener Prüfung erhalten die Anwärter das Bordtelegraphistenzeugnis I. Klasse mit dem Kennwort „Vorstufe“ und führen die Bezeichnung „Funkgehilfe“. Die Funkgehilfen werden bis zur Vollendung einer dreijährigen Ausbildungszeit – vom Tage des Beginns der Ausbildung als Anwärter an gerechnet – im praktischen Funkdienst an Bord weiter ausgebildet und während dieser Zeit in dazu geeigneten, nichtselbständigen Stellen verwendet. In besonderen Ausnahmefällen können sie vorübergehend auch in selbständigen Stellen Verwendung finden.

Damit die Funkgehilfen auch den Küstenfunkdienst kennenlernen, werden sie während der Ausbildungszeit nach Möglichkeit auf einige Zeit einer deutschen

¹⁾ Veröffentlicht im Amtsblatt des Reichspostministeriums Nr. 45 vom 19. Mai 1925, zu beziehen durch das Postzeitungsamt Berlin W 9.

Küstenfunkstelle überwiesen. Den Anwärtern wird auf diese Weise in weitestem Umfange Gelegenheit gegeben, die auf der Funkschule erworbenen Kenntnisse im praktischen Betriebe zu erweitern und zu vertiefen.

Nach der dreijährigen Ausbildungszeit ist eine zweite Bordfunkerprüfung (Hauptprüfung) abzulegen. Nach Bestehen dieser Prüfung erhalten die Funkgehilfen, sofern sie das 21. Lebensjahr vollendet haben, das Prüfungszeugnis I. Klasse für Bordtelegraphisten mit dem Kennwort „Hauptzeugnis“, in dem bescheinigt wird, daß sie die vorgeschriebene Prüfung für die Stellung als Funkoffiziere bestanden haben. Funkoffiziere haben an Bord die Stellung als Schiffsoffiziere (§ 2 der Verordnung betreffend Befähigungszeugnisse für Funkoffiziere auf Handelsschiffen vom 8. Oktober 1921).

9. Der funktelegraphische Wetter- und Zeitzeichendienst¹⁾.

A. Wetterdienst²⁾.

Nur mit Hilfe der Funktelegraphie war es dem Wetterdienst möglich, sein Beobachtungsmaterial möglichst schnell von den Funkorten zu erhalten und das Ergebnis seiner Arbeit, Wetterberichte, Sturmwarnungen und Wettervorhersagen, den Empfängern beschleunigt zu übermitteln. Die Berichte werden nach dem international vereinbarten Schlüssel zusammengesetzt und in Form von Sammeltelegrammen durch Funkstellen verbreitet. Diese Art der Übermittlung ist zweifellos die einfachste, schnellste und wirtschaftlichste, weil bei ihr durch ein einmaliges Senden beliebig viel hieran interessierte, mit Funkempfangsanlagen ausgerüstete In- und Auslandsstellen diese Berichte gleichzeitig aufnehmen können.

a) Wettermeldungen der Küstenfunkstellen.

Die nebenstehende Zusammenstellung gibt einen Überblick über die funktelegraphische Aussendung von Wettermeldungen durch deutsche Küstenfunkstellen (Stand Dezember 1926).

Hiernach ist zu erwarten, daß ein in der Ost- oder Nordsee befindliches, mit einer Funkanlage ausgerüstetes Fahrzeug ständig über die für die Schifffahrt wichtigsten Wetterelemente: Windrichtung und -stärke, Seegang und Nebel an den Küsten unterrichtet sein wird; es kann sich an der Hand der gefunkten Witterungsübersichten und Wettervorhersagen ein Bild über die Wetterlage machen und durch Aufnahme und Verbreitung der Sturmwarnungen der Kleinschifffahrt und Fischerei wertvolle Dienste leisten.

b) Wettermeldungen der Seewarte Hamburg.

Die Deutsche Seewarte in Hamburg verbreitet folgende zwei Arten von Wetterberichten: das Funkobs Deutschland und das Funkobs Europa.

Das Funkobs Deutschland, das in erster Linie für die Aufnahme im Ausland bestimmt ist, enthält eine Übersicht über die Wetterverhältnisse in Deutschland und ist auf Grund der Beobachtungen von etwa 30 Beobachtungsorten in den verschiedensten Gegenden Deutschlands zusammengestellt. Es wird täglich dreimal durch die Hauptfunkstelle Königswusterhausen (LP) auf der Welle 3350 m ungedämpft verbreitet, und zwar (nach MEZ.):

um	nach den Beobachtungen um
8 ²⁰ Vm.	8 Vm.
2 ²⁰ Nm.	2 Nm.
7 ²⁰ „	7 „

Aus nebenstehender Zusammenstellung ist ersichtlich, daß schon 20 Minuten nach Ausführung der Beobachtung an den einzelnen Orten der fertiggestellte (bei der Seewarte zusammengestellte) Bericht über die Gesamtwetterlage durch Königs Wusterhausen gefunkt wird, eine wirklich beachtenswerte Leistung.

¹⁾ Vgl. Thurn, H.: Der funktelegraphische Wetter- und Zeitzeichendienst. Berlin: M. Krayn Verlag. 1923.

²⁾ Eine Übersicht über die europäischen Sendestellen für den funktelegraphischen Wetterdienst befindet sich S. 1127 ff.

Tabelle 111. Wettermeldungen.

Küstenfunkstelle (Rufzeichen)	Ozeanwetterdienst (Bericht über Verteilung des Luftdrucks über dem östlichen Atlantischen Ozean und eine für den folgenden Tag geltende Wettervorhersage für den westlichen Kanaleingang)	Funkwetter (Bericht über die Wetterlage und eine für die nächsten 24 Stunden gültige Wettervorhersage; im Winter anschließend Eisanmeldungen)	Sturmwarnungen Abgabe je zweimal a) sofort nach Eingang bei der Küstenfunkstelle, b) soweit noch erforderlich, zu den drei nächsten der unten angegebenen feststehenden Sendezeiten	Wetterauskünfte auf Anfrage von Schiffen
1	2	3	4	5
Norddeich (K A V)	auf Welle 2300 m ungedämpft, um 1 ⁰⁵ Nm.	auf Welle 1100 m gedämpft, im Anschluß daran auf Welle 1100 m ungedämpft, um 11 ¹⁵ Vm. und 10 ³⁰ Nm. } für das Gebiet d. Nordsee	a) auf Welle 600 m gedämpft, b) auf Welle 1100 m gedämpft, um 6 ¹⁵ Vm., 11 ¹⁵ Vm., 5 ³⁰ Nm., 10 ³⁰ Nm.	auf Welle 600 m gedämpft
Swinemünde (K A W)	—	auf Welle 1100 m gedämpft, im Anschluß daran auf Welle 1100 m ungedämpft, um 11 ³⁰ Vm. und 10 ⁴⁵ Nm. } für das Gebiet d. mittl. u. westl. Ostsee	a) auf Welle 600 m gedämpft, b) auf Welle 1100 m gedämpft, um 6 ³⁰ Vm., 11 ³⁰ Vm., 5 ⁵⁰ Nm., 10 ⁴⁵ Nm.	
Bremerhaven (K B H)	—	—	—	
Cuxhaven (K B X)	—	—	—	
Pillau (K A P)	—	auf Welle 600 m gedämpft, um 12 ³⁰ Nm. } für das Gebiet der östl. Ostsee	a) auf Welle 600 m gedämpft, b) desgl., im Anschluß an die Wetternachrichten (um 12 ³⁰ Nm.)	
Kiel-Friedrichsort (K B K)	—	auf Welle 600 m gedämpft, um 12 mittags } für das Gebiet d. westl. Ostsee	a) auf Welle 600 m gedämpft, b) desgl., im Anschluß an die Wetternachrichten (um 12 mittags)	

Zu Spalte 2 bis 4: Zeitangaben nach MEZ.; die Aufnahme der Wetternachrichten ist kostenfrei. Zu Spalte 5: die Gesamtgebühr für Anfrage und Auskunft beträgt 4 Reichsmark.

Das Funkobs Europa, das in erster Linie für die Aufnahme bei den inländischen am Wetterdienst interessierten Stellen bestimmt ist, enthält hauptsächlich eine Übersicht über die Wetterlage im Auslande. Es wird täglich viermal durch die Funkstelle in Fuhlsbüttel bei Hamburg (**H M**) auf der Welle 1525 m ungedämpft verbreitet, und zwar (nach MEZ.) um 7⁵⁰ und 9⁵⁰ Vm. sowie um 3⁵⁰ und 8⁵⁰ Nm.

c) Höhenwetterdienst des Observatoriums Lindenberg.

Das Preußische Aeronautische Observatorium in Lindenberg (Kr. Beeskow), die Zentralstelle für den Höhenwetterdienst, verbreitet täglich zu wiederholten Malen Sammelwettertelegramme unter der Bezeichnung „Höhenwetterdienst Lindenberg“, die auf Grund der Beobachtungen von etwa 40 deutschen Beobachtungsorten zusammengestellt sind und außerdem auch ausländische Beobachtungen enthalten. Für die Abgabe wird ein 1-kW-Röhrensender in Lindenberg (**L I**) benutzt, der die Meldungen auf der Welle 1680 m ungedämpft täglich um 2²⁵ Vm. und dann stündlich von 5⁵⁰ Vm. bis 7⁵⁰ Nm. verbreitet.

Die Wettermeldungen sind in erster Linie für Zwecke der Luftfahrt bestimmt, sie sind für die sichere Durchführung des Flugverkehrs unentbehrlich.

B. Zeitzeichendienst¹⁾.

Auch die Frage der Einführung eines allgemeinen Zeitzeichens, ein besonders für die Seeschifffahrt sehr wichtiges Hilfsmittel, konnte nur durch die Funktelegraphie gelöst werden. Nachdem in Deutschland das Zeitzeichen zunächst von der Küstenfunkstelle Norddeich gegeben worden war, wurde es seit Januar 1917 durch die Großfunkstelle *Nauen* ausgesandt, und zwar geschieht die Auslösung des Zeitzeichens von Nauen seit dem 1. Nov. 1919 durch die Deutsche Seewarte in Hamburg. Die Abgabe erfolgt um 1 V. und 1 N. (12 Uhr Mitternacht und 12 Uhr mittags MGZ.) auf der 3100-m-Welle mit einem Tonfunkensender und gleichzeitig auf der Welle 18060 m mit der 400-MK-Hochfrequenzmaschinenanlage.

Die Anordnung der Hauptzeichen läßt sich dem Gedächtnis leicht einprägen. Das **Zeitzeichen** (vgl. nachstehende schematische Darstellung) besteht nämlich aus 10 Punktzeichen, die in den Minuten 58 und 59 zu den Sekunden 10, 20, 30, 40, 50 erfolgen; in der Minute 58 geht dem Punktzeichen ein Strichzeichen voraus, in der Minute 59 gehen zwei Strichzeichen voraus. Außerdem wird in den letzten 3 Minuten von 55 Sekunden bis 60 Sekunden eine Gruppe von drei Strichzeichen gegeben, deren Ende der vollen Minute entspricht. Alle Strichzeichen haben eine Länge von 1 Sekunde und einen Abstand von 1 Sekunde vom nächsten Zeichen. Diese Art der Zeichengebung wurde auf der Pariser Zeitzeichenkonferenz festgelegt und wird heute außer von Nauen noch von einer großen Anzahl anderer Funkstellen der Erde gegeben.

Man kann sich die Anordnung der Zeitzeichen leicht an dem Kennwort „**onogo**“ merken, da die Zeitzeichen aus den Morsebuchstaben

o	— — —	1 mal
n	— •	5 mal
o	— — —	1 mal
g	— — •	5 mal
o	— — —	1 mal

zusammengesetzt angesehen werden können. Wenn der letzte der drei Striche endet, ist es genau 1 Uhr MEZ. Darauf folgt das internationale Schlußzeichen (• — • — •).

Nachdem der Beobachter der Zeitzeichen die Einstellung des Empfangsapparates auf die Nauener Sendewelle mit Hilfe der Vorsignale bewirkt hat, faßt er beim Hörempfang das Eintreten der zu den Zehnersekunden erfolgenden Punktzeichen sowie das Ende der zu vollen Minuten erfolgenden Dreistrichzeichen auf, indem er gleichzeitig den Blick auf den Sekundenzeiger der Beobachtungsur

¹⁾ Eine Übersicht über die Funkstellen für den Zeitzeichendienst ist in Kapitel IV, Tabelle 116, S. 1133 ff., enthalten.

richtet, wodurch die Sekundenangabe der Beobachtungsur zur Zeit des Greenwicher Mittags bzw. der Greenwicher Mitternacht leicht festgestellt wird. Bei diesem Aufnahmeverfahren, bei dem sich im allgemeinen nur eine Genauigkeit von einigen Zehntelsekunden erreichen läßt, können die kleinen Fehler von astronomischer Größenordnung, mit der die Signalabgabe behaftet ist, als unbedeutend vernachlässigt und die Zeichen als absolut richtig angenommen werden.

Wenn in Störungsfällen die Abgabe des Zeitzeichens unterbleiben muß, wird die Meldung „Zeitsignal fällt aus“ abgegeben. Sollten Ungenauigkeiten bei der Abgabe des Zeitzeichens auftreten, so wird sogleich nach Beendigung des Zeitzeichens ein Irrungszeichen (zweimal acht schnell aufeinander folgende Punkte) und darauf die Meldung „Zeitsignal ungültig“ abgegeben. Während der Abgabe des Zeitzeichens herrscht im Funknetz der Deutschen Reichspost, bei den Anlagen anderer Behörden und den privaten Funkanlagen Funkstille.

Im Anschluß an das Zeitzeichen wird ein Koïnzidenzzeichen (wissenschaftliches Zeitzeichen) gegeben, das aus 5 mal 59 hintereinander abgegebenen Punktzeichen besteht, sowie 6 Strichzeichen, von denen eins zu Anfang und je eins am Schluß jeder Punktreihe gegeben wird. Das erste Zeichen (Strich) beginnt um 1 Uhr 0 Min. 59,4 Sek., das letzte um 1 Uhr 5 Min. 52,5 Sek. Das Koïnzidenzzeichen bietet die Möglichkeit, den Gang einer Uhr bis zu einer Genauigkeit von $\frac{1}{60}$ Sekunde zu beobachten.

Tabelle 112. Schematische Darstellung des Nauener Zeitzeichens.

MGZ.	Zeichen	Bedeutung der Zeichen
11 ^h } 55 ^m 0 ^s —56 ^m 0 ^s	•••••••••• usw.	v v v (zur Abstimmung dienend)
56 ^m 16 ^s —56 ^m 40 ^s }	•••••	Achtung
	••••••••••	POZ (Kennzeichen von Nauen)
	••••••••••	MGZ.
57 ^m 0 ^s —57 ^m 47 ^s	•••••••••• usw.	x x x . . . (im Sekundentempo gegeben)
57 ^m 55 ^s —58 ^m 0 ^s	<u>55</u> <u>56</u> <u>57</u> <u>58</u> <u>59</u> <u>0</u>	} Hauptsignale
58 ^m 8 ^s —58 ^m 10 ^s	<u>8</u> <u>9</u> <u>10</u>	
58 ^m 18 ^s —58 ^m 20 ^s	<u>18</u> <u>19</u> <u>20</u>	
58 ^m 28 ^s —58 ^m 30 ^s	<u>28</u> <u>29</u> <u>30</u>	
58 ^m 38 ^s —58 ^m 40 ^s	<u>38</u> <u>39</u> <u>40</u>	
58 ^m 48 ^s —58 ^m 50 ^s	<u>48</u> <u>49</u> <u>50</u>	
58 ^m 55 ^s —59 ^m 0 ^s	<u>55</u> <u>56</u> <u>57</u> <u>58</u> <u>59</u> <u>0</u>	
59 ^m 6 ^s —59 ^m 10 ^s	<u>6</u> <u>7</u> <u>8</u> <u>9</u> <u>10</u>	
59 ^m 16 ^s —59 ^m 20 ^s	<u>16</u> <u>17</u> <u>18</u> <u>19</u> <u>20</u>	
59 ^m 26 ^s —59 ^m 30 ^s	<u>26</u> <u>27</u> <u>28</u> <u>29</u> <u>30</u>	
59 ^m 36 ^s —59 ^m 40 ^s	<u>36</u> <u>37</u> <u>38</u> <u>39</u> <u>40</u>	
59 ^m 46 ^s —59 ^m 50 ^s	<u>46</u> <u>47</u> <u>48</u> <u>49</u> <u>50</u>	
59 ^m 55 ^s —0 ^m 0 ^s	<u>55</u> <u>56</u> <u>57</u> <u>58</u> <u>59</u> <u>0</u>	
12 ^h } 0 ^m 4 ^s —0 ^m 10 ^s	<u>4</u> <u>5</u> <u>6</u> <u>7</u> <u>8</u> <u>9</u> <u>10</u>	Schlußzeichen

10. Das Telegraphengeheimnis in der Funktelegraphie.

Die Unverletzbarkeit des Telegraphengeheimnisses ist durch § 8 des *Telegraphengesetzes* vom 6. April 1892 ausgesprochen. Schon vor dieser für das Deutsche Reich geltenden gesetzlichen Regelung der Frage war für den internationalen Telegraphenverkehr die Unverletzlichkeit des Telegraphengeheimnisses durch den *Internationalen Telegraphenvertrag* (1875) zugesichert worden, indem dieser Vertrag in seinem Artikel 2 verordnete: „Die hohen vertragsschließenden Teile verpflichten sich, alle Anordnungen zu treffen, die notwendig sind, um die Geheimhaltung der Telegramme zu sichern.“

Der Londoner *Internationale Funkentelegraphenvertrag* (1912) erklärt in seinem Artikel 17 ausdrücklich, daß die Bestimmungen des Artikels 2 des Internationalen Telegraphenvertrages auf die internationale Funktelegraphie Anwendung finden sollen. Somit ist also die Wahrung des Telegraphengeheimnisses auch im Funktelegraphenverkehr gesetzlich festgelegt.

Durch die oben angeführten Bestimmungen übernimmt das Reich bzw. die Deutsche Reichspost dem Publikum gegenüber eine Verpflichtung, deren Durchführung nur durch eine besondere Strafanordnung gegen die Verletzung des Telegraphengeheimnisses gesichert werden konnte. Diese strafgesetzlichen Bestimmungen sind in den §§ 355 und 299 des *Reichsstrafgesetzbuches* enthalten.

Die Strafbestimmungen des § 355 StGB. richten sich gegen die *Telegraphenbeamten* und gegen andere mit der Beaufsichtigung und Bedienung der Telegraphenanstalten betrauten Personen, die zu der Telegraphenverwaltung in einem wirklichen, wenn auch nur vorübergehenden Dienstverhältnis stehen und mit auch nur einer der aufgeführten Diensttätigkeiten betraut sind. Sie gelten also auch für die bei den Reichs- oder Staatsbehörden im Privatdienstverhältnis stehenden und für die bei *Transradio* angestellten *Funkbeamten*.

Die Bestimmungen, unter denen die *Bordfunker* (z. B. Angestellte der Debeg) zur Bedienung einer Bordfunkstelle angenommen werden können, sind im Artikel X der Ausführungsvereinbarung zum Internationalen Funkentelegraphenvertrag (1912) und in § 20 der Anweisung für den Funkentelegraphendienst vom 15. Juni 1913 enthalten, wonach das dem Telegraphisten auszuhändigende Zeugnis feststellt, daß der Telegraphist auf das Telegraphengeheimnis verpflichtet worden ist. Da diese Verpflichtungen für die deutschen Schiffe durch die Deutsche Reichspost erfolgt, so wird den Telegraphisten in dieser Hinsicht Beamteneigenschaft beigelegt, und sie unterstehen somit den Vorschriften des § 355 StGB.

Die Möglichkeit, daß die von einer Funkstelle ausgesandten Nachrichten auch von anderen Stationen aufgefangen werden können, als für die sie gerade bestimmt sind — eine Tatsache, gegen die es nach dem heutigen Stande der Technik noch kein sicheres Mittel gibt und die zweifellos einen erheblichen Nachteil gegen den Drahttelegraphenverkehr darstellt — bietet die Gefahr der Verletzung des Telegraphengeheimnisses durch fremde Personen. Eine technische Möglichkeit zur unbedingten Sicherung des Telegraphengeheimnisses in der Funktelegraphie und Funktelephonie gibt es zur Zeit nicht. Das beste und sicherste Mittel zur Geheimhaltung der Funktelegramme ist neben der *Schnelltelegraphie* mit Typendruckapparaten zur Zeit die Chiffrier- oder *Geheimschrift* (Geheimschreibmaschine). Bei Auffangen solcher Telegramme durch fremde Stationen dürfte der Inhalt von Unbefugten nicht leicht entziffert werden können.

Die Verpflichtung der Deutschen Reichspost zur Wahrung des Telegraphengeheimnisses ist auch die Ursache, weshalb sie nicht bedingungslos die Errichtung und den Betrieb von Funkanlagen durch Private zulassen kann. Auch die Teilnehmer am Unterhaltungsrundfunk dürfen die Funknachrichten des öffentlichen Verkehrs und der Sonderdienste nicht aufnehmen. In der „Bekanntmachung über den Unterhaltungsrundfunk“ (Amtsbl. des Reichspostministeriums S. 443 und Reichsministerialbl. S. 1001) ist im § 1 ausdrücklich folgendes festgelegt: Der Inhaber der Anlage ist nur zur Aufnahme des Unterhaltungsrundfunks“ und der „Nachrichten an alle“ sowie zur Aufnahme der Wellen der Versuchssender berechtigt. Sonstiger Funkverkehr darf nicht aufgenommen werden und, wenn er unbeabsichtigt empfangen wird, weder niedergeschrieben, noch anderen mitgeteilt, noch irgendwie gewerbsmäßig verwertet werden; dies gilt insbesondere für die Nachrichten von Sonderdiensten, wie Presse- und Wirtschaftsrundfunkdienst, zu deren Aufnahme nur die Teilnehmer dieser Dienste berechtigt sind. Verletzungen dieser Verbote haben die Entziehung der Verleihungen seitens der Deutschen Reichspost zur Folge. Daneben könnte der Absender dieser Dienste gegen Inhaber von Rund-

funkgenehmigungen, die seine Dienste unbefugt ausbeuten und verwerten, noch wegen unlauteren Wettbewerbs nach den Vorschriften des „Gesetzes gegen den unlauteren Wettbewerb vom 7. Juli 1909“ vorgehen.

In der neuen Vollzugsordnung zum Internationalen Telegraphenvertrag Paris 1925¹⁾ ist unter Abschnitt 14b „Rundfunksonderdienste“ im Artikel 69 verlangt, daß alle Telegraphenverwaltungen des Welttelegraphenvereins zum Schutze dieser besonderen, gebührenpflichtigen Funkdienste zur Übermittlung an bestimmte Empfänger geeignete Anordnungen zu treffen haben, um sich zu vergewissern, daß nur die für diese Nachrichtensonderdienste zugelassenen Empfangsstellen die Nachrichten verwerten dürfen. Diese internationale Regelung wird im November 1926 in Kraft treten.

Bezüglich der Geheimhaltung muß den technischen Besonderheiten der Funktelegraphie in geeigneten *internationalen Bestimmungen* Rechnung getragen werden, um ein unbefugtes Auffangen drahtlos übermittelter Nachrichten durch Dritte unter allen Umständen zu vermeiden. Bereits auf der vom 7.—13. Juli 1920 in Paris stattgefundenen Konferenz wurde auf den Vorschlag der deutschen Vertreter, welche zur Wahrung der Geheimhaltung und zur Erhöhung des Vertrauens beim Publikum das internationale Verbot von privaten Mithörstellen und die Bestrafung des Mißbrauchs mitgehörter Funktelegramme anstreben, eine Einigung dahin erzielt, daß die Verwaltungen der auf der Konferenz vertretenen Länder sich bemühen werden, bei ihren Regierungen den Erlaß gesetzlicher Vorschriften durchzusetzen, die den Betrieb nichtgenehmigter Funkanlagen untersagen. In Anbetracht dessen, daß das Telegraphengeheimnis durch die zahlreichen privaten Empfangsstellen in allen Ländern auf das äußerste gefährdet ist, wäre auf der nächsten zur Abfassung von endgültigen Beschlüssen bestimmten Konferenz die rücksichtslose Gleichbewertung der drahtlosen und der Drahtbeförderung hinsichtlich der Geheimhaltung der Nachrichten von neuem anzustreben und dabei — wie es bereits 1920 in Paris geschehen ist — die zur Geheimhaltung der Telegramme verfügbaren Mittel (Schnelltelegraphie, Typendrucktelegraph, Geheimschrift) in den Vordergrund zu stellen.

IV. Funkverkehrsübersichten.

Bearbeitet von H. Thurn.

1. Die deutschen Funkstellen.

Tabelle 113.

Name der Funkstelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Wellenlänge in m	Reichweite in km	Betriebszeiten (mittlere Greenwich-Zeit)	Die Funkstelle wird betrieben von
A. Großfunkstellen.						
Nauen	POZ ¹⁾	52 39 — N	3100,	—	ununterbrochen	Transradio A. G. für drahtlosen Übersee-Verkehr
		12 55 — O				
	AGB	25,5				
	AGC	39,8				
	AGN	4900				
	AGO	5600				
	AFZ	6500				
	AGQ	7800				
	AGR	8700				
	AGT	9800				
	AGU	12300				
AGS	13000					
AGW	18060					
Eilvese	OUI ¹⁾	52 32 — N	14650	—	desgl.	desgl.
		AGY	9700			
		AGX	14650			

¹⁾ Für Abgabe des Zeitzeichen- und Pressedienstes.

Name der Funkstelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Wellenlänge in m	Reichweite in km	Betriebszeiten (mittlere Greenwich-Zeit)	Die Funkstelle wird betrieben von
---------------------	------------	--	------------------	------------------	--	-----------------------------------

B. Hauptfunkstelle.

Königs Wusterhausen 1)	-	52 18 19,5N 13 37 23 O	{ 1300, 2525, 2900, 4050 }			
	AFT		1850		- ununterbrochen	Deutsche Reichspost
	AFS		2700			
	AFR		3350			
	AFP		4000			
	AFQ		4650			
	AF0		5200			
	AFN		5500			
	AFM		5700			
	AFV		6250			
	AFZ		6850			
	AFL		7500			
AFW		8100				
AFY		8500				

C. Küstenfunkstellen.

a) Feste Funkstellen.

Arngast, Leuchtturm	KAT	Jadebusen 53 28 58 N 8 11 6 O	660	150	beschränkt	Marineleitung
Borkum, Funkpeilstelle	KBO	Nordsee 53 34 51 N 6 41 42 O	800	200	ununterbrochen	
Bremerhaven	KBH	Nordseeküste 53 30 26 N 8 36 11 O	{ 600, 660, 1700 }	1200	desgl.	Deutsche Reichspost
Bremerhaven, Lloydhalle	KAB	Nordseeküste 53 33 4 N 8 33 8 O	1450	150	desgl.	Norddeutscher Lloyd, Bremen
Cuxhaven ¹⁾	KBX	Nordseeküste 53 52 24 N 8 42 43 O	{ 300, 600, 1875 }	1200	desgl.	Deutsche Reichspost
Helgoland . .	KAH	Nordsee 54 11 1 N 7 53 33 O	{ 300, 600 }	400	0700—1100 1300—1600	
Kiel	KBK	Kieler Förhrde 54 23 38 N 10 11 26 O	{ 600, 660 }	400	ununterbrochen	Marineleitung
List, Funkstelle	KAL	Sylt 55 1 20 N 8 26 30 O	{ 660, 800 }	400	desgl.	
List, Funkpeilstelle	KA0	Sylt 55 — 12 N 8 23 12 O	800	200	desgl.	

¹⁾ Ist mit Funktelefoniegerät ausgerüstet.

Name der Funkstelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich " " "	Wellenlänge in m	Reichweite in km	Betriebszeiten (mittlere Greenwich-Zeit)	Die Funkstelle wird betrieben von
Neumünster	K A R	Schlesw.-Holstein 54 5 40 N 9 57 40 O	—	—	ununterbrochen	Marineleitung
Norddeich ¹⁾ , Hauptfunkstelle	K A V	Nordseeküste 53 36 26 N 7 8 32 O	300, 600, 1100, 1800, 2100, 2200, 2300, 2400, 3000	bis zu 8000	desgl.	Deutsche Reichspost
Nordholz, Funkstelle	K B N	Nordseeküste 53 46 45 N 8 38 30 O	800	140	desgl.	Marineleitung
Nordholz Funkpeilstelle	K B Q	Nordseeküste 53 47 6 N 8 38 27 O	800	200	desgl.	
Pillau ¹⁾ . . .	K A P	Ostseeküste 54 38 42 N 19 53 27 O	600, 660	1200	desgl.	
Saßnitz . . .	K B V	Insel Rügen 54 30 50 N 13 38 35 O	600, 720	800	desgl.	Deutsche Reichsbahngesellschaft
Stralsund ¹⁾ .	K B U	Ostseeküste 54 18 42 N 13 6 6 O	—	—	desgl.	Marineleitung
Swinemünde ¹⁾	K A W	Insel Usedom 53 54 55 N 14 16 15 O	300, 600, 1100, 1800, 2000	1250	desgl.	Deutsche Reichspost
Warnemünde ¹⁾	K B E	Ostseeküste 54 10 59 N 12 3 4 O	—	1200	desgl.	Marineleitung
Wilhelms- haven	K A N	Nordseeküste 53 31 16 N 8 9 33 O	660	1200	desgl.	

b) Funkstellen auf Feuerschiffen.

Adlergrund, Feuerschiff	K A G	Ostsee 54 50 12 N 14 22 6 O	600, 660	200	beschränkt	Reichsverkehrsministerium
Amrumbank, Feuerschiff	K A F	Nordsee 54 33 12 N 7 53 12 O	600, 660	200	desgl.	
Außeneider, Feuerschiff ¹⁾	K A J	Nordsee 54 14 — N 8 18 18 O	600, 660	140	desgl.	
Außenjade, Feuerschiff	K A U	Nordsee 53 51 34 N 7 56 45 O	600, 660	200	desgl.	Marineleitung
Borkum Riff, Feuerschiff	K B R	Nordsee 54 13 46 N 8 35 36 O	600, 660, 950	150	0700—0,080 1015—1115, 1300—1400, 1500—1600, 1800—1900, 2100—2200	Reichsverkehrsministerium
Elbe, Feuer- schiff I	K B F	Nordsee 54 — 3 N 8 15 — O	600, 660, 1050	150	beschränkt	

¹⁾ Ist mit Funktelefoniegerät ausgerüstet.

Name der Funkstelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Wellenlänge in m	Reichweite in km	Betriebszeiten (mittlere Greenwich-Zeit)	Die Funkstelle wird betrieben von	
Elbe, Feuerschiff II ¹⁾	K B A	Nordsee 54 — — N 8 25 — O	210, 600, 660	30	beschränkt	Reichsverkehrsministerium	
Elbe, Feuerschiff III	K B G	Nordsee 53 58 — N 8 31 — O	600, 660	200	desgl.		
Fehmarnbelt, Feuerschiff	K B C	Ostsee 54 36 2 N 11 9 23 O	600, 660	200	desgl.		
Flensburg, Feuerschiff	K B D	Ostsee 54 49 54 N 9 53 18 O	600, 660	200	desgl.		
Kiel, Feuerschiff	K B I	Ostsee 54 29 — N 11 16 18 O	600, 660	200	desgl.		
Minsener Sand, Feuerschiff	K B P	Nordsee 53 49 44 N 8 5 9 O	600, 660	300	—		Marineleitung
Norderney, Feuerschiff	K A I	Nordsee 53 55 39 N 7 13 58 O	600, 660, 950	300	beschränkt		Reichsverkehrsministerium
Weser, Feuerschiff	K B W	Nordsee 53 54 18 N 7 49 30 O	600, 660, 1000	200	desgl.		

D. Flugfunkstellen.

Berlin-Staaken ¹⁾	A E C	52 31 04 N 13 07 05 O	900, 1400 und 1500	500	ununterbrochen	Reichsverkehrsministerium
Berlin-Tempelhof ¹⁾	A E X	52 28 29 N 13 24 27 O				
Bremen ²⁾ . . .	A E B	53 04 48 N 08 48 19 O	berchränkt	desgl.		
Breslau . . .	A E U	51 06 34 N 17 01 24 O			desgl.	
Dortmund . . .	A E D	51 30 43 N 07 27 37 O	1400 und 1500	500		
Dresden . . .	A E R	51 03 02 N 13 43 56 O			desgl.	
Erfurt ²⁾ . . .	A E A	50 58 42 N 11 02 08 O	desgl.	desgl.		
Frankfurt (M.)	A E F	50 06 00 N 08 34 08 O			desgl.	
Hamburg-Fuhlsbüttel ¹⁾	A E M	53 37 56 N 10 00 14 O	900, 1400, 1500 und 1550	700		
Hannover . . .	A E V	52 22 43 N 09 44 40 O			1400 und 1500	
Hof [Saale ¹⁾]	A E O	50 19 02 N 11 46 40 O	900, 1400 und 1500	500		ununterbrochen

¹⁾ Ist mit Funktelefoniegerät ausgerüstet.²⁾ Während der Wintermonate nicht in Betrieb.

Name der Funkstelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Wellenlänge in m	Reichweite in km	Betriebszeiten (mittlere Greenwich-Zeit)	Die Funkstelle wird betrieben von
Köln ¹⁾ . . .	A E K	50 59 02 N 06 54 09 O	900, 1400 u. 1500	700	ununterbrochen	Reichsverkehrsministerium
Königsberg-Hardershof ¹⁾	A E W	54 45 00 N 20 27 53 O				
Leipzig . . .	A E L	51 20 25 N 12 23 18 O	1400 und 1500	500	beschränkt	Aeronaut. Observatorium
Lindenberg-[Kr. Beeskow ¹⁾]	A E Q	52 21 00 N 14 07 44 O				
München-Schleißheim ¹⁾	A E P	48 14 50 N 11 33 31 O	900, 1400 und 1500	700	desgl.	Reichsverkehrsministerium
Nürnberg . .	A E G	49 26 59 N 11 06 04 O				
Stettin ²⁾ . . .	A E N	53 25 22 N 14 33 27 O	1400 und 1500	500	ununterbrochen	Reichsverkehrsministerium
Stuttgart ²⁾ . .	A E T	48 48 36 N 09 11 08 O				

2. Die neuen europäischen Wellenlängen für den Rundfunk.

Der technische Ausschuß des Weltrundfunkvereins (Union Internationale de Radiophonie) hatte anläßlich seiner Tagung im Juli 1926 in Paris einen neuen Wellen-Verteilungsplan für die europäischen Rundfunksender vorgelegt, der von dem Verein genehmigt und den Verwaltungen der beteiligten Länder vorgelegt worden ist. Der Verteilungsplan sieht „ausschließliche Wellen“ und „Gemeinschaftswellen“ vor. Den größeren Sendern ist je eine besondere (ausschließliche) Welle zugeteilt worden, während die kleineren Sender zu mehreren gemeinsam auf einer (Gemeinschafts-) Welle arbeiten. Im ganzen sind 83 ausschließliche Wellen festgesetzt worden, die sich auf die einzelnen Länder wie folgt verteilen:

Albanien 1	Frankreich 9	Lettland 1	Rumänien 2
Belgien 2	Griechenland 1	Litauen 1	Rußland 5
Bulgarien 1	Großbritannien 9	Luxemburg 1	Schweden 5
Dänemark 1	Holland 2	Norwegen 3	Schweiz 1
Deutschland 12	Irland 1	Österreich 2	Spanien 5
Estland 1	Italien 5	Polen 4	Tschechoslowakei 3
Finnland 2	Jugoslawien 1	Portugal 1	Ungarn 1

Die Verteilung der einzelnen Wellen auf die Sendestellen geht aus nachstehender Übersicht hervor (Stand Dezember 1926):

Tabelle 114.

Neue Verteilung		Sendestelle	Land	Rufzeichen
Frequenz kHz	Wellenlänge m			
1490	201,3	Joenkoeping	Schweden	S M Z D
„	„	Oviedo	Spanien	—
1480	202,7	Asturias	Spanien	—
„	„	Christinehamn	Schweden	S M T Y

¹⁾ Ist mit Funktelefoniegerät ausgerüstet.

²⁾ Während der Wintermonate nicht in Betrieb.

Neue Verteilung		Sendestelle	Land	Rufzeichen
Frequenz kHz	Wellenlänge m			
1470	204,1	Gäfle	Schweden	SMXF
"	"	Salamanca	Spanien	EAJ22
1460	205,5	Jassy	Rumänien	—
1450	206,9	Minsk	Rußland	—
1440	208,3	Tirana	Albanien	—
1430	209,8	Smolensk	Rußland	—
1420	211,3	Kiew	Rußland	—
1410	212,8	Krakau	Polen	—
1400	214,3	Viborg	Finnland	—
1390	215,8	Sofia	Bulgarien	—
1380	217,4	Luxemburg	Luxemburg	LOAA
1370	219	Kowno ¹⁾	Litauen	—
1360	220,6	Odessa	Rußland	—
1350	222,2	Straßburg	Frankreich	—
1340	223,9	Leningrad ²⁾	Rußland	—
1330	225,6	Belgrad	Jugoslawien	—
1320	227,3	Vigo	Spanien	—
1310	229	Helsingborg	Schweden	SMYE
"	"	Umea	"	SMSN
1300	230,8	Triest	Italien	—
1290	232,6	— — — —	Holland	—
1280	234,4	Wilna	Polen	—
1270	236,2	Bukarest	Rumänien	—
1260	238,1	Bordeaux	Frankreich	—
1250	240	Helsingfors ³⁾	Finnland	—
1240	241,9	<i>Münster (Westf.)</i>	<i>Deutschland</i>	—
1230	243,9	Trondheim	Norwegen	—
1220	245,9	Toulouse (P. T. T.)	Frankreich	—
1210	247,9	Posen	Polen	—
1200	250	Eskilstuna	Schweden	SMUC
"	"	<i>Gleiwitz</i>	<i>Deutschland</i>	—
"	"	Lille	Frankreich	—
"	"	Oporto	Portugal	—
"	"	Oulu	Finnland	—
1190	252,1	Montpellier	Frankreich	—
"	"	Ostende	Belgien	—
"	"	Säffle	Schweden	SMTS
"	"	Skien	Norwegen	—
"	"	<i>Stettin</i>	<i>Deutschland</i>	—
1180	254,2	<i>Kiel</i>	"	—
"	"	Kalmar	Schweden	SMSW
"	"	Linz	Österreich	—
"	"	Malaga	Spanien	EAJ25
"	"	Pori	Finnland	—
"	"	Rennes	Frankreich	—
"	"	Venedig	Italien	—
1170	256,4	— — — —	Holland	—
1160	258,6	Turin	Italien	—

¹⁾ Kowno kann auch gemeinsam mit Sevilla die Welle 344,8 m benutzen.

²⁾ Leningrad kann auch gemeinsam mit Bilbao die Welle 434,8 m benutzen.

³⁾ Helsingfors kann auch gemeinsam mit Madrid die Welle 375 m benutzen.

Neue Verteilung		Sendestelle	Land	Rufzeichen
Frequenz kHz	Wellenlänge m			
1150	260,9	Malmoe	Schweden	S A S C
1140	263,2	Athen	Griechenland	—
1130	265,5	Brüssel	Belgien	S B R
1120	267,8	Lissabon	Portugal	—
1110	270,3	Lemberg	Polen	—
1100	272,7	<i>Cassel</i>	<i>Deutschland</i>	—
„	„	Christiansand	Norwegen	—
„	„	Danzig	Danzig	—
„	„	Genua	Italien	—
„	„	Klagenfurt	Österreich	—
„	„	Hudiksvall	Schweden	S M S L
„	„	San Sebastian	Spanien	E A J 8
1090	275,2	Angers (Radio Anjou)	Frankreich	—
„	„	Gent	Belgien	—
„	„	Madrid	Spanien	E A J 4
„	„	Norrköping	Schweden	S M V V
„	„	Zagreb	Jugoslawien	—
1080	277,8	Caen	Frankreich	—
„	„	Sevilla	Spanien	E A J 17
„	„	Hangö	Finnland	—
„	„	Salzburg	Österreich	—
„	„	Stavanger	Norwegen	—
„	„	Trollhättan	Schweden	S M X Q
1070	280,4	Barcelona	Spanien	E A J 1
1060	283	<i>Dortmund</i>	<i>Deutschland</i>	—
1050	285,7	Reval (Tallin)	Estland	—
1040	288,5	Dundee	Großbritannien	2 D E
„	„	Edinburg	„	2 E H
„	„	Hull	„	6 K H
„	„	Liverpool	„	6 L V
„	„	Nottingham	„	5 N G
„	„	Plymouth	„	5 P Y
„	„	Sheffield	„	6 F L
„	„	Stoke-on-Trent	„	6 S T
„	„	Swansea	„	5 S X
1030	291,3	Radio Lyon	Frankreich	—
1020	294,1	Bilbao	Spanien	E A J 11
„	„	Bradford	Großbritannien	2 L S
„	„	Valencia	Spanien	E A J 14
„	„	<i>Dresden</i>	<i>Deutschland</i>	—
„	„	Innsbruck	Österreich	—
„	„	Lüttich	Belgien	—
„	„	Uddevalla	Schweden	S M Z P
1010	297	Agen	Frankreich	—
„	„	Carthagena	Spanien	E A J 16
„	„	Eidsvold	Norwegen	—
„	„	<i>Hannover</i>	<i>Deutschland</i>	—
„	„	Leeds	Großbritannien	2 L S
„	„	Jyvaskyla	Finnland	—
„	„	Varberg	Schweden	S M S U
1000	300	Bratislava	Tschechoslowakei	—

Neue Verteilung		Sendestelle	Land	Rufzeichen
Frequenz kHz	Wellenlänge m			
990	303	<i>Königsberg (Pr.)</i>	<i>Deutschland</i>	—
980	306,1	Bournemouth	Großbritannien	6 B M
970	309,3	Marseilles (P. T. T.)	Frankreich	—
960	312,5	Newcastle	Großbritannien	5 N O
950	315,8	Mailand	Italien	1 M J
940	319,1	Dublin	Irland	2 R N
930	322,6	<i>Breslau</i>	<i>Deutschland</i>	—
920	326,1	Belfast	Großbritannien	2 B E
910	329,7	<i>Nürnberg</i>	<i>Deutschland</i>	—
900	333,3	Neapel	Italien	—
„	„	Reikjavik	Island	—
890	337	Kopenhagen	Dänemark	—
880	340,9	Paris, Petit Parisien	Frankreich	8 E S
870	344,8	Sevilla	Spanien	E A J 5
860	348,9	Prag	Tschechoslowakei	—
850	353	Cardiff	Großbritannien	5 W A
840	357,1	<i>Leipzig</i>	<i>Deutschland</i>	—
830	361,4	London	Großbritannien	2 L O
820	365,8	Graz	Österreich	—
810	370,4	Oslo	Norwegen	—
800	375	Madrid	Spanien	E A J 7
790	379,7	<i>Stuttgart</i>	<i>Deutschland</i>	—
780	384,6	Manchester	Großbritannien	2 Z Y
770	389,6	Radio Toulouse	Frankreich	—
760	394,7	<i>Hamburg</i>	<i>Deutschland</i>	—
750	400	Aalesund	Norwegen	—
„	„	<i>Bremen</i>	<i>Deutschland</i>	—
„	„	Cadiz	Spanien	A E J 3
„	„	Charleroi	Belgien	—
„	„	Cork	Irland	—
„	„	Falun	Schweden	S M Z K
„	„	Kosize	Tschechoslowakei	—
„	„	Mont de Marsan	Frankreich	—
„	„	Tampere	Finnland	—
„	„	Warschau	Polen	—
740	405,4	Glasgow	Großbritannien	5 S C
730	411	Bern	Schweiz	—
720	416,7	Gothenburg	Schweden	S A S B
710	422,6	Rom	Italien	1 R O
700	428,6	<i>Frankfurt (Main)</i>	<i>Deutschland</i>	—
690	434,8	Bilbao	Spanien	E A J 9
680	441,2	Brünn	Tschechoslowakei	—
670	447,8	Paris (Post- und Telegraphenschule)	Frankreich	F P T T
660	454,4	Stockholm	Schweden	S A S A
650	461,5	Bergen	Norwegen	—
„	„	Jassy	Rumänien	—
640	468,8	<i>Elberfeld</i>	<i>Deutschland</i>	—
630	476,2	Lyons (P. T. T.)	Frankreich	—
620	483,9	<i>Berlin I</i>	<i>Deutschland</i>	—
610	491,8	Aberdeen	Großbritannien	2 B D

Neue Verteilung		Sendestelle	Land	Rufzeichen
Frequenz kHz	Wellenlänge m			
610	491,8	Birmingham	Großbritannien	5 I T
600	500	Barcelona	Spanien	E A J 13
"	"	Bourges	Frankreich	—
"	"	Helsingfors	Finnland	—
"	"	Linköping	Schweden	S M U W
"	"	Palermo	Italien	—
"	"	Tromsö	Norwegen	—
"	"	Zürich	Schweiz	—
590	508,5	Antwerpen	Belgien	—
580	517,2	Wien, Rosenhügel	Österreich	—
570	526,3	Riga	Lettland	—
560	535,7	<i>München</i>	<i>Deutschland</i>	—
550	545,6	Sundsvall	Schweden	S A S D
540	555,6	Budapest	Ungarn	—
530	566	<i>Berlin II</i>	<i>Deutschland</i>	—
"	"	Bloemendaal	Holland	—
"	"	Mikkeli	Finnland	—
"	"	Saragossa	Spanien	E A J 23
"	"	Sarajewo	Jugoslawien	—
"	"	Vardö	Norwegen	—
520	577	<i>Freiburg (Brsg.)</i>	<i>Deutschland</i>	—
"	"	Madrid	Spanien	E A J 6
"	"	Usrod	Tschechoslowakei	—
"	"	Wien, Stubenring	Österreich	—
510	588,2	Grenoble (P. T. T.)	Frankreich	—

3. Übersicht über die europäischen Sendestellen für den funktelegraphischen Wetterdienst.

Tabelle 115.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich	Sendezeiten (M. E. Z.)	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾
		° ' "			
Königs Wusterhausen . . .	L P	52 19 18 N	{ 0820 1420 1920 }	3350	ugd
		13 37 22 O			
Norddeich	K A V	53 36 26 N	{ 1115 2230 1305 }	1100	g, ugd
		7 8 32 O			
				2300	ugd
Swinemünde	K A W	53 54 55 N	{ 1130 2245 1230 }	1100	g, ugd
		14 16 15 O			
				600	g
Pillau	K A P	54 38 42 N	{ 0830 1430 1930 }	1650	ugd
		19 53 27 O			

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft, T = Telephonie.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Sendezeiten (M. E. Z.)	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾
Kiel	K B K	54 23 38 N 10 11 26 O	1200	600	g
			0820		
			1110		
			1420		
			1715		
Fuhlsbüttel bei Hamburg	H M	—	1820	1650	ugd
			0740		
			0940		
			1540		
			2040		
Lindenberg, Kr. Beeskow	L I	52 13 — N 14 7 44 O	0225	1680	ugd
			ab 0550		
			stündl. bis 1950		
Danzig	D G	54 20 56 N 18 39 8 O	0850	1950	ugd
			1405		
			1905		
Memel	R Y M	55 42 10 N 21 7 20 O	0745	800	g
			1345		
			1845		
Graudenz	A X K	53 30 — N 18 45 — O	0315	10300	ugd
			0915		
			1515		
			2015		
Libau	K C Q	56 32 48 N 21 — 36 O	0910	2650	ugd
			1125		
			1510		
			2010		
Riga	K C A	56 56 52 N 24 5 25 O	1450	1400	g
Reval	A Z A	59 26 — N 24 47 — O	0825	2000	g
			1350		
			2150		
Hapsal	A Z I	58 57 — N 23 32 — O	0825	3500	ugd
			2115		
Petrograd	R E T	59 56 — N 30 19 — O	1015	7100	ugd
			1200		
			1630		
Moskau	R A I	55 47 — N 37 33 — O	1400	7480	ugd
			2310		
Sandhamns	O J A	60 8 24 N 25 3 7 O	0930	5300	ugd
			1530		
			2030		
Karlskrona	S A A	56 9 9 N 15 35 23 O	0840	18520	g
			1440		
			1840		

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft, T = Telephonie.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Sendezzeiten (M. E. Z.)	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾
Karlsborg	SAJ	58 29 18 N 14 28 44 O	{ 1150 2330 }	2500	ugd
Härnösand	SAH	66 44 17 N 18 7 47 O	{ 1755 2255 }	600	g
Vaxholm	SAF	59 24 15 N 18 21 50 O	{ 1750 2250 }	600	g
Gothenburg	SAB	57 40 44 N 11 54 — O	{ 1800 2300 }	600	g
Lyngby	OXE	55 45 57 N 12 28 34 O	{ 0835 1435 1935 0840 1040 1440 1640 1940 2140 }	5300	ugd
			{ 0400 0800 1200 1600 2000 2400 }	2170	T
Kopenhagen	OXA	55 40 49 N 12 36 32 O	{ 0400 0800 1200 1600 2000 2400 }	600	g
Blaavandshuk	AXB	55 33 29 N 8 5 11 O	{ 0200 0600 1000 1400 1800 2200 }	600	g
			1105	1800	ugd
Oslo	LCM	59 59 1 N 10 40 26 O	{ 0850 1145 1450 1745 1950 }	12200	ugd
			{ 1050 2150 0855 1630 1955 }	1850	ugd
Bergen	LGN	60 24 42 N 5 21 54 O	{ 1050 2150 0855 1630 1955 }	600	g
			{ 0815 1415 1915 }	1800	g
Fauskö	LDW	67 15 28 N 15 23 17 O	{ 0815 1415 1915 }	1800	g
Scheveningen	PCH	52 5 40 N 4 15 30 O	{ 1215 2415 }	1800	g

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft, T = Telephonie.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Sendezeiten (M. E. Z.)	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾		
De Bilt	PIMR	52 6 — N 5 11 — O	0225	1100	ugd		
			0335				
			1625				
			2025				
			2045				
Brüssel-Uccle	OP O	50 51 — N 4 22 — O	0830	1900	ugd		
			1005				
			1430				
			1605				
			1930				
Ostende	OPVO	51 13 24 N 2 55 6 O	1200	1400	T		
			1650				
			ab 0822 stündlich bis 1622			1680	ugd
			ab 0919 stündlich bis 1719				
London	GFA	51 31 — N 0 7 — W	0300	4100	ugd		
			0700				
			0900				
			0950				
			1000				
			1150				
			1500				
			1550				
			1750				
			2000				
2040							
2100							
Rame Head	BYO	50 19 — N 4 13 — W	1018 2118	1100	ugd		
Valencia	GCK	51 55 51 N 10 20 54 W	1048 2148	600	g		
Cullercoats	GCC	55 2 16 N 1 25 39 W	1048 2148	600	g		
Niton	GNI	50 34 42 N 1 17 10 W	1030 2130	600	g		
Seaforth (Liverpool) . . .	GLV	53 28 7 N 3 — 42 W	1030 2130	600	g		
Daventry	5XX	52 15 — N 1 8 — O	1130 2330	1600	T		
Jan Meyen	JN	70 59 — N 8 18 — W	0810 1410 1910	600 1600	g		
Archangelsk-Isakogorka . .	REA	64 27 — N 40 41 — O	1400	2500	g		
Matotschkin Schar	RFU	73 16 — N 56 23 30 O	0515 1515	1500	g		
Reykjavik	DTFA	64 8 55 N 21 57 11 W	1130 2105	1800	g		

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft, T = Telephonie.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Sendezeiten (M. E. Z.)	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾
Paris, Eiffelturm	FL	48 51 30 N 2 17 43 O	0940	115 7300	g
			1045		
			2350	75	ugd
			0520	2650	g
			0940		
			1700	2650	ugd
			0320		
			0500	2650	ugd
			0550		
			0642	2650	ugd
			0715		
			0750	2650	ugd
			0915		
			1015	2650	ugd
1142	75	ugd			
1300			2650	ugd	
1705	75	ugd			
Issy-les-Moulineaux			OCDJ	--	1108
Cherbourg	FUC	49 36 32 N 1 36 -- W	0205	3300	ugd
			0815		
			1015	3300	ugd
			1415		
1915	3300	ugd			
0250			3300	ugd	
0850	3300	ugd			
1050			3300	ugd	
1450	3300	ugd			
1950			3300	ugd	
2245	3300	ugd			
0940			3300	ugd	
1540	1525	g			
2040			1525	T	
0920	1525	T			
2020			1525	T	
0245	1525	T			
0850			1350	g	
1050	1350	g			
1450			1350	g	
2000	1350	g			
1000			2650	ugd	
1600	2650	ugd			
2100			2650	ugd	
0200	2650	ugd			
0935			3000	ugd	
1535	3000	ugd			
2035			3000	ugd	
1345	3000	ugd			
2400			3000	ugd	
1345	1000	g			
2400	2400	T			
Monsanto	CTV	38 43 47 N 9 11 17 W	0935	3000	ugd
			1535	3000	ugd
			2035	3000	ugd
			1345	1000	g
			2400	2400	T

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft, T = Telephonie.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich ° ' "	Sendezeiten (M. E. Z.)	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾
Terceira	PQT	38 39 55 N 27 7 34 W	0130 0930 1430 1930 2430	1000	g
North Front	BWW	36 8 32 N 5 20 29 W	0830 1940	3900	ugd
Lausanne	HB2	46 31 — N 6 38 — O	0800 1300 1400 1855 1900	1100	ugd
Bern	HBB	—	0815 1415 1915	3400	ugd
Zürich	HBK	—	ab 0808 stündlich bis 1408	1980	ugd
Rom	IDO	41 52 — N 12 31 — O	0950 2050	10850	ugd
Centocelle	ICD	41 52 10 N 12 33 6 O	1030 2145	2250	ugd
Florenz	GJF	43 41 — N 11 10 — O	0910 2040	900	ugd
Tarent	ICT	40 28 2 N 17 18 7 O	0825 1925	1200	ugd
Prag	OKF	50 5 — N 14 27 — O	0850 1450 1950	10600	ugd
Deutsch Altenburg	OH0	—	0920	3050	ugd
Stuhlweißenburg	HAR	47 10 — N 18 24 — O	0935 1445 1945	4750	ugd
Belgrad	HFC	44 48 — N 20 22 — O	0840 1430 1930	3500	ugd
Herzegnovi	UNK	42 27 — N 18 32 — O	0810 1410 1910	1800	g
Athen	SXG	37 59 17 N 23 41 34 O	1045 1615	3600	g
Sofia	FF	42 45 — N 23 15 — O	0755 1455	3500	g
Bukarest-Herestrau	BUC	44 29 — N 26 6 — O	1000 1130 1450 1950	11700	ugd
Sewastopol	RCT	44 37 — N 33 33 — O	0700 1300	2500	g
Kiew	RAG	50 27 — N 30 30 — O	1700	1500	ugd

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft, T = Telephonie.

4. Funkstellen für den Zeitzeichendienst.

Tabelle 116.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich	Wellenlänge in m	Art des Systems ¹⁾	Zeit der Abgabe (Mittlere Greenwich-Zeit)	Bemerkungen
		° ' "			h m s	
Nauen	P O Z	52 39 — N 12 54 33 O	{ 3100 und 18050 32 und 75 sowie 2650	g ugd ugd	0 0 0 und 12 0 0 8 0 0	} Zeitzeichen nach dem Kennwort „Onogo“, anschließend Koinzidenzzeichen { Neues Internationales Zeitzeichen, anschließend Koinzidenz- zeichen
Paris, Eiffelturm . .	FL	48 51 30 N 2 17 43 O	2650 32 und 75	g ugd	9 30 0 20 0 0	Neues Internationales Zeitzeichen Neues Internationales Zeitzeichen, anschl. Koinzidenzzeichen
Bordeaux-Croix d'Hins (Lafayette)	LY	44 42 — N 0 48 — W	2650	g	22 45 0 bis 22 49 0	Altes Zeitzeichen
Monsanto	CTV	38 43 47 N 9 11 17 W	18900 600	ugd g	{ 8 0 0 u. 20 0 0	Neues Internationales Zeitzeichen, anschließend Koinzidenz- zeichen
Moskau	RAI	55 47 — N 37 33 — O	7480	g	9 30 0 20 55 0 bis 21 1 20 anschließend bis 21 10 30	Zeitzeichen endet zur 30. Minute in einem Punkt } Zeitzeichen Koinzidenzzeichen
Archangelsk-Isako- gorka	REA	64 27 — N 40 41 — O	2500	g	13 0 0	Zeitzeichen endet mit einem Strich, der von 12h 59m 55sec bis 13h gegeben wird
Leningrad-Podbelski	RET	59 43 48 N 30 26 42 O	7100	ugd	18 55 0 bis 19 1 20 anschließend bis 19 9 55	Zeitzeichen Koinzidenzzeichen

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, Bezogen auf Greenwich	Wellenlänge in m	Art des Systems ¹⁾	Zeit der Abgabe (Mittlere Greenwich-Zeit)	Bemerkungen
		o ' ''			h m s	
Theodosia	REK	45 2 — N	600	g	11 29 0 bis 11 30 20	Zeitzeichen
Athen	SXA	37 58 30 N	1200	g	21 55 0 bis 22 0 0	Zeitzeichen nach dem Kennwort „Onogo“
Lourenzo-Marques	CRZ	23 43 13 O	600	g	{ 8 0 0 u. 19 0 0	desgl.
Kapstadt	VNC	32 35 39 O	600	g	20 59 30 bis 21 0 0	Zeitzeichen, bestehend aus 12 Strichen, deren letzter um 21h beginnt
Mogadiscio	ISG	34 8 45 S	2850	g	5 56 0 bis 6 0 0	Genau zur 56., 58. und 60. Minute wird ein Punkt gegeben
Massaua	ICX	45 21 32 O	{ 1200 11150	g ugd	{ 4 56 0 u. 23 56 0	desgl.
Basra	VTC	15 36 30 N	600	g	9 56 0 10 57 42	desgl.
Calcutta	VWC	30 32 29 N	2000	g	11 0 0 bis 11 0 0	Zeitzeichen ist ein Strich von 3 Sekunden Dauer, der um genau 11h endet
Peshawar	VWP	22 33 34 N	1800	g	{ 8 30 0 u. 16 30 0	Zeitzeichen nach dem Kennwort „Onogo“
Colombo	VPB	88 20 14 O	{ 600 2300	g ugd	5 30 0 16 57 0 bis 17 0 0	Zeitzeichen
Malabar	PKX	34 2 — N	9000	ugd	5 57 0 bis 6 0 0	Zeitzeichen nach dem Kennwort „Onogo“
Weltrevden	PKB	71 40 — O	600	g	1 0 0 0 59 0 bis 1 4 0	desgl. Um 1h, sowie 1h 1m, 1h 2m, 1h 3m und 1h 4m wird je ein Punkt gegeben

¹⁾ g = gedampft, ugd = ungedampft.

Sendestelle	Ruf- zeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich	Wellenlänge in m	Art des Systems ¹⁾	Zeit der Abgabe (Mittlere Greenwich-Zeit)	Bemerkungen
		° ' "			h m s	
Soerabaja	PKH	7 11 55 S 112 44 21 O	600	g	2 9 30 bis 2 14 0	Um 2h 10m, 2h 12m und 2h 14m wird je ein Punkt gegeben
Cavite	NPO	14 29 39 N 120 54 6 O	{ 2701 u. 5260	g ugd	3 0 0 und 14 0 0	Zeitzeichen endet in einem Strich
Kuching	VQF	1 33 20 N 110 20 30 O	1700	g	0 0 0	
Salgon	HZA	10 47 — N 106 42 — O	20800	ugd	19 0 0	Zeitzeichen, anschließend Koinzidenzzeichen
Kien-An	HVB	20 47 — N 106 37 — O	1200	g	2 12 0 bis 2 19 0	Um 2h 15m, 2h 17m und 2h 19m wird je ein Punkt gegeben
Hong Kong	BXY	22 19 18 N 114 8 40 O	2000	ugd	2 0 0 und 13 0 0	Zeitzeichen
Schanghai-Zi-Ka-Wei	FFZ	31 13 14 N 121 27 48 O	600	g	2 53 0 bis 2 59 0 und 8 53 0 bis 8 59 0	Zur 55., 57. und 59. Minute wird je ein Punkt gegeben
Choshi	JCS	35 44 8 N 140 51 12 O	600	g	1 59 0 bis 2 4 0 und 11 59 0 bis 12 4 0	Während der ersten Sekunde jeder Minute wird ein Strich gegeben
Funabashi	JJC	35 43 — N 139 59 — O	7700	ugd	1 59 0 bis 2 4 0 und 11 59 0 bis 12 4 0	
Halifax	VCS	44 31 10 N 63 32 40 W	600	g	13 58 0 bis 14 0 0	Zur 59. und 60. Minute wird ein Punkt gegeben

1) g = gedämpft, ugd = ungedämpft.

Sendestelle	Ruf- zeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich	Wellenlänge in m	Art des Systems ¹⁾	Zeit der Abgabe (Mittlere Greenwich-Zeit)	Bemerkungen
		o ' "			h m s	
Estevan	V A E	49 22 5 N 126 32 — W	600	g	2 58 0 und 17 58 0	verbreiten gleichzeitig das Zeitzeichen des Observatoriums Gonzales Hill
Gonzales Hill	V A K	48 24 50 N 123 19 25 W	600	g		
Arlington	N A A	38 52 5 N 77 4 47 W	2655	ugd	2 55 0 bis 3 0 0	Zeitzeichen endet in einem Strich, der zur vollen Stunde beginnt
Key West	N A R	24 33 22 N 81 48 21 W	1463	ugd	und 16 55 0 bis 17 0 0	
New Orleans	N A T	29 56 50 N 90 2 18 W	2607	ugd	16 55 0 bis 17 0 0	desgl.
Annapolis	N A A	38 59 25 N 76 27 — W	17130	ugd	2 55 0 bis 3 0 0 und 16 55 0 bis 17 0 0 anderem nur im Sommer: 8 55 0	desgl.
Great Lakes	N A J	42 18 30 N 87 50 — W	1986	ugd	bis 9 0 0 16 55 0	desgl.
San Diego	N P L	32 42 26 N 117 14 49 W	2998 und 9798	ugd	bis 17 0 0 19 55 0	desgl.
San Francisco	N P G	38 5 3 N 122 15 57 W	2607 und 4836	ugd	6 0 0 und 20 0 0	desgl.
Eureka	N P W	40 41 49 N 124 16 33 W	3156	ugd	19 55 0	desgl.
North Head	N P E	46 17 58 N 124 4 30 W	2725	g	bis 20 0 0	desgl.

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft.

Sendestelle	Rufzeichen	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich	Wellenlänge in m	Art des Systems ¹⁾	Zeit der Abgabe (Mittlere Greenwich-Zeit)	Bemerkungen
		° ' "			h m s	
Chapultepec	XDA	19 25 17 N 99 10 46 W	{ 5800 1200	g	0 54 10 bis 1 0 0 18 54 10	Zeitzeichen endet in einem Strich, der zur vollen Stunde beginnt
Pearl Harbor	NPM	21 20 45 N 157 57 56 W	und 1490	ugd	23 54 10 bis 0 0 0	desgl.
Colon	NAX	9 22 9 N 79 54 7 W	1817	g	{ und 18 0 0 4 0 0	desgl.
Balboa	NBA	9 7 15 N 79 46 20 W	6663	ugd	{ und 18 0 0 0 0 0	Zeitzeichen nach dem Kennwort „Onogo“
Rio de Janeiro	SOH	22 48 — S 43 13 — W	600	g	{ und 14 0 0 1 55 0	Zur 56., 57., 58., 59. und 60. Minute wird ein Punkt gegeben
Buenos Aires	LIH	34 35 40 S 58 22 7 W	1000	g	bis 2 0 0	Das Zeitzeichen endet um 1h in einem Punkt
Valparaiso	CCE	33 1 3 S 71 39 25 W	1000	g	bis 1 0 0	
Adelaide	VIA	34 51 14 S 138 31 55 O	600	g	{ und 14 30 0 2 0 0	Zeitzeichen nach dem Kennwort „Onogo“
Melbourne	VIM	37 50 5 S 144 58 46 O	600	g	{ und 14 0 0 3 0 0	desgl.
Perth	VIP	32 1 50 S 115 49 49 O	600	g	{ und 15 0 0 2 55 0	desgl.
Sydney	VIS	33 46 — S 151 3 9 O	600	g	{ bis 3 0 0 und 10 55 0	Zeitzeichen endet in einem Strich, der zur vollen Stunde beginnt
Wellington	VLY	41 17 4 S 174 46 4 O	600	g	{ bis 8 58 0 bis 9 5 3 und 22 58 0 bis 23 5 3	Während den ersten drei Sekunden der 1., 2., 4. und 5. Minuten wird ein Strich gegeben

5. Funkstellen, die Presseberichte „an alle“ senden.

Tabelle 117.

Sendestelle	Staat	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich	Rufzeichen	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾	Sendezeiten (M. E. Z.)	Anrufzeichen	Sprachart des gesandten Textes
Athen	Griechenland	23 41 34 O 37 59 17 N	SXG	5000 } 3600 }	ugd	1600	cq	französisch, anschl. engl. Wiederholung
Awanui-Radio	Neuseeland	173 14 34,5 O 35 4 58 S	VLA	600	g	—	cq	—
Balboa	Vereinigte Staaten (Panamakanalzone)	79 46 20 W 9 7 15 N	NBA	6663	ugd	1100	qst	englisch
Bar Harbor	Vereinigte Staaten	68 18 — W 44 14 15 N	NBD	2400 } (2100) }	ugd	0900	qst	engl., vorübergehend das Senden von Presseberichten eingestellt
Belgrad-Banitza	Jugoslawien	7 26 37 O 47 — 52 N	HFB	4600	ugd	0900	cq	
Bern-Münchenbuchsee	Schweiz	0 48 — W 44 42 — N	HBA	4600	ugd	1325, 1525, 2115	cq	deutsch
Bordeaux-Lafayette (Croix d'Hins)	Frankreich	4 11 — W 53 7 — N	LY	19110 } (23450) }	ugd	1430, 2130	cq	um 1430 engl., um 2130 franz.
Bukarest-Herestrau	Rumänien	—	BCU	11300	ugd	1900	cq	französisch
Carnavon	England	120 54 35 O 14 28 59 N	MUU GLC	14000	ugd	1730	cq	englisch
Cavite	Vereinigte Staaten	—	NP0	5260	ugd	0700, 2000	cq	englisch
Charkow	Rußland	79 54 1 W 9 21 56 N	RAZ	4000	g	0300	wsem	russ., Wiederholung der „RAI“-Presse
Colon	Vereinigte Staaten	—	NAX	1817	g	1055	cq	englisch

1) g = gedämpft, ugd = ungedämpft.

Sendestelle	Staat	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich	Rufzeichen	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾	Sendezeiten (M. E. Z.)	Anrufzeichen	Sprachart des gesandten Textes
Graudenz	Polen	18 54 63 O 53 30 — N	AXK	10300	ugd	1800	cq	französisch
Grimeton	Schweden	—	SAQ	18600	ugd	1045	cq	englisch
Helsingfors-Sandhamns .	Finnland	25 03 07 O 60 08 24 N	OJA	2000	ugd	1000, 2200	cq	englisch
Karlsborg	Schweden	14 28 44 O 58 29 18 N	SAJ	2500	g	2300	cq	—
Key West	Vereinigte Staaten (Florida)	81 45 18 W 24 33 08 N	NAR	1463	ugd	0400	qst	englisch
Libau	Lettland	21 — 36 O 56 32 48 N	KCQ	—	—	1515	cq	engl., im Anschluß an den Wetterbericht
Louisburg	Vereinigte Staaten	59 56 48 W 46 9 16 N	VAS	2800	ugd	0400	—	—
Lyngby	Dänemark	12 28 34 O 55 45 57 N	OXE	3760 } (5600)	ugd	1200	cq	englisch
Moskau-Chodynka	Rußland	—	RAI	5000 } 7480	g ugd	0700, 1900 0000	wsem	russisch
Moskau-Morasowo	Rußland	—	RDW	4250	ugd	0100	cq	französisch
Nauen	Deutschland	52 39 — N 12 55 — O	POZ	—	—	—	—	—
Nowo Nikolajewsk	Rußland	—	RAL	5700	ugd	0400	wsem	russ., Wiederholung der „RAI“-Presse
Oslo	Norwegen	10 40 26 O 59 59 91 N	LCH	5450	ugd	1140	sp, cq	englisch
Oxford Radio (Leafield)	England	1 32 47 W 51 49 57,5 N	GBL	8750	ugd	—	cq	englisch

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft.

Sendestelle	Staat	Geographische Lage, bezogen auf Greenwich	Rufzeichen	Wellenlänge in m	Wellenart ¹⁾	Sendezeiten (M. E. Z.)	Anrufzeichen	Sprachart des gesandten Textes
Paris (Eiffelturm)	Frankreich	2 17 43 O 48 51 30 N	FL	{ 3200 8000 6500 }	g ugd ugd	1305 0530, 2110 1005	cq cq cq	französisch deutsch
Prag	Tschechoslowakei	14 27 — O 50 5 — N	OKP	{ 4500 4600 }	ugd ugd	1300 1420, 2030	cq	französisch
Rom (Centocelle)	Italien	12 33 06 O 41 52 10 N	ICD	2250	g	0730	cq	italienisch
Rom (Sao Paolo)	Italien	12 31 — O 41 52 — N	IDO	10750 (11000)	ugd	{ 0700, 1045 0900 0100, 1300, 2100 }	cq cq cq	italienisch französisch
Rugby	England	—	GBR	18740	ugd	2100	cq	englisch
San Diego	Vereinigte Staaten	117 14 19 W 32 42 26 N	NPL	9798	ugd	1100	qst	englisch
San Francisco	Vereinigte Staaten (Kalifornien)	122 15 57 W 37 05 03 N	NPG	4836	ugd	1015	qst	englisch
Scheveningen	Niederlande	4 15 30 O 52 05 40 N	PCH	—	—	—	cq	englisch
Taschkent	Rußland	—	RAU	3400	g	—	wsem	russ, Wiederholung der „RAI“-Presse
Warschau	Polen	20 52 37 O 52 15 50 N	AXL	{ 2100 18280 }	g ugd	1110, 2045 0400	cq	französisch
Washington	Vereinigte Staaten	77 04 47 W 38 52 05 N	NAA	2655	ugd	0400	qst	englisch
Washington-Annapolis	Vereinigte Staaten	76 27 — O 38 59 25 N	NSS	17150	ugd	0800	qst	englisch

¹⁾ g = gedämpft, ugd = ungedämpft.

6. Die hauptsächlichsten Funkstellen für den Telegrammverkehr von Land zu Land und ihre Verkehrsbeziehungen.

Tabelle 118.

Funkstelle	Rufzeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
A. Europäische Staaten.				
Albanien				
Tirana	RWT	3000 und 3700	Belgrad (Rakovitza) Rom (Cento Celle)	Jugoslawien Italien
Bulgarien				
Sofia	FF	3250	Berlin (Nauen) Budapest Moskau Paris Prag Rom (Cento Celle) Wien	Deutschland Ungarn Rußland Frankreich Tschechoslowakei Italien Österreich
Varna	LZF	—	Konstantinopel	Türkei
Dänemark				
Kopenhagen (Lyngby Radio)	OXE	5250	Amsterdam Bern Graudenz Tallinn (Hapsal) Klaipeda (Memel)	Niederlande Schweiz Polen Estland Memel
Danzig				
Danzig ¹⁾	KAZ	975, 3125 und 4600	Libau London Riga	Lettland Großbritannien Lettland
Deutschland				
Berlin (Königs- wusterhausen) ²⁾	AFL	1850,	Budapest	Ungarn
	AFM	2700,	Bukarest	Rumänien
	AFO	3350,	Belgrad	Jugoslawien
	AFR	5200,	Moskau	Rußland
	AFS	5700,	Riga	Lettland
	AFT	6250	Tallinn (Hapsal)	Estland
	AFV	und 7500	Wien	Österreich
Berlin (Nauen und Eilvese)	AGN	4900	Barcelona Madrid	Spanien
	AFZ	und 6500	Oradeamare Sarajewo Sofia	„ Rumänien Jugoslawien Bulgarien
	AGS	13 000,	Abu Zabal Buenos Aires	Ägypten Argentinien
	AGX	14 650	Malabar (Bandoeng) Mukden	Niederl.-Indien China
	AGW	und 18 060	New York Osaka Rio de Janeiro	Vereinigte Staaten Japan Brasilien

¹⁾ Aufnahme eines Funkverkehrs mit Kopenhagen (Dänemark) und Stockholm (Schweden) in Aussicht genommen.

²⁾ Aushilfsfunkverbindungen bestehen mit Kopenhagen (Dänemark), London (Großbritannien), Oslo (Norwegen), Paris (Frankreich) und Stockholm (Schweden). Aufnahme eines Funkverkehrs mit Helsingfors (Finnland) und Mailand (Italien) in Aussicht genommen.

Funkstelle	Rufzeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
Estland			Berlin (Königswusterhausen)	Deutschland
Tallinn (Hapsal)	A Z I	3500	Kopenhagen (Lyngby Radio)	Dänemark
			London (Stonehaven)	Großbritannien
			Stockholm (Karlsborg)	Schweden
Finnland				
Helsingfors . . .	O J A	2550	Bukarest	Rumänien
			Riga	Lettland
Frankreich			Barcelona	Spanien
			Belgrad	Jugoslawien
			Budapest	Ungarn
		2322, 2900, 3000, 3500, 3600, 3800,	Bukarest	Rumänien
		3925, 4350,	London (Ongar)	Großbritannien
		5100, 5400,	Madrid	Spanien
Paris (Eiffelturm)	FL (Y G) (Y N)	5900, 8150, 9250, 9750, 10 550 und 11 300	Moskau	Rußland
			Oslo	Norwegen
			Prag	Tschechoslowakei
			Sofia	Bulgarien
			Stockholm (Karlsborg)	Schweden
			Warschau	Polen
			Wien	Österreich
Lyon	Y N	15 300	Moskau	Rußland
			Abu Zabal	Ägypten
			Beirut	Großlibanon
			Bamako	Frz.-Westafrika
			Buenos Aires	Argentinien
			Brazzaville	Frz. Äquatorialafrika
			Cotonou	Dahomey
			Conakry	Frz.-Guinea
		wie oben, außerdem	Cayenne	Frz.-Guyana
		8 500,	Destrellan	Guadeloupe
		10 200,	Djibouti	Frz.-Somali
		13 185,	Grand Bassam	Französische Elfenbeinküste
Paris		13 500,	Lareinty	Martinique
		14 300,	Lome	Togo
		16 800,	Mukden	China
		17 500,	New York	Vereinigte Staaten
		19 570 und	Nouméa	Neukaledonien
		21 818	Osaka	Japan
			Papeete	Tahiti
			Rio de Janeiro	Brasilien
			Saïgon	Frz.-Indochina
			Saint Denis	La Réunion
			Saint Pierre	St. Pierre et Miquelon
			Shanghai	China
			Tananarivo	Madagaskar

Funkstelle	Rufzeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
Griechenland				
Athen	SXA	—	Bukarest	Rumänien
Großbritannien			Amsterdam	Niederlande
			Barcelona	Spanien
			Belgrad	Jugoslawien
			Bern	Schweiz
			Budapest	Ungarn
	GBL	2950,	Bukarest	Rumänien
	GBM	3850,	Danzig	Danzig
	GBR	4350,	Madrid	Spanien
London	GKB	4600,	Mailand	Italien
(Carnarvon,	GKC	5050,	Moskau	Rußland
Northolt,	GLA	6950,	Paris	Frankreich
Ongar,	GLB	8750	Posen	Polen
Oxford,	GLC	und	Prag	Tschechoslowakei
Rugby und	GLO	12 350	Sarajewo	Jugoslawien
Stonehaven)	GLP		Tallinn (Hapsal)	Estland
	GSW		Wien	Österreich
	MUU	8750, 9450,	Abu Zabal	Ägypten
		12 350	Halifax	Neukaledonien
		u. 18 740	New York	Vereinigte Staaten
London (Kid-	GFA	4100	Calafra	Malta
brooke)			Belgrad	Jugoslawien
Italien			Bengasi	Lybien
			Brünn	Tschechoslowakei
			Budapest	Ungarn
			Bukarest	Rumänien
	ICI	3000,	Charkow	Rußland
	ICM	3500,	Konstantinopel	Türkei
	IDO	3900,	Moskau	Rußland
		5000	Posen	Polen
		und	Skutari	Albanien
		10 750	Rhodos	Rhodos
			Sofia	Bulgarien
			Stockholm	Schweden
			Tirana	Albanien
			Abu Zabal	Ägypten
			Afgoi	Italienische Somalikküste
	IDO	9 150,	Beirut	Großlibanon
	ICC	12 000,	Buenos Aires	Argentinien
	ICI	14 850,	Halifax	Neukaledonien
	IDG	20 000	Massaua	Erythräa
			New York	Vereinigte Staaten
			Peking	China
			Rio de Janeiro	Brasilien
			Smyrna	Türkei
	IQS	2850,	Barcelona	Spanien
	IQT	4750,	London	Großbritannien
Mailand . . .	IQU	5500	Prag	Tschechoslowakei

1) Eine Großfunkstelle ist in Terrenuova im Bau.

Funkstelle	Rufzeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
Jugoslawien			Berlin (Königs- wusterhausen und Nauen)	Deutschland
Belgrad und Sarajewo	HFC HFD HFE HFF	{1900, 2300, 10 000 und 11 150	Bern	Schweiz
			Krakau	Polen
			London (Northolt und Ongar)	Großbritannien
			Paris	Frankreich
			Prag	Tschechoslowakei
			Rom	Italien
			Tirana	Albanien
			Wien	Österreich
Lettland			Beirut	Großlibanon
Libau	KCE	1200	Danzig	Danzig
			Berlin (Königs- wusterhausen)	Deutschland
Riga	KCQ KCX	1500, 1690 und 3200	Helsingfors	Finnland
			Stockholm (Karls- borg)	Schweden
Litauen u. Memel- gebiet			Danzig	Danzig
Klaipeda	RYM	1200	Malabar	Niederl.-Indien
Niederlande			(Bandoeng)	
Amsterdam (Koot- wijk, Scheve- ningen)	PCG PCH	{17,5, 27,5, 32, 1800, 2950 und 17 800	Kopenhagen	Dänemark
			(Lyngby Radio)	
			London	Großbritannien
			Wien	Österreich
Norwegen			Paris	Frankreich
Oslo	LCH	{4100, 5450 und 8200}	Rom	Italien
Stavanger	LCM	12 140	New York	Vereinigte Staaten
Österreich			Amsterdam	Niederlande
			Barcelona	Spanien
			Belgrad	Jugoslawien
			Berlin (Königs- wusterhausen)	Deutschland
			Budapest (Csepel)	Ungarn
			Bukarest	Rumänien
			Charkow	Rußland
			Krakau	Polen
Wien (Deutsch- Altenburg)	OHD OHF OHO	{1550, 1990, 3050 und 3925	London (Ongar)	Großbritannien
			Mathiasföld	Ungarn
			Moskau	Rußland
			Oradeamare	Rumänien
			Paris	Frankreich
			Posen	Polen
			Prag	Tschechoslowakei
			Sarajewo	Jugoslawien
			Sofia	Bulgarien
			Temesvar	Rumänien
			Warschau	Polen
			Beirut	Großlibanon

Funkstelle	Rufzeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
Polen				
Posen	A X J	3700	Bern London (Stonehaven)	Schweiz Großbritannien
Graudenz	A X K	10 100	Rom Wien Stockholm (Karlsborg)	Italien Österreich Schweden
Krakau	A X P	2500	Kopenhagen (Lyngby Radio) Paris Belgrad Budapest Prag Wien	Dänemark Frankreich Jugoslawien Ungarn Tschechoslowakei Österreich
Warschau	{ A X L A X O	{ 12 000, 18 270, 21 000	New York	Vereinigte Staaten
Portugal				
Lissabon (Monsanto)	C T V	3070	Aranjuez	Spanien
Rumänien				
Bukarest	B U C	—	Athen Berlin (Königswusterhausen) Helsingfors London (Northolt) Paris Prag Rom Wien	Griechenland Deutschland Finnland Großbritannien Frankreich Tschechoslowakei Italien Österreich
Oradeamare . . .	C V L	1600	Berlin (Nauen) Wien	Deutschland Österreich
Rußland				
Moskau	{ R A I R D W R E T	{ 4250 und 4800	Berlin (Nauen) London (Oxford) Lyon Paris Rom Sofia Wien	Deutschland Großbritannien Frankreich Frankreich Italien Bulgarien Österreich
Baku	R A B	1600	Enzeli Taschkent Teheran	Persien Afghanistan Persien
Charkow	R A Z	3700	Rom (S. Paolo) Wien	Italien Österreich
Schweden				
Stockholm (Karlsborg)	{ S A J S A R	{ 2300 und 4200	Graudenz Paris Riga Rom (Cento Celle) Tallinn (Hapsal) New York	Polen Frankreich Lettland Italien Estland Vereinigte Staaten

Funkstelle	Ruf- zeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
Schweiz				
Bern	{ H B A H B B	3130 und 4400	{ Barcelona Belgrad Kopenhagen (Lyngby Radio) London (Ongar) Madrid Posen Prag Warschau	Spanien
				Jugoslawien Dänemark
				Großbritannien Spanien Polen Tschechoslowakei Polen
Spanien				
Madrid (Aranjuez)	E A A	3670	{ Berlin (Nauen) Bern Lissabon London (Ongar) Madrid Warschau	Deutschland Schweiz Portugal Großbritannien Spanien Polen
Barcelona	E A B	3751	{ Wie vorstehend unter Madrid, außerdem: Budapest (Csepel) Mailand Paris Wien	Ungarn Italien Frankreich Österreich
Cadiz	E A C	2540	{ Las Palmas Teneriffa	{ Kanarische Inseln
Tschechoslowakei				
Prag	--	--	{ Belgrad Bern Bukarest London (Oxford) Mailand Paris Sofia Warschau Wien	Jugoslawien Schweiz Rumänien Großbritannien Italien Frankreich Bulgarien Polen Österreich
Türkei				
Konstantinopel und Smyrna	{ -- --	{ -- --	{ Varna Rom (S. Paolo)	Bulgarien Italien
Ungarn				
Budapest (Csepel)	{ H B H M	{ 1025, 3000, 4400 und 4750	{ Berlin (Königs- wusterhausen) Wien Pancevo Barcelona Krakau London (Northolt) Paris Rom Sofia	Deutschland Österreich Jugoslawien Spanien Polen Großbritannien Frankreich Italien Bulgarien
Budapest (Székesfehérvár)	{ H A R H A X	{ 4050, 4400, 4750 und 8080		

Funkstelle	Rufzeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
------------	------------	--------------------------	-----------------	------

B. Außereuropäische Staaten.

Ägypten				
Abu Zabal (bei Kairo) . . .	SUC	9000, 11 000 und 12 000	Berlin (Nauen) London (Oxford) Paris (Lyon) Rom	Deutschland Großbritannien Frankreich Italien
Argentinien				
Buenos Aires	LPV LPW LPZ	6400 bis 27 500	Berlin (Nauen) Paris Rom	Deutschland Frankreich Italien
Australischer Staatenbund				
Sydney und Rabaul . . .	VIS VJZ	51,5 und 2500	Malabar (Bandoeng) Nouméa Ocean Island Tulagi	Niederl.-Indien Neukaledonien Gilbert-Archipel Salomon-Inseln
Barbados (Brit. Westindien)				
Barbados . . .	VPO	—	Fort de France Paramaribo	Martinique Niederl.-Guyana
Brasilien				
Rio de Janeiro (Sepetiba) . . .	SPY	21 818	Berlin (Nauen) Paris Rom	Deutschland Frankreich Italien
Burma				
Rangoon	VTR	—	Sabang	Niederl.-Indien
Canada				
Halifax	VCS	—	London (Oxford) Rom (Coltano)	Großbritannien Italien
China				
Mukden	XOM	—	Berlin (Nauen) Paris	Deutschland Frankreich
Peking	NPP	—	Rom (S. Paolo)	Italien
Shanghai	FFZ	—	Paris	Frankreich
Ceylon				
Matara	BZE	—	Aden	Arabien
Dahomey				
Cotonou	HWH	—	Paris	Frankreich
Cook-Inseln				
Rarotonga	VMR	—	Papeete	Tahiti
Erythräa				
Massaua	ICX	3500, 4000 und 11 150	Mogadiscio Rom	Ital. Somaliküste Italien
Fidschi-Inseln				
Suva	VPD	1200, 1450 und 1600	Nouméa	Neukaledonien
Franz. Elfenbeinküste				
Grand Bassam	HWG	—	Paris	Frankreich
Franz.-Guinea				
Conakry	HWD	—	Paris Rufisque	Frankreich Senegal

Funkstelle	Ruf- zeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
Franz.-Guyana				
Cayenne	HYW	600	Destrellan Fort de France Paramaribo Paris	Guadeloupe Martinique Niederl.-Guyana Frankreich
Franz.-Indochina				
Saïgon	HZA	15 800 und 20 800	Malabar (Bandoeng) Paris Nouamé	Niederl.-Indien Frankreich Neukaledonien
Frz. Somaliküste				
Djibouti	HZE	—	Paris	Frankreich
Frz.-Westafrika				
Bamako	—	—	Paris	Frankreich
Großlibanon				
Beirut	FUL	10 300	Bassra Belgrad Paris Rom (Coltano) Prag Wien	Irak Jugoslawien Frankreich Italien Tschechoslowakei Österreich
Guadeloupe				
Destrellan	HYU	—	Cayenne Fort de France Paris Porto-Rico Port' of Spain	Franz.-Guyana Martinique Frankreich Porto-Rico Trinidad
Hawai-Inseln				
Honolulu	NPM	—	San Francisco Tokio	Vereinigte Staaten Japan
Irak				
Bassra	VTC	—	Beirut	Großlibanon
Ital. Somaliküste				
Mogadisco	ISG	—	Rom (S. Paolo) Massaua	Italien Erythräa
Japan				
Tokio (Iwaki)	JJC	4000 bis 7000	Malabar (Bandoeng) Honolulu	Niederl.-Indien Hawai
Osaka	JOS		Paris Berlin (Nauen)	Frankreich Deutschland
Kanarische Inseln				
Las Palmas	EAL	—	Cadiz	Spanien
Teneriffa	EAT	—		
Libyen				
Bengasi und Tripolis	JCJ JCK	—	Rhodos Rom (Cento Celle) Tarent	Insel Rhodos Italien Italien
Malta				
Calafra	GHA	—	Ismaïla Kidbrooke	Ägypten Großbritannien
Rinella	BYZ	—	Cleethorpes	Großbritannien
Malta	VPT	—	Tarent	Italien

Funkstelle	Ruf- zeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land
Martinique			Barbados	Brit.-Westindien
			Cayenne	Franz.-Guyana
			Destrellan	Guadeloupe
Fort de France	H Z H	—	Ensenada	Porto-Rico
			Paramaribo	Niederl.-Guyana
			Port of Spain	Trinidad
			S. Lucia	S. Lucia
			St. Martin	St. Martin
Neukaledonien			Brisbane	Australien
		30, 51,	Paris	Frankreich
Nouméa	H Z G	750 und 800	Port Vila	Neue Hebriden
			Saïgon	Franz.-Indochina
			Suva	Fidschi-Inseln
			Sydney	Australien
Neue Hebriden				
Port Vila . . .	H V W	—	Nouméa	Neukaledonien
Niederl.-Guyana			Barbados	Brit.-Westindien
Paramaribo . .	P J N	—	Cayenne	Franz.-Guyana
			Fort de France	Martinique
Niederl.-Indien			Amsterdam	
		6 600,	(Kootwijk)	Niederlande
		7 700,	Berlin (Nauen)	Deutschland
Malabar	P K X	9 000,	Saïgon	Franz.-Indochina
(Bandoeng)		10 000,	San Francisco	Vereinigte Staaten
		13 400,	Sydney	Australien
		15 600	Tokio	Japan
		und 20 000	Dili	Portug.-Timor
Koepang	P K D	1800		
La Réunion			Paris	Frankreich
St. Denis	H Y O	—		
Rhodos			Bengasi	Libyen
Rhodos.	I C W	—	Rom	Italien
			Tarent	Italien
Salomon-Inseln				
Tulagi.	V Q J	—	Rabaul	Australischer Staatenbund
Samoa				
Apia	V M G	—	Papeete	Tahiti
Tutuila	N P U	—	Papeete	Tahiti
Senegal				
Rufisque	H W C	—	Conakry	Franz.-Guinea
S. Lucia				
S. Lucia	V Q H	—	Fort de France	Martinique
St. Martin				
St. Martin . . .	P J D	—	Fort de France	Martinique
Tahiti			Apia	Samoa
Papeete	H V X	2250	Paris	Frankreich
			Rarotonga	Cook-Inseln
			Tutuila	Cook-Inseln
Trinidad			Destrellan	Guadeloupe
Port of Spain .	G O R	2275, 2400	Fort de France	Martinique

Funkstelle	Rufzeichen	Benutzte Wellenlänge (m)	Gegenfunkstelle	Land				
Vereinigte Staaten von Amerika	WCI WGG WII WIR WIZ WOK WOL WQK WQL WRT WRQ WSS	13 265, 13 330, 13 750, 15 900, 16 465 und 16 700	Berlin (Nauen und Eilvese) London Paris Rom Stavanger Stockholm Warschau	Deutschland Großbritannien Frankreich Italien Norwegen Schweden Polen				
New York (Barnegat, Coram Hill, Long Island, Marion, New Brunswick, New Jersey, Rocky Point, St. James, Tuckerton)								
San Francisco (Bolinas) }					NPG {	2400, 3950, 7900 und 10 500	Malabar (Bandoeng) Honolulu	Niederl.-Indien Hawai

7. Rufzeichenlisten.

A. Verteilung der Rufzeichen für Küsten- und Bordfunkstellen.

Tabelle 119.

AAA — AMZ	Deutschland.	F	Französische Kolonien und Schutzgebiete.
ANA — APZ	Niederländ.-Indien.	GAAA — GWBB	Großbritannien.
AQA — AWZ	Norwegen.	GWBC — GWJZ	Irland.
AXA — AXZ	Polen.	GWKA — GZZZ	Großbritannien.
AYA — AYZ	Venezuela.	HAA — HAZ	Ungarn.
AZA — AZZ	Estland.	HBA — HBZ	Schweiz.
B	Großbritannien.	HCA — H CZ	Ekuador.
CAA — CEZ	Chile.	HDA — HEZ	Niederlande.
CFA — CKZ	Englische Kolonien u. Schutzgebiete.	HFA — HFZ	Serbien, Kroatien u. Slawonien.
CLA — CMZ	Spanien.	HGA — HHZ	Siam.
CNA — CNZ	Marokko.	HIA — HIZ	Dominikanische Republik.
COA — COZ	Großbritannien.	HJA — HKZ	Kolumbien.
CPA — CPZ	Bolivien.	HLA — HNU	Spanien.
CQA — CQZ	Monako.	HNV — HNZ	Neue Hebriden.
CRA — CRZ	Portugies. Kolon.	HOA — HZZ	Französische Kolonien und Schutzgebiete.
CSA — CUZ	Portugal.	I	Italien u. Kolon.
CVA — CVZ	Rumänien.	J	Japan u. Besitzungen.
CWA — CWZ	Uruguay.	KAA — KAY	Deutschland.
CXA — CXZ	Spanien.	KAZ	Danzig.
CYA — CZZ	Mexiko.	KBA — KBZ	Deutschland.
DAA — DSZ	Deutschland.	KCA — KCZ	Lettland.
DTA — DTZ	Danzig.		
DUA — DZZ	Deutschland.		
EAA — EHZ	Spanien u. Kolon.		
EIA — EZZ	Großbritannien.		

KDA — KZZ	Vereinigte Staaten von Amerika.	SAA — SMZ	Schweden.
LAA — LHZ	Norwegen.	SNA — STZ	Brasilien.
LIA — LRZ	Argentinien.	SUA — SUZ	Ägypten.
LSA — LUZ	Großbritannien.	SVA — SZS	Griechenland.
LVA — LVZ	Guatemala.	TAA — TEZ	Türkei.
LWA — LWZ	Norwegen.	TFA — TFZ	Island.
LXA — LZZ	Bulgarien.	TGA — THZ	Griechenland.
M	Großbritannien.	TIA — TOZ	Spanien.
N	Vereinigte Staaten von Amerika.	TPA — TUZ	Norwegen.
OAA — OBZ	Peru.	TVA — TZZ	Niederlande.
OCA — OFZ	Großbritannien.	UAA — UMZ	Französische Kolon. u. Schutzgebiete.
OGA — OIZ	Dänemark.	UNA — UNZ	Serbien, Kroatien u. Slawonien.
OJA — OJZ	Finnland.	UOA — UOZ	Österreich.
OKA — OKZ	Tschechoslowakei.	UPA — UZZ	Italien.
OLA — OMZ	Niederlande.	VAA — VGZ	Kanada.
ONA — OTZ	Belgien u. Kolonien.	VHA — VKZ	Austral. Staatenbund.
OUA — OZZ	Dänemark.	VLA — VMZ	Neuseeland.
PAA — PIZ	Niederlande.	VNA — VNZ	Südafrikan. Union.
PJA — PJM	Curaçao.	VOA — VOZ	Neufundland.
PJN — PJZ	Surinam.	VPA — VSZ	Britische Kolonien u. Schutzgebiete ohne eigene Regierung.
PKA — PMZ	Niederländ.-Indien.	VT A — VWZ	Britisch-Indien und Persischer Golf.
PNA — PPZ	Brasilien.	VX A — VZZ	Britische Kolonien u. Schutzgebiete.
PQA — PSZ	Portugal.	W	Vereinigte Staaten von Amerika.
PTA — PVZ	Brasilien.	XAA — XDZ	Mexiko.
PWA — PWZ	Kuba.	XEA — XMZ	Großbritannien.
PXA — PZZ	Niederlande.	XNA — XSZ	China.
Q	Vorbehalten für die Abkürzungen.	XTA — XZZ	Großbritannien.
RAA — RQZ	Rußland.	Y	Großbritannien.
RRA — RWS		Z	Großbritannien.
RWT — RWZ	Albanien.		
RXA — RXZ	Panama.		
RYA — RYZ	Litauen.		
RZA — RZZ			

B. Rufzeichenliste der bekanntesten Funkstellen.

Tabelle 120.

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle	
ACA	Aldershot	AFZ	Nauen	
AD	Amsterdam	AGA		
AFL	Königs Wusterhausen	AGB		
AFM		AGC		
AFN		AGN		
AFO		AGO		
AFQ		AGP		
AFP		AGQ		
AFR		AGR		
AFS		AGS		
AFT		AGT		
AFV		AGU		
AFW		AGW		
AFY			AXJ	Posen

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle
A X K	Graudenz	C C G	Santiago Moneda
A X L	Warschau	CCV	Puerto Borriés
A X M		CCW	Punta Arenas
A X O		CCX	Punta Arenas
A X P	Krakau	CCZ	Bahia Felix
A Y A	Caracas	CFR	Radio Paris
A Y C	Cabello, Puerto	CGI	Willis Islets
A Y F	Maracaibo	CLM	Mahon
A Y G	La Guaira	CLZ	San Fernando (La Car- raca)
A Z A	Reval	C N A	Agadir
A Z I	Hapsal	C N M	Mediouna
A Z N	Narwa	C N P	Casablanca-Chetaba
A Z R	Revalstein	C N W	Tanger
B A B	Baku	C N Y	Mogador
B C Q	Makhatch Kala	C P C	Jacuibá
2 B D	Aberdeen	CPD	Esteros
2 B E	Belfast	CPF	Viacha
6 B M	Bournemouth	CPH	VillaBella
B T H	Beirut	C P I	Trinidad
B U C	Bukarest-Herestrau	C R A	Bissau
B V N	Flamborough	CRB	Bolama
B V T	Cairo	CRD	S. Thomé
B V Y	Lizard	CRF	São Vicente
B W K	Kingstown	CRF F	São Filipe
B W W	North Front (Gibraltar)	CRK	Praia
B X W	Seletar, Singapore	C R L	Loanda
B X Y	Stonecutters (Hong- kong)	C R L L	Huambo
B Y B	Cleethorpes	C R L N	Lubango
B Y C	Horsea	C R L Q	S. Antonio do Zaire
B Y D	Aberdeen	CRM	Mossamedes
B Y E	Ipswich	CRQ	Cabinda
B Y F	Pembroke	CRS	Macao
B Y H	Rosyth	CRT	Beira
B Y K	Sherness	CRV	Moçambique
B Y N	Portland	CRW	Quelimane
B Y O	Rame Head	CR Y	Inhambane
B Y W	Gibraltar (Rock)	CRZ	Lourenço Marques
B Y Y	S. Angelo (Malta)	CTG	Cartagena (Kolumbien)
B Y Z	Rinella	CTP	Lavadores Porto
B Z B	Bermuda	CTT	Faro
B Z E	Matara, Ceylon	CTV	Monsanto (Lissabon)
B Z F	Aden	C V A Z	Constanza-Tunnel
B Z G	Mauritius	CVL	Oradeamare
B Z L	Demerara	C W A	Cerrito de la Victoria
B Z Q	Christiana (Jamaika)	C W L	Flores, Insel
B Z R	Sommerset Island	C W R	Rocha
C A	Puerto Cortez	D G	Danzig
CCB	Antofagasta	E A A	Madrid (Aranjuez)
CCD	Juan Fernández	E A B	Barcelona
CCE	Valparaiso	E A C	Cadiz
		E A F	Finisterre, Kap

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle
EAL	Las Palmas	FJJ	Djibouti
EAP	Palos, Kap	FL	Paris (Eiffelturm)
EAS	Cabo Mayor	FMA	Monrovia
EAT	Izaña (Teneriffa)	FNB	Paris-Le Bourget
EAV	Vigo	FNC	Nancy
EAY	S. Isabel de Fernando P60	FNM	Marignane
EBAW	Le Ferrol	FNX	Bordeaux
EBW	Le Ferrol	FQ	Paris
EBX	Cartagena	FRU	Rufisque
EBY	San Fernando, Cadiz	FSC	Bonifacio, Korsika
ECL	Sevilla	FUA	Bizerte-Sidi Abdallah
ECLF	Granada	FUB	Bizerte-Carouba
EGA	Almeria	FUC	Cherbourg-Rouges Terres
EGB	Melilla	FUD	Dünkirchen-Castelnaud
EGC	Madrid (Carabanchel)	FUE	Mengam
EGD	Ceuta	FUI	Ajaccio-Aspretto
EGE	Barcelona	FUK	Oran-Ain-el-Turk
EGF	Larache	FUQ	Porquerolles
EGG	Valencia (Spanien)	FUR	Rochefort-sur-Mer
EGH	Bilbao	FUT	Toulon-Mourillon
EGI	Mahon	FW	Sainte Assise
EGJ	Coruña	FWA	Qwang-Tchéou-Wan
EGK	Tetuan		
EGM	Malaga	GBL	} Oxford-Leafield
EGO	Alhucemas	GBM	
ELN	Tallinn	GBR	Rugby
EPU	Hapsal	GCC	Cullercoats
ERW	Eriwan	GDX	Isle of Man
		GE	Lympne
FAO	Hanoi	GEL	Lerwick
FBA	Grand Bassam	GEY	Guernsey
FCO	Conakry	GFA	London (Air Ministry)
FDA	Dakar	GFZ	Howden
FEI	Brest-Moulin du Seigneur	GGB	Aldershot
FEJ	Djidjelly	GHA	Calafra, Malta
FER	Pointe du Raz	GHB	Hinai, Bagdad
FES	Rockefort-Soubise	GJF	Florenz
FEX	La Trinité	GKB	} Northolt
FEZ	St. Nazaire-Ville-ès-Martin	GKC	
FF	Sofia	GKD	Round Island
FFA	Algier	GKR	Wick
FFB	Boulogne-sur-Mer	GKU	Devizes
FFC	Bonifacio	GKZ	Humber
FFD	Beirut	GLA	} London, Brentwood
FFH	Le Havre	GLB	
FFI	Dieppe	GLO	
FFM	Marseille	GLP	
FFN	Nizza	GLC	Carnarvon
FFS	Ste. Marie de la Mer	GLD	Land's End
FFU	Ouessant	GLV	Seaforth (Liverpool)
FFW	Bizerte-Sétié-Meriem	GMH	Malin Head
FFX	Bordeaux (Le Bouscat)	GNF	North Foreland
FFZ	Schanghai (Zi-ka-wei)	GNI	Niton

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle
GOH	Montserrat	HZG	Nouméa
GPK	Portpatrick	HZH	Fort de France
GRD	Graudenz		
GRL	Fishguard	ICA	Ancona
GSW	Stonehaven	ICC	Coltano
		ICB	Genua
HAR }	Budapest (Szekesfehervár)	ICD	Rom-Centocelle
HAW }		ICE	Brindisi
HAX }		ICF	Messina
HB	Budapest-Csepel	ICG	Pantellaria
HBA }	Bern (Münchenbuchsee)	ICH	Neapel
HBB }		ICI	Mailand
HBK	Zürich (Dübendorf)	ICM	Coltano
HB1	Genf	ICJ	Bengasi
HB2	Lausanne	ICK	Tripoli
HCE	Esmeraldas	ICN	Neapel
HCG	Guayaquil	ICO	Derna
HCQ	Quito	ICP	Palermo
HDO	Hilversum	ICQ	Bari
HFA	Zagreb	ICR	Punta Sperone
HFB	Belgrad-Banica	ICS	Spezia
HFC	Serajewo	ICT	Tarent
HFF	Belgrad	ICU	Tobruk
HFS	Skoplje	ICV	Vittoria
HGA	Bangkok	ICW	Rhodos
HIA	S. Donmigo	ICX	Massaua
HIB	La Romana	ICY	Assab
HJB	Puerto Colombia	ICZ	Venedig
HM	Fuhlsbüttel (Hamburg)	IDA	Stampalia
		IDD	Lipari
HVA	Hanoi	IDE	Stromboli
HVB	Kien an	IDG	Coltano
HVD	Moncay	IDH	Cotrone
HVH	Fort Bayard	IDK	Leghorn (Livorno)
HVX	Papeete (Tahiti)	IDL	Civitavecchia
HVY	Makatea	IDN	Cirene
HWB	Dakar	IDO	Rom-San Paolo
HWC	Rufisque	IDR	Tempio Pausanio (Sardinien)
HWD	Conakry		
HWF	Tabou	IFM	Messina
HWG	Grand Bassam	IFR	Reggio Calabria
HWI	Port Etienne	IFV	Villa San Giovanni
HWZ	Duala	IQB	Fiume
HYD	Diégo Suarez	IQK	Konstantinopel
HYE	Majunga	IQS	} Mailand
HYG	Mutsamudu	IQT	
HYJ	Hellville	IQU	
HYL	Tamatave	IQW	Ancona
HYO	S. Denis-Reunion	IQX	Triest
HYS	St. Pierre	IQZ	Pola
HYW	Cayenne	IRG	Massaua
HZA	Saigon	IRM	Murano
HZE	Saigon (Djibouti)	ISE	Mogadiscio

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle
ISG	Mogadiscio	KAN	Wilhelmshaven
ISK	Guardafui, Kap	KAP	Pillau
ISM	Itala	KAT	Arngast, Leuchtturm
5IT	Birmingham	KAV	Norddeich
JAA	Iwaki	KAW	Swinemünde
JANB	Kobe	KAZ	Danzig
JBY	Kanazawa	KBE	Warnemünde
JCS	Choshi	KBH	Bremerhaven
JCX	Naha	KBK	Kiel
JDA	Dairenwan	KBK	Königsbucht (Spitz- bergen)
JDP	Dairenvan	KBN	Nordholz
JES	Osaka	KBP	Minsener Sand-Fschf.
JFK	Keelung	KBU	Stralsund
JFSA	Yokohama	KBV	Saßnitz
JHJ	Horomushiro	KBX	Cuxhaven
JJC	Funabashi	KCA	Riga
JKB	Kagoshima	KCB	Riga
JMAA	Keijo Radio	KCC	Windau
JMB	Mokuho	KCCQ	Libau (Liepaja)
JMCA	Mokuho	KDKA	East Pittsburg
JMD	Hozan	KDPS	Baytown
JME	Yokosuka	KDPU	Cascada
JMG	Sasebo	KDU	Reyes, Point
JMZ	Maizuru	KEA	Seldovia
JN	Jan Mayen	KEO	Bongao
JNY	Ishikari	KET	Bolinas
JOC	Otchishi	KFS	S. Francisco
JOS	Ose Zaki	KFT	Everett
JRS	Chichishima	KGC	Kanatak
JRT	Angaul	KGI	Kahuku
JRU	Ponape	KHA	Uyak
JRV	Saipan	KHF	Snag Point
JRV	Truk	KHG	Clarks Point
JRW	Palao	KHT	Naknek
JRX	Jalout	KIE	Kahuku
JRY	Angaur	KIM	Latouche
JRZ	Yap	KIV	Puerto Princesa
JSA	Rasajima	KIW	Zamboanga
JSB	Shogetsubito	KIX	Cuyo
JSDA	Shiba (Tokio)	KIY	S. José
JSM	Shiomisaki	KIZ	Malabang
JSX	Shimotsui	KKA	Yakutat
JTJ	Kobe	KMU	Ugashik
JTS	Tsuno-Shima	KMW	Akutan
JTW	Otamari	KNB	Galveston
JYR	Tokyo	KOG	Honolulu
JYS		KON	Union Bay
KAB	Bremerhaven, Lloyd- halle	KPE	Seattle
KAH	Helgoland	KPH	Bolinas
KAL	List (Blitselbucht)	KPM	Iloilo
		KPN	Isabella de Basilan
		KPY	S. Francisco (Camotes)

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle
KPZ	Mati	LPV	Monte Grande (Buenos Aires)
KQL	Hidden Inlet	LPW	
KRK	Krakau	LPZ	
KRNS	Kronstadt	6LV	Liverpool
KRX	Chichagof	LW0	Lemberg
KSC	Katalla	LWP	Bäreninsel
KUVS	New York	LY	Bordeaux (Lafayette)
KVT	Los Angeles	LZF	Varna
KVW	Seattle		
KW0	Port Beauclair	MPD	Poldhu
KWT	Palo Alto	MUU	Carnarvon
KWW	Radioville		
KXW	Ikatan	NAA	Arlington (Washington)
KYB	Honolulu	NAB	Cape Elizabeth (Portland)
KYL	Tamatave	NAC	Portsmouth (Amerika)
KZAD	Aparri	NAD	Boston
KZAG	San Vincente	NADX	Boston
		NAE	North Truro
LBZ	Karljohansvern	NAE	Cape Cod
LCH	Oslo	NAF	Newport
LCM	Stavanger	NAH	New York
LDB	Väröy	NAH	Sandy Hook
LDL	Flekkeröy	NAI	Philadelphia
LDM	Aalesund	NAJ	Great Lakes
LDW	Fausklö	NAK	Annapolis (Maryland)
LEI	Ingöy	NAL	Washington
LEK	Vardö	NAM	Norfolk
LF6	Svalbard (Spitzbergen)	NAN	Morehead City
LFR	Röst	NAO	Charleston
L6K	Utsire	NAP	St. Augustine
L6N	Bergen	NAR	Key West
LI	Lindenberg	NAS	Pensacola
LIC	Callegos	NAT	New Orleans
LIH	Buenos Aires - Darsena Norte	NAU	San Juan
		NAW	Guantanamo Bay
LII	Puerto Belgrano	NAX	Colon
LIK	Ushuaia	NAY	Brownsville
LIT	Eldorado	NAZ	Managua
LIU	Formosa (Argentinien)	NBA	Balboa
LIW	La Paz	NBB	St. Thomas
LIZ	Rio Santiago	NBD	Bar Harbor
LJA	San Antonio	NBG	Indianhead
LJB	Punta Mogotes	NBL	New London
LJC	Punta Delgada	NBM	Anacostia
LJD	San Julian	NBS	Surfside (Nantucket)
LJF	Rio Grande	NBS	Siasconsett (Nantucket)
LJL	Buenos Aires	NBX	South Pass (Louisiana)
LJM	Bahia Blanca	NCZ	Virginia Beach
2LO	London	NDD	Washington
LPA	Rosario de Santa Fé	NEL	Lakehurst
LPB	Paraná	NEV	Savannah
LPC	Corrientes	NFN	Cattle Point
LPD	Puerto Bermejo	NJG	S. Domingo City

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle
NKB	Galveston	PAS	Amsterdam
NLH	Point Montara	PCA	Amsterdam
NNI	St. Croix	BCB	Helder
NNT	Cabo Mala	PCC	Helder
NNW	La Palma	PCD	Vlissingen
5NO	Newcastle	PCFF	Amsterdam
NPA	Cordova	PCG	Assel
NPE	Fort Stevens	PCGG	Haag
NPE	North Head	PCH	Scheveningen
NPQ	San Francisco	PCI	Ymuiden
NPK	Point Arguello	PCM M	Haag
NPM	Pearl Harbor (Honolulu)	PJA	Aruba
NPN	Guam	PJB	Bonaire
NPO	Cavite	PJC	Curaçao
NPP	Peking	PJD	S. Martin
NPQ	S. Paul (Alaska)	PJN	Paramaribo
NPR	Dutch Harbor	PKA	Sabang
NPU	Tutuila (Samoa)	PKB	Weltevreden (Batavia)
NPW	Eureka	PKC	Sitoebondon
NQC	Bar Harbor	PKD	Koepang
NSS	Washington (Annapolis)	PKE	Amboina
NYW	St. Georg Point	PKE	Balik Papan
NZW	North Island	PKH	Surabaya
		PKI	Bengkalis
		PKJ	Neira
0AN	Magdalena del Mar	PKK	Manokwari
0AQ	Leticia	PKN	Semarang
0AY	Iquitos	PKR	Bima
0CDJ	Issy-les-Moulineaux	PKX	Malabar
0CTU	Tunis Kasbah	PKZ	Taroena
0HD	Deutsch-Altenburg	POZ	Nauen
0HO	} Wien	PQH	Fayal
0HW		PQK	S. Maria
0JA	Helsingfors-Sandhamns	PQM	S. Miguel
0JB	Wiborg	PQT	Terceira
0JC	Kotka	PQU	Funchal
0JD	Hangö	PWA	Habana
0JE	Åbo	PWB	Nueva Gerona
0JG	Waasa	PWE	Baracoa
0KB	Brünn	PWZ	Santiago de Cuba
0KP	Prag		
0NA	Banana	RAC	Neu-Holland
0PO	Brüssel-Uccle	RAE	Kiew
0PVO	Ostende-Flugplatz	RAI	Moskau-Oktiabrskaja
0SA	Antwerpen	RAK	Nikolajeff
0SM	Konstantinopel	RAN	Obdorsk
0ST	Ostende	RAU	Taschkent
0UI	Eilvese	RAV	Tanganrock
0XA	Kopenhagen	RCD	Anadyr
0XB	Blaavandshuk	RCF	Batum
0XC	Gjedser	RCH	Kerbinskaja
0XE	Lyngby	RCI	Kertsch
0XJ	Thorshavn	RCK	Mare Sale

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle
RCL	Najachan	SUC	Abu Zabal
RCO	Jalta	SUD	Port Sudan
RCP	Petropawlowsk	SUH	Alexandrien
RCT	Sewastopol	SXA	Athen
RCU	Waigatsch	SXB	Athen
RCV	Wladiwostok	SXC	Saloniki
RCW	Wladiwostok	SXD	Dedeagatsch
RCX	Jugorsche Straße	SXG	Athen
RDC	Marionpol	SXI	Korinth
RDE	Odessa	SXK	Kerkyra (Corfu)
RDK	Tiflis	SXL	Salamis
RDN	Noworossisk	SXM	Samos
RDW	Moskau	SXN	Candia (Kreta)
RDZ	Krasnowodsk	SXO	Chios
REA	Isakogorka (Archangelsk)	TFA	Reykjavik
REE	Murmansk	TÖ	Tromsö
REG	Sewastopol	TSY	Marstenen
REK	Feodosia	UA	Nantes (Basse Landes)
RET	Moskau	UAB	Djedeide
RFN	Chabarowsk	UB	Almirante
RFU	Matotschkin Schar	UC	Tela
RFV	Dickson	UFU	} St. Assise
RFY	Novi Port	UFZ	
RIC	Alexandrowsk	UJ	S. Marta
RT	Rotterdam	UNBB	Pancevo (Jugoslawien)
RYM	Memel	US	Swan Island
SAA	Karlskrona	UX	Port Limon
SAB	Gothenburg	VAB	Point Grey
SAC	Trälleborg	VAG	Bull Harbour
SAE	Gotland	VAH	Dead Tree Point
SAF	Vaxholm	VAL	Seal Island
SAH	Härnösand	VAR	St. John
SAI	Boden	VAS	Louisburg
SAJ	Karlsborg	VAT	St. Paul Island
SAL	Vinga	VAU	Yarmouth (Brit. N-Amer.)
SAM	Hällö	VAV	Chebucto Head
SAN	Morup	VAZ	Cape Race
SAR	Karlsborg	VBN	Port Nelson
SASA	Stockholm	VCA	Montreal
SASB	Gothenburg	VCC	Quebec
SASC	Malmö	VCE	Cape Race
SASD	Sundsvall	VCK	Clarke City
SASE	Boden	VCL	Point Armour
SSC	Glasgow	VCM	Belle Isle
SNI	Ilha das Cobras	VCN	Grindstone Island
SNR	Port Natal	VCO	North Sidney
SOV	Santa Cruz	VCR	Cape Ray
SPN	Fernando de Noronha	VCS	Camperdown (Halifax)
SPO	Olinda, Pernambuco	VIA	Adelaide
SPS	Mont Serrat	VIB	Brisbane
SPT	Cabo de S. Thomé	VIC	Cooktown
SPY	Rio de Janeiro	VID	Darwin
SUB	Port Said		

Rufzeichen	Name der Funkstelle	Rufzeichen	Name der Funkstelle
V I H	Hobart	W C G	New York
V I M	Melbourne	W G G	Tuckerton
V I R	Rockhampton	W G L	Philadelphia
V I S	Sydney	W G V	Galveston
V I T	Townsville	W H E	Philadelphia
V I U	Kieta	W H I	New York
V I V	Madang	W I I	New Brunswick
V I W	Wyndham	W I L	Wilna
V J Z	Rabaul	W I M	Chatham (Amerika)
V K T	Nauru	W K A Q	San Juan
V L A	Awanui	W K I	Port Arthur
V L B	Awarua	W N U	New Orleans
V L C	Chatham Islands	W N Y	New York
V L D	Auckland	W O D	Beaumont
V L W	Wellington	W O E	Palm Beach
V N C	Kapstadt	W P A	Port Arthur (Texas)
V N D	Durban	W Q K	Rocky Point
V N Q	Port Elizabeth	W R Q	Marion
V P B	Colombo	W R T	New Brunswick
V P C	Falkland Islands	W S C	Tuckerton, New Jersey
V P D	Suva	W S E	New York
V P J	Berbera	W S O	Marion
V P M	Tobago	W S S	New York
V P O	Barbados	W S T	New London
V P P	Belize	W U A J	Manila
V P Q	Mombassa	W V O	Boston
V P S	Hongkong	W V P	Governors Island
V P T	Malta	W X Q	Fort Egbert
V P U	Freetown	W X T	S. Michael
V P W	Singapore	W X W	Noorvik
V P X	Penang	W X Y	Nome
V P Y	Lagos		
V P Z	Zanzibar	X A A	Vera Cruz
V Q F	Kuching	X A J	Tampico de Taumalipas
V Q H	St. Lucia	X A K	Acapulco de Guerrero
V Q I	Kingston (Jamaica)	X A M	Merida de Yucatan
V S F	Harbour Island	X A N	Salina Cruz
V S G	Inagua	X D A	Chapultepec
V S H	Bathurst	X N P	Canton
V T C	Basrah	X O C	Wuchang
V T D	Diamond Island	X O F	'Tschifu
V T R	Rangoon	X O M	Mukden
V W A	Allahabad	X O W	Foochow
V W B	Bombay	X Q L	Kalgan
V W C	Calcutta	X P K	Peking
V W D	Delhi	X R T	Tsingtau
V W K	Karachi	X S G	Wusung
V W M	Madras	X S H	Schanghai
V W P	Peshawar	5 X X	Daventry
		X Y Z	Peking
5 W A	Cardiff	Y G	S. Pierre des Corps (Tours)
W A R	Warschau	Y N	Lyon
W B F	Boston		
W C C	Marion	2 Z Y	Manchester

Siebenter Teil.

Anhang.

I. Zahlenwerte von Schwingungskreisen.

Bearbeitet von G. Meßtorff.

Vorbemerkung: Für die Fortpflanzungsgeschwindigkeit ist $3 \cdot 10^8$ m/sec gesetzt.

Die 4. Spalte enthält das Produkt der Kapazität C und der Selbstinduktion L (beide in cm gemessen) des betreffenden Schwingungskreises nach der Beziehung

$$\lambda_{\text{Meter}} = \frac{2\pi}{100} \sqrt{C_{\text{cm}} \cdot L_{\text{cm}}}.$$

Die 5. Spalte enthält gleichfalls dieses Produkt, jedoch C in $\mu\mu\text{F}$ und L in mH gemessen, nach der Beziehung $\lambda_{\text{Meter}} = 18,974 \cdot \pi \sqrt{C_{\mu\mu\text{F}} \cdot L_{\text{mH}}}$.

Die beiden letzten Spalten enthalten die Wellenlängendifferenzen in m, die zur Erzeugung einer Schwebungsfrequenz von 500 bzw. 1000 Hertz erforderlich sind. Von $\lambda = 2000$ m an sind je 2 Zahlen angegeben; die obere Zahl bedeutet die Wellenlängendifferenz, wenn die Überlagerer-Welle kleiner als die Empfangswelle (Spalte 1) ist; die untere Zahl bedeutet die Wellenlängendifferenz, wenn die Überlagerer-Welle größer als die Empfangswelle ist. Beträgt z. B. die zu überlagernde Wellenlänge 5000 m, so wird mit den Wellen 4918 und 5085 m eine Schwebungsfrequenz von 1000 Hertz erzeugt.

Tabelle 121.

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{\text{cm}} \cdot L_{\text{cm}}$	$C_{\mu\mu\text{F}} \cdot L_{\text{mH}}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungsfrequenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
1	$3,0 \cdot 10^8$	$1,885 \cdot 10^9$	253,3	$2,815 \cdot 10^{-4}$	$1,667 \cdot 10^{-6}$	$3,333 \cdot 10^{-6}$
2	$1,5 \cdot 10^8$	$9,425 \cdot 10^8$	1013	$1,126 \cdot 10^{-3}$	$6,667 \cdot 10^{-6}$	$1,333 \cdot 10^{-5}$
3	$1,0 \cdot 10^8$	$6,283 \cdot 10^8$	2280	$2,533 \cdot 10^{-3}$	$1,500 \cdot 10^{-5}$	$3,000 \cdot 10^{-5}$
4	$7,5 \cdot 10^7$	$4,712 \cdot 10^8$	4053	$4,503 \cdot 10^{-3}$	$2,667 \cdot 10^{-5}$	$5,333 \cdot 10^{-5}$
5	$6,0 \cdot 10^7$	$3,770 \cdot 10^8$	6332	$7,036 \cdot 10^{-3}$	$4,167 \cdot 10^{-5}$	$8,333 \cdot 10^{-5}$
6	$5,0 \cdot 10^7$	$3,142 \cdot 10^8$	9119	$1,013 \cdot 10^{-2}$	$6,000 \cdot 10^{-5}$	$1,200 \cdot 10^{-4}$
7	$4,286 \cdot 10^7$	$2,693 \cdot 10^8$	12410	$1,379 \cdot 10^{-2}$	$8,167 \cdot 10^{-5}$	$1,633 \cdot 10^{-4}$
8	$3,75 \cdot 10^7$	$2,356 \cdot 10^8$	16210	$1,801 \cdot 10^{-2}$	$1,067 \cdot 10^{-4}$	$2,133 \cdot 10^{-4}$
9	$3,333 \cdot 10^7$	$2,094 \cdot 10^8$	20520	$2,279 \cdot 10^{-2}$	$1,350 \cdot 10^{-4}$	$2,700 \cdot 10^{-4}$
10	$3,0 \cdot 10^7$	$1,885 \cdot 10^8$	25330	$2,815 \cdot 10^{-2}$	$1,667 \cdot 10^{-4}$	$3,333 \cdot 10^{-4}$
15	$2,0 \cdot 10^7$	$1,257 \cdot 10^8$	57000	$6,336 \cdot 10^{-2}$	$3,752 \cdot 10^{-4}$	$7,504 \cdot 10^{-4}$
20	$1,5 \cdot 10^7$	$9,425 \cdot 10^7$	$1,013 \cdot 10^5$	0,1126	$6,667 \cdot 10^{-4}$	$1,333 \cdot 10^{-3}$
25	$1,2 \cdot 10^7$	$7,542 \cdot 10^7$	$1,583 \cdot 10^5$	0,1758	$1,041 \cdot 10^{-3}$	$2,083 \cdot 10^{-3}$
30	$1,0 \cdot 10^7$	$6,283 \cdot 10^7$	$2,280 \cdot 10^5$	0,2533	$1,500 \cdot 10^{-3}$	$3,000 \cdot 10^{-3}$
35	$8,572 \cdot 10^6$	$5,386 \cdot 10^7$	$3,104 \cdot 10^5$	0,3450	$2,043 \cdot 10^{-3}$	$4,085 \cdot 10^{-3}$
40	$7,5 \cdot 10^6$	$4,712 \cdot 10^7$	$4,053 \cdot 10^5$	0,4503	$2,667 \cdot 10^{-3}$	$5,333 \cdot 10^{-3}$
45	$6,668 \cdot 10^6$	$4,190 \cdot 10^7$	$5,130 \cdot 10^5$	0,5704	$3,377 \cdot 10^{-3}$	$6,754 \cdot 10^{-3}$
50	$6,0 \cdot 10^6$	$3,770 \cdot 10^7$	$6,332 \cdot 10^5$	0,7036	$4,167 \cdot 10^{-3}$	$8,333 \cdot 10^{-3}$
55	$5,454 \cdot 10^6$	$3,427 \cdot 10^7$	$7,664 \cdot 10^5$	0,8514	$5,040 \cdot 10^{-3}$	$1,007 \cdot 10^{-2}$
60	$5,0 \cdot 10^6$	$3,142 \cdot 10^7$	$9,119 \cdot 10^5$	1,013	$6,000 \cdot 10^{-3}$	$1,200 \cdot 10^{-2}$

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{cm} \cdot L_{cm}$	$C_{\mu F} \cdot L_{mH}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungsdifferenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
65	$4,616 \cdot 10^6$	$2,901 \cdot 10^7$	$1,070 \cdot 10^6$	1,188	$7,040 \cdot 10^{-3}$	$1,408 \cdot 10^{-2}$
70	$4,286 \cdot 10^6$	$2,693 \cdot 10^7$	$1,241 \cdot 10^6$	1,379	$8,167 \cdot 10^{-3}$	$1,633 \cdot 10^{-2}$
75	$4,00 \cdot 10^6$	$2,514 \cdot 10^7$	$1,425 \cdot 10^6$	1,584	$9,375 \cdot 10^{-3}$	$1,875 \cdot 10^{-2}$
80	$3,75 \cdot 10^6$	$2,356 \cdot 10^7$	$1,621 \cdot 10^6$	1,801	$1,067 \cdot 10^{-2}$	$2,133 \cdot 10^{-2}$
85	$3,530 \cdot 10^6$	$2,217 \cdot 10^7$	$1,829 \cdot 10^6$	2,033	$1,204 \cdot 10^{-2}$	$2,408 \cdot 10^{-2}$
90	$3,333 \cdot 10^6$	$2,094 \cdot 10^7$	$2,052 \cdot 10^6$	2,280	$1,350 \cdot 10^{-2}$	$2,700 \cdot 10^{-2}$
95	$3,158 \cdot 10^6$	$1,984 \cdot 10^7$	$2,284 \cdot 10^6$	2,539	$1,504 \cdot 10^{-2}$	$3,008 \cdot 10^{-2}$
100	$3,00 \cdot 10^6$	$1,885 \cdot 10^7$	$2,533 \cdot 10^6$	2,815	$1,667 \cdot 10^{-2}$	$3,333 \cdot 10^{-2}$
110	$2,726 \cdot 10^6$	$1,712 \cdot 10^7$	$3,066 \cdot 10^6$	3,408	$2,017 \cdot 10^{-2}$	$4,034 \cdot 10^{-2}$
120	$2,500 \cdot 10^6$	$1,570 \cdot 10^7$	$3,648 \cdot 10^6$	4,054	$2,400 \cdot 10^{-2}$	$4,800 \cdot 10^{-2}$
130	$2,307 \cdot 10^6$	$1,450 \cdot 10^7$	$4,263 \cdot 10^6$	4,758	$2,817 \cdot 10^{-2}$	$5,634 \cdot 10^{-2}$
140	$2,143 \cdot 10^6$	$1,346 \cdot 10^7$	$4,965 \cdot 10^6$	5,518	$3,266 \cdot 10^{-2}$	$6,532 \cdot 10^{-2}$
150	$2,0 \cdot 10^6$	$1,257 \cdot 10^7$	$5,700 \cdot 10^6$	6,336	$3,752 \cdot 10^{-2}$	$7,504 \cdot 10^{-2}$
160	$1,875 \cdot 10^6$	$1,177 \cdot 10^7$	$6,486 \cdot 10^6$	7,210	$4,266 \cdot 10^{-2}$	$8,532 \cdot 10^{-2}$
170	$1,764 \cdot 10^6$	$1,108 \cdot 10^7$	$7,322 \cdot 10^6$	8,140	$4,815 \cdot 10^{-2}$	$9,630 \cdot 10^{-2}$
180	$1,666 \cdot 10^6$	$1,047 \cdot 10^7$	$8,208 \cdot 10^6$	9,122	$5,400 \cdot 10^{-2}$	0,1080
190	$1,579 \cdot 10^6$	$9,922 \cdot 10^6$	$9,146 \cdot 10^6$	10,15	$6,019 \cdot 10^{-2}$	0,1204
200	$1,5 \cdot 10^6$	$9,425 \cdot 10^6$	$1,013 \cdot 10^7$	11,26	$6,667 \cdot 10^{-2}$	0,1333
210	$1,428 \cdot 10^6$	$8,974 \cdot 10^6$	$1,117 \cdot 10^7$	12,41	$7,348 \cdot 10^{-2}$	0,1470
220	$1,363 \cdot 10^6$	$8,568 \cdot 10^6$	$1,225 \cdot 10^7$	13,62	$8,066 \cdot 10^{-2}$	0,1613
230	$1,304 \cdot 10^6$	$8,194 \cdot 10^6$	$1,339 \cdot 10^7$	14,88	$8,818 \cdot 10^{-2}$	0,1764
240	$1,250 \cdot 10^6$	$7,856 \cdot 10^6$	$1,458 \cdot 10^7$	16,22	$9,600 \cdot 10^{-2}$	0,1920
250	$1,200 \cdot 10^6$	$7,542 \cdot 10^6$	$1,583 \cdot 10^7$	17,58	0,1041	0,2083
260	$1,154 \cdot 10^6$	$7,248 \cdot 10^6$	$1,713 \cdot 10^7$	19,03	0,1126	0,2252
270	$1,111 \cdot 10^6$	$6,980 \cdot 10^6$	$1,846 \cdot 10^7$	20,51	0,1215	0,2430
280	$1,071 \cdot 10^6$	$6,732 \cdot 10^6$	$1,986 \cdot 10^7$	22,06	0,1307	0,2614
290	$1,035 \cdot 10^6$	$6,501 \cdot 10^6$	$2,130 \cdot 10^7$	23,66	0,1402	0,2804
300	$1,0 \cdot 10^6$	$6,283 \cdot 10^6$	$2,280 \cdot 10^7$	25,33	0,1500	0,3000
310	$9,680 \cdot 10^5$	$6,080 \cdot 10^6$	$2,433 \cdot 10^7$	27,04	0,1602	0,3204
320	$9,376 \cdot 10^5$	$5,890 \cdot 10^6$	$2,594 \cdot 10^7$	28,83	0,1707	0,3414
330	$9,092 \cdot 10^5$	$5,712 \cdot 10^6$	$2,760 \cdot 10^7$	30,66	0,1814	0,3628
340	$8,826 \cdot 10^5$	$5,544 \cdot 10^6$	$2,929 \cdot 10^7$	32,55	0,1927	0,3854
350	$8,572 \cdot 10^5$	$5,386 \cdot 10^6$	$3,104 \cdot 10^7$	34,50	0,2043	0,4085
360	$8,334 \cdot 10^5$	$5,236 \cdot 10^6$	$3,283 \cdot 10^7$	36,49	0,2160	0,4320
370	$8,110 \cdot 10^5$	$5,094 \cdot 10^6$	$3,467 \cdot 10^7$	38,54	0,2282	0,4564
380	$7,896 \cdot 10^5$	$4,960 \cdot 10^6$	$3,658 \cdot 10^7$	40,65	0,2407	0,4814
390	$7,694 \cdot 10^5$	$4,834 \cdot 10^6$	$3,854 \cdot 10^7$	42,84	0,2534	0,5068
400	$7,5 \cdot 10^5$	$4,712 \cdot 10^6$	$4,053 \cdot 10^7$	45,03	0,2667	0,5333
410	$7,319 \cdot 10^5$	$4,597 \cdot 10^6$	$4,258 \cdot 10^7$	47,32	0,2803	0,5606
420	$7,147 \cdot 10^5$	$4,488 \cdot 10^6$	$4,468 \cdot 10^7$	49,65	0,2939	0,5878
430	$6,974 \cdot 10^5$	$4,384 \cdot 10^6$	$4,686 \cdot 10^7$	52,08	0,3083	0,6166
440	$6,820 \cdot 10^5$	$4,284 \cdot 10^6$	$4,905 \cdot 10^7$	54,48	0,3227	0,6454
450	$6,668 \cdot 10^5$	$4,190 \cdot 10^6$	$5,130 \cdot 10^7$	57,04	0,3377	0,6754
460	$6,526 \cdot 10^5$	$4,097 \cdot 10^6$	$5,359 \cdot 10^7$	59,59	0,3527	0,7054
470	$6,386 \cdot 10^5$	$4,010 \cdot 10^6$	$5,593 \cdot 10^7$	62,19	0,3683	0,7366
480	$6,252 \cdot 10^5$	$3,926 \cdot 10^6$	$5,837 \cdot 10^7$	64,87	0,3841	0,7682
490	$6,122 \cdot 10^5$	$3,847 \cdot 10^6$	$6,084 \cdot 10^7$	67,62	0,4003	0,8006
500	$6,0 \cdot 10^5$	$3,77 \cdot 10^6$	$6,332 \cdot 10^7$	70,36	0,4167	0,8333

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{cm} \cdot L_{cm}$	$C_{\mu F} \cdot L_{mH}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungsfrequenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
510	$5,884 \cdot 10^5$	$3,695 \cdot 10^6$	$6,590 \cdot 10^7$	73,26	0,4337	0,8674
520	$5,772 \cdot 10^5$	$3,625 \cdot 10^6$	$6,852 \cdot 10^7$	76,17	0,4509	0,9018
530	$5,660 \cdot 10^5$	$3,557 \cdot 10^6$	$7,112 \cdot 10^7$	79,06	0,4682	0,9364
540	$5,556 \cdot 10^5$	$3,491 \cdot 10^6$	$7,387 \cdot 10^7$	82,10	0,4860	0,9720
550	$5,454 \cdot 10^5$	$3,427 \cdot 10^6$	$7,664 \cdot 10^7$	85,14	0,5040	1,007
560	$5,357 \cdot 10^5$	$3,367 \cdot 10^6$	$7,943 \cdot 10^7$	88,28	0,5227	1,045
570	$5,266 \cdot 10^5$	$3,314 \cdot 10^6$	$8,230 \cdot 10^7$	91,46	0,5416	1,083
580	$5,172 \cdot 10^5$	$3,250 \cdot 10^6$	$8,522 \cdot 10^7$	94,72	0,5608	1,122
590	$5,087 \cdot 10^5$	$3,196 \cdot 10^6$	$8,820 \cdot 10^7$	98,04	0,5806	1,161
600	$5,0 \cdot 10^5$	$3,142 \cdot 10^6$	$9,119 \cdot 10^7$	101,3	0,6000	1,200
610	$4,919 \cdot 10^5$	$3,091 \cdot 10^6$	$9,427 \cdot 10^7$	104,7	0,6205	1,241
620	$4,840 \cdot 10^5$	$3,041 \cdot 10^6$	$9,738 \cdot 10^7$	108,2	0,6410	1,282
630	$4,763 \cdot 10^5$	$2,993 \cdot 10^6$	$1,005 \cdot 10^8$	111,7	0,6620	1,324
640	$4,689 \cdot 10^5$	$2,946 \cdot 10^6$	$1,037 \cdot 10^8$	115,2	0,6830	1,366
650	$4,616 \cdot 10^5$	$2,901 \cdot 10^6$	$1,070 \cdot 10^8$	118,8	0,7040	1,408
660	$4,546 \cdot 10^5$	$2,857 \cdot 10^6$	$1,103 \cdot 10^8$	122,5	0,7262	1,452
670	$4,478 \cdot 10^5$	$2,814 \cdot 10^6$	$1,136 \cdot 10^8$	126,3	0,7484	1,497
680	$4,412 \cdot 10^5$	$2,773 \cdot 10^6$	$1,171 \cdot 10^8$	130,1	0,7713	1,543
690	$4,348 \cdot 10^5$	$2,733 \cdot 10^6$	$1,206 \cdot 10^8$	134,0	0,7940	1,588
700	$4,286 \cdot 10^5$	$2,693 \cdot 10^6$	$1,241 \cdot 10^8$	137,9	0,8167	1,633
710	$4,226 \cdot 10^5$	$2,655 \cdot 10^6$	$1,277 \cdot 10^8$	141,8	0,8402	1,680
720	$4,167 \cdot 10^5$	$2,618 \cdot 10^6$	$1,313 \cdot 10^8$	145,9	0,8639	1,728
730	$4,111 \cdot 10^5$	$2,583 \cdot 10^6$	$1,350 \cdot 10^8$	150,0	0,8883	1,777
740	$4,055 \cdot 10^5$	$2,547 \cdot 10^6$	$1,387 \cdot 10^8$	154,2	0,9127	1,825
750	$4,0 \cdot 10^5$	$2,514 \cdot 10^6$	$1,425 \cdot 10^8$	158,4	0,9375	1,875
760	$3,948 \cdot 10^5$	$2,481 \cdot 10^6$	$1,463 \cdot 10^8$	162,5	0,9628	1,925
770	$3,896 \cdot 10^5$	$2,449 \cdot 10^6$	$1,502 \cdot 10^8$	166,8	0,9881	1,976
780	$3,846 \cdot 10^5$	$2,417 \cdot 10^6$	$1,541 \cdot 10^8$	171,2	1,014	2,028
790	$3,797 \cdot 10^5$	$2,386 \cdot 10^6$	$1,581 \cdot 10^8$	175,7	1,040	2,080
800	$3,75 \cdot 10^5$	$2,356 \cdot 10^6$	$1,621 \cdot 10^8$	180,2	1,067	2,133
810	$3,705 \cdot 10^5$	$2,327 \cdot 10^6$	$1,662 \cdot 10^8$	184,7	1,094	2,188
820	$3,659 \cdot 10^5$	$2,298 \cdot 10^6$	$1,703 \cdot 10^8$	189,3	1,120	2,240
830	$3,614 \cdot 10^5$	$2,271 \cdot 10^6$	$1,745 \cdot 10^8$	193,9	1,148	2,296
840	$3,573 \cdot 10^5$	$2,244 \cdot 10^6$	$1,787 \cdot 10^8$	198,6	1,176	2,352
850	$3,530 \cdot 10^5$	$2,217 \cdot 10^6$	$1,829 \cdot 10^8$	203,3	1,204	2,408
860	$3,488 \cdot 10^5$	$2,192 \cdot 10^6$	$1,872 \cdot 10^8$	208,1	1,232	2,464
870	$3,448 \cdot 10^5$	$2,167 \cdot 10^6$	$1,916 \cdot 10^8$	213,0	1,261	2,522
880	$3,409 \cdot 10^5$	$2,143 \cdot 10^6$	$1,961 \cdot 10^8$	218,0	1,290	2,580
890	$3,371 \cdot 10^5$	$2,118 \cdot 10^6$	$2,006 \cdot 10^8$	223,0	1,320	2,640
900	$3,333 \cdot 10^5$	$2,094 \cdot 10^6$	$2,052 \cdot 10^8$	228,0	1,350	2,700
910	$3,297 \cdot 10^5$	$2,071 \cdot 10^6$	$2,098 \cdot 10^8$	233,1	1,380	2,760
920	$3,261 \cdot 10^5$	$2,049 \cdot 10^6$	$2,144 \cdot 10^8$	238,2	1,410	2,820
930	$3,226 \cdot 10^5$	$2,027 \cdot 10^6$	$2,190 \cdot 10^8$	243,3	1,441	2,882
940	$3,192 \cdot 10^5$	$2,005 \cdot 10^6$	$2,237 \cdot 10^8$	248,6	1,472	2,944
950	$3,159 \cdot 10^5$	$1,984 \cdot 10^6$	$2,284 \cdot 10^8$	253,9	1,504	3,008
960	$3,126 \cdot 10^5$	$1,963 \cdot 10^6$	$2,333 \cdot 10^8$	259,3	1,536	3,072
970	$3,094 \cdot 10^5$	$1,943 \cdot 10^6$	$2,383 \cdot 10^8$	264,8	1,568	3,136
980	$3,062 \cdot 10^5$	$1,923 \cdot 10^6$	$2,433 \cdot 10^8$	270,4	1,600	3,200

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{cm} \cdot L_{cm}$	$C_{\mu\mu F} \cdot L_{mH}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungsdifferenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
990	$3,031 \cdot 10^5$	$1,904 \cdot 10^6$	$2,483 \cdot 10^8$	275,9	1,633	3,266
1000	$3,00 \cdot 10^5$	$1,885 \cdot 10^6$	$2,533 \cdot 10^8$	281,5	1,667	3,333
1050	$2,856 \cdot 10^5$	$1,794 \cdot 10^6$	$2,793 \cdot 10^8$	310,4	1,836	3,672
1100	$2,726 \cdot 10^5$	$1,712 \cdot 10^6$	$3,066 \cdot 10^8$	340,8	2,017	4,034
1150	$2,609 \cdot 10^5$	$1,638 \cdot 10^6$	$3,350 \cdot 10^8$	372,4	2,203	4,406
1200	$2,500 \cdot 10^5$	$1,570 \cdot 10^6$	$3,648 \cdot 10^8$	405,4	2,400	4,800
1250	$2,400 \cdot 10^5$	$1,503 \cdot 10^6$	$3,957 \cdot 10^8$	439,8	2,603	5,206
1300	$2,307 \cdot 10^5$	$1,450 \cdot 10^6$	$4,263 \cdot 10^8$	475,8	2,817	5,634
1350	$2,221 \cdot 10^5$	$1,395 \cdot 10^6$	$4,615 \cdot 10^8$	512,9	3,037	6,074
1400	$2,143 \cdot 10^5$	$1,346 \cdot 10^6$	$4,965 \cdot 10^8$	551,8	3,266	6,532
1450	$2,068 \cdot 10^5$	$1,299 \cdot 10^6$	$5,325 \cdot 10^8$	591,7	3,504	7,008
1500	$2,0 \cdot 10^5$	$1,257 \cdot 10^6$	$5,700 \cdot 10^8$	633,6	3,752	7,504
1550	$1,935 \cdot 10^5$	$1,215 \cdot 10^6$	$6,085 \cdot 10^8$	676,7	4,004	8,008
1600	$1,875 \cdot 10^5$	$1,177 \cdot 10^6$	$6,486 \cdot 10^8$	721,0	4,266	8,532
1650	$1,818 \cdot 10^5$	$1,142 \cdot 10^6$	$6,894 \cdot 10^8$	766,7	4,537	9,074
1700	$1,764 \cdot 10^5$	$1,108 \cdot 10^6$	$7,322 \cdot 10^8$	814,0	4,815	9,630
1750	$1,714 \cdot 10^5$	$1,076 \cdot 10^6$	$7,760 \cdot 10^8$	862,0	5,105	10,21
1800	$1,666 \cdot 10^5$	$1,047 \cdot 10^6$	$8,208 \cdot 10^8$	912,2	5,400	10,80
1850	$1,621 \cdot 10^5$	$1,018 \cdot 10^6$	$8,668 \cdot 10^8$	963,4	5,703	11,41
1900	$1,579 \cdot 10^5$	$9,922 \cdot 10^5$	$9,146 \cdot 10^8$	1015	6,019	12,04
1950	$1,538 \cdot 10^5$	$9,668 \cdot 10^5$	$9,630 \cdot 10^8$	1070	6,334	12,67
2000	$1,5 \cdot 10^5$	$9,425 \cdot 10^5$	$1,013 \cdot 10^9$	1126	{ 6,648 ¹⁾ 6,692	13,25 13,49
2050	$1,463 \cdot 10^5$	$9,192 \cdot 10^5$	$1,065 \cdot 10^9$	1183	{ 6,988 7,032	13,91 14,02
2100	$1,428 \cdot 10^5$	$8,974 \cdot 10^5$	$1,117 \cdot 10^9$	1241	{ 7,325 7,379	14,59 14,81
2150	$1,395 \cdot 10^5$	$8,768 \cdot 10^5$	$1,170 \cdot 10^9$	1301	{ 7,678 7,734	15,30 15,52
2200	$1,363 \cdot 10^5$	$8,568 \cdot 10^5$	$1,225 \cdot 10^9$	1362	{ 8,041 8,100	16,02 16,25
2250	$1,332 \cdot 10^5$	$8,373 \cdot 10^5$	$1,282 \cdot 10^9$	1425	{ 8,408 8,472	16,75 17,00
2300	$1,304 \cdot 10^5$	$8,194 \cdot 10^5$	$1,339 \cdot 10^9$	1488	{ 8,786 8,854	17,50 17,77
2350	$1,276 \cdot 10^5$	$8,020 \cdot 10^5$	$1,398 \cdot 10^9$	1555	{ 9,170 9,246	18,26 18,54
2400	$1,250 \cdot 10^5$	$7,856 \cdot 10^5$	$1,458 \cdot 10^9$	1622	{ 9,566 9,640	19,04 19,36
2450	$1,224 \cdot 10^5$	$7,693 \cdot 10^5$	$1,521 \cdot 10^9$	1689	{ 9,970 10,05	19,85 20,18
2500	$1,2 \cdot 10^5$	$7,542 \cdot 10^5$	$1,583 \cdot 10^9$	1758	{ 10,37 10,46	20,66 21,00
2550	$1,176 \cdot 10^5$	$7,392 \cdot 10^5$	$1,647 \cdot 10^9$	1830	{ 10,79 10,88	21,50 21,86
2600	$1,154 \cdot 10^5$	$7,248 \cdot 10^5$	$1,713 \cdot 10^9$	1903	{ 11,22 11,31	22,34 22,73
2650	$1,132 \cdot 10^5$	$7,114 \cdot 10^5$	$1,778 \cdot 10^9$	1977	{ 11,65 11,75	23,19 23,61
2700	$1,111 \cdot 10^5$	$6,980 \cdot 10^5$	$1,846 \cdot 10^9$	2051	{ 12,09 12,21	24,07 24,53
2750	$1,091 \cdot 10^5$	$6,854 \cdot 10^5$	$1,915 \cdot 10^9$	2128	{ 12,54 12,66	24,97 25,44

¹⁾ Von hier ab bedeutet:

die **obere** Zahl die Wellenlängendifferenz, wenn Überlagererwelle < Empfangswelle ist,
die **untere** Zahl die Wellenlängendifferenz, wenn Überlagererwelle > Empfangswelle ist.

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{cm} \cdot L_{cm}$	$C_{\mu F} \cdot L_{mH}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungsfrequenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
2800	$1,071 \cdot 10^5$	$6,732 \cdot 10^5$	$1,986 \cdot 10^9$	2206	{ 13,00 13,13	25,89 26,38
2850	$1,053 \cdot 10^5$	$6,615 \cdot 10^5$	$2,057 \cdot 10^9$	2286	{ 13,47 13,61	26,82 27,33
2900	$1,035 \cdot 10^5$	$6,501 \cdot 10^5$	$2,130 \cdot 10^9$	2366	{ 13,94 14,08	27,77 28,31
2950	$1,017 \cdot 10^5$	$6,392 \cdot 10^5$	$2,204 \cdot 10^9$	2450	{ 14,43 14,57	28,73 29,31
3000	$1,0 \cdot 10^5$	$6,283 \cdot 10^5$	$2,280 \cdot 10^9$	2533	{ 14,92 15,07	29,70 30,30
3050	98390	$6,180 \cdot 10^5$	$2,357 \cdot 10^9$	2619	{ 15,43 15,58	30,70 31,33
3100	96800	$6,080 \cdot 10^5$	$2,433 \cdot 10^9$	2704	{ 15,93 16,09	31,70 32,37
3150	95280	$5,986 \cdot 10^5$	$2,513 \cdot 10^9$	2793	{ 16,45 16,62	32,91 33,26
3200	93760	$5,890 \cdot 10^5$	$2,594 \cdot 10^9$	2883	{ 16,98 17,16	33,80 34,52
3250	92320	$5,800 \cdot 10^5$	$2,676 \cdot 10^9$	2974	{ 17,52 17,70	34,84 35,60
3300	90920	$5,712 \cdot 10^5$	$2,760 \cdot 10^9$	3066	{ 18,04 18,25	35,94 36,72
3350	89550	$5,627 \cdot 10^5$	$2,843 \cdot 10^9$	3159	{ 18,59 18,82	37,00 37,83
3400	88260	$5,544 \cdot 10^5$	$2,929 \cdot 10^9$	3255	{ 19,15 19,38	38,14 39,00
3450	86980	$5,465 \cdot 10^5$	$3,015 \cdot 10^9$	3351	{ 19,72 19,96	39,25 40,16
3500	85720	$5,386 \cdot 10^5$	$3,104 \cdot 10^9$	3450	{ 20,29 20,54	40,39 41,35
3550	84500	$5,310 \cdot 10^5$	$3,192 \cdot 10^9$	3548	{ 20,89 21,13	41,53 42,50
3600	83340	$5,236 \cdot 10^5$	$3,283 \cdot 10^9$	3649	{ 21,46 21,72	42,72 43,74
3650	82210	$5,165 \cdot 10^5$	$3,375 \cdot 10^9$	3750	{ 22,07 22,34	43,88 44,96
3700	81100	$5,094 \cdot 10^5$	$3,467 \cdot 10^9$	3854	{ 22,68 22,96	45,10 46,24
3750	80000	$5,027 \cdot 10^5$	$3,562 \cdot 10^9$	3958	{ 23,28 23,57	46,29 47,47
3800	78960	$4,960 \cdot 10^5$	$3,658 \cdot 10^9$	4065	{ 23,91 24,21	47,56 48,77
3850	77930	$4,896 \cdot 10^5$	$3,755 \cdot 10^9$	4173	{ 24,54 24,85	48,82 50,08
3900	76940	$4,834 \cdot 10^5$	$3,854 \cdot 10^9$	4284	{ 25,19 25,53	50,08 51,39
3950	75960	$4,772 \cdot 10^5$	$3,953 \cdot 10^9$	4394	{ 25,83 26,17	51,37 52,72
4000	75000	$4,712 \cdot 10^5$	$4,053 \cdot 10^9$	4503	{ 26,49 26,84	52,66 54,08
4050	74080	$4,653 \cdot 10^5$	$4,155 \cdot 10^9$	4617	{ 27,16 27,53	53,98 55,47
4100	73190	$4,597 \cdot 10^5$	$4,258 \cdot 10^9$	4732	{ 27,82 28,22	55,28 56,84
4150	72310	$4,541 \cdot 10^5$	$4,362 \cdot 10^9$	4847	{ 28,50 28,90	56,62 58,20
4200	71470	$4,488 \cdot 10^5$	$4,468 \cdot 10^9$	4965	{ 29,19 29,61	58,00 59,66
4250	70600	$4,436 \cdot 10^5$	$4,576 \cdot 10^9$	5087	{ 29,89 30,33	59,39 61,13
4300	69740	$4,384 \cdot 10^5$	$4,686 \cdot 10^9$	5208	{ 30,59 31,04	60,80 62,56
4350	68950	$4,333 \cdot 10^5$	$4,795 \cdot 10^9$	5328	{ 31,31 31,77	62,20 64,01

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{cm} \cdot L_{cm}$	$C_{\mu F} \cdot L_{mH}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungs- frequenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
4400	68200	$4,284 \cdot 10^5$	$4,905 \cdot 10^9$	5448	{ 32,03 32,50	63,60 65,50
4450	67420	$4,236 \cdot 10^5$	$5,017 \cdot 10^9$	5575	{ 32,76 33,25	65,08 67,04
4500	66680	$4,190 \cdot 10^5$	$5,130 \cdot 10^9$	5704	{ 33,53 34,03	66,52 68,53
4550	65920	$4,142 \cdot 10^5$	$5,244 \cdot 10^9$	5830	{ 34,27 34,79	68,00 70,09
4600	65260	$4,097 \cdot 10^5$	$5,359 \cdot 10^9$	5959	{ 35,03 35,54	69,49 71,65
4650	64530	$4,053 \cdot 10^5$	$5,476 \cdot 10^9$	6087	{ 35,79 36,33	70,95 73,22
4700	63860	$4,010 \cdot 10^5$	$5,593 \cdot 10^9$	6219	{ 36,54 37,14	72,53 74,87
4750	63150	$3,968 \cdot 10^5$	$5,714 \cdot 10^9$	6351	{ 37,31 37,93	74,07 76,46
4800	62520	$3,926 \cdot 10^5$	$5,837 \cdot 10^9$	6487	{ 38,13 38,75	75,66 78,12
4850	61870	$3,886 \cdot 10^5$	$5,958 \cdot 10^9$	6622	{ 38,89 39,54	77,19 79,73
4900	61220	$3,847 \cdot 10^5$	$6,084 \cdot 10^9$	6762	{ 39,72 40,38	78,80 81,39
4950	60600	$3,807 \cdot 10^5$	$6,207 \cdot 10^9$	6901	{ 40,53 41,20	80,38 83,06
5000	60000	$3,770 \cdot 10^5$	$6,332 \cdot 10^9$	7036	{ 41,34 42,07	81,96 84,77
5100	58840	$3,695 \cdot 10^5$	$6,590 \cdot 10^9$	7326	{ 43,03 43,76	85,30 88,26
5200	57720	$3,625 \cdot 10^5$	$6,852 \cdot 10^9$	7617	{ 44,70 45,47	88,66 91,77
5300	56600	$3,557 \cdot 10^5$	$7,112 \cdot 10^9$	7906	{ 46,39 47,26	92,02 95,28
5400	55560	$3,491 \cdot 10^5$	$7,387 \cdot 10^9$	8210	{ 48,17 49,07	95,48 99,00
5500	54540	$3,427 \cdot 10^5$	$7,664 \cdot 10^9$	8514	{ 49,95 50,91	99,05 102,7
5600	53570	$3,367 \cdot 10^5$	$7,943 \cdot 10^9$	8828	{ 51,80 52,77	102,6 106,5
5700	52660	$3,314 \cdot 10^5$	$8,230 \cdot 10^9$	9146	{ 53,66 54,67	106,2 110,4
5800	51720	$3,250 \cdot 10^5$	$8,522 \cdot 10^9$	9472	{ 55,54 56,63	110,0 114,4
5900	50870	$3,196 \cdot 10^5$	$8,820 \cdot 10^9$	9804	{ 57,47 58,61	113,8 118,3
6000	50000	$3,142 \cdot 10^5$	$9,119 \cdot 10^9$	10130	{ 59,41 60,61	117,6 122,4
6100	49190	$3,091 \cdot 10^5$	$9,427 \cdot 10^9$	10470	{ 61,40 62,69	121,5 126,6
6200	48400	$3,041 \cdot 10^5$	$9,738 \cdot 10^9$	10820	{ 63,45 64,74	125,5 130,8
6300	47630	$2,993 \cdot 10^5$	$1,005 \cdot 10^{10}$	11170	{ 65,48 66,87	129,5 135,1
6400	46890	$2,946 \cdot 10^5$	$1,037 \cdot 10^{10}$	11520	{ 67,59 69,05	133,6 139,5
6500	46160	$2,901 \cdot 10^5$	$1,070 \cdot 10^{10}$	11880	{ 69,72 71,23	137,8 143,9
6600	45460	$2,857 \cdot 10^5$	$1,103 \cdot 10^{10}$	12250	{ 71,88 73,44	142,0 148,4
6700	44780	$2,814 \cdot 10^5$	$1,136 \cdot 10^{10}$	12630	{ 74,02 75,73	146,3 153,1
6800	44120	$2,773 \cdot 10^5$	$1,171 \cdot 10^{10}$	13010	{ 76,24 77,98	150,7 157,7
6900	43480	$2,733 \cdot 10^5$	$1,206 \cdot 10^{10}$	13400	{ 78,50 80,33	155,2 162,4

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{cm} \cdot L_{cm}$	$C_{\mu\mu F} \cdot L_{mH}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungsfrequenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
7000	42860	$2,693 \cdot 10^5$	$1,241 \cdot 10^{10}$	13790	{ 80,74 82,64	159,6 167,2
7100	42260	$2,655 \cdot 10^5$	$1,277 \cdot 10^{10}$	14180	{ 83,10 85,09	164,1 172,2
7200	41670	$2,618 \cdot 10^5$	$1,313 \cdot 10^{10}$	14590	{ 85,40 87,47	168,7 177,0
7300	41110	$2,583 \cdot 10^5$	$1,350 \cdot 10^{10}$	15000	{ 87,74 90,00	173,5 182,0
7400	40550	$2,547 \cdot 10^5$	$1,387 \cdot 10^{10}$	15420	{ 90,20 92,47	178,1 187,2
7500	40000	$2,514 \cdot 10^5$	$1,425 \cdot 10^{10}$	15840	{ 92,63 95,01	182,8 192,3
7600	39480	$2,481 \cdot 10^5$	$1,463 \cdot 10^{10}$	16250	{ 95,11 97,54	187,8 197,5
7700	38960	$2,449 \cdot 10^5$	$1,502 \cdot 10^{10}$	16680	{ 97,60 100,1	192,6 202,9
7800	38460	$2,417 \cdot 10^5$	$1,541 \cdot 10^{10}$	17120	{ 100,1 102,7	197,6 208,2
7900	37970	$2,386 \cdot 10^5$	$1,581 \cdot 10^{10}$	17570	{ 102,7 105,5	202,7 213,7
8000	37500	$2,356 \cdot 10^5$	$1,621 \cdot 10^{10}$	18020	{ 105,2 108,1	207,7 219,2
8100	37050	$2,327 \cdot 10^5$	$1,662 \cdot 10^{10}$	18470	{ 107,9 110,9	213,0 224,9
8200	36590	$2,298 \cdot 10^5$	$1,703 \cdot 10^{10}$	18930	{ 110,5 113,6	218,1 230,4
8300	36140	$2,271 \cdot 10^5$	$1,745 \cdot 10^{10}$	19390	{ 113,2 116,4	223,5 236,1
8400	35730	$2,244 \cdot 10^5$	$1,787 \cdot 10^{10}$	19860	{ 116,0 119,2	228,7 242,0
8500	35300	$2,217 \cdot 10^5$	$1,829 \cdot 10^{10}$	20330	{ 118,7 122,1	234,1 247,9
8600	34880	$2,192 \cdot 10^5$	$1,872 \cdot 10^{10}$	20810	{ 121,5 125,0	239,6 253,7
8700	34480	$2,167 \cdot 10^5$	$1,916 \cdot 10^{10}$	21300	{ 124,3 128,0	245,0 259,8
8800	34090	$2,143 \cdot 10^5$	$1,961 \cdot 10^{10}$	21800	{ 127,1 131,0	250,7 266,0
8900	33710	$2,118 \cdot 10^5$	$2,006 \cdot 10^{10}$	22300	{ 130,1 134,0	256,2 272,4
9000	33330	$2,094 \cdot 10^5$	$2,052 \cdot 10^{10}$	22800	{ 133,0 137,1	262,0 278,4
9100	32970	$2,071 \cdot 10^5$	$2,098 \cdot 10^{10}$	23310	{ 136,0 140,2	267,9 284,7
9200	32610	$2,049 \cdot 10^5$	$2,144 \cdot 10^{10}$	23820	{ 139,0 143,3	273,7 291,0
9300	32260	$2,027 \cdot 10^5$	$2,190 \cdot 10^{10}$	24330	{ 141,9 146,5	279,6 297,5
9400	31920	$2,005 \cdot 10^5$	$2,237 \cdot 10^{10}$	24860	{ 145,0 149,6	285,6 304,1
9500	31590	$1,984 \cdot 10^5$	$2,284 \cdot 10^{10}$	25390	{ 148,0 152,8	291,4 310,5
9600	31260	$1,963 \cdot 10^5$	$2,333 \cdot 10^{10}$	25930	{ 151,2 156,1	297,6 317,2
9700	30940	$1,943 \cdot 10^5$	$2,383 \cdot 10^{10}$	26480	{ 154,3 159,4	303,7 324,2
9800	30620	$1,923 \cdot 10^5$	$2,433 \cdot 10^{10}$	27040	{ 157,5 162,7	309,9 330,9
9900	30310	$1,904 \cdot 10^5$	$2,483 \cdot 10^{10}$	27590	{ 160,6 166,1	316,2 337,7
10000	30000	$1,885 \cdot 10^5$	$2,533 \cdot 10^{10}$	28150	{ 163,9 169,4	322,7 345,0
10500	28560	$1,794 \cdot 10^5$	$2,793 \cdot 10^{10}$	31040	{ 180,5 186,9	355,3 381,0

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{cm} \cdot L_{cm}$	$C_{\mu F} \cdot L_{mH}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungs- frequenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
11000	27260	$1,712 \cdot 10^5$	$3,066 \cdot 10^{10}$	34080	198,0 205,4	389,3 419,0
11500	26090	$1,638 \cdot 10^5$	$3,350 \cdot 10^{10}$	37240	216,1 224,7	424,7 458,5
12000	25000	$1,570 \cdot 10^5$	$3,648 \cdot 10^{10}$	40540	235,2 244,9	461,7 500,1
12500	24000	$1,503 \cdot 10^5$	$3,957 \cdot 10^{10}$	43980	255,0 265,8	500,1 543,7
13000	23070	$1,450 \cdot 10^5$	$4,263 \cdot 10^{10}$	47580	275,6 287,9	540,0 589,0
13500	22210	$1,395 \cdot 10^5$	$4,615 \cdot 10^{10}$	51290	296,9 310,6	581,5 636,3
14000	21430	$1,346 \cdot 10^5$	$4,965 \cdot 10^{10}$	55180	319,1 334,5	624,7 685,7
14500	20680	$1,299 \cdot 10^5$	$5,325 \cdot 10^{10}$	59170	342,4 359,4	668,7 736,9
15000	20000	$1,257 \cdot 10^5$	$5,700 \cdot 10^{10}$	63360	366,1 384,8	714,6 789,6
15500	19350	$1,215 \cdot 10^5$	$6,085 \cdot 10^{10}$	67670	390,4 411,3	761,4 844,6
16000	18750	$1,177 \cdot 10^5$	$6,486 \cdot 10^{10}$	72100	415,7 438,6	810,7 901,9
16500	18180	$1,142 \cdot 10^5$	$6,894 \cdot 10^{10}$	76670	441,8 466,6	860,0 960,6
17000	17640	$1,108 \cdot 10^5$	$7,322 \cdot 10^{10}$	81400	468,6 495,9	912,0 1021
17500	17140	$1,076 \cdot 10^5$	$7,760 \cdot 10^{10}$	86200	496,0 525,9	964,8 1084
18000	16660	$1,047 \cdot 10^5$	$8,208 \cdot 10^{10}$	91220	524,5 556,9	1018 1149
18500	16210	$1,018 \cdot 10^5$	$8,668 \cdot 10^{10}$	96340	553,3 588,6	1074 1215
19000	15790	99220	$9,146 \cdot 10^{10}$	$1,015 \cdot 10^5$	583,7 621,8	1131 1284
19500	15380	96680	$9,630 \cdot 10^{10}$	$1,070 \cdot 10^5$	613,7 655,2	1189 1355
20000	15000	94250	$1,013 \cdot 10^{11}$	$1,126 \cdot 10^5$	645,3 689,9	1250 1429
21000	14280	89740	$1,117 \cdot 10^{11}$	$1,241 \cdot 10^5$	710,2 761,8	1374 1581
22000	13630	85680	$1,225 \cdot 10^{11}$	$1,362 \cdot 10^5$	778,5 837,6	1502 1741
23000	13040	81940	$1,339 \cdot 10^{11}$	$1,488 \cdot 10^5$	849,2 917,0	1638 1910
24000	12500	78560	$1,458 \cdot 10^{11}$	$1,622 \cdot 10^5$	923,2 1000	1777 2087
25000	12000	75420	$1,583 \cdot 10^{11}$	$1,758 \cdot 10^5$	1000 1086	1923 2272
26000	11540	72480	$1,713 \cdot 10^{11}$	$1,903 \cdot 10^5$	1080 1178	2073 2467
27000	11110	69800	$1,846 \cdot 10^{11}$	$2,051 \cdot 10^5$	1163 1272	2229 2670
28000	10710	67320	$1,986 \cdot 10^{11}$	$2,206 \cdot 10^5$	1248 1370	2390 2883
29000	10350	65010	$2,130 \cdot 10^{11}$	$2,366 \cdot 10^5$	1337 1472	2556 3104
30000	10000	62830	$2,280 \cdot 10^{11}$	$2,533 \cdot 10^5$	1428 1579	2726 3333
31000	9680	60800	$2,433 \cdot 10^{11}$	$2,704 \cdot 10^5$	1523 1688	2904 3573
32000	9376	58900	$2,594 \cdot 10^{11}$	$2,883 \cdot 10^5$	1620 1802	3084 3822
33000	9092	57120	$2,760 \cdot 10^{11}$	$3,066 \cdot 10^5$	1721 1921	3272 4080

Wellenlänge λ Meter	Frequenz f Hertz	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$C_{cm} \cdot L_{cm}$	$C_{\mu\mu F} \cdot L_{mH}$	Wellenlängendifferenz in Metern zur Erzeugung der Schwebungsfrequenz von	
					500 Hertz	1000 Hertz
34000	8826	55440	$2,929 \cdot 10^{11}$	$3,255 \cdot 10^5$	{ 1823	3464
					{ 2042	4349
35000	8572	53860	$3,104 \cdot 10^{11}$	$3,450 \cdot 10^5$	{ 1929	3659
					{ 2168	4625
36000	8334	52360	$3,283 \cdot 10^{11}$	$3,649 \cdot 10^5$	{ 2037	3859
					{ 2297	4910
37000	8110	50940	$3,467 \cdot 10^{11}$	$3,854 \cdot 10^5$	{ 2149	4064
					{ 2431	5208
38000	7896	49600	$3,658 \cdot 10^{11}$	$4,065 \cdot 10^5$	{ 2263	4274
					{ 2570	5512
39000	7694	48340	$3,854 \cdot 10^{11}$	$4,284 \cdot 10^5$	{ 2380	4487
					{ 2711	5830
40000	7500	47120	$4,053 \cdot 10^{11}$	$4,503 \cdot 10^5$	{ 2500	4708
					{ 2857	6156
41000	7319	45970	$4,258 \cdot 10^{11}$	$4,732 \cdot 10^5$	{ 2622	4931
					{ 3007	6490
42000	7147	44880	$4,468 \cdot 10^{11}$	$4,965 \cdot 10^5$	{ 2747	5160
					{ 3161	6842
43000	6974	43840	$4,686 \cdot 10^{11}$	$5,208 \cdot 10^5$	{ 2875	5392
					{ 3320	7194
44000	6820	42840	$4,905 \cdot 10^{11}$	$5,448 \cdot 10^5$	{ 3006	5628
					{ 3482	7568
45000	6668	41900	$5,130 \cdot 10^{11}$	$5,704 \cdot 10^5$	{ 3141	5871
					{ 3651	7944
46000	6526	40970	$5,359 \cdot 10^{11}$	$5,959 \cdot 10^5$	{ 3277	6118
					{ 3822	8330
47000	6386	40100	$5,593 \cdot 10^{11}$	$6,219 \cdot 10^5$	{ 3416	6367
					{ 3995	8732
48000	6252	39260	$5,837 \cdot 10^{11}$	$6,487 \cdot 10^5$	{ 3558	6626
					{ 4177	9147
49000	6122	38470	$6,084 \cdot 10^{11}$	$6,762 \cdot 10^5$	{ 3703	6882
					{ 4360	9570
50000	6000	37700	$6,332 \cdot 10^{11}$	$7,036 \cdot 10^5$	{ 3848	7145
					{ 4548	10000
60000	5000	31420	$9,119 \cdot 10^{11}$	$1,013 \cdot 10^6$		
75000	4000	25140	$1,425 \cdot 10^{12}$	$1,584 \cdot 10^6$		
100000	3000	18850	$2,533 \cdot 10^{12}$	$2,815 \cdot 10^6$		
150000	2000	12570	$5,700 \cdot 10^{12}$	$6,336 \cdot 10^6$		
200000	1500	9425	$1,013 \cdot 10^{13}$	$1,126 \cdot 10^7$		
269300	1114	7000	$1,838 \cdot 10^{13}$	$2,040 \cdot 10^7$		
300000	1000	6283	$2,280 \cdot 10^{13}$	$2,533 \cdot 10^7$		
$3,773 \cdot 10^5$	795,5	5000	$3,600 \cdot 10^{13}$	$4,000 \cdot 10^7$		
$6,000 \cdot 10^5$	500	3142	$9,119 \cdot 10^{13}$	$1,013 \cdot 10^8$		
$6,285 \cdot 10^5$	477,5	3000	$1,000 \cdot 10^{14}$	$1,111 \cdot 10^8$		
$7,5 \cdot 10^5$	400	2514	$1,425 \cdot 10^{14}$	$1,584 \cdot 10^8$		
$1,0 \cdot 10^6$	300	1885	$2,533 \cdot 10^{14}$	$2,815 \cdot 10^8$		
$1,5 \cdot 10^6$	200	1257	$5,700 \cdot 10^{14}$	$6,336 \cdot 10^8$		
$3,0 \cdot 10^6$	100	628,3	$2,280 \cdot 10^{15}$	$2,533 \cdot 10^9$		
$6,0 \cdot 10^6$	50	314,2	$9,119 \cdot 10^{15}$	$1,013 \cdot 10^{10}$		
$12 \cdot 10^6$	25	157,0	$3,648 \cdot 10^{16}$	$4,054 \cdot 10^{10}$		
∞	0	0	∞	∞		

2. Die Konstanten der gebräuchlichsten Stoffe¹⁾.

Bearbeitet von F. Banneitz.

Es bedeuten:

- At.-Gew.** = Atomgewicht;
Mol.-Gew. = Molekulargewicht;
spez.Gew. = spezifisches Gewicht (für Gase, bezogen auf Luft = 1);
Gew.v.l = Gewicht von 1 l bei 0° und 760 mm (Normalliter);
Schmelzt. = Schmelztemperatur in Grad Celsius;
Siedet. = Siedetemperatur in Grad Celsius;
spez.W. = spezifische Wärme in $\frac{\text{cal}}{\text{Grad} \cdot \text{g}}$;
Verbrw. = Verbrennungswärme in kcal pro kg für feste und flüssige Körper und in kcal pro cbm (bezogen auf flüssiges Wasser) für Gase;
Wleitf. = Wärmeleitfähigkeit in $\frac{\text{cal}}{\text{Grad} \cdot \text{cm} \cdot \text{sec}}$;
IWAk. = linearer Wärmeausdehnungskoeffizient;
kWAK. = kubischer Wärmeausdehnungskoeffizient;
Brechungsexp. = Lichtbrechungsexponent (D-Linie);
E = Elastizitätsmodul = $\frac{l}{\lambda} \cdot \frac{P}{q} \frac{\text{kg Gew.}}{\text{mm}^2}$, wenn die Belastung P kg Gew. an einem Kreiszyylinder von q mm² Querschnitt und l mm Länge eine Verlängerung von λ mm hervorruft;
Zugfest. = Zugfestigkeit in kg/cm²;
zul.Zugfest. = zulässige Zugfestigkeit in kg/cm²;
Druckfest. = Druckfestigkeit in kg/cm²;
Biegefest. = Biegefestigkeit in kg/cm²;
DK. = Dielektrizitätskonstante;
Verlw. tg δ = Verlustwinkel für 800 Hz;
el.Durchschlagsfest. = elektrische Durchschlagsfestigkeit (Näherungswert für 50 Hz) in Volt *eff.* pro mm;
spez.el.Widst. = spezifischer elektrischer Widerstand, d. h. Widerstand eines Zentimeterwürfels in Ohm. Der Widerstand eines 1 m langen Drahtes von 1 mm² Querschnitt ist 10⁴ mal größer;
el.Tempk. = Temperaturkoeffizient α des elektrischen Widerstandes $W_t = W_0 [1 + \alpha(t - t_0)]$.

¹⁾ Die hier angegebenen Zahlen sind teilweise Mittel- oder Näherungswerte. Genauere Angaben (besonders Abhängigkeit von der Temperatur) und Literaturnachweis s. Landolt-Börnstein: Physikalisch-chemische Tabellen. 5. Aufl. Berlin: Julius Springer 1923. — Ferner Kohlrausch, F.: Lehrbuch der praktischen Physik. 14. Aufl. Berlin: Teubner 1923. — Strecker, K.: Hilfsbuch für Elektrotechnik. 9. Aufl. Berlin: Julius Springer 1921. — Hütte: Des Ingenieurs Taschenbuch. Berlin: Ernst & Sohn. — Kraus, P.: Werkstoffe. Leipzig: Barth 1921. — Hütte, Taschenbuch der Stoffkunde. Berlin: Ernst & Sohn 1926.

Aceton, $(\text{CH}_3)_2\text{CO}$; Mol.-Gew. 58,1; spez. Gew. 0,792; Schmelzt. -94° ; Siedet. $56,1^\circ$; spez. W. 0,520; Verbrw. 7500; Wleif. $0,0_4228$ (0°); kWAK. 0,00131; Brechungsexp. 1,36; DK. 21,5; löst Celluloid und Harze.

Achat, $[\text{SiO}_2]$, spez. Gew. 2,5 bis 2,8; spez. el. Widst. 2000 bis 3000000 (je nach Wassergehalt); hygroskopisch; Halbleiter für Elektrizität.

Aether, Äthyläther, $\text{C}_2\text{H}_5\text{OC}_2\text{H}_5$; Mol.-Gew. 74,08; spez. Gew. 0,7135 (18°); Schmelzt. $-117,6^\circ$; Siedet. $34,6^\circ$ (760); spez. W. 0,56; Verbrw. 8900; Wleif. 0,00033; kWAK. 0,00163; Brechungsexp. 1,36; DK. 4,3.

Agalit, besteht aus Gips, Asbest und Steinkohlenteer; spez. Gew. 2,1.

Alkohol, Äthylalkohol, $\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$; Mol.-Gew. 46,50; spez. Gew. 0,7894 (20°); Schmelzt. $-114,15^\circ$; Siedet. $78,32^\circ$ (760 mm); spez. W. 0,58; Verbrw. 7100; Wleif. $0,0_35$; kWAK. 0,00110; Brechungsexp. 1,36; DK. 26 (20°).

Aluminium, Al; At.-Gew. 27,1; spez. Gew. 2,7; Schmelzt. 658° ; Siedet. 1800° ; spez. W. 0,214; Wleif. 0,48; IWAK. $0,0_4238$; $E = 6300$ bis 7500; Zugfest. 930 bis 1000 (Guß), 1500 (gewalzt); spez. el. Widst. $0,0_4029$; el. Tempk. 0,0038.

Ammoniak, NH_3 ; Mol.-Gew. 17,03; spez. Gew. 0,59 (Luft = 1); Gew. von 1 l = 0,7708 g; Schmelzt. -77° ; Siedet. $-33,5^\circ$; spez. W. 0,52; Wleif. $0,0_49$; kWAK. 0,003; DK. 1,0072.

Amylacetat, $\text{C}_5\text{H}_{11} \cdot \text{CO}_2 \cdot \text{CH}_3$; Mol.-Gew. 130,1; spez. Gew. 0,88; Siedet. 59° ; Verbrw. 8000; DK. 4,8; löst Celluloid.

Argon, A; At.-Gew. 39,9; spez. Gew. 1,379 (Luft = 1); Gew. von 1 l = 1,7838; Schmelzt. -190° ; Siedet. -186° ; spez. W. 0,127; Wleif. $0,0_4389$.

Asbest, Hauptbestandteil: kieselsaure Magnesia; spez. Gew. 2,3 bis 3,0; Schmelzt. 1150° ; Wleif. $0,000156$ (50°).

Asphalt, fossiles Harz; spez. Gew. 1,1 bis 1,5; spez. W. 0,4 bis 0,5; DK. 2,7.

Bakelit, Kondensationsprodukt organischer Stoffe; spez. Gew. 1,25; DK. 3,8 bis 5,7; Verlw. $\text{tg } \delta$ 0,012 bis 0,030; spez. el. Widst. $2 \cdot 10^7$ bis $2 \cdot 10^{15}$, große elektr. Durchschlagsfestigkeit ca. 23000 V/mm.

Balata, ähnlich dem Guttapercha; spez. Gew. 1,05; DK. $\approx 3,0$; Verlw. $\text{tg } \delta$ 0,003; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^{14}$.

Baumwolle, spez. Gew. 1,47 bis 1,50; Wleif. $0,0_4$; Verlw. $\text{tg } \delta$ 0,36 (Drahtisolation).

Benzin, spez. Gew. 0,68 bis 0,70 (15°); Siedet. 90 bis 110° ; spez. W. 0,43; Verbrw. 10350; spez. el. Wid. $1,4 \cdot 10^{13}$.

Benzol, C_6H_6 ; Mol.-Gew. 78,05; spez. Gew. 0,8787 (20°); Schmelzt. $5,484^\circ$; Siedet. $80,5^\circ$ (760 mm); spez. W. 0,407; Wleif. $0,0_333$; kWAK. 0,00124; Verbrw. 10000; spez. el. Wid. $1,3 \cdot 10^9$; Brechungsexp. 1,503; DK. 2,3.

Bernstein (fossiles Harz); spez. Gew. 1,0 bis 1,1; Schmelzt. 280 bis 320° ; DK. 2,80; bestes Isolationsmaterial.

Beton, spez. Gew. 1,80 bis 2,45; spez. W. 0,27; $E \approx 2500$; spez. el. Widst. 40000.

Blei, Pb; At.-Gew. 207,2; spez. Gew. 11,34; Schmelzt. 327° ; Siedet. 1550° ; spez. W. 0,031; Verbrw. 260; Wleif. 0,08; IWAK. $0,0_4292$; $E = 1500$ bis 1700; Zugfest. 125 bis 150 (Hartblei bis 300); spez. el. Widst. $0,0_4210$; el. Tempk. 0,0043.

Braunstein, MnO_2 ; spez. Gew. 3,7 bis 4,6.

Bronze, Rotguß; Kupfer + 17% Zinn; spez. Gew. 8,7; Schmelzt. $\approx 900^\circ$; spez. W. 0,09; Wleif. 0,15; IWAK. $0,0_4175$; $E = 10000$; Zugfest. 2000; spez. el. Widst. $0,0_4132$.

Cellon, wird aus Acetylhydrocellulose hergestellt, hygroskopisch; spez. Gew. 1,35; Zugfest. 200 bis 300 kg/cm^2 ; Verlw. $\text{tg } \delta$ 0,0330; el. Durchschlagsfest. 26000 V pro mm; DK. 3,5; spez. el. Widst. 10^9 bis 10^{10} .

Celluloid, besteht aus Kollodiumwolle und Kampfer, leicht brennbar; spez. Gew. 1,3; spez. el. Widst. $2 \cdot 10^{10}$ (22°).

Cement s. Zement.

Ceresin, gereinigtes Erdwachs; spez. el. Wid. $5 \cdot 10^{18}$; Verlw. $\text{tg } \delta$ 0,0,3.

Chlor, Cl; At.-Gew. 35,46; Mol.-Gew. 70,92; spez. Gew. 2,49 (Luft = 1); Gew. von 1 l = 3,214 g; Schmelzt. -102° ; Siedet. $-33,6^\circ$; spez. W. 0,124; Wleif. $0,0_4183$.

Deltametall, besteht aus 58,65 Cu, 39,61 Zn, 0,97 Sn, 0,42 Pb, 0,34 Fe; spez. Gew. 8,0 bis 8,6; Schmelzt. 900 bis 1000°; $E = 10000$; Zugfest. 4000 bis 6000.

Duraluminium, wird aus 90% Aluminium + Cu + Mangan + Magnesium unter Wärmebehandlung hergestellt; spez. Gew. 2,77 bis 2,84; Bruchfestigkeit 35 bis 46 kg/qmm; Dehnung 18 bis 21%.

Ebonit s. Gummi.

Eis, spez. Gew. 0,917 (0°); spez. W. 0,463.

Eisen, Fe; At.-Gew. 55,84; spez. Gew. 7,86 (rein); Schmelzt. 1520°; Siedet. 2450°; spez. W. 0,115; Wleif. 0,16; IWak. 0,0₄12 (Eisen), 0,0₄115 (Stahl).

	C-Gehalt	E	Zugfestigkeit	Zul. Zugfest.	Spez. Gew.
Schmiedeeisen	0 bis 1,6%	20000 bis 22000	—	—	7,79 bis 7,85
Flußeisen . .	0,06 „ 0,2%	21 500	3400 bis 5000	600 bis 1000	—
Flußstahl . .	0,25 „ 0,8%	22000	5000 „ 20000	800 „ 1200	7,60 bis 7,80
Schweißeisen.	—	20000	3300 „ 4000	600	—
Gußeisen . .	2,9 bis 3,5%	7500 bis 10 500	1200 „ 3200	200	7,03 bis 7,13
Gußstahl . .	—	21 500	3500 „ 7000	400 bis 800	—

Spez. el. Widst. 0,0₄086 (18°); el. Tempk. 0,005.

Elektron-Metall besteht aus Magnesium mit geringen Zusätzen von Zink oder Aluminium; spez. Gew. 1,8; Schmelzt. 630°; $E = 4500$; Zugfest. 2500 bis 3500; spez. el. Widst. 0,0₄063; el. Tempk. 0,0022.

Elfenbein, spez. Gew. 1,83 bis 1,92; $E = 900$; DK. 6,90; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^8$ (22°).

Emaile, Verlw. tg δ 0,0180 (Drahtisolation).

Faturan, Preßmaterial unter Verwendung von Bakelit; spez. Gew. 1,2; Zugfest. 350; DK. $\approx 3,0$; Verlw.tg δ 0,03; el. Durchschlagsfest. 35 000; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^9$.

Fiber s. Vulkanfiber.

Galalith, mit Formaldehyd gehärtetes Casein, hygroskopisch; spez. Gew. 1,32 bis 1,35; Zugfest. 820 bis 1050; Druckfest. 1100 bis 1300; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^8$.

Gelbguß s. Messing.

Gips, Calciumsulfat; $\text{CaSO}_4 + 2\text{H}_2\text{O}$; spez. Gew. 1,81 (gebrannt), 0,97 (gegossen); spez. W. 0,20; DK. 5,2 (Krystall).

Glas, spez. W. 0,19; Wleif. 0,002;

IWak. 0,0₄06; $E \approx 6500$; Zugfest.

250; Druckfest. 6000 bis 12000; DK.

5 bis 7 (gewöhnliches Glas), bis 10

(optische Gläser); Verlw.tg δ 0,013 bis

0,024; el.Durchschlagsfest. ≈ 18000 ;

spez. el. Widst. $5 \cdot 10^{13}$ (gewöhnliches

Glas bei 22°).

Glimmer, spez. Gew. 2,65 bis 3,2; Brechungsexp. 1,56 bis 1,60; DK. 7,1 bis 7,7; Verlw. tg δ 0,0002 bis 0,001; el. Durchschlagsfest. 60 000; spez. el. Widst. $2 \cdot 10^{15}$ bis $2 \cdot 10^{17}$.

Glycerin, $\text{C}_3\text{H}_8\text{O}_3$; Mol.-Gew. 92,06; spez. Gew. 1,26; Schmelzt. —20°; Siedet. 290°; spez. W. 0,58; Verbrw. 4300; Wleif. 0,00067; kWak. 0,00050; DK. 56.

Gold, Au; At.-Gew. 197,2; spez. Gew. 19,3; Schmelzt. 1064°; Siedet. 2500°; spez. W. 0,031; Wleif. 0,70; IWak. 0,0₄144; $E = 8000$; Zugfest. 2700; spez. el. Widst. 0,0₄023 (18°); el. Tempk. 0,0040.

Granit, spez. Gew. 2,3 bis 2,76; Zugfest. 7 bis 80; Druckfest. 700 bis 3000.

Graphit, spez. Gew. 1,9 bis 2,3; spez. W. 0,15 (0°); Wleif. 0,16; IWak. 0,0₄08.

Gummi, Rohgummi (Kautschuk), geronnener Milchsafte tropischer Bäume. Wird durch Vulkanisation, d. h. Vermischung mit Schwefel und Erwärmung unter Druck, technisch brauchbar gemacht; außerdem werden Füllstoffe bis zu 70% (Kreide, Zinkweiß und andere) zugesetzt. — Weichgummi, 3 bis 15% Schwefel-

	Spez. Gew.	tg δ
Fensterglas . . .	2,4 bis 2,6	—
Flintglas	3,15 „ 3,90	0,0040
Krystallglas . .	2,9 „ 3,0	—
Spiegelglas . . .	2,45 „ 2,72	0,0180

zusatz; spez. Gew. 0,92 bis 0,96; Wleif. 0,00044; kWak. 0,0₈66; $E = 0,02$ bis 0,8; DK. 2,5 bis 2,7; Verlw. $tg\delta$ 0,01 bis 0,02; Durchschlagsspannung 27 000 V/mm. — Hartgummi (Ebonit), $\approx 30\%$ (bis 50%) Schwefelzusatz; spez. Gew. 1,15; Wleif. 0,0₄89; lWak. 0,0₄77 (17 bis 25°); $E = 26$; Zugfest. 600; Druckfest. 580; DK. 2,55; Verlw. $tg\delta$ 0,002 bis 0,02; Durchschlagsspannung 30 000 bis 40 000 V/mm; spez. el. Widst. $2 \cdot 10^{15}$ bis $1 \cdot 10^{18}$ (22°).

Guttapercha, Milchsaff gewisser Tropenbäume, nicht vulkanisierbar; spez. Gew. 0,96 bis 0,99; Schmelzt. 130°; kWak. 0,0₃6; DK. 2,7 bis 4,0; Verlw. $tg\delta$ 0,024; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^{15}$.

Hares, Isolierstoff, ähnlich dem Pertinax.

Hartgummi s. Gummi.

Hartlot, Messing, durch dessen Zusammensetzung der Schmelzpunkt gegeben ist.

Helium, He; At.-Gew. 4,00; spez. Gew. 0,198 (Luft = 1); Gew. von 11 = 0,1786; Schmelzt. — 272,1°; Siedet. — 268,82°; spez. W. 1,25; Wleif. 0,000338; DK. 1,00007.

Heuslersche Legierungen bestehen hauptsächlich aus Mangan, Kupfer und Aluminium, besitzen magnetische Eigenschaften ähnlich wie Nickel.

Holz.

	Spez. Gew.(trocken)	E	Zugfest.	Verbrw.	lWak.
Eiche	0,69 bis 1,03	1000	965	4620	0,0 ₅ 492
Esche	0,57 „ 0,94	—	1200	—	0,0 ₅ 951
Fichte	0,35 „ 0,60	950	750	5080	0,0 ₅ 371
Kiefer	0,31 „ 0,76	900	790	—	—
Linde	0,32 „ 0,59	—	—	—	—
Mahagoni	0,56 „ 1,06	—	—	—	0,0 ₅ 361
Nußbaum	0,60 „ 0,81	2000	1400	—	0,0 ₅ 655
Pappel	0,39 „ 0,59	—	—	—	—
Rotbuche	0,66 „ 0,83	1500	800	4780	—
Teakholz	0,9	—	—	—	—
Weißbuche	0,62 bis 0,82	—	—	—	0,0 ₅ 604
Zeder	0,57	—	—	—	—

Spez. W. 0,55 bis 0,66; Wleif. 0,0003; DK. 2 bis 8 (trocken); spez. el. Widst. $3 \cdot 10^{10}$ bis $4 \cdot 10^{13}$.

Iridium, Ir; At.-Gew. 193,1; spez. Gew. 22,4; Schmelzt. 2300°; Wleif. 0,34; lWak. 0,0₄065; $E = 53000$; spez. el. Widst. 0,0₄053 (18°); el. Tempk. 0,0041.

Kalilauge, KOH + $x(H_2O)$.

Wassergehalt	95%	90%	80%	70%	60%	50%	Gew.-Teile
Spez. Gew. (15°) . .	1,045	1,092	1,188	1,291	1,399	1,514	
Spez. el. Widst. (18°)	5,81	3,18	2,00	1,84	2,22	—	

Kampfer, $C_{10}H_{16}O$; Mol.-Gew. 152,13; spez. Gew. 0,8110; Schmelzt. 176,4; Siedet. 209,1.

Kautschuk s. Gummi.

Knochen, spez. Gew. 1,7 bis 2,0; $E = 1600$.

Kohle.

	Spez. Gew.	Verbr.-Wärme	Spez. W.
Braunkohle	1,2 bis 1,5	4000 bis 5000	—
Steinkohle	1,2 „ 1,5	5000 „ 8000	0,31
Koks	—	—	0,20
Holzkohle	—	—	0,20

Wleif. 0,0003 bis 0,0004; lWak. 0,0₄25; $E = 1500$ bis 2600; spez. el. Widst. 0,0₄60 (18°) f. Bogenlampenkohle (Tempk. negativ).

Kohlensäure, Kohlendioxyd, CO_2 ; Schmelzt. -57° (5,3 Atm.); Siedet. -78° .
Kolophonium, gereinigtes Harz der Nadelbäume; spez. Gew. 1,07; Schmelzt. 90 bis 100° ; DK. 2,5; spez. el. Widst. $5 \cdot 10^{16}$ (22°).

Konstantan, 40% Nickel, 60% Kupfer; spez. Gew. 8,8; spez. W. 0,098; Wleitf. 0,054; IWak. 0,0₄152; $E = 16\ 600$; spez. el. Widst. 0,0₄50 (18°); el. Tempk. 0,0₈8.

Kork, spez. Gew. 0,24; Wleitf. 0,000717 (längs).

Kreide, CaCO_3 ; spez. Gew. 1,8 bis 2,6; Wleitf. 0,0022.

Kupfer, Cu; At.-Gew. 63,57; spez. Gew. 8,93; Schmelzt. 1084° ; Siedet. 2300° ; spez. W. 0,091; Verbrw. 590; Wleitf. 0,90; IWak. 0,0₄165; $E = 10\ 000$ bis $13\ 300$; Zugfest. 2400 bis 4500; Druckfest. 6000; spez. el. Widst. 0,0₄017 (18°) el. Tempk. 0,0042.

Leder, spez. Gew. 1,02 (gefettet), 0,86 (trocken); Wleitf. 0,00042; Zugfest. 300 (Lederriemen).

Leinöl, spez. Gew. 0,9305 bis 0,9352; Schmelzt. -16 bis -21° ; DK. 2,25; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^{20}$.

Linoleum, spez. Gew. 1,15 bis 1,30.

Lonarit, Cellonpräparat, Eigenschaften ähnlich wie Cellon.

Lötzinn, Weichlot; 90% Zinn + 10% Blei. Schmelzt. 210° .

Luft, Gew. v. 11 = 1,293; Siedet. -193° ; spez. W. 0,241; Wleitf. 0,0₄565; DK. 1,00059.

Magnalium besteht aus Aluminium + 3 bis 10% Magnesium; spez. Gew. 2,40 bis 2,57; Schmelzt. 650° ; IWak. 0,0₄238; Zugfest. ≈ 3000 .

Magnesium, Mg; At.-Gew. 24,32; spez. Gew. 1,74; Schmelzt. 650° ; Siedet. 1120° ; spez. W. 0,25; Wleitf. 0,38; IWak. 0,0₄26; $E = 4000$; spez. el. Widst. 0,0₄046; el. Tempk. 0,0038.

Mangan, Mn; At.-Gew. 54,93; spez. Gew. 7,3; Schmelzt. 1245° ; Siedet. 1900° ; spez. W. 0,1072 (0°); Zugfest. 1400; spez. el. Widst. 0,0₄050.

Manganin besteht aus etwa 83 Cu + 14 Mn + 2,5 Ni + 0,5 Fe; $E = 12\ 600$; spez. el. Widst. 0,0₄43 (18°); el. Tempk. 0,0₄2.

Marmor, spez. Gew. 2,52 bis 2,85; spez. W. 0,21; Wleitf. 0,006; $E \approx 2000$; DK. 8,3; Verlw. $\text{tg } \delta \approx 0,1$; spez. el. Widst. $\approx 1 \cdot 10^{10}$ (22°).

Mennige, Pb_3O_4 ; spez. Gew. 8,6 bis 9,1; DK. 17,8.

Messing, Gelbguß, besteht aus Kupfer + 25 bis 35% Zink; spez. Gew. 8,1 bis 8,6; Schmelzt. 900° ; spez. W. 0,093; Wleitf. 0,15 bis 0,30; IWak. 0,0₄185; $E = 8000$ bis $10\ 000$; Zugfest. 5000; Druckfest. 11 000; spez. el. Widst. 0,0₄08 (18°); el. Tempk. 0,0016.

Methylalkohol (Methylhydroxyd, Holzgeist); CH_3OH ; Mol.-Gew. 32,03; spez. Gew. 0,81; Schmelzt. $-97,8^\circ$; Siedet. $64,7^\circ$; DK. 33.

Mikanit, mit Schellack zusammengeklebte Glimmerabfälle. DK. 4,5 bis 6,0; el. Durchschlagsfest. 22 000 bis 35 000 V/mm; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^{15}$ (22°); in Öl nicht verwendbar.

Molybdän, Mo; At.-Gew. 96,0; spez. Gew. 10,2; Schmelzt. 2500° ; Siedet. $\approx 3560^\circ$; IWak. 0,0₄052; spez. el. Widst. 0,0₄047 (18°); el. Tempk. 0,0034.

Neon, Ne; At.-Gew. 20,2; spez. Gew. 0,69 (Luft = 1); Gew. v. 11 = 0,9002; Schmelzt. -249° ; Siedet. $-245,9^\circ$; Wleitf. 0,000109.

Neusilber besteht aus: 50 bis 65 T. Kupfer, 20 bis 30 T. Zink, 15 bis 20 T. Nickel; spez. Gew. 8,4 bis 8,7; Schmelzt. 1000° ; spez. W. 0,095; Wleitf. 0,07 bis 0,09; IWak. 0,0₄18; $E = 11\ 000$; spez. el. Widst. 0,0₄29; el. Tempk. 0,000273.

Nickel, Ni; At.-Gew. 58,68; spez. Gew. 8,8; Schmelzt. 1452° ; Siedet. $\approx 2350^\circ$; spez. W. 0,106; Wleitf. 0,14; IWak. 0,0₄131; $E = 20\ 000$ bis $22\ 000$; Zugfest. 5000; spez. el. Widst. 0,0₄070 (18°); el. Tempk. 0,0062.

Nickelin besteht aus 68% Cu + 32% Ni; spez. el. Widst. 0,0₄40 (18°).

Nickelstahl, $E = 21\ 000$; IWak. 0,0₄016 (Invar); Zugfest. 6600.

Nitrobenzol, $\text{C}_6\text{H}_5(\text{NO}_2)$, dicke, nicht brennbare Flüssigkeit mit Bittermandelölgeruch.

Palladium, Pd; At.-Gew. 106,7; spez. Gew. 11,5; Schmelzt. 1549°; spez. W. 0,058; Wleitf. 0,17; lWak. 0,0,090; $E = 10\ 000$ bis 14 300; spez. el. Widst. 0,0,107 (18°); el. Tempk. 0,0035. Nimmt das 980fache seines Volumens an Wasserstoff auf.

Papier, spez. Gew. 0,70 bis 1,15; Zugfest. 40 bis 180; DK. 2,0 bis 2,5; Verlw. $tg\ \delta$ 0,004 (trocken).

Paraffin.

	Spez. Gew.	Schmelzt.	Siedet.	DK.
weich . . .	0,87 bis 0,88	38 bis 52°	350 bis 390°	2,103
hart . . .	0,88 „ 0,93	52 „ 56°	390 „ 430°	2,144

Wleitf. 0,000473; kWak. 0,0,06; Verlw. $tg\ \delta$ 0,0,08; Durchschlagsfest. 30 000 V/mm; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^{16}$ bis $3 \cdot 10^{18}$ (22°).

Paraffinöl, spez. Gew. 0,905; Verbrw. 9800; Wleitf. 0,000346; kWak. 0,0,07643 (16°); DK. 2,11 bis 2,38; Verlw. $tg\ \delta$ 0,0,29; Durchschlagsfest. 13 000 V/mm; spez. el. Widst. $8 \cdot 10^{12}$.

Pech, spez. Gew. 1,07 bis 1,10.

Pertinax, Papiersichtmaterial, mit Harzen als Bindemittel; spez. Gew. 1,4; Druckfest. 2500; DK. 4,8; Verlw. $tg\ \delta$ 0,025; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^9$.

Petroleum, spez. Gew. 0,79 bis 0,82 (15°); spez. W. 0,51; Wleitf. 0,00038; kWak. 0,00092; Verbrw. 11 000; DK. 2,10; el. Durchschlagsfest. 9500 V/mm.

Phosphorbronze besteht aus 90,34 Kupfer + 8,90 Zinn + 0,76 Phosphor; spez. Gew. 8,8; Zugfest. 6300 bis 14 000; spez. el. Widst. 0,0,075.

Platin, Pt; At.-Gew. 195,2; spez. Gew. 21,4; Schmelzt. 1760°; Siedet. 3800°; spez. W. 0,032; Wleitf. 0,17; $E = 16\ 000$ bis 17 500; Zugfest. 3400; spez. el. Widst. 0,0,107 (18°); el. Tempk. 0,0038.

Platin-Iridium besteht aus Platin + 10% Iridium; Schmelzt. 1760°; lWak. 0,0,088; spez. el. Widst. 0,0,318; el. Tempk. 0,0016.

Porzellan, spez. Gew. 2,29 bis 2,49; spez. W. 0,17; Wleitf. 0,0024; lWak. 0,0,030; DK. 5,7 bis 6,8; Zugfest. 200 bis 500; Druckfest. 4500 bis 7500; Verlw. $tg\ \delta$ 0,011 bis 0,014; Durchschlagsfest. 15 000 V/mm; spez. el. Widst. $3 \cdot 10^{14}$ (22°).

Preßspan, stark gepreßte, imprägnierte Pappe, stark hygroskopisch; el. Durchschlagsfest. 11 000 bis 22 000 V/mm; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^{10}$.

Pyrit, FeS₂.

Quarz (verglast), SiO₂; spez. Gew. 2,20; spez. W. 0,19; lWak. 0,0,005; $E = 6250$; Verlw. $tg\ \delta$ 0,0,41 (600 000 Hz); DK. 3,7; spez. el. Widst. $2 \cdot 10^{14}$ bis $5 \cdot 10^{18}$ (22°).

Quecksilber, Hg; At.-Gew. 200,6; spez. Gew. 13,5956 (0°); Schmelzt. —38,89°; Siedet. 357°; spez. W. 0,0333; kWak. 0,000181; spez. el. Widst. 0,0,958 (18°); el. Tempk. 0,00086.

Resistin besteht aus 84% Cu, 15% Mn, 1% Fe; spez. Gew. 8,4; spez. el. Widst. 0,0,450; el. Tempk. 0,0,2.

Ricinusöl, spez. Gew. 0,97; Schmelzt. —10 bis —18°; DK. 4,62; Verlw. $tg\ \delta$ 0,0025.

Rose-Metall, besteht aus 4 Sn + 4 Pb + 8 Bi; Schmelzt. 95°.

Salmiak, Ammoniumchlorid, NH₄Cl; spez. Gew. 1,5 bis 1,6.

Salpetersäure, HNO₃; spez. Gew. 1,55.

Salzsäure, HCl; Mol.-Gew. 36,47; spez. Gew. 1,185; Schmelzt. —17,4° (für HCl + 2 H₂O); Siedet. 110° (20%).

Sandstein, spez. Gew. 2,2 bis 2,5; spez. W. 0,22; $E = 630$; Druckfest. 700; Biegefest. 60.

Sauerstoff, O; At.-Gew. 16,00; Mol.-Gew. 32,00; spez. Gew. 1,1053 (Luft = 1); Gew. v. 1 l = 1,4290; Schmelzt. —219°; Siedet. —183°; spez. W. 0,218; Wleitf. 0,0,4572; DK. 1,00055.

Schellack, DK. 2,7 bis 3,7; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^{16}$ (22°).

Schiefer, spez. Gew. 2,65 bis 2,70; Wleitf. 0,0036; $E = 10\ 000$; DK. 6,6 bis 7,4; Verlw. $tg\ \delta \approx 0,34$; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^8$ (22°).

Schwefel, S; At.-Gew. 32,07; spez. Gew. 2,0; Schmelzt. 113°; Siedet. 444,5°; spez. W. 0,16 bis 0,24; IWak. 0,0,9; Verbrw. 2220; DK. 3,6 bis 4,0; spez. el. Widst. $1 \cdot 10^{17}$ (22°).

Schwefelsäure, H₂SO₄;

Wassergehalt . . .	95%	90%	80%	70%	60%	50%	40%	30% Gew.-Tle.
Spez. Gew. (18°)	1,032	1,067	1,141	1,220	1,304	1,396	1,500	1,612
Spez. el. Widst. (18°)	4,79	2,55	1,53	1,35	1,47	1,85	2,68	4,64

DK. > 84.

Seewasser, spez. Gew. 1,02 bis 1,03 (15°); Schmelzt. -2,5°; Wleif. 0,00134; Salzgehalt Ostsee 1-2%, Atl. Ozean 3,5%, Mittell. Meer 4,1%.

Seide, spez. Gew. 1,56 (roh); Wleif. 0,0,6; E = 650 (Seidenfaden); Verlw. tg δ 0,04 (Drahtisolation).

Selen, Se; At.-Gew. 79,2; spez. Gew. 4,4 bis 4,8; Schmelzt. 217°; Siedet. 688°; IWak. 0,0,66; DK. 6,3.

Serpentin, spez. Gew. 2,4 bis 2,7.

Siegellack, DK. ≈ 5; spez. el. Widst. $8 \cdot 10^{15}$ (22°).

Silber, Ag; At.-Gew. 107,88; spez. Gew. 10,50; Schmelzt. 961°; Siedet. 2000°; spez. W. 0,055; Wleif. 1,01; IWak. 0,0,197; E = 6000 bis 8000; Zugfest. 2900; spez. el. Widst. 0,0,016 (18°); el. Tempk. 0,0004.

Silicium, Si; At.-Gew. 28,3; spez. Gew. 2,00 bis 2,35; Schmelzt. 1425°; Siedet. ≈ 1250°; IWak. 0,0,06.

Siliciumbronze, spez. Gew. 8,9; Zugfest. 6500 bis 8500; spez. el. Widst. 0,0,025.

Silit, Mischung aus Siliciumcarbid und Silicium; spez. Gew. 2,26 bis 2,83; el. Tempk. negativ.

Solnhofer Schiefer, Lithographenstein; E = 6000; spez. el. Widst. ≈ $1 \cdot 10^8$.

Speckstein, spez. Gew. 2,6 bis 2,8.

Stickstoff, N; At.-Gew. 14,01; Mol.-Gew. 28,02; spez. Gew. 0,967 (Luft = 1); Gew. v. 1 l = 1,2507; Schmelzt. -210,5°; Siedet. -196°; spez. W. 0,249; Wleif. 0,0,567; DK. 1,0061.

Steatit, keramisches Produkt aus Speckstein, ähnlich dem Porzellan.

Tantal, Ta, At.-Gew. 181,5; spez. Gew. 16,6; Schmelzt. 2800°; spez. W. 0,036; IWak. 0,0,065; E = 19 000; spez. el. Widst. 0,0,12 (18°); el. Tempk. 0,0033.

Tellur, Te; At.-Gew. 127,6; spez. Gew. 5,9 (amorph), 6,2 (kristall.); Schmelzt. 450°; Siedet. 1390°.

Terpentinöl, C₁₀H₁₆; spez. Gew. 0,87 (16°); Siedet. 161°; spez. W. 0,42; Wleif. 0,00026; kWak. 0,00094; Verbrw. 10 850; Brechungsexp. 1,48; DK. 2,25.

Tetrachlorkohlenstoff, Tetrachlormethan, Benzinoform, CCl₄; Mol.-Gew. 153,84; spez. Gew. 1,59; Schmelzt. -22,95; Siedet. 76,8; DK. 2,25; löst Fette, brennt nicht.

Tombak besteht aus Kupfer + 15% Zink.

Trichloräthylen, C₂HCl₃; löst Fette, tiefer Entflammungspunkt.

Tungstein = Wolfram.

Turbonit, Hartpapier mit Bakelit imprägniert; Zugfest. 800; Druckfest. 2300; Biegefest. 1500; DK. ≈ 3,5; Verlw. tg δ 0,01; el. Durchschlagsfest. 16 000 V/mm.

Vaseline, Wleif. 0,00044.

Vulkanfiber, Holzfaser mit Chlorzink und H₂SO₄ behandelt; spez. Gew. 1,28; el. Durchschlagsfest. 5000 V/mm; spez. el. Widst. $2 \cdot 10^7$ bis $5 \cdot 10^9$ (22°), hygroskopisch, mechanisch sehr widerstandsfähig.

Vulkanit, IWak. 0,0,636.

Wachs, Bienenwachs; spez. Gew. 0,96; Schmelzt. 63°; Wleif. 0,0,87; kWak. 0,0,7; Verbrw. 9000; DK. 2,5 (20°); Verlw. tg δ 0,007 (800 Hz, 20°); spez. el. Widst. $6 \cdot 10^{14}$ (22°).

Wasser, H_2O ; spez. Gew. 0,999868 (0°), 1,000000 (4°), 0,998230 (20°); spez. W. 0,999 (18°); kWak. 0,00018; Brechungsexp. 1,33; DK. 81.

Wasserglas, Natriumsilicat (auch Kaliumsilitat).

Wasserstoff, H; At.-Gew. 1,008; Mol.-Gew. 2,016; spez. Gew. 0,069 (Luft = 1); Gew. v. 11 = 0,08987 g; Schmelzt. -257° ; Siedet. $-252,5^\circ$; spez. W. 3,41; Wleitf. 0,000376; DK. 1,00026.

Weichlot s. Lötzinn.

Weißmessing besteht aus Kupfer + 50 bis 80% Zink.

Weißmetall besteht aus 1 T. Kupfer + 2 T. Antimon + 15 T. Zinn (für Lager-schalen); spez. Gew. 7,1.

Wismut, Bi; At.-Gew. 209,0; spez. Gew. 9,80; Schmelzt. 270° ; Siedet. 1420° ; spez. W. 0,029; Wleitf. 0,019; IWak. 0,0,134; $E = 3200$; spez. el. Widst. 0,00012 (18°); el. Tempk. 0,004.

Wolfram, W; At.-Gew. 184,0; spez. Gew. 19,1; Schmelzt. 3000° ; Siedet. $\approx 4800^\circ$; IWak. 0,0,043; spez. el. Widst. 0,0,056 (18°); el. Tempk. 0,005.

Woodsches Metall, besteht aus 1 Cd + 1 Sn + 2 Pb + 4 Bi; Schmelzt. 70° .

Zaponlack besteht aus 1 T. Celluloid + 20 T. Aceton + 78 T. Amylacetat.

Zelluloid s. Celluloid.

Zement, spez. Gew. 2,7 bis 3,0.

Ziegelstein, Größe: $25 \times 12 \times 6,5$ cm (Reichsformat).

Zink, Zn; At.-Gew. 65,37; spez. Gew. 7,1; Schmelzt. $419,4^\circ$; Siedet. 910° ; spez. W. 0,092; Verbrw. 1300; Wleitf. 0,27; IWak. 0,0,30; $E = 8000$ bis 13 000; Zugfest. 1300; spez. el. Widst. 0,0,060 (18°); el. Tempk. 0,0040.

Zinn, Sn; At.-Gew. 118,7; spez. Gew. 7,28; Schmelzt. 232° ; Siedet. 2100° ; spez. W. 0,052; Wleitf. 0,15; IWak. 0,0,230; $E = 4000$ bis 5500; Zugfest. 250; spez. el. Widst. 0,0,113 (18°); el. Tempk. 0,0050.

3. Fachausdrücke¹⁾.

Bearbeitet von F. Banneitz.

A. Englisch-Deutsch²⁾.

a. c. = **alternating current** Wechselstrom

accordance Abstimmung

acid Säure

adapt anpassen

adapter Zwischenstecker

adjustable condenser variabler Kondensator

adjustable disc condenser Drehkondensator

adjusting slider Kontaktschieber

advance Nickelin

aerial Antenne

aerial change-over switch Antennenumschalter

aerial extension Luftleitergebilde

aerial inductance Antennenselbstinduktion

aerial, plain Einfachantenne

a. f. = **audio frequency** Hörfrequenz

agate Achat

A. H. = **ampere hour** Amperestunde

air condenser Luftkondensator

air core Luftkern (d. h. ohne Eisenkern)

air core protecting choke Schutzdrossel ohne Eisenkern

air gap Luftspalt

allotment Verteilung

alloy Legierung

alteration of the coupling Veränderung der Kopplung

alternating current Wechselstrom

alternator Wechselstromgenerator

alternator disc set Generator mit rotierender Funkenstrecke

alum Alaun

¹⁾ Vgl. auch: A. Schlo mann: Illustr. technische Wörterbücher in sechs Sprachen, Bd. 2, Elektrotechnik, Berlin: Oldenbourg 1907.

²⁾ Vgl. auch: O. Sattelberg: Wörterbuch der elektr. Nachrichtentechnik. Berlin: Springer 1925.

- ammeter** Amperemeter
amperage Amperezahl
ampere-turns Amperewindungen
amplification Verstärkung
amplification factor Verstärkungsgrad
amplifier Verstärker
amplify verstärken
angle Winkel
angular velocity Winkelgeschwindigkeit
antagonistic entgegenwirkend
antenna Luftleiter
antinode Kurvenband
aperture Öffnung
apex Spitze
application Anwendung
arbor Achse
arc Lichtbogen
arc transmitter Lichtbogensender
area turns Windungsfläche
argentan Neusilber
armature, condenser Kondensatorbelegung
armature of a dynamo Anker einer Dynamo
armatures of a condenser wirksame Metallteile eines Kondensators
armour bewehren, armieren
artificial antenna künstliche Antenne
artificial line künstliche Leitung
arrester, earth terminal Erdung über Funkenstrecke
arrester, lightning Blitzableiter
asynchronous discharger Plattenfunkenstrecke
atmospherics Luftstörungen
attenuate dämpfen
attenuation Amplitudenabfall treier Wellen, Dämpfung
audibility factor Hörbarkeit
audio frequency Tonfrequenz
auto-coupling galvanisch-induktive Kopplung
autodyne Rückkopplungsempfänger, Schwingaudion
auto-heterodyne Schwingaudion
auto-room Apparatesaal
auto transformer Spartransformator
auto transmitter automatischer Geber
auxiliary coil Hilfsspule
average value Mittelwert
A. W. G. = American wire gauge Amerikanische Drahtlehre
backstay Pardune
balance, capacity Gegengewicht
balance, electric elektrisches Gleichgewicht
balancing aerial vom Sender entkoppelte Empfangsantenne
ball-shaped kugelförmig
band of frequencies Frequenzbereich
bare wire blanker Draht
beacon, directional gerichtete Strahlung
beacon, radio Richtungs sender
beam Strahl
beam transmitting station Einstrahlungsstelle, Richtsendsanlage
bearing Teilung
beat Überlagerung, Pulsation
beat-frequency Überlagerungsfrequenz
beats heterodyne Überlagerung mit Röhre
beat note Schwebungston
beat receiver Überlagerungsempfänger
beat reception Überlagerungsempfang
bell antenna geknickte Antenne
bell Klingel
bevel wheel Kegelrad
bilateral zweiseitig
blocking of continuous current Gleichstromblockierung
blower Gebläse
blow-out, spark Funkenlöschung
bobbin Spule
boss Nabe
box-kite Kastendrachen
bracket Stütze
branched currents verzweigte Ströme
branched spark verzweigter Funke
brass Messing
braz hartlöten
breaker, circuit Stromunterbrecher
break, hammer Hammerunterbrecher
break spark Unterbrechungsfunke
break, vibrating Hammerunterbrecher
broadcasting Rundfunk
brush, contact Kontaktbürste
brush discharge Büschelentladung
B. S. G. = British Standard Gauge Britische Normallehre
bull variometer Kugelvariometer
busbars Sammelschienen
buzzer Summer
by-pass condenser Überbrückungskondensator
cages Käfigantenne
calibration condenser Eichkondensator
calido Chromnickelstahl
call-bell Alarmglocke
call letter Rufzeichen
capacity earth Gegengewicht
capacity, specific inductive Dielektrizitätskonstante

carbon Kohle
cardboard Pappe
carrier current telephony Hochfrequenz-
 telephonie auf Leitungen
carrier wave Trägerwelle
case Gehäuse
cast iron Gußeisen
catch Haken
cathode ray oscillograph Braunsche
 Röhre
c. c. = continous current Gleichstrom
cell, galvanic galvanisches Element
cell, photo Photozelle
cell sensitive to light lichtempfindliche
 Zelle
cell, wet nasses Element
c. e. m. f. = counter electromotoric force
 genelektromotorische Kraft
centre of gravity Schwerpunkt
cessation Stillstand, Unterbrechung
change of connection for Umschaltung
 auf
change over switch Umschalter
changer Wandler
change-tune switch Wellenumschalter
changer, frequency Frequenzwandler
charge Ladung
charging switch Ladeschalter
chatter prellen, klappern
choke Drossel
choking coil Drosselspule
circuit Stromkreis
circuit breaker Ausschalter
circuit, magnetic magnetischer Kreis
circular cross-section runder Quer-
 schnitt
click ticken, Knackgeräusche
close coupling feste Kopplung
closed circuit current Ruhestrom
closed oscillating circuit geschlossener
 Schwingungskreis
closer, circuit Stromschließer
coarse mesh grid grobmaschiges Gitter
coated filament, oxide Oxydheizfaden
coating Überzug
coating of the jar Metallbelag der Ley-
 dener Flaschen
coating of a condenser Kondensator-
 belegung
code, Morse Morseschrift
coherence Frittung
coil Spule
coil antenna Rahmenantenne
common reactance gegenseitige Induk-
 tion
concentrator Klinkenumschalter

condenser armature Kondensatorbele-
 gung
condenser circuit Kondensatorkreis
condenser transmitter Kondensator-
 mikrophon
conductance Leitfähigkeit
conduction Übertragung
conductivity spezifische Leitfähigkeit
conductor Leiter
cone antenna Kegelantenne
connection Verbindung
connector Verbindungsklemme
constrained oscillation erzwungene
 Schwingung
continuous current Gleichstrom
continuous wave kontinuierliche
 Welle
contortion Verzerrung
control steuern
control grid Steuergitter
converter rotierender Umformer
convey übertragen
coordination, inductive Übersprechen
copper Kupfer
core Kern, Ader
core, air ohne Eisenkern
core, iron Eisenkern
core-carbon Dochtkohle
cotton Baumwolle
counterpoise Gegengewicht
counter voltage Gegenspannung
counterweight Gegengewicht
coupled oscillatory circuits gekoppelte
 Schwingungskreise
couple, thermo- Thermoelement
coupling Kopplung
coupling coefficient Kopplungskoeffi-
 zient
coupling, flexible biegsame Verbin-
 dung
coupling, reaction Rückkopplung
c. p. s. = cycles per second Perioden/sec.
crest Scheitelwert
cross-section Querschnitt
crystal rectifier Kristalldetektor
cube Kubus
cube root Kubikwurzel
cu.cm. Kubikzentimeter
cu.ft. Kubikfuß
current Strom
cusps Wendepunkt
cut-out Ausschalter
c. w. = continuous waves ungedämpfte
 Wellen
cycles Perioden
cymometer Wellenmesser

damped waves gedämpfte Wellen
dampner Schalldämpfer
damping Dämpfung
damping, loss Verlustdämpfung
damping of the antenna radiation Strahlungsdämpfung
damping reduction Dämpfungsreduktion
dampness Feuchtigkeit
dash Morsestrich
d. c. = direct current Gleichstrom
dead stromlos, spannungslos
dead-beat aperiodisch (Grenzwert)
decay Abfall, Dämpfungsfaktor
decaying current abnehmende Stromstärke
decoherence Entfrittung
decreasing amplitude abnehmende Amplitude
decrement Dämpfungsdekrement
decrometer Dämpfungsmesser
deflecting plates Ablenkungselektroden
deflection Durchbiegung, Galvanometerausschlag
deflectional sensitivity Empfindlichkeit des Zeigerausschlags
degree of coupling Kopplungsgrad
demijohn Glasballon
d. f. = direction finding Richtungsbestimmung
delta-connected in Dreiecksschaltung
density Dichte
departure Abweichung
dependence Abhängigkeit
depth Tiefe
derivation Ableitung
design Konstruktion, Ausführung
detune verstimmen
device Vorrichtung, Erfindung
device suspension Aufhängevorrichtung
dielectric strength dielektrische Festigkeit
dielectric substance Dielektrikum
diode valve Zweielektrodenröhre
direct current Gleichstrom
directional aerial gerichtete Antenne
directional reception Richtempfang
directional wireless telegraphy gerichtete Radio-Telegraphie
direction finder Peilempfänger
directive reception gerichteter Empfang
disc Scheibe
disc condenser, adjustable Drehkondensator
disc gup Scheibenfunkenstrecke
disc set, alternator Generator mit rotierender Funkenstrecke

discharge Entladung
discharger Funkenstrecke
displacement current dielektrischer Verschiebungsstrom
disruptive strength Durchschlagsfestigkeit
dissipate zerstreuen
dissipation of energy Energiezerstreuung
distance of transmission Reichweite
distance, sparking Funkenstrecke
distortion Verzerrung
disturbance Störung
distributed capacity verteilte Kapazität
dog Zahn, Klinke
dot Morsepunkt
double-pole switch zweipoliger Schalter
drop, voltage Spannungsabfall
drum Trommel
drum armature Trommelanker
drum winding Trommelwicklung
drummy dumpf
dry cell Trockenelement
dual receiver Reflexempfänger
duplex, working Duplexbetrieb
duration of oscillation Schwingungsdauer
dying oscillation abklingende Schwingung

earth arrester Erdung über Funkenstrecke
earth capacity Gegengewicht
earth connection Erdverbindung
earth screen Gegengewicht
earth terminal arrester Erdung über Funkenstrecke
earth return Erdrückleitung
economical transformer Spartransformator
eddy currents Wirbelströme
efficiency Wirkungsgrad
electron current Elektronenstrom
electron tube Elektronenröhre
elevated conductor Luftleitergebilde
e. m. elektromagnetische Einheiten
embosser Reliefschreiber
e. m. f. elektromotorische Kraft
emission, electron Elektronenemission
emit aussenden
enamel Emaille
end face Stirnfläche
endodyne Schwingungserzeuger (Überlagerer)
engine Maschine
equation Gleichung

equiproportional conductor mitschwingender Leiter
e. s. elektrostatische Einheiten
equi-radial aerial ungerichtete Antenne
even harmonics geradzahlige Oberschwingungen
excite erregen
excitation Erregung
excited, self- selbsterregt
excited, separately fremderregt
exciter Erreger
exciting spark gap Erreger-Funkenstrecke
exhaustion Erschöpfung
extension of antenna Verlängerung der Antenne
extinguisher, spark Funkenlöschung
exude ausscheiden
eyelet Öse
fading Verschwinden der Zeichen
fall in potential Spannungsabfall
fail, signals Zeichen bleiben aus
fan antenna Harfenantenne
fan-shaped antenna Fächerantenne
feeble signals schwache Zeichen
field, electric elektrisches Feld
field-break switch Magnetausschalter
field coil Feldspule
filament Heizfaden
filament battery Heizbatterie
filings Feilspäne
fine mesh grid feinmaschiges Gitter
fixed discharger feste Funkenstrecke
flat copper Flachkupfer
flat square coil Flachspule
flat tuning unscharfes Abstimmen
flexible coupling biegsame Verbindung
flicked off zerhackt
fluctuation Schwankung
flux Kraftfluß
flywheel circuit Schwungradschaltung
force, electromotive elektromotorische Kraft
forced oscillation erzwungene Schwingung
F. P. S. = foot-pound-second-system praktisches engl. Maßsystem
frame aerial Rahmenantenne
freedom from troubles Störungsfreiheit
frequency, limiting Grenzfrequenz
frequency meter Frequenzmesser
ft. = foot Fuß
fundamental oscillation Grundschiwingung

funnel-shaped antenna trichterförmige Antenne
fuse Sicherung
gain Gewinn, Verstärkungsgrad
galena Bleiglanz
gauge eichen
gap Spalt
gap, spark Funkenstrecke
geared down to untersetzt auf
gear, head Kopffernhörer
generating plant Stromerzeugungsanlage
German silver Neusilber
gilt vergoldet
glow lamp Glühlampe
glow discharger lamp Glühmilampe
gouze Gaze
granular coherer Körnerfritter
gravity, centre of Schwerpunkt
grid Gitter
grid leak Gitterableitung
grinder atm. Störungen besonderer Art
ground connection Erdverbindung
grounded geerdet
group frequency Frequenz einer Wellengruppe
hammer break Hammerunterbrecher
hanger Luftkabel
hard rubber Hartgummi
harmonic oscillation Oberschwingung
harmonics Oberschwingungen
heart-shape herzförmig
height, effective wirksame Höhe
height of mast Masthöhe
height, radiation Strahlhöhe
Hertzian waves Hertzische Wellen
heterodyne Überlagerung, Schwingungserzeugung durch Überlagerung
heterodyne receiver Überlagerungsempfänger
h. f. = high frequency Hochfrequenz
high damping große Dämpfung
high frequency Hochfrequenz
high-power station Kraftstation
high-pressure condenser Hochspannungskondensator
high-speed telegraphy Schnelltelegraphie
high tension Hochspannung
homodyne reception Empfang mit Erzeugung der Trägerfrequenz
honeycomb coil Spule mit Wabenwicklung
hot-cathode Glühkathode
hot-wire Hitzdraht
hotwire ammeter Hitzdrahtamperemeter

h. p. = horse power Pferdestärke
h. t. = high tension Hochspannung

ignition device Zündapparat
image transmission Bildübertragung
impact excitation Stoßerregung
impedance scheinbarer Widerstand
imperfect tuning unscharfe Abstimmung
impression of the signals, clear scharfe
 Abgrenzung der Zeichen

in. = inch Zoll
inaudible unhörbar
incandescent cathode Glühkathode
incidence, angle of Einfallswinkel
indiarubber Gummi
inductance Selbstinduktion
inductance coil Selbstinduktionsspule
induction coil Induktionsspule, Funken-
 induktor
inductive capacity, specific Dielektrizi-
 tätskonstante
inductive transmitter gekoppelter Sen-
 der

in door aerial Zimmerantenne
inefficient unwirksam
inert träge
initial intensity Anfangsintensität
inker Farbschreiber
inkwriter Farbschreiber
input zugeführte Leistung, Kraftbedarf
insulation Isolation
insulator Isolator
insert einschalten
intensifier Verstärker
interference Störung, besonders durch
 Interferenz mit anderen Wellen
intermediate circuit Zwischenkreis
interrupter Unterbrecher, Ticker
iron Eisen
iron core Eisenkern
ironclad eisenbewehrt
ironless eisenfrei
ivory Elfenbein
jack Klinke, Umschaltklinke
jam stören
jammings Störungen
jar capacity Flaschenkapazität
jars, Leyden Leydener Flaschen
jet Strahl
jigger Kopplungstransformator
joint Gelenk, Verschluss

kallirotron Verstärker mit Widerstands-
 übertragern

k. c. = kilocycles Kilohertz
keeper of a magnet Magnetanker

kenotron Hochvakuumgleichrichter-
 röhre

key Taste
key, relay Tastrelais
key, sending Sendetaste
kite Drachen
knife switch Messerschalter, Hebel-
 schalter

lamp Röhre
lattice mast Gittermast
lattice coil Spule mit Wabenwicklung
layer Schicht
layer of tin-foil Stanniobelag
lb = pound (libra) Pfund
lead Blei, Leitung
leading-in insulator Einführungsisolator
leading-through Durchführung
leak, grid Gitterableitung
leakage Ableitung
leakage flux Streufluß
leaking Ableitung
left-handed thread Linksgewinde
legibility of signals Lesbarkeit von
 Zeichen

length of spark Funkenlänge
lengthening coil Verlängerungsspule
lens Linse
lever Hebelarm
Leyden jar Leydener Flasche
lightning arrester Blitzableiter
limiting frequency Grenzfrequenz
line Leitung
linkage Verkettung
lines of force Kraftlinien
load Ladung, Last
loading coil Verlängerungsspule
local oscillator Überlagerer
locking device Sperrvorrichtung
long-distance station Großstation
loop antenna Rahmenantenne
loop, current Strombauch
loop of the oscillation Schwingungs-
 bauch

loop, potential Spannungsbauch
loose coupling lose Kopplung
loss damping Verlustdämpfung
low frequency Niederfrequenz
low tension Niederspannung
luminous rays Lichtstrahlen

magnetism Magnetismus
magnification Verstärkung
magnifier Verstärker
magnitude Größe
main-busbars Hauptsammelschienen

main circuit Hauptstromkreis
main switch Hauptschalter
mains, d. c. Gleichstromnetz
manipulation Tastung
marble Marmor
marking contact Zeichenstromkontakt
mast Mast
masthead Mastspitze
mean value Mittelwert
means for tuning Abstimmittel
measure messen
measurement Messung
mesh, coarse grobmaschig
mesh, fine feinmaschig
mesh, grid Gittermasche
message Telegramm
meter Meßinstrument
micrometric spark discharger Funkenmikrometer
M. M. F. = magnetomotive force magnetomotorische Kraft
monitoring device Anrufeinrichtung
movable plates drehbare Platten
multilayer coil mehrlagige Spule
multiple antenna Vielfachantenne
multiple spark gap unterteilte Funkenstrecke
multi turn viele Windungen
mute antenna künstliche Antenne
mutual induction gegenseitige Induktion

natural oscillation Eigenschwingung
natural wave-length Eigenschwingung
network, aerial Luftleitergebilde
nodal point of vibration Schwingungsknoten
node, current Stromknoten
node, potential Spannungsknoten
node, vibration Schwingungsknoten
noise Geräusch
non-inductive induktionsfrei
non-oscillatory aperiodisch
note magnification Tonverstärkung
note of pitch Überlagerungston
note tuning Tonabstimmung, Tonhöhe der Abstimmung

odd harmonics ungradzahlige Oberschwingungen
oil-break switch Ölschalter
one-way in einer Richtung, Simplex
open circuit Arbeitsstromkreis
open oscillating circuit offener Schwingungskreis
opposite phase entgegengesetzte Phase
oscillating valve Senderöhre

oscillation Schwingung
oscillatory circuit Schwingungskreis
oscillon Elektronenröhre
output abgegebene Leistung
overload Überlastung
oxide-coated filament Oxydheizfaden

pancake coil Flachspule
pawl Sperrklinke
partial wave Kopplungswelle
passage of spark Funkenübergang
pasteboard Pappe
p. d. Potentialdifferenz
peak-load Spitzenbelastung
peaky curve spitze Kurve
perforator Lochapparat
phase difference by dielectric loss Verlustwinkel
phase displacement Phasenverschiebung
phase relation Phasenbeziehung
picofarad = Mikromikrofarad
pictures, transmission of Bildübertragung
pitch Tonhöhe, Pech
pitch of the beat note Tonhöhe der Überlagerung
pitch of the signal note Tonhöhe des Zeichens
plain aerial alte Marconi-Antenne
plant Anlage
plate Anode
plate current Anodenstrom
plate supply Anodenbatterie
pliodynatron Doppelgitterröhre
pliotron Elektronenröhre mit sehr gutem Vakuum
plug Kontaktstöpsel
pointed spitz
pole-piece Polschuh
portable station tragbare Station
powder coherer Pulverfritter
practice buzzer Übungssummer
pressboard Preßspan
press switch Druckschalter
printing telegraph Drucktelegraph
propagation of waves Fortpflanzung von Wellen
propagation, velocity of wave- Fortpflanzungsgeschwindigkeit
protecting choke Drosselspule
pulse Wechsel, halbe Periode
puncher Stanzapparat
push-pull amplifier Druck-Zug-Verstärker, Gegentaktverstärker
quench löschen
quenched spark Löschfunken

- quenched spark gap** Löschfunkenstrecke
quick-break switch Momentschalter
range Reichweite
range of frequencies Frequenzbereich, Spektrum
radiation, Strahlung
radiation into space Ausstrahlung
rapidity of signaling Telegraphiergeschwindigkeit
raw rubber Rohgummi
rays Strahlen
reactance induktiver Widerstand
reaction coupling Rückkopplung
reactor Drosselspule
re-broadcasting Ballsender
receiver Empfänger
receiving aerial Empfangsantenne
recess Nute, Eindrehung
recording telegraph Schreibtelegraph
recorder Schreiber, Schreibtelegraph
rectifier Gleichrichter
regenerative amplifier Rückkopplungsverstärker
reflex circuit Rückkopplungskreis
reluctance magnetischer Widerstand
r. m. s. = root mean square Effektivwert
relay Relais
remote control Fernbed. enung
remote control switch Fernschalter
repeater Relaisübertragung
repeating amplifier Kaskadenverstärker
repeating relay Übertragungsrelais
resistance Widerstand
resonant conductor mitschwingender Leiter
reversal of current Stromumkehrung
reverser, current Stromwender
revolutions Umdrehungen
revolve rotieren
ribbon Flachdraht
right-handed thread Rechtsgewinde
rising current zunehmende Stromstärke
roof-shaped antenna dachförmige Antenne
root Wurzel
rope, steel Stahlpardune
rotating field Drehfeld
rotation frame aerial drehbare Rahmenantenne
r. p. m. = revolutions per minute Umdrehungen in der Minute
rubber Gummi
rubbing contact Reibungskontakt
rush of current Stromstoß
safe carrying capacity maximale Belastbarkeit
safety plug Schmelzsicherung
saturation current Sättigungsstrom
screen Schirm, Skala
screened cabin abgeschirmter Empfangsraum
screening box Schutzkasten
screw Schraube
screwdriver Schraubenzieher
search coil Suchspule
selectivity Störungsfreiheit, Selektivität
self capacity Eigenkapazität
self excited selbstregt
self-heterodyne receiver Rückkopplungsempfänger
sending key Sendetaste
sensibility Empfindlichkeit
sensitiveness Empfindlichkeit
sensitivity Empfindlichkeit
separate heterodyne receiver Empfänger mit Überlagerer
series-connected condensers in Serie geschaltete Kondensatoren
series-resonant circuit Resonanzkreis in Reihenschaltung
set Apparatesatz
shaking Erschütterung
shape of (the) curve Kurvenform
sharply tuned scharf abgestimmt
sharpness of tuning Abstimmsschärfe
shielded transformer gepanzertes Transformator
short circuiting device Kurzschließer
short wave condenser Verkürzungskondensator
shortening condenser Verkürzungskondensator
shunt Nebenschluß
shunt regulator Nebenschlußregulator
S. I. C. = specific inductive capacity Dielektrizitätskonstante
side band Seidenband durch Modulation
signal-to-noise ratio Verhältnis von Lautstärke zu Störungen
signal strength Lautstärke
silver Silber
sine curve Sinuskurve
single phase einphasig
single-pole switch einpoliger Schalter
sinusoidal sinusförmig
sketch Skizze
slider, adjusting Schiebekontakt
sliding contact Schiebekontakt
slightly damped schwach gedämpft
slight damping schwache Dämpfung

- slip ring** Schleifring
slit Schlitz
small-power station Kleinstation
smooth glatt
smooth disc discharger rotierende Funkenstrecke ohne Zacken
smother condenser Ausgleichkondensator
soft iron Weicheisen
soft-iron vane instrument Weicheiseninstrument
solenoid Spule
solution Lösung (in Flüssigkeit)
souridine Schalldämpfer
spacing contact Trennstromkontakt
span Antennenabspannung
span pole Abspannpfahl
spark Funke
spark coil Funkeninduktor
spark discharge Funkenübergang
sparkling distance Funkenstrecke
spark gap Funkenstrecke
spark gap, multiple unterteilte Funkenstrecke
spark micrometer gap Funkenmikrometer
spark, quenched Löschfunken
spark rate Funkenzahl
specific inductive capacity Dielektrizitätskonstante
speed of signaling Telegraphiergeschwindigkeit
speed, transmitting Sendegeschwindigkeit
spot of light Lichtzeiger
spring Feder
spring drum Federtrommel
square Quadrat
squealing Selbsttönen (von Verstärkern)
squirrel cage aerial Reusenantenne
starter Anlasser
starting resistance Anlasser
static frequency changer (statischer) Frequenzwandler
statics atmosphärische Störungen
station, long-distance Großstation
station, small-power Kleinstation
steadiness of the wave Konstanz der Wellenlänge
steel Stahl
steep steil
step, to come in in Tritt kommen
step-up transformer Hochtransformator
stoge, multi- mehrstufig
stop-screw Anschlagschraube
storage battery Akkumulatorenbatterie
straight oscillator geradliniger Oszillator
straight wire ausgespannter Draht
strain-insulator zugfester Antennenisolator
strays atmosphärische Störungen
strength, dielectric dielektrische Festigkeit
strength, disruptive Durchschlagsfestigkeit
strength, signal Lautstärke
strengthened verstärkt
stress, dielectric dielektrische Beanspruchung
strip, paper Papierstreifen
strongly damped stark gedämpft
studded mit Zähnen versehen
studded disc discharger rotierende Funkenstrecke mit Zähnen
studio Aufnahmraum
sulphuric acid Schwefelsäure
superimpose überlagern
supply Speisung, Stromzuführung, Stromquelle
support, antenna Antennenbefestigung
surface Oberfläche
suspension device Aufhängevorrichtung
s. w. g. = standard wire gauge
swinging Schwingung
switch Schalter
switch, change-over Umschalter
switch, change-tune Wellenumschalter
switchboard Schalttafel
synchronous spark discharger rotierende Funkenstrecke
syntonic wireless telegraphy abgestimmte drahtlose Telegraphie
syntonisation Abstimmung
syntonise abstimmen
syntonising coil Abstimmspule
syntonising inductance Variometer
syntony Abstimmung
tapper Klopfer
tapping Erschütterung
tension Spannung
terminal Klemme
test Versuch
tester Prüfapparat
testing Prüfung
thermionic amplifier Röhrenverstärker
thermionic valve Elektronenröhre
thermionic valve detector Audionröhre
thermions Thermionen
thermo-couple Thermoelement

thoriated tungsten filament Wolfram-Heizfaden mit Thoroxyd
thread Gewinde
tight coupling feste Kopplung
time of oscillation Schwingungsdauer
timed spark Taktfunken
tin Zinn
tin-foil coating Staniolbelag
toll cable Fernkabel
toll call Ferngespräch
toroidal coil Ringspule
T-shaped antenna T-Antenne
traffic Verkehr
trailing aerial freihängende Antenne
transformer Transformator
transient current Augenblicksstrom
transient potential difference Augenblicksspannung
transmitter Sender
transmitter, inductive gekoppelter Sender
transmitting, aerial Sendeantenne
transmitting insulator Isolator für Sendeantenne
transmitting valve Senderöhre
trembler Selbstunterbrecher
triode Dreielektrodenröhre
troubles Störungen
tube Röhre
tune abstimmen
tuner Abstimmapparat
tungsten Wolfram
tuning Abstimmung
tuning fork Stimmgabel
tuning fork circuit breaker Stimmgabelunterbrecher
turns, ampere- Amperewindungen
twin-coupled condenser doppelt geschalteter Kondensator

umbrella aerial Schirmantenne
undamped waves ungedämpfte Wellen
undulatory movement Schwingung
unidirectional einseitig gerichtet
unit Einheit, Einheitsmaß

unpure unrein
useful damping Nutzdämpfung
useful effect Nutzleistung

valve Röhre
valve receiver Röhrenempfänger
valve transmitter Röhrensender
vertical electric waves stehende elektrische Wellen
vibrating break Hammerunterbrecher
vibration Schwingung
vibration period Schwingungsperiode
voltage Spannung
volumen indicator Lautstärkenmesser
volumen of speech Lautstärke

water-jet Wasserstrahl
wave Welle
wave antenna Horizontal-Antenne (Länge ≈ 1 Wellenlänge)
wave-changing switch Wellenumschalter
wave-length Wellenlänge
wave propagation Fortpflanzung der Wellen
wave-train Wellenzug
wave tuning Wellenlängenabstimmung
wavemeter Wellenmesser
weak coupling lose Kopplung
weakly damped schwach gedämpft
wear Abnutzung
wheel Rad
wheels, train of Räderwerk
whistling Pfeifen
winding Wickelung
wing circuit Anodenstromkreis
wire Draht
wired wireless Hochfrequenztelegraphie auf Leitungen
wireless telegraphy drahtlose Telegraphie
worm Schneckenrad
Y-connected in Sternschaltung
yoke Joch

zincite Rotzinkerz

B. Französisch-Deutsch.

abrégé abgekürzt
accord (m) Abstimmung
accorder abstimmen
accouplé, émetteur (m) gekoppelter Sender
accouplement (m) Kopplung
accouplement faible lose Kopplung
acier (m), **câble d'** Stahlseil

acuité (f) **de la résonance** Resonanzschärfe
aérien, conducteur (m) Luftleiter
aérostat (m) Luftballon
agate (m) Achat
agu, é scharf
aiguille (f) Zeiger
aimant (m) Magnet

aimantation (f) Magnetisierung
aimanter magnetisieren
alternateur (m) Wechselstromgenerator
alternateur à haute fréquence Hochfrequenzmaschine
amorçage spontané Selbstzündung (des Lichtbogens)
amorties, ondes gedämpfte Schwingungen
amortissement (m) Dämpfung
amortissement des pertes Verlustdämpfung
amortissement élevé große Dämpfung
ampèremètre (m) à fil chaud Hitzdrahtamperemeter
amplificateur (m) Verstärker
amplificateur à lampes Röhrenverstärker
amplificateur à résistance Widerstandsverstärker
amplification (f) Verstärkung
amplifier verstärken
ampule (f) Röhre, Birne
angle (m) Winkel
annuel jährlich
antenne (f) en parapluie Schirmantenne
antenne fictive künstliche Antenne
aploti abgeflacht
appel (m) Anruf
arc (m) Lichtbogen
artificiel künstlich
audible hörbar
auto-excitation Selbsterregung
auxiliaire, courant Hilfsstrom
avance (f) de phase Phasenvoreilung

balai (m) Bürste
bande (f) de fréquence Frequenzband
barres (f) omnibus Sammelschienen
basse fréquence Tonfrequenz
battement (m) Schwebung
bi-polaire doppelpolig
bobinage (m) Wicklung
bobine (f) de choc Stoßkreisspule, Drosselspule
bobine de couplage Kopplungsspule
bobine de réactance Drosselspule
bobine de réaction Rückkopplungsspule
bobine de self Selbstinduktionsspule
bobine de syntonisation Abstimmungsspule
bobine d'impédance Drosselspule
bobine d'inductance Abstimmungsspule
bobine d'induction Funkeninduktor
borne (f) Klemme
boucle (f) Windung, Schleife
bourdonnement (m) Brodeln

branche (f) ascendante aufsteigender Ast einer Kurve
branche horizontale de l'antenne horizontaler Teil der Antenne
breveter patentieren
broadcasting (m) Rundfunk
brouillage (m) Störung
brouilleur, poste Störstation
bruissement (m) Brausen, Rauschen

cabane (f) du poste Stationshaus
cadre (m) Rahmen, Empfangsrahmen
cadre récepteur Empfangsrahmen
cahier (m) des charges Lieferungsbedingungen
calage (m) des balais Bürstenstellung
capacité (f) d'équilibre Gegengewicht
capacité inductive spécifique Dielektrizitätskonstante
caractère (m) Schriftzeichen
carré (m) parfait Quadrat
cathode (f) incandescente Glühkathode
cellule (f) photoélectrique Photozelle
cerf-volant (m) Drachen
chauffage (m) Heizung
cheville (f) de contact Kontaktstift
choc (m) des ondes Wellenstoß
choc, bobine de Drosselspule, Stoßkreisspule
chute (f) de tension Spannungsabfall
circuit (m) d'antenne Antennenkreis
circuit fermé Ruhestromkreis
circuit induit Kopplungskreis
circuit intermédiaire Zwischenkreis
circuit oscillant Schwingungskreis
circuit oscillatoire Schwingungskreis
circuit plaque Anodenkreis
circuit récepteur Empfangskreis
cire (f) Wachs
claquement isolé Knacken bei Luftstörungen
clavier (m) de manipulation Tastatur
clé (f) morse Morsetaste
clef (f) morse Morsetaste
coefficient (m) d'accouplement Kopplungsgrad
coefficient (m) d'induction Induktionskoeffizient
coefficient d'induction mutuelle gegenseitiger Induktionskoeffizient
cohéreur (m) Fritter
commande (f) à distance Fernbedienung
commande, triode de Steuerröhre
composante (f) Komponente
condensateur (m) à air Luftkondensator
condensateur à disque Drehkondensator

- condensateur d'arrêt** Blockierungskondensator
condensateur de raccourcissement Verkürzungskondensator
condensateur de dérivation Sperrkondensator
condensateur étalon Eichkondensator
conductivité (f) Leitfähigkeit
conduite (f) d'eau Wasserleitung
conjoncteur (m) Stromschließer
connexion (f) de terre Erdverbindung
continu, courant Gleichstrom
contrainte, oscillation erzwungene Schwingung
contre-capacité (f) électrique Gegengewicht
contrepas (m) Gegentakt
contrepoids (m) Gegengewicht
convertisseur (m) Umformer
convertisseur (m) à vapeur de mercure Quecksilberdampfgleichrichter
cornet (m) Trichter
côtier, poste (m) Küstenstation
coton (m) Baumwolle
couche (f) Schicht
coupe-circuit (m) Sicherung
couper abschalten
couplage (m) Schaltung, Kopplung
couplage des réactions Rückkopplung
couplage lâche lose Kopplung
couplage serré feste Kopplung
coupure, fréquence de Grenzfrequenz
courant (m) alternatif Wechselstrom
courant continu Gleichstrom
courant de saturation Sättigungsstrom
courant de transmission Arbeitsstrom
courant intermittent Arbeitsstrom
courant permanent Ruhestrom
courant-plaque Anodenstrom
courant porteur Strom der Trägerfrequenz
courant porteur, téléphonie à Hochfrequenztelephonie auf Leitungen
courant redressé gleichgerichteter Strom
courbe (f) de résonance Resonanzkurve
courbure (f) Wölbung einer Kurve
court-circuit (m) Kurzschluß
crépitement (m) continu Brodeln
crible (m) Sieb
croissante, amplitude zunehmende Amplitude
courseur (m) de contact Kontaktschieber
cuve (f) de l'arc Lichtbogenkammer
cymomètre Wellenmesser
décalage, angle de Phasenverschiebungswinkel
décalé en phase in der Phase verschoben
décharge (f) Entladung
décharge (f) d'étincelles Funkenübergang
décromètre (m) Dämpfungsmesser
décroissante, amplitude abnehmende Amplitude
degré (m) d'accouplement Koppelungsgrad
démarrateur (m) Anlasser
demi-oscillation (f) Halbschwingung
dénuder absolieren
déphasage (m) Phasendifferenz
déphasé in der Phase verschoben
dérangements, absence de Störungsfreiheit
dérivation (f) Ableitung, Verzweigung
dessin (m) Zeichnung
détecteur, triode- (m) Audionröhre
détresse, signal (m) de Notsignal, Seenotzeichen
déviaton (f) Ablenkung
dévier ablenken
diaphonie (f) Übersprechen, Mitsprechen
dirigée, radiotélégraphie gerichtete Radiotelegraphie
disjoncteur (m) Stromunterbrecher
dispositif (m) Anordnung
dispositif de mesure Meßanordnung
disque (m) Scheibe
disque, condensateur à Drehkondensator
distance (f) explosive Funkenstrecke, Schlagweite
distorsion (f) Verzerrung
diurne, période (f) tägliche Periode
données météorologiques meteorologische Daten
dos d'âne, antenne dachförmiger Luftleiter
douille (f) en ébonit Ebonithülse
durée (f) d'oscillation Schwingungsdauer
échelle (f) Skala, Maßstab
éclateur (m) Plattenfunkenstrecke
éclateur en série unterteilte Funkenstrecke
éclateur pour étincelle étouffée Löschfunkenstrecke
éclateur à étincelle Funkenstrecke
écouler entladen
écouteur (m) Kopffernhörer

écran (m) **au platinocyanure de baryum** Bariumplattizyanürschirm
effet détecteur Detektorwirkung
effort (m) **diélectrique** dielektrische Beanspruchung
élevé, amortissement starke Dämpfung
émetteur (m) Sender
émetteur à commande Steuersender
émetteur à machine Maschinensender
émetteur mécanique Maschinensender
émission (f) Ausstrahlung
enclume (f) Ausschlag
enroulement (m) Wickelung
entonnoir (m) Trichter
épanouissement (m) Polschuh
équation (f) Gleichung
équilibre, capacité d' Gegengewicht
essai (m) Prüfung, Versuch
essayeur (m) **de poste** Stationsprüfer
étain (m) Zinn
étain, armature en feuille d' Stanniobelag
étalon (m) Eichinstrument
étalonner eichen
état (m) **de vibration** Schwingungszustand
état hygrométrique Feuchtigkeitsgehalt
éteindre löschen
étincelle (f) Funke
étincelle de rupture Unterbrechungsfunke
étincelle étouffée Löschfunke
étincelle ronflée Knallfunke
étouffée, étincelle Löschfunke
éventail (m), **antenne en** Fächerantenne
excitateur (m) Erreger
excitation (f) Erregung
excitation séparée Fremdsteuerung
explosive, distance Funkenstrecke

facteur (m) **de puissance** Leistungsfaktor
faisceau (m) **d'antenne** Luftleitergebilde
f. e. m. = force électromotrice elektromotorische Kraft
fiche (f) Stöpsel
filament (m) Faden, Heizfaden
fil (m) **de sonnerie** Klingelleitungsdraht
fil résistant Widerstandsdraht
fondamentale, vibration (f) Grundschiwingung
formule (f) Formel
foyer (m) Brennpunkt
fractionné unterteilt
fractionnement (m) **de la distance explosive** Unterteilung der Funkenstrecke
frappeur (m) Klopfer

fréquence (f) **critique** Grenzfrequenz
fréquence de coupure Grenzfrequenz
fusible (m) Abschmelzsicherung
gamme (f) **des fréquences** Frequenzbereich
génératrice (f) Generator
godet (m) Gefäß
grille (f) Gitter

harmonique (m) Oberschwingung
hauban (m) Anker, Pardune
haubanage (m) Abspannung
hauban (m) **d'acier** Stahlpardune
haute tension (f) Hochspannung
hauteur (f) **efficace de l'antenne** effektive Antennenhöhe
hauteur de la note Tonhöhe
haut-parleurs (m) Lautsprecher
hélice (f) Schraubenlinie
hélicoïdal, ressort (m) Spiralfeder
hétérodynage (m) Überlagerung
hétérodynation (f) Überlagerung
hétérodyne Überlagerungsempfänger, Überlagerer
horaire, signal (m) Zeitzeichen
hydrogène (m) Wasserstoff

illisible unleserlich
images, transmission télégraphique des Bildtelegraphie
imparfait unscharf
impédance (f) scheinbarer Widerstand
imprimant, récepteur (m) Schreibempfänger
imprimeur, récepteur (m) Typendrucker
impulsion (f) **des ondes** Wellenstoß
incandescente, cathode (f) Glühkathode
index (m) Zeiger
indicatif (m) Rufzeichen
indicatif d'appel Rufzeichen
inductance (f) Selbstinduktionswiderstand
inductance de syntonisation Abstimmspule
induite, vibration (f) induzierte Schwingung
initiale, intensité (f) Anfangsintensität
intermédiaire, circuit (m) Zwischenkreis
interrupteur (m) Unterbrecher
interrupteur (m) **à marteau** Hammerunterbrecher
ions (m) **gazeux** Gasionen
isolement (m) Isolierung
jack (m) Klinkenumschalter
jailissement (m) **d'étincelles** Funkenübergang

jigger (m) Kopplungstransformator
jumelé, téléphone (m) Doppeltelefon

lâche, couplage lose Kopplung
laiton (m) Messing
lame (f) Lamelle
lampe à double grille Doppelgitterröhre
lampe (f) **d'émission** Senderöhre
levier (m) Hebel
ligne (f) **aérienne** Freileitung
lignes de force Kraftlinien
limaille (f) Feilspäne
longueur (f) **d'onde** Wellenlänge

maillachort (m) Neusilber
manchon (m) **d'accouplement** Verbindungs-schnur
manipulateur (m) Taste
manipulateur de transmission Sendetaste
manipulateur, relais- Tastrelais
manipuler tasten
marbre (m) Marmor
marteau (m) Hammer, Hammerunterbrecher
mât (m) Mast
message (m) Telegramm
mince dünn
mise (f) **à la terre** Erdverbindung
mise (f) **d'antenne** Niederführung der Antenne
modulatrice, lampe Modulationsröhre
molette, appareil à Farbschreiber
molette (f) **d'encrage** Farbrädchen
montée (f) **d'antenne** Antennenzuführung
multiplicateur (m) **de fréquence** Frequenzwandler
mutuelle, coefficient d'induction gegenseitiger Induktionskoeffizient

nette, oscillation (f) reine Schwingung
nom (m) **d'appel** Rufname
note, hauteur (f) **de la** Tonhöhe
noyau (m) **de fer** Eisenkern
nœud (m) **de tension** Spannungsknoten
nœud d'intensité Stromknoten

onde (f) **de transport** Trägerwelle
ondemètre (m) Wellenmesser
onde (f) **partielle** Kopplungswelle
onde porteuse Trägerwelle
onde propre Eigenwelle
ondes amorties gedämpfte Wellen
ondes entretenues Schwebungswellen
ondes verticales stehende Wellen
ondomètre (m) Wellenmesser

ondulatoire, circuit Schwingungskreis
opposée, phase (f) entgegengesetzte Phase
orage (m) Gewitter
ordonnée (f) Ordinate
oscillateur (m) **local** Überlagerer
oscillateur à lampes Röhrensender
oscillation (f) **entretenu** ungedämpfte Schwingung
oscillation forcée erzwungene Schwingung
oscillation libre Eigenschwingung
oscillation propre Grundschiwingung
oscillation supérieure Oberschwingung
osciller schwingen

parafoudre (m) Blitzschutz
parapluie, antenne (f) **en** Schirmantenne
parasites (m) Störungen, Luftstörungen
paratonnerre (m) Blitzableiter
parleur (m) Klopfer
partielle, onde (f) Kopplungswelle
passage (m) **d'étincelles** Funkenübergang
peau (f), **effet de** Hautwirkung
pellicules (f) **photographiques** Filmstreifen
perforateur (m) Stanzapparat, Locher
permanent, courant (m) Ruhestrom
perturbations (f) **atmosphériques** atmosphärische Störungen
pile (f) Zelle, Element
pile à haute tension Hochspannungsbatterie
piquet (m) **de hauban** Abspannpfahl
plaque (f) Anode
plan (m) **de polarisation** Polarisations-ebene
plan vertical Vertikalebene
plot (m) **de transmission** Arbeitskontakt
portatif, mât (m) tragbarer Mast
portée (f) Reichweite
portée de transmission Reichweite
porteur, courant (m) Strom der Trägerfrequenz
porteur, téléphonie (f) **à courant** Hochfrequenztelephonie auf Leitungen
poste (m) **à étincelle** Funkensender
poste (m) **à lampe pour émission** Röhrensenderstation
poste de débarquement Landungsstation
poste (m) **radiotélégraphique** Funkstation
poste récepteur Empfangsstation
poste transmetteur Sendestation
poteau (m) Telegraphenstange

poussière (f) Staub
précision (f) **syntonique** Abstimmsschärfe
pression (f) Druck, Spannung
prise (f) **de terre** Erdung
procédé (m) Verfahren
propagation (f) Fortpflanzung
propagation, vitesse (f) **de** Fortpflanzungsgeschwindigkeit
propre, vibration (f) Grundschiwingung
prolongation, bobine (f) **de** Verlängerungsspule
prolongement (m) Verlängerung
pulvérisation (f) **cathodique** Kathodenzerstäubung
pylône (m) freistehender Mast, Turm

quotidien täglich

racourcissement (m) Verkürzung
radiateur (m) Sendeantenne
radiation (f) Strahlung
radio (m) **diffusion** Rundfunk
radiotélégraphie (f) **rapide** drahtlose Schnelltelegraphie
rapide, radiotélégraphie drahtlose Schnelltelegraphie
rapprochement (m) Annäherung
rayonnement (m) **extérieur** Ausstrahlung
rayons (m) **cathodiques** Kathodenstrahlen
réactance (f) induktiver Widerstand
réaction (f) Rückkopplung
récepteur (m) **imprimant** Schreibempfänger
récepteur imprimeur à encre Farbschreiber
réception (f) **imprimée** Schreibempfang, Typendruck
recevoir au son abhören
recharge (f) Ladung
rectificateur (m) Gleichrichter
rectiligne, résonateur (m) geradliniger Resonator
rédresseur (m) Gleichrichter
réfléchies, ondes (f) reflektierte Wellen
refroidissement (m) **à eau** Wasserkühlung
réglage (m) **du poste** Einstellung der Station
relais (m) **manipulateur** Tastrelais
relais transmetteur Senderrelais
rendement (m) Wirkungsgrad
répartie, capacité (f) verteilte Kapazität
réseau (m) **d'antennes** Luftleitergebilde
réseau électrique de la ville städtisches Lichtnetz

résistance à charbon Kohlewiderstand
résistance (f) **d'utilisation** Nutzwiderstand
résonance (f) **aiguë** scharfe Resonanz
ressort (m) Feder
ressort hélicoïdal Spiralfeder
rhéostat (m) **de démarrage** Anlasser
rigidité (f) **diélectrique** dielektrische Festigkeit
rouage (m) Räderwerk
roue (f) **des types** Typenrad
roues, poste sur fahrbare Station
roulant, poste fahrbare Station
rupteur (m) Unterbrecher

saturation, courant (m) **de** Sättigungsstrom
scintillement, lampe à Glimmlampe
self (f) Selbstinduktion
self d'antenne Antennenspule
self d'arrêt Drosselspule
self de syntonisation Abstimmsspule
selfinduction (f) Selbstinduktion
self réglable Variometer
semi-conductrice halbleitend
sensibilité (f) Empfindlichkeit
serré eng
serre-fil (m) Polklemme, Drahtklemme
sicoid Cellon
signal (m) **d'appel** Rufzeichen
signal de détresse Notsignal, Seenotzeichen
sinusoidal sinusförmig
sol (m) Erdboden
solénoïde (m) Spule
souder löten
soudure (f) **thermoélectrique** Thermo-element
soufflage (m) **électromagnétique d'étincelles** elektromagnetische Funkenlöschung
soupape (f) Ventil
souple biegsam, flexibel
sourdine (f) Schalldämpfer
spire (f) Windung
station (f) **réceptrice** Empfangsstation
station transmettrice Sendestation
studio (m) Aufnahmerraum
superhétérodynage (m) Überlagerung über Schwinggrenze (Armstrongeffekt)
supérieure, vibration (f) Oberschwingung
superposition (f) Überlagerung
superréaction (f) Rückkopplung über Schwinggrenze (Armstrongeffekt).

support (m) **de l'antenne** Antennenträger
supprimer unterdrücken
surcharge (f) Überlastung
syntonie (f) Abstimmung
syntonisation (f) Abstimmung
syntonisation aiguë scharfe Abstimmung
syntoniser abstimmen
tabouret (m) **isolant** Isolierschemel
tachytélégraphie (m) Schnelltelegraph
téléphotographie (f) Bildübertragung
tension (f) Spannung
tension-grille Gitterspannung
terrestre, courant (m) Erdstrom
touche (f) Taste
tracé (m) Kurve, Oszillographenkurve
tracés galvanométriques Kurvenschreiber
trafic (m) Verkehr
train (m) **d'ondes** Wellenzug
trainage (m) Ziehen (beim Röhrensender)
transmetteur (m) Sender, Geber
traversée (f) **de l'antenne** Antennendurchführung
triode Elektronenröhre (mit 3 Elektroden)
triode détecteur Audionröhre
treillis, mât (m) à Gittermast
trembleur (m) Unterbrecher, Ticker

trompette (f) **électrique** Summer
T.S.F. = Télégraphie sans fil drahtlose Telegraphie
tube (m) Röhre
tube amplificateur Verstärkeröhre
tube de Braun Braunsche Röhre
tube à vide Vakuumröhre
tungstène (m) Wolfram
unifilaire, antenne (f) eindrätige Antenne
valve (f) Röhre
ventre (m) **de tension** Spannungsbauch
ventre d'intensité Strombauch
verticale, onde (f) stehende Welle
vibrateur (m) Summer
vibration (f) **fondamentale** Grundschiwingung
vibrer schwingen
vide (m) Vakuum
vis (f) Schraube
vitesse (f) **de propagation** Fortpflanzungsgeschwindigkeit
vitesse de transmission Sendegeschwindigkeit
volant (m) Schwungrad
voltage (m) **plaque** Anodenspannung
zéro (m) Null

4. Zusammenstellung der wichtigsten Fachbücher und Fachzeitschriften.

Bearbeitet von F. Banneitz.

A. Fachbücher.

a) Grundlegende Bücher.

α) In wissenschaftlicher Darstellung.

- Hertz, H.: Untersuchungen über die Ausbreitung der elektrischen Kraft. 3. Aufl. 296 Seiten 40 Abb. Leipzig: J. A. Barth 1914. (Br. 6.—, geb. 7.50.)
 Bjerknes, V.: Untersuchungen über elektrische Resonanz. 7 Abhandlungen aus den Jahren 1891—1895. Mit einer Einleitung dem Andenken von Heinrich Hertz gewidmet. 129 Seiten, 22 Abb. Leipzig: J. A. Barth 1923.
 Drude, P. (W. König): Physik des Äthers. 2. Aufl. 671 Seiten, 86 Abb. Stuttgart: F. Enke 1912. (16.—; geb. 17.40.)
 Zenneck, J.: Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphie. 1019 Seiten, 802 Abb. Stuttgart: F. Enke 1905. (28.—; geb. 30.—.)
 Barkhausen, H.: Das Problem der Schwingungserzeugung mit besonderer Berücksichtigung schneller elektrischer Schwingungen. 113 Seiten, 47 Abb. Leipzig: S. Hirzel 1907.
 Wagner, K. W.: Der Lichtbogen als Wechselstromerzeuger, mit besonderer Berücksichtigung des Bogens zwischen Metallelektroden. 120 Seiten, 44 Abb. Leipzig: S. Hirzel 1910. (3.60; geb. 4.50.)
 Rein, H., u. K. Wirtz: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. 406 Seiten, 355 Abb. Berlin: Julius Springer 1917. (Geb. 20.—.)
 Rein, H., u. K. Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum. 3. Aufl. 557 Seiten, 432 Abb. Berlin: Julius Springer 1921. (Geb. 20.—.)
 Zenneck, J., u. H. Rukop: Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. 5. Aufl. 902 Seiten, 775 Abb. Stuttgart: F. Enke 1925. (34.50; geb. 37.50.)

- Hund, A.: Hochfrequenzmeßtechnik, ihre wissenschaftlichen und praktischen Grundlagen. 326 Seiten, 150 Abb. Berlin: Julius Springer 1922. (Geb. 11.—.)
- Martens, F. F.: Hochfrequenztechnik. 176 Seiten, 153 Abb. Braunschweig: Fr. Vieweg & Sohn 1925. (6.—.)
- Barkhausen, H.: Elektronenröhren I. (Elektronentheoretische Grundlagen, Verstärker.) 2. Aufl. 140 Seiten, 54 Abb. Leipzig: S. Hirzel 1924. (4.—; geb. 5.—.)
- Barkhausen, H.: Elektronenröhren II. Röhrensender. 118 Seiten, 69 Abb. Leipzig: S. Hirzel 1925. (4.—; geb. 5.50.)
- Möller, G.: Die Elektronenröhren und ihre technischen Anwendungen. 2. Aufl. 162 Seiten, 163 Abb. Braunschweig: Fr. Vieweg & Sohn 1922.
- Rohmann, H.: Elektrische Schwingungen. 2 Bd. Samml. Göschen. Leipzig: Dr. W. de Gruyter 1918. (à 1.50.)
- Rüdenberg, R.: Aussendung und Empfang elektrischer Wellen. 75 Seiten, 46 Abb. Berlin: Julius Springer 1926. (Br. 3.90.)
- Turner, L. B. (Übersetzung W. Glitsch): Drahtlose Telegraphie und Telephonie. Ein Leitfaden für Ingenieure und Studierende. 220 Seiten, 143 Abb. Berlin: Julius Springer 1925. (Geb. 10.50.)
- Abraham, M.: Enzyklopädie der mathematischen Wissenschaften Bd. V, 2. Teil, Kap. 18: Elektromagnetische Wellen, S. 483 bis 538.
- Abraham, M., u. A. Föppl: Theorie der Elektrizität. 7. Aufl. Leipzig: B. G. Teubner 1923. (2 Bde. je 13.—; geb. 15.—.)
- Cohn, E.: Das elektromagnetische Feld. 577 Seiten, m. Abb. u. 1 Tab. Leipzig: S. Hirzel 1900. (14.—; geb. 15.60.)
- Ollendorff, F.: Die Grundlagen der Hochfrequenztechnik. Eine Einführung in die Theorie. 639 Seiten, 379 Abb. Berlin: Julius Springer 1926. (Geb. 36.—.)
- Koerts, A.: Atmosphärische Störungen in der drahtlosen Nachrichtenübermittlung. 151 Seiten, 24 Abb. Berlin: M. Krayn 1924. (10.—.)
- Duffing, G.: Erzwungene Schwingungen bei veränderlicher Eigenfrequenz und ihre technische Bedeutung. 134 Seiten, 23 Abb. Braunschweig: Fr. Vieweg & Sohn 1918.
- Morecroft, J. H.: Principles of Radio Communication. 935 Seiten, 788 Abb. New York: Wiley 1921. (§ 7.50.)
- Eccles, W. H.: Wireless Telegraphy and Telephony, A Handbook of Formulae, Data and Information. 3. Aufl. in Vorbereitung. London: Benn Bros. Ltd.
- Eccles, W. H.: Continuous Wave Wireless Telegraphy, Part I. 407 Seiten, 306 Abb. London: Wireless Press 1921. (25/— sh.)
- Fleming, J. A.: The Principles of Electric Wave Telegraphy and Telephony. 4. Aufl. 724 Seiten, 7 Plates u. viele Abb. London: Longmans & Co. 1919. (42/— sh.)
- Poincaré: Les oscillations électriques, 343 Seiten, 81 Abb. Paris: Gauthier-Villars 1894. (Vergriffen!)
- Tissot, C.: Les oscillations électriques. 2. Aufl. Paris: Gaston Doin 1910.
- Turpain, A.: La Télégraphie sans Fil. 2. Aufl., 396 Seiten, 224 Abb. Paris: Gauthier-Villars 1908.

β) In beschreibender Darstellung.

- Geitler, J. v.: Elektromagnetische Schwingungen und Wellen. 2. Aufl. 218 Seiten, 113 Abb. Braunschweig: Fr. Vieweg & Sohn 1921. (7.50; geb. 9.—.)
- Nesper, E.: Handbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. 2 Bde. 708 u. 545 Seiten, 1321 Abb. Berlin: Julius Springer 1921.
- Elwell, C. F. (Übersetzung: A. Semm u. F. Gerth): Der Poulsen-Lichtbogengenerator. 180 Seiten, 149 Abb. Berlin: Julius Springer 1926. (12.—; geb. 13.50.)
- Scott-Taggart, J. (Übersetzung: S. Loewe u. E. Nesper): Die Vakuumröhren und ihre Schaltungen für den Radio-Amateur. 180 Seiten, 136 Abb. Berlin: Julius Springer 1925. (Geb. 13.50.)
- Riemenschneider, K.: Drahtlose Telegraphie und Telephonie, ihre geschichtliche Entwicklung vom Feuertelegraphen bis zur Hochfrequenzmaschine. 365 Seiten, 224 Abb. Berlin: R. Carl Schmidt & Co. 1925. (Geb. 9.—.)
- Mosler, H., u. G. Leithäuser: Einführung in die moderne Radiotechnik und ihre praktische Verwendung. 2. Aufl. 363 Seiten, 298 Abb. Braunschweig: Fr. Vieweg & Sohn 1926. (22.—; geb. 25.—.)
- Bucher, E. E.: Vacuum tubes in wireless communication. 195 Seiten, 148 Abb. New York: Wireless Press 1919.

b) Bücher in gemeinverständlicher Darstellung.

- Fuchs, F.: Grundriß der Funkentelegraphie in gemeinverständlicher Darstellung. 15. Aufl. 156 Seiten, 224 Abb. Berlin: M. Oldenbourg 1924. (3.—.)
- Spreen, W.: Die physikalischen Grundlagen der Radiotechnik. 137 Seiten, 111 Abb. Berlin: Julius Springer 1924. (Br. 2.70.)
- Lertes, P.: Der Radio-Amateur. 3. Aufl. 216 Seiten, 114 Abb. Leipzig: J. F. Steinkopf 1924. (6.—; geb. 7.50.)
- Lertes, P.: Die drahtlose Telegraphie und Telephonie. 2. Aufl. 200 Seiten, 48 Abb. Leipzig: J. F. Steinkopf 1923. (Gz. 3.50.)
- Weichart, F.: Die physikalischen Grundlagen der Rundfunktechnik. 3 Hefte, kl. 8°. 446 Seiten, 300 Abb. Berlin: Weidmannsche Buchh. 1926. (3 Teile je 2.—.)

- Bardeleben, K. v.: Einführung in die Theorie und Technik der Funktelephonie in allgemeinverständlicher Darstellung. 132 Seiten. Berlin: Rothgießer & Diesing 1924. (Geb. 2.50.)
- Wigge, H.: Rundfunktechnisches Handbuch. I. Teil: Die konstruktiven und theoretischen Grundlagen für den Selbstbau von Rundfunkempfängern. 563 Abb. Berlin: M. Krayn 1926.
- Riepka, H. C.: Die Röhre und ihre Anwendung. 3. Aufl. 202 Seiten, 242 Abb. Berlin: Julius Springer 1926. (Br. 5.40.)
- Herrmann, J.: Radiotechnik. 3 Bde. Samml. Götschen. Leipzig: Dr. W. de Gruyter 1924. (à 1.50.)
- Lübben, C.: Röhren-Empfangsschaltungen für die Radiotechnik. 206 Seiten, 255 Abb. Berlin: H. Meußner 1925. (6.80.)
- Lübben, C.: Die neuesten Empfangsschaltungen für die Radiotechnik. 90 Abb. Berlin: H. Meußner 1926.
- Morse, A. H.: Radio-Beam and Broadcast. 192 Seiten. London: Ernest Benn 1925.

B. Fachzeitschriften.

a) Zeitschriften mit wissenschaftlichen Beiträgen aus der Funktechnik.

- Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, Zeitschrift für Hochfrequenztechnik; 6 Hefte im Halbjahr. Herausgegeben von J. Zenneck u. E. Mauz. Berlin: Krayn. (Pro Bd. 15.—, 2 Bde. jährl.)
- Elektrotechnische Zeitschrift (ETZ) Schriftleitung: E. C. Zehne, F. Meißner, W. Kruska. Berlin: Julius Springer.
- Telefunken-Zeitung, Mitteilungen des Telefunken-Konzerns. Etwa alle 3 Monate ein Heft. Preis pro Heft 2.—.
- Radio-Export, Fach- und Exportzeitschrift für die Radiotechnik. Schriftleitung: K. Fredenhagen. Monatlich 1 Heft, Preis 6.— Mk. im Jahr. Leipzig: Hachmeister & Thal.
- Elektrische Nachrichtentechnik (ENT). 12 Hefte im Jahr. Herausgegeben von K. W. Wagner. Berlin: Weidmannsche Buchhandl. (36.— Mk.)
- Telegraphen- und Fernsprech-Technik (TFT). Schriftleitung: K. Strecker, H. Schulz u. F. Wolff. Berlin: Dietze. (16.— Mk., 12 Hefte jährl.)
- Zeitschrift für Fernmeldetechnik, Werk- und Gerätebau. Schriftleitung: R. Franke. Berlin: R. Oldenbourg. (16.— Mk. jährl., 12 Hefte.)
- Proceedings of the Institute of Radio Engineers. The Institut of Radio Engineers, New York.
- Electrician. London: Benn Bros. Ltd. Wöchentlich 1 Heft, Preis 6 d/Woche. £ 1.10.—.
- Zeitschrift für technische Physik. Herausgegeben von der Deutschen Gesellschaft für technische Physik, Berlin. Leipzig: J. A. Barth. 12 Hefte im Jahr.
- Wireless World and Radio Review. London: The Wireless Press Ltd. Wöchentlich 1 Heft. £ 1.3.10.
- The Radio Review. Herausgeber: G. W. O. Howe u. Ph. R. Coursey, London. London: Wireless Press. Bis 1922, dann vereinigt mit Wireless World.

b) Zeitschriften mit Beiträgen gemeinverständlicher Art aus der Rundfunktechnik.

- Funk-Bastler, Fachblatt des Funktechnischen Vereins zu Berlin und des Süddeutschen Radioclubs. 52 Hefte im Jahr. Berlin: Weidmannsche Buchhandlung.
- Der Radio-Amateur, Zeitschrift für Freunde der drahtlosen Telephonie und Telegraphie. Herausgegeben von E. Nesper u. P. Gehne. 52 Hefte im Jahr. Seit 1. X. 1926 mit „Funk-Bastler“ vereinigt. Berlin: Julius Springer. Preis 2.40 pro Monat.
- Radio-Umschau, Wochenschrift für die Fortschritte im Rundfunkwesen. 52 Hefte im Jahr. Herausgeber: J. H. Bechhold, Schriftleiter: P. Lersen. Frankfurt a. M.: J. H. Bechhold. Preis 5.20 vierteljährlich.
- Österreichischer Radio-Amateur für das gesamte Radiowesen.
- Kalender der Deutschen Funkfreunde. Herausgegeben von K. Mühlbrett u. F. Schmidt. Berlin: Julius Springer. Erscheint jährlich. Preis etwa 3.—.
- Jahrbuch für das gesamte Funkwesen, jährlich 1 Band. Herausgegeben von E. L. Voss. Berlin: Rothgießer & Diesing.
- Nature. A weekly illustrated journal of Science. Editorial and Publishing Offices: Macmillan and Co., Ltd., London. Preis 4 s pro Heft.
- La Nature. Paris: Masson et Cie. 52 Hefte im Jahr.
- Radio électricité, Revue pratique de T. S. F. Paris. 24 Hefte im Jahr.
- Wireless Weekly. Herausgeg. von John Scott-Taggart. London: Radio Press.
- Modern Wireless. Herausgeg. von John Scott-Taggart. London: Radio Press.

5. Maße, Einheiten, Konstanten.

Bearbeitet von W. Jaeger.

A. Gebräuchliche, praktische Maße und Einheiten¹⁾.

Vorbemerkung. Diejenigen Länder, welche der internationalen Meterkonvention beigetreten sind (außer Deutschland: Frankreich, Belgien, Holland, Schweiz usw.), haben dieselben Einheiten für Länge und Masse (Gewicht) wie Deutschland und dementsprechend auch die gleichen Flächen- und Raummaße. England und Nordamerika benutzen neben dem metrischen System noch ihre im folgenden angegebenen alten Maße sowie die Fahrenheitskala für die Temperatur.

Multipla und Submultipla. Die dekadischen Vielfachen und Bruchteile der Einheiten werden durch folgende, den Einheiten vorgesetzte Bezeichnungen dargestellt (Beispiele: Kilogramm = kg, Zentimeter = cm, Hektar = ha usw.).

<i>Multipla.</i>			<i>Submultipla.</i>		
Bezeichnung			Bezeichnung		
Meg(a) für 10^6	M		Mikr(o) für 10^{-6}	μ	
Kil(o) „ 10^3	k		Milli „ 10^{-3}	m	
Hekt(o) „ 10^2	h		Zenti „ 10^{-2}	c	
Dek(a) „ 10	D		Dezi „ 10^{-1}	d	

Für 10^{-12} wird häufig $\mu\mu$ benutzt, z. B. $\mu\mu F = 10^{-12}$ Farad.
 μ allein bedeutet 10^{-3} mm, $\mu\mu$ allein 10^{-6} mm.

Längen.

Deutschland:

- 1 km = 1000 m; 1 μ (Mikron) = 0,001 mm.
- 1 Seemeile = $\frac{1}{4}$ geogr. Meile = 1,855 km; 1 geogr. Meile = 7,4204 km.
- 1 Faden = 1,829 m; 1 deutsche Landmeile = 7,5 km.
- 1 Fuß (preußisch) zu 12 Zoll = 0,313853 m; 1 Zoll = 2,61545 cm.
- 1 Elle = 0,66694 m; 1 Rute = 12 Fuß = 3,76624 m.

Frankreich:

- 1 Toise = 6 par. Fuß = 1,9490 m.

Großbritannien und Nordamerika:

- 1 Zoll (Inch) = 2,539954 cm; 1 Fuß = 12 Zoll = 0,30480 m.
- 1 Engl. Yard = 3 Fuß = 0,91440 m; 1 Statute Mile = 1760 Yards = 1,6093 km.
- 1 gewöhnliche engl. Meile = 5000 Fuß = 1,523986 km.
- 1 Seemeile (Knoten) = 6080 Fuß = 1,85315 km.
- 1 Engl. Rute = 5,5 Yards.

Nordamerika:

- 1 U. S. Yard = 0,914402 m.

Rußland:

- 1 Saschehn (Faden) = 7 Fuß = 3 Arschin = 12 Tschetwert = 48 Werschok = 2,13357 m.
- 1 Werst = 500 Saschehn = 1,06678 km.

¹⁾ Vgl. z. T. Hütte, Taschenbuch, Ernst & Sohn, Berlin.

Flächen.

Deutschland:

- 1 Ar (a) = 100 qm; 1 Hektar (ha) = 100 Ar.
 1 qkm = 100 ha; 1 Qu-Fuß = 0,09850 qm; 1 Qu-Rute = 14,185 qm.
 1 Morgen (preußisch) = 180 Qu-Ruten = 2553,224 qm.
 1 Qu-Zoll = 6,8406 qcm.
 1 geogr. Qu-Meile = 55,063 Qu-km.

Großbritannien und Nordamerika:

- 1 Qu-Zoll = 6,4514 qcm; 1 Qu-Fuß = 0,09290 qm.
 1 Qu-Yard = 0,8361 qm.

Rußland:

- 1 Dessätine = 2400 Qu-Saschehn = 10925 qm.

Raum.

Deutschland:

- 1 Liter (l) = 1000 ccm¹⁾; 1 Kubikmeter = 1000 Liter.
 1 Scheffel (alter preußischer) = 54,962 l, (neuer preußischer) = 0,5 hl

Großbritannien:

- 1 Kub.-Zoll = 16,386 ccm; 1 Kub.-Fuß = 0,028315 cbm.
 1 Kub.-Yard = 0,7645 cbm; 1 Register-Ton = 100 Kub.-Fuß = 2,832 cbm.

Nordamerika:

- U. S. liq. ounce = 29,57 Milliliter (ml).
 U. S. apoth. dram = 3,70 „
 U. S. liq. quart. = 0,946 Liter.
 U. S. liq. gallon = 3,785 „
 U. S. dry quart. = 1,101 „
 U. S. peck = 0,881 Dekaliter.
 U. S. bushel = 0,3524 „

Rußland:

- 1 Wedro = 750,568 russ. Kub.-Zoll = 12,299 l.
 1 Botschka = 40 Wedro.
 1 Tschetwert = 8 Tschetwerik = 32 Tschetwerka = 209,9 l.

Masse.

Deutschland:

- 1 kg = 1000 g; 1 Tonne = 1000 kg.
 1 Zentner = 50 kg; 1 Doppelzentner (dz) = 100 kg.
 1 Pfund (℔) = 500 g.
 1 Karat = 200 g.

Großbritannien und Nordamerika:

- 1 (Avoir) Pound (lbs) = 16 Ounces = 0,4536 kg.
 1 Troypound = 12 Ounces = 0,37324 kg.
 1 Schiffston = 2000 lbs = 907,1853 kg.
 1 Ton = 2240 Pound = 1,016 t.
 1 Karat = 0,2 g; 1 grain = 0,0648 g.

Nordamerika:

- U. S. apoth. scruple = 1,296 g.
 U. S. apoth. dram = 3,89 g.

Rußland:

- 1 Pfund = 32 Loth = 409,531 g.
 1 Berkowitz = 10 Pud = 400 Pfund.

¹⁾ Liter und Kubikdezimeter (cdm) sind nicht genau identisch, weil das letztere aus den Längenmaßen abgeleitet ist, während das Liter das Volumen von 1 kg Wasser bei 4° C darstellt. Genauer ist 1 Liter = 1,00003 cdm.

Druck.

- 1 engl. Pfd./Qu-Zoll = 0,0703 kg/cm² = 0,0703 Techn.-Atm.
 1 normale Atmosphäre (atm) = 760 mm Quecksilber bei 0° C und normaler Schwerebeschleunigung (≈ 10 m Wasser von 4° C) = 1,01325 · 10⁶ Dyn/cm²
 1 technische Atmosphäre = 1 kg-Gewicht/cm² = 14,223 engl. Pfd./Qu-Zoll = 0,980665 · 10⁶ Dyn/cm².
 1 norm. Atm. = 0,9675 techn. Atm.; der Unterschied beider Drucke beträgt also über 3%.

(Der mit 100° C bezeichnete Siedepunkt des Wassers und damit die Temperaturskala ist auf die normale Atmosphäre bezogen, ebenso meistens die vom Druck abhängigen physikalischen Konstanten, wie die Dichte der Gase usw.)

Zeit.

Sternzeit = 0,99727 mittlere Sonnenzeit.

Geschwindigkeit.

- 1 m/Sek. = 3,6 km/St.
 1 Knoten = $\frac{1}{4}$ geogr. Meile/Stunde = 1 Seemeile/Stunde.

Kraft.

- 1 kg-Gewicht = 980665 Dyn; 1 g-Gewicht = 980,665 Dyn; 1 Dyn \approx 1 mg-Gewicht.
 (Die Gewichte gelten für die normale Schwerebeschleunigung.)

Arbeit (Energie).

- 1 (absolute) Wattsekunde (Joule) = 1 · 10⁷ Erg.
 1 (abs) Kilowattstunde (kWh) = 36 · 10¹² Erg = 36 · 10⁵ Joule = 860,4 kcal.
 1 Pferdesekunde = 75 kgm = 0,736 kWh = 735,75 · 10⁷ Erg.
 1 Fußpfund (engl.) ft. lbs = 0,1383 kgm = 13,5 · 10⁷ Erg.

Leistung (Arbeit/Sek.).

- 1 (abs) Watt = 1 Volt × 1 Ampere = 10⁷ Erg/Sek.
 1 P.S. = 736 Watt = 75 kgm/Sek.
 1 H.P. (engl.) = 1,0139 P.S. = 76,041 kgm/Sek. = 550 Fußpfund/Sek. = 746 · 10⁷ Erg/Sek.

Wärmemenge.

- 1 cal¹⁾ = 4,184 intern. Joule = 4,186 · 10⁷ Erg.
 1 kcal = 1000 cal.

Temperatur.

- 1° C = $\frac{1}{100}$ der in thermodynamischer Temperaturskala ausgedrückten Temperaturdifferenz zwischen dem Siedepunkt des Wassers bei normalem Atmosphärendruck und dem Schmelzpunkt des Eises²⁾.
 Absolute Temperatur des Eispunktes = 273,2°; entspricht 0° C.
Reaumurskala: Siedepunkt = 80° R, Eispunkt = 0° R; 0,8° R = 1° C.
Fahrenheitskala: Siedepunkt = 212° F, Eispunkt = 32° F; 1,8° F = 1° C.
 (Die Fahrenheitskala wird noch vielfach in England und Nordamerika angewendet; bei wissenschaftlichen Veröffentlichungen wird allerdings meist die Celsiusskala benutzt.)

¹⁾ Die Grammkalorie (cal) ist diejenige Wärmemenge, die 1 g Wasser von 14,5° C auf 15,5° erwärmt; die Kilogrammkalorie (kcal) ist das Tausendfache dieser Wärmemenge.

²⁾ Diese Temperaturskala ist für Deutschland durch ein Reichsgesetz vom Jahre 1924 festgelegt.

Lichtstärke.

Einheit in Deutschland die Hefnerkerze (HK), in England, Frankreich, Nordamerika die sog. internationale Kerze (I C P = int. candle power) = $\frac{10}{9}$ HK; sie wird repräsentiert durch einen Satz Glühlampen, die an die HK angeschlossen sind.

1 Carcell-Lampe $\approx 10,8$ HK.

Beleuchtung.

Einheit 1 Lux = Beleuchtung einer Fläche durch 1 HK in 1 m Abstand.

Lichtstrom.

Einheit 1 Lumen = Lichtstrom einer HK in den räumlichen Winkel 1.

Mittlere räumliche Lichtstärke = Gesamtlichtstrom, dividiert durch 4π .

B. Verschiedene Zahlen und Konstanten.

$\pi = 3,14159$, $e = 2,7183$, $\log e = 0,43429$; Modul des natürl. Log. = $2,3026$.

$\ln = \log_{10} 0,43429 = 2,30258 \cdot \log_{10}$.

Winkel 1 (Bogen, der gleich dem Halbmesser ist) = $180^\circ/\pi = 57^\circ,296$.

Lichtgeschwindigkeit im Vakuum (Frequenz \times Wellenlänge) = $2,9985 \cdot 10^{10}$ cm/Sek.

Gravitationskonstante = $6,65 \cdot 10^{-8}$ Dyn. cm^2/g^2 .

Normale Schwerebeschleunigung (Definition) = $980,665$ cm/Sek².

Schwerebeschleunigung bei 45 Breite = $980,616$ cm/Sek² bei 52,05 Breite (Berlin) $981,28$ cm/Sek².

Normales spezifisches Gewicht des Quecksilbers = $13,5955$.

Loschmidtsche Zahl pro Mol = $6,06 \cdot 10^{23}$.

1 intern. Ampere = $1,0000$ abs. Ampere.

1 intern. Ohm = $1,0005$ abs. Ohm.

1 intern. Volt = $1,0005$ abs. Volt.

1 intern. Watt = $1,0005$ abs. Watt.

1 intern. Joule = $1,0005$ abs. Joule (Wattsekunden).

1 intern. Coulomb = $1,0000$ abs. Coulomb (Amperesekunden).

1 intern. Farad = $0,9995$ abs. Farad.

1 intern. Henry = $1,0005$ abs. Henry.

Elektrisches Elementarquantum, elektromagnetisch = $1,592 \cdot 10^{-19}$ intern. Coulomb

„ „ „ „ elektrostatisch = $4,774 \cdot 10^{-10}$ cm $\sqrt{\text{Dyn}}$.

Spezifische Ladung des ruhenden Elektrons (e/m) = $1,765 \cdot 10^8$ intern. Coul./g.

Masse des ruhenden Elektrons (m) = $9,02 \cdot 10^{-28}$ g.

Atomgewicht des Elektrons = $5,46 \cdot 10^{-4}$.

Geschwindigkeit der 1-Volt-Elektronen = $5,94 \cdot 10^7$ cm/Sek.

Wellenlänge der roten Kadmiumlinie (1 Atm., 15° C) = $6438,470 \cdot 10^{-8}$ cm.

Konstante des Wienschen Verschiebungsgesetzes = $0,288$ cm \cdot Grad.

Wien-Plancksche Strahlungskonstante $c_2 = 1,43$ cm \cdot Grad.

Valenzladung pro Mol (Faradaysche Konstante) = 96494 Coulomb.

Elektrochemisches Äquivalent des Silbers (Definition)

= $1,11800 \cdot 10^{-3}$ g/intern. Coulomb.

1 A. scheidet in 1 min $67,08$ mg Silber,
 $19,76$ mg Kupfer aus.

1 A. zersetzt in 1 min $5,60$ mg Wasser.

Atomgewicht des Silbers = $107,88$.

Erdradius am Äquator $6378,0$ km.

„ „ Pol $6356,8$ km.

Abplattung der Erde 1 : 297 (1 : 299).

Umfang des Äquators 40 070,38 km.

„ eines Meridians 40 009,2 km.

Ferro liegt 17° 39' 46" westlicher als Greenwich.

6. Verschiedenes.

Bearbeitet von F. Banneitz.

Tabelle 122. Wellenlängen der Schallschwingungen.

Ton	Schwingungs- zahl f Hz	Wellenlängen in		
		Luft $v = 331$ m/sec	Wasser $v = 1450$ m/sec	Eisen $v = 5000$ m/sec
c^{-3}	16,2	20,4 m	89,5 m	308 m
c^{-2}	32,3	10,2 „	44,9 „	155 „
	50,0	6,62 „	29,0 „	100 „
c^{-1}	64,7	5,12 „	22,4 „	77,3 „
	100	3,31 „	14,5 „	50,0 „
c	129,3	2,56 „	11,2 „	38,7 „
c^1	258,7	1,28 „	5,61 „	19,3 „
a^1	435	76,1 cm	3,33 „	11,5 „
	500	66,2 „	2,90 „	10,0 „
c^2	517,3	64,0 „	2,83 „	9,7 „
	1000	33,1 „	1,45 „	5,00 „
c^3	1034,6	32,0 „	1,40 „	4,84 „
	2000	16,55 „	72,5 cm	2,50 „
c^4	2069,2	15,00 „	70,1 „	2,42 „
	3000	11,03 „	48,3 „	1,66 „
	5000	6,62 „	29,0 „	100 cm
	10000	3,31 „	14,5 „	50 „
	20000	1,65 „	7,25 „	25 „

Tabelle 123. Schallgeschwindigkeiten in verschiedenen Stoffen.

Aluminium	5100 m/sec	Papier	2000 m/sec
Eisen	5000 „	Tannenholz	5000 „
Kupfer	3800 „	Eichenholz	3400 „
Messing	3500 „	Wasser (18°)	1450 „
Glas	5500 „	Meerwasser (15°)	1500 „
Kork	480 „		

Tabelle 124. Uhrzeiten der Länder.

Land	Differenz gegen M.G.Z.	Bezeichnung der Zeit
Neu-Seeland	+11 ^h 30'	
Carolinen, Neu-Guinea	+10 ^h	}
Neu-Süd-Wales, Queensland, Tasmania, Viktoria		
Ost-Australien		
Süd-Australien, Guam (Marlannen)	+9 ^h 30'	
Japan, Chemulpo (Korea), Seoul	+9 ^h	

Land	Differenz gegen M.G.Z.	Bezeichnung der Zeit
Korea	+8 ^h 30'	
Brit. Nord-Borneo; Ostküste von China, Hongkong; Kiautschou, Philippinen, Shanghai, West-Australien, Labuan	+8 ^h	
Java	+7 ^h 19' 14,5''	
Malaische Halbinsel, Franz. Indo-China, Straits Settlements	+7 ^h	
Birma (Hinterindien)	+6 ^h 30'	
Kalkutta	+6 ^h	
Ceylon; Vorder-Indien (außer Kalkutta)	+5 ^h 30'	
Chagos-Inseln, Portug. Indien	+5 ^h	
Mauritius, Seychellen, Réunion	+4 ^h	
Rußland	+2 ^h 1' 18,6''	
Bulgarien, Cypern, Ägypten, Portug. Ost-Afrika, Rumäien, Süd-Afrika	+2 ^h	O.E.Z. Ost-Europäische Zeit
Griechenland	+1 ^h 34' 59,9''	
Deutschland, Österreich, Ungarn, Dänemark, Italien, Schweden, Norwegen, Schweiz, Serbien, Tunis, Kongo, Angola, Malta, Süd-West-Afrika	+1 ^h	M.E.Z. Mittel-Europäische Zeit
Holland	+19' 32,1''	
Groß-Britannien, Belgien, Frankreich, Spanien, Portugal, Gibraltar, Algier	0	W.E.Z. West-Europäische Zeit
Irland	-25' 211''	
Himmelfahrtsinseln	-57' 36''	
Island, Liberia, Madeira, Portug. Guinea	-1 ^h	
Azören, Cap Verdische Inseln	-2 ^h	
Brasilien	-2 ^h 52' 41,4''	
Uruguay	-3 ^h 44' 48,9''	
U. S. A. } zwischen 67 ¹ / ₂ ° W und Ost-Küste Canada }	-4 ^h	Atlantic Time
Neu-Schottland, Prinz Eduard-Land, Franz. Guinea Brit. Guinea, Granada, Martinique, Trinidad, Neu-Braunschweig, Porto-Rico, Tobago	-4 ^h	
Argentinien	-4 ^h 16' 48,2''	
Venezuela	-4 ^h 30'	
Colombien	-4 ^h 56' 52,4''	
U. S. A. } zwischen 67 ¹ / ₂ ° und 82 ¹ / ₂ ° W. Canada }	-5 ^h	Eastern Time
Chile, Panama, Peru	-5 ^h	
Equador	-5 ^h 14' 6,7''	
Kuba	-5 ^h 29' 23,7''	
Costa Rica	-5 ^h 36' 16,9'	
Nicaragua	-5 ^h 45' 10''	
Salvador	-5 ^h 56' 32''	
U. S. A. } zwischen 82 ¹ / ₂ ° und 97 ¹ / ₂ ° W. Canada }	-6 ^h	Central Time
Honduras	-6 ^h	
Mexico	-6 ^h 36' 26,7''	

Land	Differenz gegen M. G. Z.	Bezeichnung der Zeit
U. S. A. } Canada }	zwischen $97\frac{1}{2}$ und $112\frac{1}{2}$ ° W.	Mountain Time
U. S. A. } Canada }		
Alaska	-9 ^h	
Hawai, Sandwich-Inseln	-10 ^h 30'	
Samoa	-11 ^h 30'	

Tabelle 125. Die gebräuchlichsten Formelzeichen.

Lateinische Buchstaben		Deutsche Buchstaben		Griechische Buchstaben	
A	Arbeit	a	Beschleunigung	α	Winkel, Winkelmaß/km
B		b	Dämpfungsmaß	β	Winkel, Dämpfungsmaß/km
C	El. Kapazität	c	Lichtgeschw.	γ	Winkel
D	Durchgriff	d	Durchmesser	δ	Dämpfungsziffer
E	EMK, Elastizitätsmodul	e	Spannung	ε	Verlustwinkel
F	Fläche	f	Frequenz	ζ	Dielektrizitätskonstante
G	Ableitung	g	Fallbeschleunigung	η	Wirkungsgrad
H		h	Höhe	θ	Log. Dekrement
I	El. Stromstärke	i	Strom	ι	
J	Trägheitsmoment	j	$\sqrt{-1}$	κ	
K		k	Kopplungskoeffizient	λ	Wellenlänge
L	Induktivität	l	Länge	μ	Permeabilität
M	Gegeninduktivität	m	Masse	ν	
N	Leistung	n	Drehzahl, Brechungs-exponent	ξ	
O		o		ο	
P	Kraft	p	Druck	π	3,14159
Q	Wärmemenge, El.-Menge	q	Querschnitt	ρ	Spez. Widerstand
R	El. Widerstand	r	Radius	σ	Leitfähigkeit
S	Steilheit, Scheinwiderstand	s	Weg	τ	Zeitkonstante
T	Abs. Temperatur, Periodendauer	t	Zeit Temperatur	υ	
U		u		φ	Phasenverschiebung
V	Volumen	v	Geschwindigkeit	χ	
W	Widerstand	w		ψ	
X		x		ω	Winkelgeschwindigkeit, Kreisfrequenz
Y		y			
Z		z	Wellenwiderstand		

Gebräuchliche Abkürzungen.

AEG	= Allgemeine Elektrizitätsgesellschaft, Berlin,
DRP	= Deutsche Reichspost,
„	= Deutsches Reichspatent,
DTW	= Deutsche Telephonwerke und Kabelindustrie A.-G. Berlin,
Gen.El.Co.	= General Electric Compagnie, New York,
GM	= Gebrauchsmuster,
GMT	= Greenwich Mean Time,
HFSt	= Hauptfunkstelle,
HTA	= Haupttelegraphenamt, Berlin,
H. & B.	= Hartmann & Braun, Frankfurt (Main),
MEZ	= Mitteleuropäische Zeit,
MGZ	= Mittlere Greenwicher Zeit,
O.B.	= Ortsbatterie,
OPD	= Oberpostdirektion,
PTR	= Physikalisch-Technische Reichsanstalt, Berlin,
RCA	= Radio Corporation of America,
RPM	= Reichspostministerium,
RRG	= Reichs-Rundfunk-Gesellschaft, Berlin,
RTV	= Reichs-Telegraphenverwaltung,
SA	= Selbstanschlußamt,
SSW	= Siemens-Schuckert-Werke, Berlin,
S. & H.	= Siemens & Halske, Berlin,
TA	= Telegraphenamt,
TRA	= Telegraphentechnisches Reichsamt, Berlin,
TU	= Telegraphen-Union, Berlin,
WTB	= Wolffs Telegraphisches Büro, Berlin,
ZB	= Zentralbatterie.

Nachtrag.

I. Kondensatoren, Spulen.

Bearbeitet von G. Zickner.

A. Kondensatoren.

Zu S. 334:

a) Frequenzabhängigkeit der Ableitung.

Ist die Ableitung unabhängig von der Frequenz ($G = \text{const.}$, $\text{tg } \delta = \frac{\text{const.}}{\omega}$),

so kann man auf Leitungsverluste schließen. Diese können u. U. durch Oberflächenleitung auf den Isolatoren hervorgerufen sein (Wasserhaut, Staub, Auscheidungen usw.). In diesen Fällen ist auch die Gleichstromisolation mangelhaft. Im Falle dielektrischer Hysterese wandert in jeder Periode der gleiche Energiebetrag in das Dielektrikum hinein, daher ist die Ableitung $G = \text{const.} \cdot \omega$, also $\text{tg } \delta = \text{const.}$, d. h. der Verlustwinkel ist unabhängig von der Frequenz. Dieser Fall ist theoretisch durch Annahme einer Phasenverschiebung von der Größe δ zwischen Feldstärke \mathcal{E} und Induktion \mathfrak{D} im Dielektrikum (dielektrische Hysterese) zu erklären. Im Falle vorgeschalteten Widerstandes (Widerstand der Leiter, aus denen der Kondensator aufgebaut ist, Wirbelströme [Hauteffekt] in denselben, Übergangswiderstände) wird $G = \text{const.} \cdot \omega^2$, also $\text{tg } \delta = \text{const.} \cdot \omega$. Die Verluste werden dann bei Hochfrequenz groß. Experimentell findet man häufig Frequenzabhängigkeiten des Verlustwinkels, die sich durch keine der drei Annahmen erklären lassen. Der Verlustwinkel kann in Abhängigkeit von der Frequenz z. B. ein oder mehrere Maxima überschreiten; zur Erklärung dieser Erscheinungen kann die Maxwell'sche Theorie der geschichteten Dielektrika herangezogen werden.

Temperaturabhängigkeit¹⁾. Der Temperaturkoeffizient des Verlustwinkels ist meistens positiv und ziemlich erheblich (vgl. S. 342). Doch kommen auch negative Werte vor. Über den Zusammenhang zwischen Frequenzabhängigkeit und Temperaturabhängigkeit vgl. S. 321.

b) Sonstige Verluste

treten z. B. durch Sprühen an scharfen Kanten bei höheren Spannungen auf. Sprühverluste lassen sich durch Abrundung der Kanten oder Einbettung in Isolationsmaterial (Öl) herabsetzen. Luftkondensatoren mit geringem Plattenabstand tönen häufig beim Anlegen niederfrequenter Wechselspannungen von höherem Betrage; hierdurch entstehen zusätzliche Verluste.

c) Rückstand²⁾.

Er wird physikalisch offenbar durch die gleichen Vorgänge bedingt wie die dielektrischen Verluste. Bei Kondensatoren mit festem, unvollkommenem Dielek-

¹⁾ Über die Temperaturabhängigkeit der Kapazität vgl. S. 332; bezügl. Luftkondensatoren vgl. S. 340, Glimmerkondensatoren S. 342.

²⁾ S. auch unter „dielektrische Nachwirkung“, S. 320.

trikum setzt die Leitung durch den Isolierkörper nicht momentan mit dem Anlegen der Spannung ein, sondern bildet sich erst allmählich aus. Ein Bruchteil der Ladung wird vom Dielektrikum absorbiert und bei der Entladung nur relativ langsam wieder abgegeben. Die Erscheinung verursacht bei Kapazitätsmessungen mit Gleichspannung durch Vergrößerung des Ladestromes Fehler, die von der Ladungs- und Entladungsdauer abhängen. Infolge der gleichen Ursache zeigt die (scheinbare) Kapazität von Kondensatoren mit festem Dielektrikum eine meist geringe Frequenzabhängigkeit. Vgl. Gl. (26).

B. Spulen.

Zu S. 361:

Die scheinbare Erhöhung der Selbstinduktion durch die Spulenkapazität wirkt ihrer Verringerung durch Wirbelströme entgegen, während die Widerstandserhöhung durch Spulenkapazität zu der durch Wirbelströme hervorgerufenen hinzutritt. Die Wirkung der Spulenkapazität in einer Schaltung kann jedoch je nach Art derselben in verschiedener Weise berücksichtigt werden. Liegt die Spule einer Kapazität parallel, wie z. B. in einem Schwingungskreis, so kann man mit Vorteil die Spulenkapazität zu der des Kreises addieren. Dann verschwinden die durch die Gl. (58) und (59) gekennzeichneten Korrekturen. Beide Wege führen auf die gleiche Eigenfrequenz des Kreises.

Die wirksame Selbstinduktion L steigt nach Gl. (58) mit wachsender Frequenz bis in die Nähe der Eigenschwingung der Spule. Hier beginnt der in Gl. (58) vernachlässigte Einfluß des Spulenwiderstandes merklich zu werden, der zur Folge hat, daß L in der Nähe der Resonanz von hohen positiven Werten steil zu hohen negativen Werten fällt. Bei weiter steigender Frequenz bleibt es negativ, doch nimmt sein absoluter Betrag wieder ab. Das bedeutet, daß die Spule als Kondensator mit vorgeschalteter Selbstinduktion wirkt. Bezeichnet man die obengenannten Eigenfrequenzen als solche erster Art¹⁾, so sind oberhalb der Grundfrequenz erster Art auch Schwingungsvorgänge möglich, bei denen die in den Stromkreis eingeschaltete Spule in Spannungsresonanz schwingt (Eigenschwingungen zweiter Art). Sie entsprechen den Eigenschwingungen der kurzgeschlossenen Spule. Diese kann alsdann durch ein Schema dargestellt werden, in welchem die Spulenkapazität mit der reinen Selbstinduktion der Spule in Reihe liegt.

Zu S. 363:

Aus den für die verschiedenen Spulenformen angegebenen Formeln lassen sich folgende Regeln ableiten, die jedoch streng nur für den Fall gleichförmiger Stromverteilung im Draht (Niederfrequenz) gelten:

Werden sämtliche Dimensionen einer Spule auf das z -fache vergrößert, so wächst die Selbstinduktion auf das z -fache, während der Gleichstromwiderstand auf das $1/z$ -fache sinkt. Die Zeitkonstante $\frac{L_0}{w_0}$ wächst daher proportional dem Quadrat der Vergrößerung (z^2).

Für gegebenen Spulenwickelraum ändern sich Selbstinduktion und Widerstand proportional dem Quadrat der Windungszahl, solange man Drähte von gleichem Raumbüllungsfaktor²⁾ benutzt. Die Zeitkonstante ist also in diesem Falle von der Drahtstärke unabhängig.

Werden alle Spulendimensionen auf das z -fache vergrößert, während die Drahtstärke ungeändert bleibt, so wächst die Selbstinduktion auf das z^5 -fache.

¹⁾ Rogowski, W.: Arch. f. Elektrot. 7, S. 17 und 240. 1919.

²⁾ Raumbüllungsfaktor heißt das Verhältnis des Leiterquerschnitts zu dem Querschnitt des gesamten von einem Draht beanspruchten Wickelraumes.

Zu S. 368:

Einlagige Spulen großer radialer, aber kleiner axialer Ausdehnung finden als **Rahmenantennen**¹⁾ Verwendung. Die üblichen Formen haben quadratische, sechseckige, achteckige oder kreisförmige Windungsfläche. Der Wicklungsträger ist, da die Spule meist transportabel gebaut wird, möglichst leicht, häufig zerlegbar, vielfach zur Ausnutzung der Richtwirkung (vgl. S. 216) um eine Diagonale bzw. einen Durchmesser der Spule drehbar ausgebildet. Auch Flachspulen großen Durchmessers werden als Rahmenantennen benutzt.

Damit die Rahmenantenne mittels eines parallelgeschalteten Drehkondensators auf die einfallende Welle abgestimmt werden kann, darf ihre Selbstinduktion einen gewissen Wert nicht überschreiten. Andererseits sind große Windungszahl und große Fläche der Lautstärke wegen erwünscht. Man setzt daher die Selbstinduktion durch Vergrößerung der Ganghöhe herab, wodurch gleichzeitig die Spulenkapazität klein wird. Bei den für die Benutzung in geschlossenen Räumen in Frage kommenden Größen genügt es, die Ganghöhe etwa = 5 mm zu machen. Da die Selbstinduktion mit der Windungszahl rascher zunimmt als mit der Fläche, so wählt man die Fläche möglichst groß und die Windungszahl entsprechend kleiner. Die große Fläche hat überdies den Vorzug größerer Unabhängigkeit von lokalen Feldstörungen.

Die Kapazität einer Rahmenantenne ist praktisch unabhängig von Windungszahl und Ganghöhe, solange beide Größen nicht sehr klein sind. Für quadratische Rahmen von 0,7 bis 25 m Seitenlänge (S) mit frei gespannten Drähten gilt angenähert

$$c = 0,28 S \quad (66)$$

(c in cm, S in cm). Der Einfluß der Erde auf die Rahmenkapazität ist praktisch zu vernachlässigen. Bei quadratischen Rahmen ist dabei vorausgesetzt, daß eine Diagonale senkrecht steht. In der Nähe der Eigenschwingung des Rahmens nimmt seine Kapazität infolge nicht mehr quasistationärer Strömungsverhältnisse zu. Solange die Betriebswelle mehr als sechsfach größer ist als die Eigenwelle, fällt dieser Einfluß nicht ins Gewicht.

Flachrahmen haben etwas größere Kapazität und etwas geringere Selbstinduktion als Rahmen gleicher Abmessungen²⁾ mit nebeneinanderliegenden Windungen. Daher ist auch die Dämpfung bei Flachrahmen etwas größer; doch ist ihre Windungsebene besser definiert und daher die Richtwirkung schärfer.

C. Kapazitäts- und Induktivitätsmessungen.

Zu S. 625:

Die Messung in der Brücke ist bei Beachtung der nötigen Vorsichtsmaßregeln eins der genauesten und zuverlässigsten Verfahren. Die Empfindlichkeit der Brücke ist theoretisch am größten³⁾, wenn die Scheinwiderstände zweier gegenüberliegender Brückenarme von annähernd gleicher Größenordnung sind, während der dritte Scheinwiderstand dagegen klein, der vierte dagegen groß ist. Die Empfindlichkeit nimmt jedoch selbst bei starken Abweichungen von diesem Optimum relativ wenig ab. Da ein Mangel an Empfindlichkeit jedoch auch bei ungünstigen Verhältnissen in der Regel nicht vorhanden ist, so wird die Dimensionierung der Brückenarme ausschlaggebend durch Umstände sekundären Charakters (z. B. Winkelfreiheit oder Belastbarkeit der Widerstände) beeinflusst. Praktisch wird die gleicharmige Brücke ihrer größeren Bequemlichkeit halber häufig bevorzugt.

¹⁾ Näheres über Rahmenantennen vgl. S. 834 und 944. Vgl. ferner H. Hoffmann: *Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph.* 16, S. 31. 1920; Esau, A.: ebenda S. 162.

²⁾ d. h. bei der gleichen Windungszahl, Ganghöhe und mittleren Seitenlänge, also gleicher Drahtlänge.

³⁾ Nach Jaeger: *Elektr. Meßtechnik*, S. 312. — Vgl. auch U. Meyer: *ENT* 1, S. 29 1924. — Der unbekannte Widerstand soll in bezug auf die Stromquelle mit dem gegen ihn großen in Reihe geschaltet sein.

II. Elektronenröhren.

Bearbeitet von A. Gehrts.

Tabelle 126¹⁾. Neueste Verstärkeröhren, Gleichrichter und Senderöhren. (Telefunken, Siemens & Halske, AEG.)

Heizfäden	Type	Emission ca. mA	Heizstrom ca. Amp	Heizspannung ca. Volt	Anodenspannung ca. Volt	Raumladungstritt ca. Volt	Steilheit ca. mA/Volt	Durchgriff %	Höhe mit Sockel ²⁾ ohne Stifte in mm (max.)	Kolbendurchmesser max. in mm
thor. Wolfram	RE 064	8	0,06	3,5	40—100	—	0,5	10	90	42
thor. Wolfram oder Oxyd	RE 154	20	0,18	3,5	70—120	—	0,7	20	90	42
thor. Wolfram	RE 144	20	0,18	3,5	50—120	—	0,7	10	90	42
thor. Wolfram	RE 054	5	0,06	3,5	40—200	—	—	3	90	42
thor. Wolfram	RE 504	40	0,5	3,5	80—220	—	0,7	20	95	42 (früher RE 97)
Oxyd	RE 062	8	0,06	1,7	40—100	—	0,5	10	90	42
Oxyd	RE 152	20	0,18	1,7	70—120	—	0,7	20	90	42
thor. Wolfram	RE 142	20	0,18	1,7	50—120	—	0,8	10	90	42
thor. Wolfram	RE 052	3	0,07	1,7	40—200	—	—	3	90	42
Oxyd	RE 072 d ²⁾	8	0,07	1,7	4—20	4—20	0,6	22	90	42
thor. Wolfram	RE 073 d ²⁾	= RE 82				(s. Tabelle 55)				
thor. Wolfram	RE 063	= RE 78				(s. Tabelle 55)				
thor. Wolfram	RE 153	= RE 83				(s. Tabelle 55)				
Oxyd	RE 84					(s. Tabelle 55)				
Oxyd	RE 84/220 V	30	0,25	1,5—1,7	40—200	—	0,6	25	80	40
Oxyd	RE 86					(s. Tabelle 55)				
Oxyd	RE 86 D 3%	30	0,25	1,5—1,7	40—200	—	0,25	3	80	40
Oxyd	RE 352	40	0,35	1,7	70—220	—	2,0	11	95	45
thor. Wolfram	RE 354	40	0,35	3,5	70—220	—	2,0	11	95	45

¹⁾ Nachtrag zu Tabelle 55, S. 476 u. 477.

²⁾ Die Rundfunkröhren werden mit Europasocket (Abb. 1184 b auf S. 1211) versehen; abweichende Sockeltypen werden durch kleine Buchstaben hinter der Typenbezeichnung angedeutet (z. B. RE 154 t). Es bedeutet: t Telefunkensocket (Abb. 1184 a auf S. 1211), a Amerikasocket (Abb. 1184 c auf S. 1211) und d Europasocket mit Seitenklammer (Abb. 1184 d auf S. 1211) für das Raumladungsgitter bei Doppelgitterröhren.

Tabelle 126. Neueste Verstärkerröhren, Gleichrichter und Senderöhren.
(Telefunken, Siemens & Halske, AEG.) (Fortsetzung.)

Heizfaden	Type	Emission ca. mA	Heiz- strom ca. Amp	Heizspan- nung ca. Volt	Anoden- spannung ca. Volt	Raum- ladegitter ca. Volt	Steil- heit ca. mA/Volt	Durch- griff %	Höhe mit Sockel ohne Stifte in mm (max.)	Kolben- durchmesser max. in mm
Oxyd mit in- direkter Hei- zung durch Wolframfaden	REN 1104	30	1,1	3,5	70—220	—	1,0	10	95	45
Wolfram	RV 24	200	4	14	400—600	—	2,5	14	235	65
Wolfram	RV 30	40	1,5	10	1000	—	0,7	8	200	55
Wolfram	RV 70	20	1,5	7,5	50—200	—	0,7	11	120	40
thor. Wolfram	RV 218	200	1,1	7,5	220—440	—	2	14	200	55
thor. Wolfram	RV 222	50	1,1	2,4	220	—	0,8	7,5	105	40
Oxyd	OCK 5	60	1,1	2,4	220	—	1,8	15	100	55
Wolfram	RV 230	1000	12	20	2000	—	7	13	390	95
Oxyd	RGN 1503	2 × 150 (zwei Anoden)	1,5	2,5—3,0	100 (Sättigungs- spannung)	—	—	—	110	55
thor. Wolfram	RS 228	...	1,1	7	400 (Drossel- spannung) 220	—	1,5	15	175	55

mit Europa-
sockel6—10 Watt
Nutzleistung

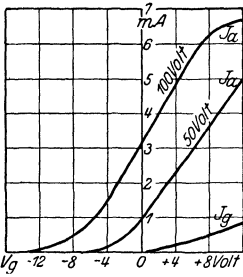


Abb. 1176. Kennlinien der Röhre RE 064.

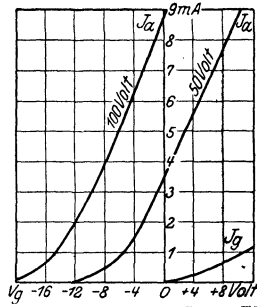


Abb. 1177. Kennlinien der Röhre RE 154.

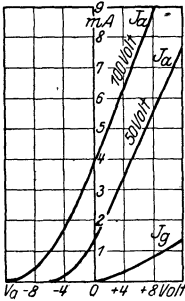


Abb. 1178. Kennlinien der Röhre RE 144.

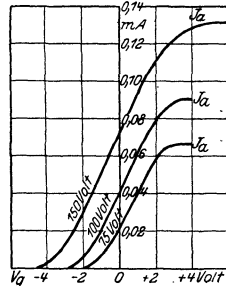


Abb. 1179. Kennlinien der Röhre RE 054.

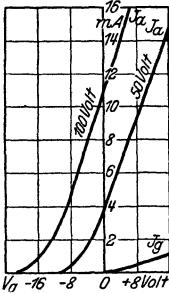


Abb. 1180. Kennlinien der Röhre RE 152.

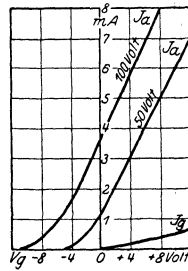


Abb. 1181. Kennlinien der Röhre RE 062.

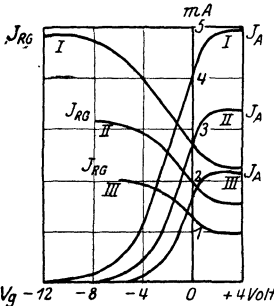


Abb. 1182. Kennlinien der Doppelgitterröhre RE 072 d.
 (I. $V_A = V_R = 16$ Volt; II. $V_A = V_R = 12$ Volt;
 III. $V_A = V_R = 8$ Volt.)

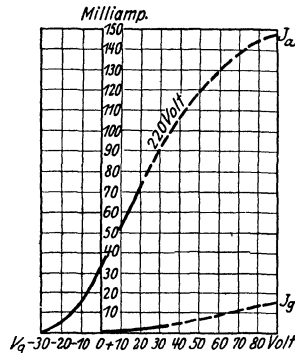


Abb. 1183. Kennlinien der 5-Watt-Senderöhre RS 228.

Tabelle 127¹⁾. Verstärkerröhren der Radioröhrenfabrik G. m. b. H., Hamburg²⁾.

Type	Heizfaden	Heizstrom ca. Amp	Heiz- spannung ca. Volt	Emission ca. mA	Anoden- spannung ca. Volt	Raum- lade- gitter	Steilheit ca. mA/Volt	Durch- griff %	Innerer Wider- stand ca. Ohm	Höhe mm	Durch- messer mm
Valvo Normal	Wolfram	0,5	3—3,5	3—4	—	0,2	12	72	37
„ Ökonom H	thor. Wolfr.	0,06	3—3,5	8—10	20—100	—	0,6	10	16 000	72	37
„ Ökonom N	thor. Wolfr.	0,06	3—3,5	8—10	20—100	—	0,5	17	12 000	72	37
„ Ökonom W	thor. Wolfr.	0,04—0,05	1,8—2	0,1—0,2	20—200	—	—	4	50 000	72	37
„ Lautsprecher 201 B	thor. Wolfr.	0,32	3,5—4	20—30	50—200	—	1	18	5 800	100	44
„ Lautsprecher 201 A	thor. Wolfr.	0,25	5—5,5	20—30	50—200	—	1	18	5 800	100	44
„ Oscillogon	thor. Wolfr.	0,32	3,5—4	20—30	50—250	—	1,2	9	9 500	100	44
„ Duovolt H	Oxyd	0,08	1,6—1,8	8—10	20—100	—	0,6	10	16 000	72	37
„ Duovolt N	Oxyd	0,08	1,6—1,8	8—10	20—100	—	0,5	15	12 000	72	37
„ Duovolt L	Oxyd	0,17	1,8—2	20—25	40—100	—	0,7	20	7 700	100	44
„ Telotron	Wolfram	2	5,5	50	200—700	—	1	8	10 500	100	44

¹⁾ Nach Angaben der herstellenden Firma.

²⁾ Über Daten und Kennlinien von Röhren der Dr. Erich F. Huth G. m. b. H., der C. Lorenz A.-G. u. a. m. siehe die Tabelle von E. Nesper: Radio-Amateur 4, S. 746 bis 747. 1926 sowie den Sonderdruck des „Funk“; E. Schwandt u. F. Kunze: Die modernen Empfänger- und Verstärkerröhren. Berlin: Weidmannsche Buchhandlung 1926. — Über die Vereinigung mehrerer Röhrensysteme in einer Gasglocke siehe: Funkbastler 1926, S. 537 bis 540; M. v. Ardenne: Der Bau von Widerstandsverstärkern, S. 94 u. folgende. Berlin 1927.

Tabelle 128¹⁾. Röhren der Western Electric Co.

Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Steilheit mA/Volt	Durchgriff %	Verstärkungs- konstante k	Innerer Widerstand Ohm
215 A	Oxyd	0,25	0,8—1,1	...	30—100	0,25	15—20	5—6	25 000
102 D	Oxyd	0,97	2,0—2,4	...	100—150	0,6	3—4	30	60 000
101 D	Oxyd	0,97	100—150	6	6 000
216 A	Oxyd	1,25	6	...	100 (135)	1,2	20	5—6	4000—6000
203 B	Oxyd	1,15	2	...	20—50	...	15—20	5—6	10 000—25 000
104 D	Oxyd	1,15	130	7	2000
205 B	Oxyd	1,35	6,0—7,5	30—45	250—350	...	14	7	3500
211 A	Oxyd	3,4	9,0—9,8	65	750—1000	...	8	12	3500
212 A	Oxyd	6,25	13	130	1000—1500	...	6	16	2000
220 B	...	41	22,5	800—1000	10 000	...	2,5

5 Watt Nutzleistung
50 Watt Nutzleistung
250 Watt Nutzleistung
10 KW (wassergekühlte
Kupferanode)

Tabelle 129²⁾. Englische Verstärkeröhren³⁾.

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladeneiz Volt	Steilheit mA/Volt	Durch- griff %	Verstärkungs- konstante k	Innerer Widerstand Ohm
Mullard Radio Valve Co.	PM 1 HF	Oxyd	0,1	1,8	8	50—100	—	16	30 000
	PM 1 LF	Oxyd	0,1	1,8	8	50—100	—	8,5	23 000
	PM 2	Oxyd	0,15	1,8	20	50—100	—	5,5	8 500
	PM 3	Oxyd	0,1	3,7	40	50—100	—	13,5	20 000
	PM 4	Oxyd	0,1	3,7	40	50—100	—	6,5	9 000
	DP 425	Oxyd	0,25	3,8	> 50	50—160	—	3,5	3 500
PM 5	Oxyd	0,1	5,5	50	50—125	—	4,5	30 000	
PM 5 B	Oxyd	0,1	5,5	20	150 _{max}	—	37	74 000	
PM 6	Oxyd	0,1	5,5	50	50—100	—	6,5	9 000	

¹⁾ Nachtrag zu Tabelle 59, S. 488; vgl. auch Tabelle 64, S. 498.

²⁾ Nachtrag zu Tabelle 60, S. 489 bis 493, nach Wireless World 19, Nr. 377, S. 607 u. 608 v. 17. 11. 1926.

³⁾ Von der The Elektron Co. sind neuerdings die Typen: SS 1 (Wolfr.), SS 2 HF, SS 2 LF, SS 3 HF, SS 3 LF, SS 4, SS 5, SS 6, SS 7 (3,7 Volt, 0,1 Amp.), SS 2 A HF u. LF (1,8 Volt, 0,1 Amp.), SS 8 (3—4 Volt, 0,1 Amp.), SS 9 (0,1 Amp.), SS 10 (2 Volt, 0,1 Amp.) und SS 11 auf den Markt gebracht.

Tabelle 130¹⁾. Französische Verstärkeröhren²⁾.

Hersteller	Type	Heizfaden	Heizstrom Amp	Heiz- spannung Volt	Emission mA	Anoden- spannung Volt	Raum- ladenetz Volt	Ver- stärkungs- konstante k	Innerer Widerstand Ohm
Compagnie des Lampes „Métal“	$\frac{6}{100}$ Amp.	thor. Wolfr.	0,06	4	...	20-80	—	8,5-11,5	19 000-36 000
	$\frac{6}{100}$ Amp. D.G.	thor. Wolfr.	0,06	3,8-4	5	5-25	5-25
	C.L. 104	thor. Wolfr.	0,1	4	—
	C.L. 254	thor. Wolfr.	0,25	4	50	20-120	—	13-16	40 000
	C.L. 62	thor. Wolfr.	0,06	1,8	3	20-60	—	4-6	25 000
	C.L. 152	thor. Wolfr.	0,15	1,8-2	6	20-80	—	9-11	40 000
	C.L. 202	thor. Wolfr.	0,20	1,8	8	20-100	—	7-9	25 000
	C.L. 252	thor. Wolfr.	0,25	1,8-2	8	20-100	—	7-10	25 000
	T.M.	Wolfr.	0,7	4	11	40-160	—	8,5-11,5	19 000-36 000
	T.M.D.	thor. Wolfr.	0,5	4	80-100	100-200	—	5-6	6000-8000

Tabelle 131³⁾. Leistungsrohre der General Electric Co.⁴⁾ (mit thorierten Wolframkathoden).

Type	Nutz- leistung Watt	Maximal von der Anode abstrahlbare Leistung (Wärme) Watt	Anoden- spannung Volt	Heiz- spannung Volt	Heizstrom Amp	Emission mA	Anoden- strom bei $e_g = 0$ mA	Steilheit mA/Volt	Ver- stärkungs- konstante k	Innerer Widerstand Ohm	Höhe max. mm
UV 210	7,5	15	350	7,5	1,25	700	70	2,15	7,5	3500 ($e_g = 0$ $e_a = 350$ V)	135
UV 203 A	50	100	1000	10	3,25	3250	120	5	25	5000 ($e_g = 0$ $e_a = 1000$ V)	200
UV 211	50	100	1000	10	3,25	3250	320	6,3	12	1900 ($e_g = 0$ $e_a = 1000$ V)	200
UV 204 A	250	200	2000	11	3,85	4900	275	5,1	24	4700 ($e_g = 0$ $e_a = 2000$ V)	365
UV 851	1000	750	2000	11	15,5	20 000	1550	23,5	20	850 ($e_g = 0$ $e_a = 2000$ V)	445

¹⁾ Nachtrag zu Tabelle 61, S. 494.²⁾ Nachtrag zu Tabelle 64, S. 497, 498; vgl. auch die Zusammenstellung von H. Steiniger: Radio-Amateur 4, S. 129 bis 132, 156 bis 159, 196 bis 198, 213 bis 215, 244 bis 246, 320 bis 323, 1926.³⁾ Warner, J. C., u. O. W. Pike: Proc. Inst. Rad. Eng. 13, S. 589 bis 609. Okt. 1925.⁴⁾ Nach Angaben der Firma.

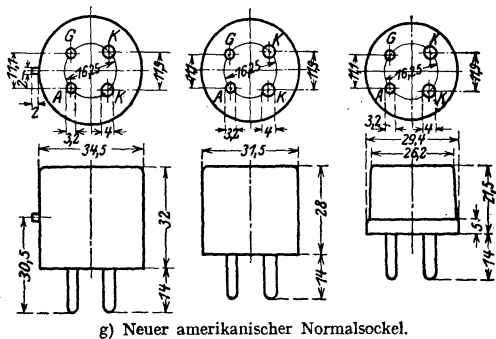
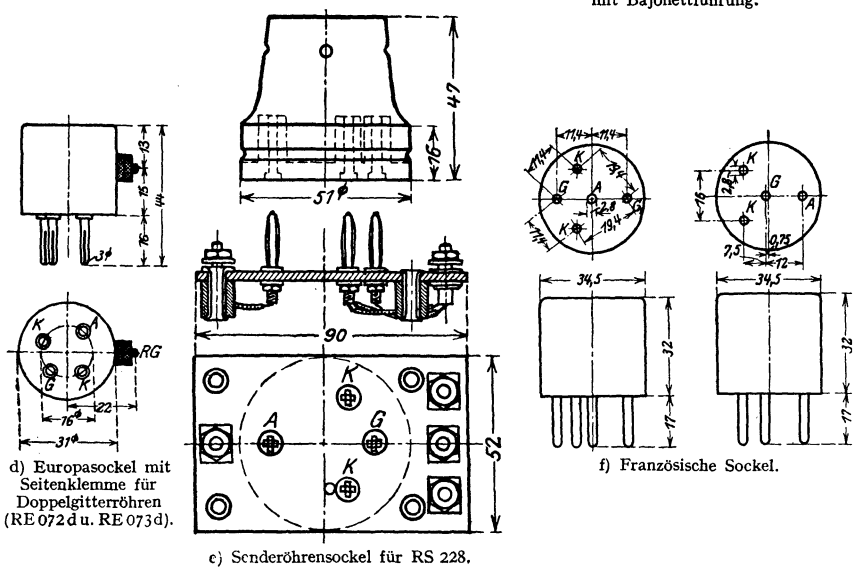
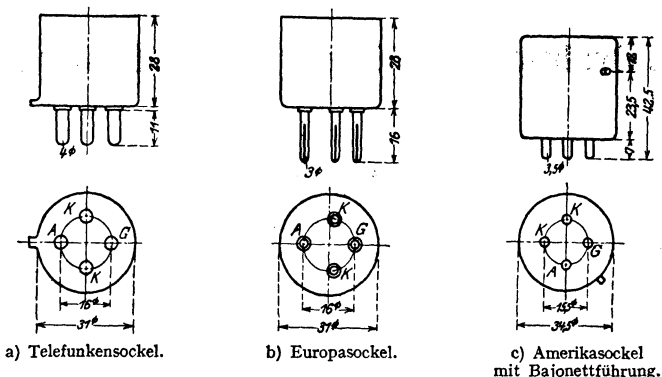


Abb. 1184. Röhrensockel.

(Die Sockel sind in Seitenansicht und Ansicht von unten dargestellt, vgl. auch das Normenblatt DIN VDE 1501 vom April 1926.)

III. Drahtlose Bildübertragung (Bildfunk¹⁾).

(Vgl. auch S. 164.)

Bearbeitet von F. Banneitz.

1. Allgemeines.

a) Prinzip.

Die telegraphische Übermittlung von Bildern erfolgt im allgemeinen durch punktweise Übertragung des Bildes (lineare Bildübertragung). Hierbei wird das Bild durch Abtasten im Geber in Bildelemente zerlegt. Jedem Bildelement wird ein Stromwert zugeordnet, der übertragen wird. Im Empfänger werden die übertragenen Stromwerte wieder in Bildelemente umgewandelt und zu dem Bild zusammengesetzt (reziproke Abtastung). Damit das im Empfänger entstehende Bild mit dem Bild im Sender übereinstimmt, müssen auf der Sendeseite und auf der Empfangsseite völlig gleichartige Bewegungen (Gleichlauf) zwischen Bild und Abtastvorrichtung bestehen.

Eine Einrichtung zur Bildübertragung ist aus folgenden Teilen zusammengesetzt:

1. Bildzerleger auf der Gebeseite, durch den die einzelnen Bildelemente in bestimmter Reihenfolge zur Abtastung gelangen.

2. Vorrichtung zur Umwandlung der Bildelemente (entsprechend ihrem Helligkeitswert) in Stromwerte, durch die die Ausstrahlung des Funksenders beeinflusst wird.

3. Vorrichtung zur Umwandlung der empfangenen, den Bildelementen entsprechenden Stromwerten in Helligkeitswerte.

4. Bild-(zusammen)-setzer (reziproker Bildzerleger), mit dem die aufgenommenen Helligkeitswerte zu dem Bilde zusammengesetzt werden. Er ist dem Bildzerleger gleichartig gebaut.

5. Gleichchlaufeinrichtung, mit der synchrone Bewegungen von Bildzerleger und Bildsetzer erzielt werden.

Nach Art der zu übertragenden Bilder unterscheidet man zwischen dem telautographischen Verfahren, mit dem nur *schwarz-weiß* Bilder (Schrift, Strichzeichnungen) übertragen werden können, und dem phototelegraphischen Verfahren, das auch die Übertragung *getönter* Bilder (Photographien) gestattet. Bei Anwendung von Rastern können auch getönte Bilder nach dem telautographischen Verfahren übertragen werden.

Eine sehr große Anzahl von Vorschlägen für die Bildübertragung ist gemacht und teilweise auch erprobt worden; näheres hierüber s. Literatur¹⁾. Im folgenden sollen nur die wichtigsten Verfahren, mit denen bereits erfolgreich gearbeitet worden ist, berücksichtigt werden.

b) Bildstruktur, Übertragungsgeschwindigkeit, Bildfrequenz.

α) Struktur.

Die Struktur eines übertragenen Bildes ist gekennzeichnet durch die Anzahl der Bildelemente je Flächeneinheit. Zur Übertragung von Photographien, Druckschriften usw. sind etwa 2500 Bildelemente/cm² erforderlich, wenn die Rasterung mit bloßem Auge gerade nicht mehr zu erkennen sein soll. Für Bilder mit sehr

¹⁾ Literatur: A. Korn: Bildtelegraphie. Leipzig: de Gruyter (Göschel) 1923. — W. Friedel: Elektrisches Fernsehen. Berlin: Meußner 1925. — P. Lertes: Fernbildtechnik und elektrisches Fernsehen. Frankfurt a. M.: Bechhold 1926. — Ferner: A. Korn u. B. Glatzel: Handbuch der Phototelegraphie und Telautographie (Nemnich). Leipzig 1911. — G. Fuchs: Die Bildtelegraphie (Siemens). Berlin 1926. — D. v. Michaly: Das elektrische Fernsehen und das Telehor. 2. Ausgabe. Berlin: Krayn 1926. — Eine Zusammenstellung der neueren Bildübertragungsverfahren mit Literaturangaben siehe: G. Kette u. W. Kiel: TFT 16, S. 31. 1927.

grober Struktur (z. B. Wetterkarten) kann man bis 100 Bildelemente/cm² heruntergehen (vgl. Tab. 131).

Tabelle 131.

Struktur und Übertragungsgeschwindigkeit von Bildern.

Größe eines Bildelementes	Struktur Bildelemente/cm ²	Übertragungszeit für 1 dm ²	Übertragene Fläche cm ² /sec	Lineare Abtastgeschwindigkeit cm/sec	Höchste notwendige Bildfrequenz Hertz	Verwendbar für
1 mm ²	100	10 min	0,167	1,67	8,3	Zeichnungen mit sehr grober Struktur, z. B. Wetterkarten
		3 „	0,556	5,56	27,8	
		30 sec	3,33	33,3	166,7	
		10 „	10,0	100	500	
1/9 mm ²	900	10 min	0,167	5	75	Strichzeichnungen, Schriftzüge ohne Feinheiten
		3 „	0,556	16,7	250	
		30 sec	3,33	100	1500	
		10 „	10,0	300	4500	
1/25 mm ²	2500	10 min	0,167	8,33	208	Photographien, Handschriften, Druckschriften
		3 „	0,556	27,78	694	
		30 sec	3,33	166,7	4167	
		10 „	10,0	500	12 500	

β) Übertragungsgeschwindigkeit.

Die Übertragungsgeschwindigkeit von Bildern läßt sich ausdrücken durch die Zeit, in der 1 dm² übertragen wird, oder durch die Zahl der Bildelemente, die in 1 Sek. übertragen werden, oder auch durch die Geschwindigkeit (in cm/sec), mit der das Bild abgetastet wird (vgl. Tab. 131). Die jeweils erreichbare größte Geschwindigkeit hängt von der Trägheit der verwendeten Apparate ab.

γ) Bildfrequenz.

Jedem Bildelement entspricht ein Stromschritt (vgl. S. 142). Für die Übertragung eines Bildelementes gilt demnach dasselbe, wie für einen Stromschritt bei der gewöhnlichen Telegraphie. Nach den Ausführungen auf S. 887 genügt es, wenn während der Übertragung eines Bildelementes der diesem zugeordnete Strom gerade seinen vollen Wert erreicht (schwarz-weiß Bilder), so daß ein Bildelement einer halben Periode der Bildfrequenz entspricht. Die Stromkurve der Abtastung würde hierfür die Form der Kurve *c* auf Abb. 991, S. 887 annehmen. Man kann alle übrigen Frequenzen abdrosseln ohne hierdurch die Güte des übertragenen Bildes zu schädigen. Umgekehrt ist durch die Bemessung der Einschwingzeit die Größe des Bildelementes und die Bildfrequenz gegeben. Die Bildfrequenz getönter Bilder ist die gleiche wie die von schwarz-weiß Bildern unter der Voraussetzung, daß der Einschwingvorgang in beiden Fällen die gleiche Dämpfung besitzt.

δ) Modulation, Frequenzspektrum.

Wird mit der Bildfrequenz eine Hochfrequenzschwingung moduliert, so entstehen ebenso wie bei der Telephonie (vgl. S. 905) die der Bildfrequenz entsprechenden Seitenbänder.

Die Abdrosselung aller Frequenzen, die oberhalb der Bildfrequenz liegen, ist erforderlich, um das Frequenzspektrum nicht unnötig breit zu machen und kann z. B. mittels Drosselkette durchgeführt werden.

ε) Hilfsfrequenz und Verstärkung.

Bei der Abtastung des Bildes vom Geber mittels Kontaktstift oder Lichtstrahl wird ein Gleichstrom ausgelöst, der an den hellen Bildpunkten seinen vollen Wert

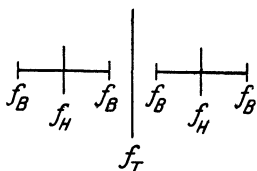


Abb. 1185.

und an den dunklen Punkten den Wert Null hat. Da nun bei Bildern sich im allgemeinen eine größere Reihe von Bildpunkten gleicher Helligkeit aneinanderreihen, erhält man während der Zeiten gleicher Helligkeit einen konstanten Gleichstrom, dessen Stärke dem jeweiligen Helligkeitswert entspricht. Die Verstärkung eines solchen Gleichstromes läßt sich mit den gebräuchlichen Verstärkern nur ausführen, wenn er mit einem zusätzlichen Wechselstrom (Hilfsfrequenz) gemischt wird. Dies kann dadurch geschehen, daß die mit einer Röhre erzeugte Hilfsfrequenz (z. B. 6000 Hz) mit der Bildfrequenz moduliert wird; oder dadurch, daß der abtastende Lichtstrahl durch eine rotierende Lochscheibe in einen pulsierenden (Hilfsfrequenz) Lichtstrahl verwandelt wird¹⁾. Wird durch die mit der Bildfrequenz f_B derart modulierte Hilfsfrequenz (f_H) ein Sender mit der Frequenz f_T moduliert, so entsteht ein Frequenzspektrum nach Abb. 1185. Außer diesen Frequenzen bilden sich jedoch infolge der doppelten Modulation noch weitere Kombinationsfrequenzen außerhalb des auf Abb. 1185 angegebenen Bereichs aus, die sich nach den bisherigen Erfahrungen wohl nur durch Rückführung der doppelten Modulation auf eine einfache Modulation (z. B. durch Gleichrichtung vermeiden lassen).

Die Durchbildung der Verstärker besonders bei höheren Übertragungsgeschwindigkeiten und bei Verwendung der Photozelle und der Karoluszelle erfordert große Sorgfalt. Verzerrungen in den Verstärkern und ungenaue Anpassung der Übertrager verursachen unscharfe Bilder oder Doppelinien. Zweckmäßig ist die Verwendung von Widerstandsverstärkern.

2. Die Einzelteile für Bildübertragungen.

A. Vorrichtungen zur Umwandlung der Bildelemente im Stromwerte.

a) Mechanische Abtastung.

α) Abtastung mittels Kontaktstift.

Bei diesem einfachsten Abtastverfahren ist das zu übertragende Bild mit isolierender Tinte (oder Fettstift) auf eine leitende Unterlage (Metallfolie) gezeichnet. Der abtastende Kontaktstift schließt oder öffnet einen Stromkreis (etwa 20 mA), je nachdem ihm ein leitender oder nichtleitender Teil der Unterlage gegenübersteht. Getönte Bilder werden auf chemischem Wege unter Verwendung eines Strichrasters auf die Metallfolie gebracht. Die Tastung des Funksenders kann entweder in der normalen Telegraphieschaltung oder durch Modulation mit einem von den Bildströmen ausgelösten tonfrequenten Strom erfolgen.

β) Abtastung mittels Mikrophons (Verfahren von Belin).

Das zu übertragende Bild wird auf chemischem Wege in ein Relief überführt, so daß die dunklen Stellen erhaben gegenüber den hellen werden. Ein über das Relief schleifender Stift drückt um so stärker gegen das Mikrophon, je dunkler (erhabener) das abgetastete Bildelement ist. Getönte Bilder können ohne weiteres übertragen werden. Die Beeinflussung des Funksenders geschieht ebenso wie bei der drahtlosen Telephonie.

b) Abtastung mittels Lichtstrahls.

Ist das zu übertragende Bild ein Transparent (Film), so erfolgt die Abtastung mit durchfallendem Licht. Das Bild befindet sich zwischen Lichtquelle und lichtempfindlicher Zelle. Die Lichtstrahlen werden mit Hilfe von Linsen derart konzentriert, daß nur ein Bildelement durchleuchtet wird. Die durch das

¹⁾ Schriever, O.: Telefunken-Zeitung 8, Nr. 44, S. 35. 1926.

Transparent hindurchgelassene Lichtmenge ist proportional der Tönung des Bildelementes.

Sollen Bilder direkt vom Original abgetastet werden, so muß das von dem beleuchteten Bildelement reflektierte Licht der lichtempfindlichen Zelle zugeführt werden. In Abb. 1188, S. 1216, ist dies Verfahren schematisch dargestellt. Von der Lichtquelle L wird ein Bildelement des Bildes B beleuchtet. Die reflektierten Lichtstrahlen, die der Tönung des Bildelementes proportional sind, fallen auf die Kathode K der lichtelektrischen Zelle. Die Ausbeute des auf die Zelle wirkenden Lichtes ist bei reflektiertem Licht etwa 50% geringer als bei durchfallendem Licht.

Zur Umwandlung der bei der Abtastung eines Bildes hervorgerufenen Lichtschwankungen in Stromschwankungen dienen die lichtempfindlichen Zellen.

α) Selenzellen¹⁾.

Selen besitzt in seiner grankristallinen Modifikation die Eigenschaft, daß sein elektrisches Leitvermögen bei Beleuchtung vergrößert wird. Um diese Eigenschaft zum Nachweis von Helligkeitswerten auszunutzen, kommt das Selen in der Selenzelle, die meistens in Form der Abb. 1186 benutzt wird, zur Anwendung. Das Selen wird im amorphen Zustand zwischen die bifilar auf eine Platte aus Isoliermaterial (Glimmer, Speckstein, Fieber) gewickelten Drähte gebracht (Abb. 1186) und durch thermische Behandlung in die grankristalline Form überführt. Die Abhängigkeit des Widerstandes der Selenzellen von der Beleuchtungsstärke ist angenähert quadratisch.

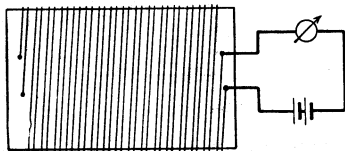
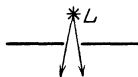


Abb. 1186.

Die Selenzellen zeigen jedoch Trägheitserscheinungen, die sich schon bei Übertragung von 100 Bildelementen/sec störend bemerkbar machen. Durch eine von Korn²⁾ angegebene Kompensationsschaltung kann diese Trägheit bedeutend herabgesetzt werden. Die erzielbare Stromstärke bei Belichtung einer Zelle ist von der Größenordnung 10 mA, bei einem Dunkelstrom von etwa 2 mA.



β) Photozellen³⁾.

Negativ geladene Körper verlieren ihre Ladung, wenn sie mit Licht, insbesondere mit ultravioletttem Licht bestrahlt werden. Bei Bestrahlung mit gewöhnlichem Licht tritt diese Erscheinung besonders kräftig an Alkalimetallen auf. Von Elster und Geitel⁴⁾ sind auf dieser Grundlage die Photozellen entwickelt worden. Abb. 1187 zeigt in schematischer Darstellung eine solche Zelle. Die Kathode K besteht aus metallischem Kalium, dessen Oberfläche durch Behandlung mit Wasserstoff (Hydrieren) besonders lichtempfindlich gemacht ist. Die Anode A ist als ring- oder gitterförmige Elektrode ausgebildet. Der Druck in dem Glasballon beträgt einige Millimeter, so daß bei etwa 150 V der angelegten Spannung Glimmentladung einsetzt. Die Zelle ist am empfindlichsten, wenn die

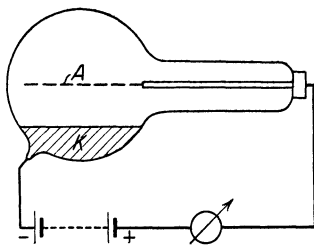


Abb. 1187.

¹⁾ Näheres s. A. Korn u. B. Glatzel: Handb. l. c. — F. Köhler: ETZ 40, S. 104. 1919.

²⁾ Korn, A., u. B. Glatzel: Handbuch l. c.

³⁾ Vgl. Kohrausch, F.: Lehrb. d. prakt. Physik. — Marx, E.: (Hallwachs) Handb. d. Radiologie Bd. III. 1916, mit ausführlicher Literaturangabe.

⁴⁾ Elster, I., u. H. Geitel: Phys. Zeitschr. 12, S. 609. 1911; 14, S. 741. 1913.

Spannung so gewählt wird, daß die Glimmentladung gerade noch nicht einsetzt. Durch längeres Bestehen des Glimmlichtes wird die Zelle verdorben. Die Stromstärke kann eine Größe bis zu 1 mA erreichen und ist proportional der Beleuchtungsstärke. Beim Arbeiten mit Spannungen, die dicht unterhalb der Zündspannung des Glimmlichtes liegen, ist infolge der Ionisation diese Proportionalität nicht mehr vorhanden. Aufladungen der Glaswände stören das einwandfreie Arbeiten der Zelle und müssen durch einen geerdeten elektrostatischen Schutz verhindert werden. Die Photozellen sind praktisch trägheitslos.

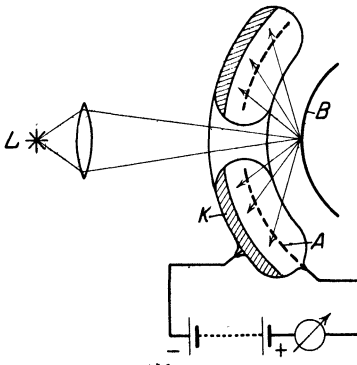


Abb. 1188.

ausgenutzt. Diese Zelle liefert bei Abstimmung eines weißen Bildelementes einen Strom von etwa 10^{-5} A und arbeitet noch bei Frequenzen über 100000 Hz trägheitslos.

B. Vorrichtungen zur Umwandlung der Stromwerte im Bildelemente.

Die mit einem Funkempfänger aufgenommenen Zeichen eines Bildes werden soweit verstärkt (etwa Lautsprecherenergie), daß das zur Umwandlung dieser Stromwerte in Bildelemente dienende System zum Ansprechen gebracht werden kann. Hierbei ist zu beachten, daß die Verstärkung, besonders bei hohen Übertragungsgeschwindigkeiten, verzerrungsfrei arbeiten muß (vgl. S. 1244).

a) Direkt gesteuerte Bildschreiber.

α) Die verstärkten und gleichgerichteten Bildzeichen werden mit einer Stromstärke von 2 bis 6 mA einem elektromagnetischen System zugeführt, das einen Hebel mit einer Schreibvorrichtung bewegt. Die Schreibgeschwindigkeit hiermit ist auf etwa 50 Bildelemente/sec beschränkt. Es sind nur schwarz-weiß Bilder herstellbar. Ein Vorzug ist die große Einfachheit dieses Verfahrens.

β) Elektrolytisches Verfahren. Die verstärkten Bildzeichen werden einem Kontaktstift zugeführt, der über das mit Jodkaliumstärke präparierte (feuchte) Papier, das zur Aufnahme dient, gleitet. An den Stellen, wo Stromdurchgang durch das Papier erfolgt, tritt eine Färbung ein, die jedoch wenig haltbar ist.

γ) Mittels Funkenübergang die Bildzeichen auf Papier sichtbar zu machen, ist vielfach versucht worden, doch bisher ohne praktische Verwendung geblieben.

b) Lichtschreiber.

Diese Schreibvorrichtungen besitzen den Vorzug, daß der Lichtstrahl mit sehr geringen Energien gesteuert werden kann, und daß ihre Trägheit sehr klein ist.

α) Saitengalvanometer (vgl. S. 610).

Der durch einen engen Lichtspalt fallende Lichtstrahl wird durch den Faden des Saitengalvanometers entsprechend der Stromstärke mehr oder weniger weit

¹⁾ Schriever, O.: Telefunken-Zeitung 8, Nr. 44, S. 35. 1926. — Schröter, F.: Zeitschr. d. Ver. deutsch. Ing. 70, S. 725. 1926. — Schröter, F.: Zeitschr. f. techn. Phys. 7, S. 418. 1926.

abgeblendet, so daß die Aufnahme getönter Bilder möglich ist. Durch geeignete Spannung des Fadens kann dessen Eigenschwingung so hoch gelegt werden, daß Übertragungsgeschwindigkeiten von 10000 Bildelementen/sec zu erzielen sind. Von Korn¹⁾ ist das Saitengalvanometer für Bildübertragungen besonders durchgebildet worden.

β) Oszillographenschleife (vgl. S. 641).

Hierbei wird der Lichtstrahl von dem Spiegel der Schleife reflektiert und bei Stromdurchgang durch die Schleife mehr oder weniger abgelenkt. Es lassen sich hiermit ähnliche Ergebnisse wie mit dem Saitengalvanometer erzielen.

γ) Die Glimmlampe

und auf andere Art erzeugtes Glimmlicht arbeitet auch bei den höchsten Übertragungsgeschwindigkeiten praktisch trägheitslos. Wegen der geringen Lichtstärke des Glimmlichtes ist die Anwendungsmöglichkeit jedoch beschränkt.

δ) Kerrzelle, Karoluszelle²⁾.

Kerr fand, daß Flüssigkeiten wie Schwefelkohlenstoff und Nitrobenzol im elektrischen Felde doppeltbrechend werden (Kerreffekt); Sutton wollte diesen Effekt für ein Lichtrelais (Kerrzelle) benutzen. Erst von A. Karolus ist diese Zelle zu einem praktisch brauchbaren Lichtrelais durchgebildet worden, mit dem es möglich ist, eine für die photographische Aufzeichnung von 20000 Bildelementen/sec und mehr aus-

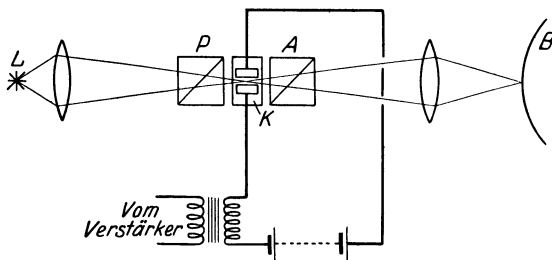


Abb. 1189.

reichende Lichtmenge trägheitslos zu steuern. Abb. 1189 zeigt schematisch die Anordnung der Zelle. Die Lichtstrahlen der Lichtquelle L werden in dem Nicolischen Prisma P (Polarisator) polarisiert und treten zwischen den Kondensatorplatten K , die sich mit einem gegenseitigen Abstand von $\frac{1}{10}$ bis $\frac{1}{2}$ mm gegenüberstehen und in Nitrobenzol eingebettet sind, hindurch und gelangen durch das zweite Nicolsche Prisma A (Analysator) auf das lichtempfindliche Papier B . Polarisator und Analysator sind gekreuzt (90°) und bilden mit dem elektrischen Feld des Kondensators K einen Winkel von je 45° . Im spannungslosen Zustand der Zelle würde also kein Licht hindurchgelassen. Bei angelegter Spannung wird in dem doppeltbrechend gewordenen Nitrobenzol der einfallende Lichtstrahl in zwei in zueinander senkrechten Ebenen polarisierte Teilstrahlen zerlegt, die sich mit verschiedenen von der Spannung abhängigen Geschwindigkeiten fortpflanzen. In der Durchlaßebene des Analysators A können beide Strahlen interferieren. Bei einem Gangunterschied von $\lambda/2$ ist die durchgelassene Lichtstärke am größten.

Für den Kerreffekt gilt die Beziehung

$$\delta_\lambda = B \cdot F^2 \cdot l,$$

¹⁾ Korn, A.: l. c.

²⁾ Näheres s. F. Schröter: Zeitschr. f. techn. Phys. 7, S. 422. 1926. — Lertes, P.: Fernbildtechnik und elektr. Fernsehen. Frankfurt a. M.: Bechhold 1926.

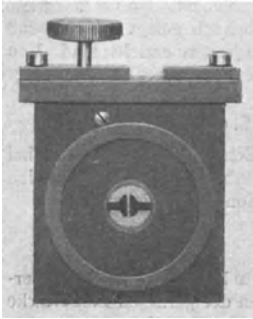


Abb. 1190. Karoluszelle.

wobei δ_λ den Gangunterschied der Teilstrahlen in Wellenlängen ($\mu\mu$), F die Feldstärke in V/cm, l die Länge des Lichtweges in cm zwischen den Elektroden und B die Kerrkonstante bedeuten. Hiernach wächst die durchgelassene Lichtstärke mit dem Quadrat der angelegten Spannung. Durch eine Gleichstromvorspannung (200 bis 400 V) wird also die Empfindlichkeit auf die vom Verstärker kommende Wechselfspannung (100 bis 200 V) vergrößert; außerdem wird durch diese Gleichstromvorspannung die Leitfähigkeit des Nitrobenzols fast vollständig beseitigt, der Wattverbrauch der Zelle ist daher sehr gering. Abb. 1190 zeigt eine Ausführungsform der Karoluszelle, bei der durch die Stellschraube der Elektrodenabstand verändert werden kann.

C. Bildzerleger und Bildsetzer.

Für Anordnungen, die die einzelnen Bildelemente auf der Sendeseite der Vorrichtung zur Umwandlung in Stromwerte zuführen, und solche, die umgekehrt auf der Empfangsseite die den Stromwerten zugeordneten Bildelemente richtig zusammensetzen, ist eine große Anzahl von Vorschlägen¹⁾ gemacht worden, von denen jedoch nur wenige zur Ausführung gelangt sind.

Die einfachste und bisher hauptsächlich verwendete Einrichtung dieser Art sind die rotierenden Trommeln (Bildtrommeln), von denen eine auf der Sendeseite mit dem zu übertragenden Bild bespannt ist. Eine gleichartige Trommel, die mit Schreibpapier oder lichtempfindlichem Papier bespannt ist, läuft auf der Empfangsseite mit vollkommen gleicher Geschwindigkeit. Bei einer Umdrehung dieser Trommeln wird eine Bildzeile bestrichen; durch eine axiale Verschiebung der Bildtrommeln mit Hilfe einer Spindel erfolgt die Abtastung des Bildes in einer Schraubenlinie. (Näheres s. Literatur Fußnote S. 1212.)

D. Gleichlaufeinrichtungen²⁾.

Zwischen den Bewegungen des Bildzerlegers auf der Sendeseite und des Bildsetzers auf der Empfangsseite muß ein vollkommener Gleichlauf (Synchronismus) bestehen, wenn das empfangene Bild unverzerrt wiedergegeben werden soll. Werden rotierende Trommeln verwendet, so muß die Umlaufgeschwindigkeit derselben gleich sein. Je größer die Übertragungsgeschwindigkeit der Bilder, desto genauer muß auch die Konstanz des Gleichlaufs sein. Abweichungen, die ein Bildelement um ein Viertel seines Durchmessers (= Seitenlänge) verschoben, machen sich am empfangenen Bild bereits störend bemerkbar.

a) Korrektion des Zeilenanfangs.

Das einfachste, wenn auch grobe Gleichlaufverfahren besteht darin, daß man die Empfangstrommel etwas schneller (etwa 5%) laufen läßt als die Sendetrommel und sie nach jeder Umdrehung selbsttätig anhält und durch einen besonderen Stromstoß (Gleichlaufimpuls) am Zeilenanfang wieder auslöst. Dies Verfahren ist für Bilder grober Struktur und geringer Übertragungsgeschwindigkeit anwendbar.

¹⁾ Eine Zusammenstellung derartiger Vorschläge befindet sich: W. Friedel, Elektrisches Fernsehen. Berlin: Meußner 1925.

²⁾ Vgl. auch A. Korn: ETZ 47, S. 717. 1926.

h) Besondere Gleichlauffrequenz.

Treibt man die Bildtrommeln von Geber und Empfänger mit Synchronmotoren an, die ihren Strom von ein und derselben Wechselstromquelle erhalten, so wird zwar ein dauernder Gleichlauf erzielt, doch tritt bei den Motoren leicht ein Pendeln der Achsen gegenüber der Netzfrequenz auf. Dies Pendeln wird um so größer, je größer die bewegten Massen sind. Es kann Werte bis zur halben Periodendauer annehmen, besonders wenn die Bildtrommeln mit Gleichstrommotoren angetrieben werden und nur ein schwacher Wechselstrom zur Aufrechterhaltung des Gleichlaufs (mit Hilfe des Phonischen Rades, La Cour) benutzt wird. Man wird also eine um so bessere Konstanz des Gleichlaufs erhalten, je höher die Gleichlauffrequenz ist.

α) Übermittlung der Gleichlauffrequenz.

Soweit Sender und Empfänger im Bereich eines Wechselstromkraftnetzes liegen, erfolgt der Antrieb zweckmäßig mit gewöhnlichen Synchronmotoren direkt.

In anderen Fällen muß die Gleichlauffrequenz zwischen Sender und Empfänger entweder über eine Drahtleitung oder mittels eines besonderen Funksenders drahtlos übermittelt werden.

Eine weitere Möglichkeit zur Übertragung der Gleichlauffrequenz besteht darin, daß man sie bei ein und derselben Trägerfrequenz der Bildfrequenz unterlagert.

β) Getrennt erzeugte Gleichlauffrequenzen.

Die Übermittlung einer Gleichlauffrequenz zwischen Sender und Empfänger ist überflüssig, wenn an beiden Stellen Frequenzen für die Gleichlaufregulierung erzeugt werden, die während der Übertragung eines Bildes keine nennenswerte Verschiebung der Bildzeilen hervorrufen. Die zulässige Abweichung ist von der Größenordnung 10^{-5} .

Frequenzen derartiger Konstanz werden mit Präzisionspendel, Chronograph, Röhrensender und Stimmgabel erzeugt¹⁾.

Die besten praktischen Ergebnisse sind mit den beiden letztgenannten Mitteln erzielt worden (Telefunken-Karolus).

Um die Übereinstimmung der am Sender und am Empfänger erzeugten Gleichlauffrequenzen zu prüfen, wird die des Senders vor der eigentlichen Bildübertragung durch Modulation der Trägerwelle übertragen und auf der Empfangsseite mit der dort erzeugten Frequenz stroboskopisch verglichen.

¹⁾ Näheres s. W. Friedel: l. c.

Namen- und Sachverzeichnis.

(Die fettgedruckten Seitenzahlen bedeuten, daß der betreffende Gegenstand dort ausführlich behandelt worden ist.)

- Abgabe der Telegramme 1036.
Abklingen des Stromes 183, 886.
Abklingzeit 886.
Abkürzungen für Telegramme 1095.
— für den Funkverkehr 1097.
—, gebräuchliche 1201.
Ableitung 129, **312**, 332, 623.
— der Spulenkapazität 353.
—, Frequenzabhängigkeit der 1202.
—, Temperaturabhängigkeit der 1202.
Ableitwiderstand bei Gittertastung 794.
Abraham, H. 600, 620, 654, 671.
—, M. 84, 392, 404, 455, 459, 518.
Abreibfunkstrecke 219, 735.
Abschirmmittel 851.
Abschirmung 84, 330, 928.
—, statische 799.
Abschlußkabel 141.
Abschätzung von Kapazitäten 330.
Absolute Einheiten **60**.
— elektrische Einheiten **90**.
Absolutmessungen 623.
Absolutmethoden für Kapazitätsmessung 624.
Absorptionsvermögen 84.
Abspannfundament 385.
Abstand, numerischer 269.
Abstandsbestimmung 1107.
Abstimmittel 862.
— für Empfang 850.
Abtastung von Bildern 1214.
Abzapfsender 818.
Äquipotentialflächen 63.
Äquivalenter Widerstand 104.
Äquivalent-Leitvermögen 82.
Äther, Vorgänge im **83**.
Äußere Charakteristik von Wechselstrommaschinen 103.
Agnew, P. G. 608.
Aigner F. 903.
Akkumulatoren 93.
—, alkalische 93.
Akkumulatorenfabrik A.-G. 785.
Akustik **62**.
Akustische Resonatoren 863.
Alberti, E. 234, 238, 319, 334, 341, 343, **597**, 600, 612, 616, 619, 639, **651**, **657**, 663, **664**, **668**, 670, 673, **675**, **701**, **708**, 711, 718.
D'Alembert 187.
Alexanderson, E. F. W. 372, 374, 515.
—, Hochfrequenzmaschine 244, 806.
—, Drehzahlregulierung 249, **596**.
— -Antenne 406.
Alkaliröhren 520.
Alkalische Akkumulatoren 93.
Allcutt, C. T. 515.
Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft 505.
—, Eingehäuseumformer 123.
—, Fernanlasser 121.
—, Gleichstromhochspannungsaggregat 120.
Aludurseile 413.
Amplitude 85, 97, 99, 181.
Amtsleitungen 141.
Analyse von Schwingungen 610.
Analytische Geometrie 29.
Anders, G. 276, **687**, 699.
Anderson 387, 931.
—, Brückenschaltung 641.
Anionen 82.
Ankopplung bei EW-Telephonie 1025.
Anlassen von Asynchronmotoren 109.
— von Synchronmotor 108.
Anlaufstrom 227.
Anlaufvorgang bei Röhren 241.
Anodenbatterie bei Röhrendern 781.
Anodenblockkondensator 788, 789.
Anodendrossel 788.
Anodengitterkapazität 800.
Anodengleichrichtung 253.
Anodenkopplung 771, 792.
Anodenrückkopplung 234.
Anodenschutznetzschaltung 257.
Anodenspannungsquelle, Röhrendern 912.
Anodenstrom durch Gleichstrommaschine 781.
—, Kurvenform 768.
Anodenverluste 242.
Anpassung auf der Anodenseite 525.
— auf der Gitterseite 524.
— der Niederfrequenzverstärker 523.
— der Telephone 545.
— durch Übertrager 524.
Anruf bei Drahtfunk 1021.
—, EW-Telephonie 1026.
Anrufeinrichtungen 901.
Anschlußklemmen der Übertrager 527.

- Antennen **209, 385**.
 —, Aufladung 861.
 —, Ausführung 411.
 —, Berechnung 392.
 —, Charakteristik der Kombinationen 839.
 —, Drahtzahl 397.
 —, Durchhang 415.
 —, Eigenschwingung 210, 398.
 —, Einfluß auf Richtung 284.
 —, Einfluß der Maste 394.
 —, Eisbelastung 415.
 — für Empfangszwecke 832.
 — für kurze Wellen 974.
 — für Sendezwecke **385**.
 —, gerichtete 928.
 —, in die Erde vergrabene 269.
 —, Isolator von Telefunken 414.
 —, Kurven zur Berechnung 393.
 —, Leitungsmaterial 411.
 —, mehrfach abgestimmte 405.
 —, mehrfach erregte 406.
 — mit Richtwirkung 215, 975.
 —, Selbstinduktion 210, 398.
 —, Selbstinduktion, Messung 642.
 —, Sprühercheinungen 401.
 —, Windbelastung 415.
 —, wirksame Fläche 395.
 —, wirksame Höhe 212, 395.
 —, Wirkungsgrad 214, 401.
 Antennenanlage, Dampfer Columbus 932.
 — Eilvese 1053.
 — Königs Wusterhausen 1049.
 — Nauen 1053.
 — Norddeich 1055.
 Antennendrähte, Tabelle 411, 412.
 Antenneneffekt des Rahmens 952.
 Antennenerrregung mit Grundwelle 974.
 — mit Oberwellen 975.
 Antennenformen 263, 396.
 — für Peilanlagen 943.
 Antennenformziffer 209, 213.
 Antennengrößen, Bestimmung der 391.
 Antennenhöhe, effektive elektrostatische 397.
 —, wirksame 212, 397, 398.
 Antenneninduktivität, Messung 642.
 Antennenisolatoren 413.
 Antennenkapazität 210, 389, **392**.
 —, Einfluß der Drahtzahl 398.
 —, Messung 642.
 Antennenkombinationen 975.
 —, Richtcharakteristiken 835.
 Antennenleistung und Reichweite 389.
 Antennenrecht 1074.
 Antennenspannung, effektive 390.
 Antennensystem, gerichtetes 942.
 Antennenwiderstand 214, 262, 399.
 Antipodenpunkt 271.
 Antriebsmotore, Steuerung 589.
 Anweisung für den Funktelegraphendienst 1092.
 Anwurfmotor 108.
 Anzahl der Sender im Wellenbereich 907.
 Aperiodische Detektorschaltung 252.
 Aperiodischer Grenzfall 80.
 — Kreis 662.
 Appleton, E. V. 310, 398, 465, 470.
 Arbeit 61, 64.
 Arbeitsgeschwindigkeit von Relais 577.
 Arbeitskurve bei Röhrendern 769.
 — von Röhren 231, 232.
 Arbeitskurven (Verstärker) 524.
 Arbeitsplätze, Betriebszentrale 1034.
 Arbeitspunkt 229.
 — bei Gittergleichrichtung 254.
 Arbeitsstrom-Morseschaltung 165.
 Arco, Graf G. von 249, 767, 885.
 Ardenne, M. v. 1208.
 Arithmetischer Mittelwert 99.
 Arnold, E. 94, 103, 107, 111, 114.
 —, H. D. 504, 514, 547, 906, 931.
 Aronschalter 101.
 Arrhenius 295.
 Astatiche Spulen 370.
 Asynchronmotore 109.
 Atmosphäre 61.
 Atmosphärische Einflüsse auf Empfang 276, 282.
 — Störungen **296, 832, 862**.
 — —, Abhängigkeit vom Ort 300.
 — —, Abhängigkeit von Wellenlänge 299.
 — — bei kurzen Wellen 977, 984.
 — —, Einfluß der Bewölkung 303.
 — —, Einfluß von Nordlicht u. Sonnenfinsternis 303.
 — — in der Erde 302.
 — —, Messung der Feldstärke 298.
 — —, Peilung der 308.
 — —, periodische Änderungen 304.
 — —, Richteffekt 307.
 — —, Richtungsänderungen 308.
 — —, Ursprungsort 308.
 — —, Verlauf 310.
 Audion mit Rückkoppelung 256.
 —, Wirkungsweise **254**.
 Audionempfänger 869.
 — mit Rückkoppelung 870.
 Audionschaltung 253.
 Audionvoltmeter 653.
 Aufbau der Hochfrequenzverstärker 541.
 Aufnahme der Telegramme 1036.
 Aufnahmegeräte, Anzahl 939.
 — für Telephonie 917.
 Aufnahmeraum 934, 938, 1057.
 Aufschaukelgeschwindigkeit 241.
 Aufschaukelzeit 241.
 Augenblickswert 85, 97, 99.
 Ausbreitung der Wechselströme auf Drahtleitungen 1014.
 — über See 275.
 Ausgangsübertrager 534.
 Ausgleichkapazität 783.

- Ausgleichkondensator 227, 781.
 — bei Röhrendern 769.
 Ausgleichschaltung 931.
 Auslandsfunkverkehr 1058.
 Auslandsverkehr, Funkanlagen für 1045.
 Ausnutzung von Leitungen 1002.
 Aussetzen der Hilfschwingung 259.
 Aussteuerung 907.
 Aussteuerungskoeffizient 907.
 Aussteuerungskontrolle 909.
 Austin, L. W. 268, 270, 276, 277, 296,
 298, 299, 304, 306, 308, 316, 388,
 395, 516, 697, 698, 981.
 Austin-Cohensche Formel 388.
 Autotransformatoren 116.
 Aysenstein 422.
 Azetatlitze 363.
 Azimut 942.
- Backhaus, H.** 551, 559, **566**, 567, 572.
Baedecker, K. 435, 436.
 Bäume 187.
 Bäumlner, M. 276, 310, 688, 693, 699.
 Baeyer, O. v. 474.
 Bagally, W. 464.
 Bailey 387, 931.
 Bairsto, G. E. 332.
 Bakelit 324.
 Baker, W. R. G. 497, 500, 515.
 Baldus, R. 971.
 Ballantine, S. 471, 472.
 Ballastwiderstände 318.
 Ballistisches Galvanometer 625, 629,
 635, 636.
 Baltruschat, M. 516.
 Bandlautsprecher 551.
 Bandmikrophon 920.
 Banneitz, F. **577**, **884**, 885, 892, 895,
 897, 900, **942**, 961, **1169**, **1176**, **1191**,
1198, **1212**.
 —, Drehzahlregulierung 593.
 Bar 61.
 Barkhausen, H. 220, 225, 227, 229,
 234, 236, 253, 257, 455, 462, 463,
 468, 475, 523, 525, 736, 767, 797,
 876, 993, 994.
 —, Gleichungen von 230.
 Barkhausen-Kurz-Schaltung 990.
 Barretter 660.
 Barreteranordnung, Eichung 662.
 Baudot-Multiplex 160.
 Baudot-Relais 168.
 Baudot-Telegraph **161**, 899.
 Baudot-Übersetzer 161.
 Baudot-Verteiler 162.
 Baudot-Verdan 901.
 Baur 125.
 Beauvais, G. A. 512.
 Becker, A. 516.
 —, H. J. 515.
 Bedienbarkeit von Sendern 720.
 Beeinflussungscharakteristik, Telepho-
 nie 917.
 Beeinflussung von Leitungen 137.
- Begrenzung des Frequenzbereichs 890.
 Begrenzungsgerät 940.
 — von Reisz 922.
 Behne, H. 622.
 Behnken, H. 612, 614, 644, 692.
 Bekanntmachung über den Unter-
 haltungsrundfunk 1068.
 Belastbarkeit von Kondensatoren 789,
 790.
 Belastung für Bleikabel 126.
 — isolierter Leitungen, Tabelle 125.
 — von Wechselstrommaschinen 105.
 Beleuchtungszustand des Wellenweges
 982.
 Belin 1214.
 Bell Tel. Comp. 1002.
 Bellini, E. 216, 264, 947.
 Bercovitz, D. 602, 607.
 Bergmann, Elektrizitätswerke.
 A.-G. 815.
 —, L. 152, 652, 653, 697.
 Berlin, Hauptfunkstelle 1048.
 Berner Revision 1091.
 Berthold, R. G. 474.
 Beschlagnahme von Funkgerät 1073.
 Beschleunigung 60.
 Besprechungseinrichtung 934.
 Besprechungsleitung 925, 1041.
 Besselsche Funktionen 44.
 Béthenod, J. 514.
 Betriebsbereitschaft von Sendern 721.
 Betriebsdaten von ausländischen Hoch-
 vakuumgleichrichterröhren 500.
 — von ausländischen Senderöhren 497
 bis 499.
 — von ausländischen Verstärkeröhren
 468–497, 1209, 1210.
 — von deutschen Hochvakuumgleich-
 richterröhren 487.
 — von deutschen Senderöhren **485**.
 — von deutschen Verstärkeröhren **476**
 bis 477, 485, **1205**, 1206, 1208.
 Betriebsfernsprecher 1043.
 Betriebßkapazität 330.
 Betriebsspannungen für Hochfrequenz-
 verstärker 541.
 Betriebstechnische Organisation des
 Funkverkehrs **1029**.
 Betriebsverstärkung 525, 530.
 Betriebszentrale 833, **1033**.
 Beverage-Antenne 844, 864, 978.
 Bewegter Leiter 76.
 Bewölkungszustand, Einfluß auf Richt-
 wirkung 287.
 Bifildraht, Selbstinduktion 347.
 Bifilare Wicklung 317.
 Bijl, H. J. van der 441, 454, 455, 456,
 457, 463, 465, 466, 467, 468, 470,
 471, 472, 513, 653.
 Bilaterale Antennensysteme 942.
 Bildelement 1212.
 Bildfrequenz 1213.
 Bildstruktur 1212.
 Bildtelegraphie 164.

- Bildübertragung, drahtlose 988, **1212**.
 Binantenelektrometer 598.
 Biot-Savartsches Gesetz 74.
 Birgfeld, W. A. Aktiengesellschaft 546.
 Bisymbolische Rechnung 87.
 Bjercknes, V. 621.
 Bjercknessche Resonanzmethode 676.
 Blackwell 166, 1002.
 Blattelektrometer 600.
 Blatthaller 551, 556.
 Bleiakkumulatoren 93.
 Bleiglanzkristalle 428.
 Bleiglanz, künstlicher 430.
 Bleikabel 126.
 Blindleitwert 623.
 Blindverbrauchsmessung 101.
 Blindwiderstand 51, 86, 88, 623.
 Blitzschutzsicherung 419.
 Blitzseil 1026.
 Bloch, E. 654, 620, 671.
 —, L. 654.
 Blockkondensatoren 344.
 Blodgett, K. B. 452, 453, 454.
 Blondel, A. 295; 513.
 Blondl, A. E. 610.
 Bloxan, A. G. 520.
 Boas, H. 338, 612, 782.
 —, Löschfunkenstrecke 420.
 —, Umformer 123.
 —, Wellenmesser 617.
 Bodenbeschaffenheit 983.
 Boedecker, K. 249.
 Bogenlänge 32.
 Bogenlampe, sprechende 552.
 Bogenmaß, Tafel 15.
 Bolometer 250, 626, 660.
 —, Eichung 662.
 Bordfunkverkehr 1060.
 Bordpeiler von Telefunken 953, 955.
 Borgsmüller, W. 875.
 Bosian, V. 450.
 Bouchardon, V. I. F. 514.
 Bouvier, P. 215, 395, 411.
 Bown 699.
 Brandes, H. 251.
 Bräuer, E. 518.
 Braun, F. 688, 844.
 Braunsche Röhre 83, **612**, 667, 709.
 Braunscher Sender 729, 730.
 Braunbek, W. 515.
 Brechung magnetischer Kraftlinien 71.
 Brechungsexponent 83.
 Breisig, F. 129, 331.
 Breit, G. 639, 652, 994.
 Bremerhaven, Küstenfunkstelle 1056.
 Brennspannung 417.
 Briggsche Logarithmen, Tafeln 2.
 Brit, G. 369.
 British Thomson-Houston Co. 490.
 Broadcasting 934.
 Broca 603.
 Brodeln 297.
 Bronk, O. von 475.
 Brooks, H. A. 370.
 Brown, H. A. 521.
 —, S. G. 513.
 —, W. W. 400, 414.
 Brücke, Empfindlichkeit 1204.
 Brückenbedingung 625.
 Brücken-Gegensprechsaltung 165.
 Brückengleichgewicht 625.
 Brückenmessung 627.
 Brückenschaltung 929, 930.
 — nach Nernst 631.
 Bucher, E. 215, 244.
 Buchwald, E. 964, 971.
 Buckley, O. E. 474.
 Büge 657.
 Bühnenmikrophon 940.
 Buenos Aires, Großfunkstelle 1060.
 Bürstenabhebevorrichtung 109.
 Bureau of Standards 326, 345, 370, 623, 631.
 Burndep't Wierless Ltd. 493.
 Burstyn, W. 579, 971.
 Cady, W. G. 553, 620, 998.
 Campbell, A. 370, 608.
 Carey-Foster, Brückenschaltung 641.
 Carson, J. R. 906.
 Carsten, H. **542**, 543, 708.
 Cauchy, Satz von 34.
 Cellon 324.
 C-G-S-System 60.
 Chaperon-Wicklung 318.
 Charakteristik des Telephoniesenders 908.
 —, dynamische 769.
 — von Antennen 215, **943**.
 — von Detektoren 425.
 — von Leitungen 132.
 Charakteristiken für zwei Rahmenantennen 838.
 Chaffee, E. L. 472, 473, 474.
 Chaudhuri, R. N. 515.
 Chauveau, L. 902.
 Chiffriermaschinen 900.
 Chireix, H. 664, 686.
 Clausen, W. 1031.
 Clausing, A. 887, 893.
 Cleartron Radio Ltd. 493.
 Codesystem 164.
 Coffin, J. G. 330, 354, 356.
 Cohen, L. 388, 398.
 Cohn, H. 513.
 Colley, A. 999, 1000.
 Colpitts, E. H. 166, 514, **1022**.
 Commercial Radio International Committee 1060.
 Compagnie des Lampes Mazradia 494.
 — des Lampes Métal 499, 500.
 — Générale de Télégraphie Sans Fil 382.
 Comparé 900.
 Coronabildung an Antennen 412.

- Cosinussatz 19.
 Cossor Valva Company 492.
 Coulombsches Gesetz 65, 69.
 Craighead, J. R. 652.
 Craudall, J. B. 547.
 Creed-Drucker 156.
 Creed-Geber 147.
 Creed-Locher 149.
 Creed-Lochstreifenempfänger 155.
 Creedrelais 168.
 Creed-Schnelltelegraph 148, 898.
 —, Aufstellung 1038.
 Creedschreiber 857.
 Creed-Übersetzer 156.
 Curie 599.
 Curtis, H. L. 341.
 Cusins, A. G. T. 885.
 Cuxhaven, Küstenfunkstelle 1056.
 Cymometer 617.
 Czeija, Nissl & Co., Wien 496.
- D**ämpfung 62, 182, 334, 361, 568, 886.
 — durch Funkenstrecke 423.
 —, räumliche 133.
 Dämpfungskoeffizient 182, 199.
 — gekoppelter Kreise 206.
 —, Messung 675.
 Dämpfungsexponent 133.
 Dämpfungskonstante 575, 1014.
 Dämpfungskurve 575.
 — des Kettenleiters 576.
 Dämpfungskurven für Leitungen 1025.
 Dämpfungsmesser 621.
 Dämpfungsreduktion 853, 872.
 Dämpfungsverhältnis 62, 182.
 Dämpfungswiderstand 182.
 Dämpfungsziffer 182, 196.
 Danilewsky, A. 797.
 Deckert, A. 1.
 Deininger, F. 505.
 Dekrement, logarithmisches 62, 80, 182, 568.
 Dellinger, J. H. 603.
 Demmler, O. 688.
 Demodulation 1002.
 Deprez-D'Arsonval 608.
 Dessau-Righi 420.
 Detektoren 251, 424.
 —, Ausführungsformen 431.
 —, elektrolytische 251.
 —, fest eingestellte 433.
 — für Meßzwecke 662.
 —, Hilspotential 429.
 —, Kontaktdruck 429.
 —, Kontaktberflächen 428.
 —, Kristall- 251, 424.
 —, Reizschwelle 429.
 —, Schwingungserzeugende 434.
 —, Tonprüf- 433.
 —, Vielfach- 433.
 —, Widerstand 429.
 Detektorempfänger 866.
 Detektorgegenschaltung 862.
 Detektorkopplung 866.
- Detektorkristalle 425.
 Detektorreflexempfänger 883.
 Detektorschaltungen 252.
 Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie 1060.
 — Telefonwerke und Kabel Industrie A. G. Berlin 546, 732.
 — Reichspost 1044, 1046.
 — —, Funkanlagen der 1048.
 — Welle G. m. b. H. 1048, 1057, 1070.
 Deutschlandsender 802, 1057, 1070.
 Dextraudion 493.
 Diagrammvektoren 86.
 Dichte 61.
 Dickenkorrektur bei Kondensatoren 330.
 Dieckmann, M. 670.
 Dielektrikum 331.
 —, Einfluß auf Drahtwellen 189.
 —, Leitfähigkeit des 332.
 —, Verluste im 332.
 —, Vorgänge im 83.
 Dielektrische Hysterese 332.
 — Nachwirkung 320.
 — Verschiebung 66.
 Dielektrisierungszahl 66.
 Dielektrizitätsfaktor 630.
 Dielektrizitätskonstante 66, 331, 630.
 Dienstleistungsbetrieb 177.
 Diesselhorst, H. 326, 331, 639, 669.
 Differentialgalvanometer 175, 625.
 Differential-Gegensprechschaltung 165.
 Differentialgleichungen 40.
 —, komplexe Lösungen 53.
 Differentialquotient 28.
 Differentialrechnung 27.
 Differentialtransformator 666.
 — für Induktionsmessungen 634.
 —, Messung mit 629.
 Differentiationsregeln 28.
 Differenzkondensator 339.
 Dimensionen 60.
 Direkte Schaltung bei Röhrensendern 797.
 Dissoziation 82.
 Dönitz, J. 615.
 Doetsch, C. W. 823.
 Dohmen, K. 475.
 Dolezalek, F. 356, 358, 599, 634.
 Dolezalek-Litze 363.
 Donithorpe, H. de A. 490, 519.
 Donle, H. P. 520.
 Doppelantenne 264.
 Doppelgitterröhre 244, 257, 460.
 Doppelkohlemikrophon 918.
 Doppelkreuzrahmen-Empfangsanlage 1054.
 Doppelleitung (Kapazität) 328.
 — mit Brücke 188.
 Doppelleitungen 56.
 Doppelleitungsbetrieb 166.
 Doppelrahmenanordnung 840, 843, 848, 864.
 Doppelschicht, magnetische 75.

Doppelschlußmaschinen 96.
 Doppelsieb 726, 1011.
 Doppelskalen 54.
 Doppelsteuerröhren 519.
 Doppelstrom 141, 888.
 Doppelstrom-Morseschaltung 165.
 Doppelüberlagerung 979.
 Doppelverkehr 1030.
 Dornig, W. 247, 376, 377.
 —, W. Drehzahlregulierung 592.
 —, W. Maschinensender 831.
 Dorsey, N. E. 635.
 Drahtfunk **1001**.
 —, Anruf 1021.
 —, Anwendung 1016.
 —, Frequenzbänder 1003.
 —, Rentabilität 1016.
 —, technische Ausführung 1018.
 —, Verteilung der Trägerfrequenzen 1019.
 Drahtfunkbenutzung verschiedener Leitungen 1017.
 Drahtfunksystem von C. Lorenz A.-G. 1023.
 — von Telefunken.
 Drahtzahl bei Antennen 397.
 Drehkondensatoren 338.
 —, Eichkurve 343.
 —, technische 343.
 Drehmoment 61.
 Drehspulgalvanometer 608.
 Drehspulschnellschreiber von Siemens & Halske 898.
 Drehspulvariometer 369.
 Drehstrom 89, 98.
 Drehstrommotore 107, 109.
 —, Schaltungsskizzen 118.
 Drehstromtransformatoren 116.
 Drehzahl, Konstanthaltung 585.
 — und Tonschwankungen 586.
 — von Synchronmotoren 108.
 Drehzahländerung von Asynchronmotoren 109.
 Drehzahlregelung von Alexanderson 809.
 — von K. Schmidt 830.
 —, Telefunken 822.
 Drehzahlregulierungen 249, **588**.
 —, Ausführungsformen 591.
 Drehvorrichtung für Peilanlagen 942.
 Dreieck, sphärisches 21.
 Dreiecksanordnung von Antennen 844.
 Dreiecksberechnung 19.
 Dreieckschaltung 99.
 Dreiecksverfahren 691.
 Dreigitterröhren 519.
 Dreileitersystem 92.
 Dreiphasenstrom 98, 100.
 Dreiplattenkondensator 331, 630.
 Dreipunktpeilung 966.
 Dreipunktschaltung 234, 770, 792.
 Dreiteilung des Funkbetriebes 895, 1033.
 Drosselkette 725, 1010.
 Drosselspulen 371.

Drosselspulen für Fernsprechzwecke 174.
 Drosselverstärker 528, 538.
 — für Hochfrequenz 538.
 Droysen, O. 659.
 Druck 61.
 Druckisolatoren, Tabelle 384.
 Druckknopfsteuerung 926.
 Drude, P. 181, 999.
 Dubilier-Kondensatoren 337, 790.
 Duddel, W. 608, 610, 736.
 Duddel Thermogalvanometer 602, 606, 660.
 Dufour, A. 709.
 Dunham, H. E. 517.
 Dunmore, F. W. 952, 990.
 Durchbruch, unvollkommener des Dielektrikums 323.
 Durchflutung, elektrische 74.
 Durchführungsisolator 325.
 Durchgriff **229**, **455**, 778.
 —, Messung 465.
 Durchhang von Antennen 415.
 — von Leitungsdrähten 128.
 Durchlaßbereich 1008.
 Durchlässigkeitsbereich der Niederfrequenzverstärker 523.
 Durchlässigkeitsgrenzen 523.
 Durchschlagsfestigkeit 321, 333.
 Durchschlagsfestigkeiten, Tabelle 322.
 Duplexverkehr 847, 1030.
 Durbin, V. 703.
 Dushman, S. 438, 439, 440, 441, 446, 449, 474.
 Dye, D. 999.
 Dyn 61.
 Dynamomaschinen 94.
 Dynamometer 605, 670.
 Dynatron 243, 516, 776.

Eales, H. 513.
 Eastham, M. 664.
 Ebene Trigonometrie **16**.
 Eccles, W. H. 295, 466, 467, 471, 515, 992.
 —, W. H., Heavyside Schicht 296.
 Eckersley, T. L. 295, 969, 970.
 Economic Electric Company 492.
 Edelgasgleichrichter 227, 785.
 Edelmann, München 601, 611.
 Edelmannsches Saitengalvanometer 610.
 Edison 898, 1002.
 — Swan Electric Company 490.
 Edison-Akkumulator 93.
 Edler, R. 517.
 e-Funktionen 49.
 —, Tafeln 14.
 Effektive Höhe 262.
 — Höhen von Antennen, Messung 688.
 Effektivwert 85, **99**.
 Ehret, C. D. 520.
 Eichhorn, E. 220.
 Eichung von Hitzdrahtinstrumenten 658.

- Eichung der Peilanlagen 970.
 — von Thermokreuzen 660.
 Eierisolatoren, Tabelle 384.
 Eigenfrequenz von Telefonen, Messung 702.
 — der Übertrager 527.
 Eigenkapazität von Spulen 353.
 Eigenpeilung 966, 968.
 Eigenperiodendauer 195, 196.
 Eigenschwingung von Antennen 210, 398.
 — von Spulen 1203.
 Eigenschwingungsdauer 196.
 Eigenwellenlänge von Antennen 210.
 Eildienst G. m. b. H. 935, 1047, 1061.
 Eilvase, Antennenanlage 1053.
 — G. m. b. H. 1059.
 —, Großfunkstelle 816, 1053.
 Einankerumformer 111.
 Einfachleitung 328.
 Einfachstrom 141.
 Einfachübertragung (Relais) 169.
 Einfachverkehr 1030.
 Einfallwinkel 839, 943.
 Eingangübertrager 534.
 Eingehäuseumformer 110.
 Eingitterröhre 227, 438.
 — (Empfang) 253.
 — mit Rückkopplung 256.
 Einheit des Magnetismus 69.
 Einheiten, elektrische 90.
 — der Maßsysteme 60.
 Einheitsvektor 47.
 Einphasenmotore 109.
 Einphasenstrom 100.
 Einpunktschaltung 663.
 Einsatzpunkt der Schwingungen 872.
 Einschaltvorgang 79.
 Einschwingvorgänge 135, 886.
 Einschwingzeit 886.
 Einstellung, neutrale 578.
 Einthoven, Saitengalvanometer 610.
 Einwellenbetrieb, Drahtfunk 1012.
 Einwellige Ströme 85, 97.
 Einwelligkeit 729.
 — von Funkensendern 731.
 — von Sendern 718.
 Einzelwellen 1056.
 Eisbelastung von Antennen 415.
 Eisenbahn-, Post- und Telegraphenkonferenz, Paris 1089.
 Eisenblechstärke 371.
 Eisendrossel, Modulation mit 1006.
 Eisendrosseln 371.
 Eisenkern 371.
 Eisenmaste 381.
 —, Einfluß auf Empfang 284.
 Eisenmenge bei Frequenzwandlern 377.
 Eisenmodulator 911.
 Eisensteuerrössel 1023.
 Eisenverluste bei Hochfrequenz 371.
 Eisenverlustkurven 372.
 Eisenwiderstände 319.
 Eider, Frank R. 457, 459.
 Electron Company 492.
 Elektrische Maße, Tabelle 91.
 Elektrisches Feld 66.
 — — in der Nähe des Senders 262.
 Elektrizität, freie 67.
 —, wahre 67.
 Elektrizitätsmenge 65.
 —, induzierte 80.
 Elektrizitätswerkstelephonie 1024.
 Elektroden der Lichtbogensender 743.
 Elektrolyten, Vorgänge in 82.
 Elektrolytischer Detektor 251.
 Elektromagnetische Energie 73.
 Elektromagnetisches Feld 688.
 — — des Senders 266.
 — Maßsystem 90.
 Elektromagnetismus 72.
 Elektrometer 626.
 —, absolutes 597.
 — von Wulf 601.
 Elektromotorische Kraft, induzierte 74.
 — — von Transformatoren 114.
 Elektronen 82, 225.
 —, freie 82.
 Elektronenausbeute 440.
 Elektronenaustrittsarbeit 438.
 Elektronenemission von Molybdän 439.
 — von Oxydkathoden 440, 504.
 —, sekundäre 776.
 — von thoriertem Wolfram 440, 501.
 — von Wolfram 439.
 Elektronenemissionen von Tantal 439.
 Elektronengeschwindigkeit 225.
 Elektronenröhren 225, 438.
 —, allgemein 438.
 —, Bedingung für Entstehen von Schwingungen 234, 237.
 — besonderer Bauart 512.
 —, Betriebsdaten von ausländischen Hochvakuumgleichrichterröhren 500.
 — — von ausländischen Senderöhren 497 bis 499.
 — — von ausländischen Verstärkeröhren 468 bis 497, 1209, 1210.
 — — von deutschen Hochvakuumgleichrichterröhren 487.
 — — von deutschen Senderöhren 485.
 — — von deutschen Verstärkeröhren 476 bis 477, 485 1205, 1206, 1208.
 —, Durchgriff 229, 455.
 — (Empfang) 253.
 — für Empfangsgleichrichter 893.
 —, Formeln zur Berechnung des Durchgriffs 457—461.
 —, Herstellung 505.
 — für Hochfrequenzverstärker 541.
 —, innere Kopplung 238.
 —, innerer Widerstand 229, 463.
 —, Kennflächen 461.
 —, Kennlinien 228, 462.
 — —, Bilder von Verstärkeröhren 478 bis 484.
 —, Messung des Durchgriffs 465.

- Elektronenröhren, Messung des inneren Widerstandes 467.
 — — der Steilheit 470.
 —, Richtwert 472.
 —, Schutzwirkung 456.
 —, Selbsterregung 238.
 —, Sockel 511, 1211.
 —, Steilheit 230, 463, 778.
 —, Tabelle, Nachtrag 1205.
 —, Vakuum 474.
 — für Verstärker 532.
 —, Verstärkungskonstante 456.
 —, Wirkungsgrad 243.
 Elektronenstrom 225, 229.
 Elektrostatik 65.
 Elektrostatische Energie 67.
 Elektrostatisches Maßsystem 90.
 Elektrotechnik 92.
 Elemente 172.
 —, galvanische 92.
 Elevationswinkel 265.
 Elias, G. I. 460.
 Elster, J. 1215.
 Elwell, C. F. 736, 743, 746, 749, 756, 760, 761, 763, 765.
 Emaillelackdraht 527.
 Emaillelitze 363.
 Emde, F. 326, 331, 356.
 Emersleben, O. 376, 377, 460.
 Emissionsgesetz für Glühelktroden 438.
 Empfänger 831.
 — Abstimmittel 850.
 —, einseitiger 833.
 — kurzer Wellen 977.
 — mit Relais 898.
 Empfänger 866.
 — mit einer Röhre 869.
 — für kurze Wellen 979.
 — mit mehreren Röhren 876.
 — mit unterdrückter Selbsterregung 879.
 — mit Zwischenfrequenz 880.
 Empfangsanlage Geltow 1054.
 —, Leistungsfähigkeit 864.
 —, Westerland 1055.
 Empfangsanlagen für Funkpeilung 943.
 Empfangsantenne, Form 863.
 Empfangsantennen 832.
 — für kurze Wellen 978.
 Empfangscharakteristik, Drehung 850.
 Empfangsgerichter 891, 1051.
 Empfangsintensität, Schwankungen der 278.
 —, Einfluß der Jahreszeit 277.
 —, Messung 687.
 Empfangskondensatoren 339.
 Empfangslautstärke, relative Bestimmung 687.
 Empfangsmeßanordnung, Eichung 693.
 Empfangsmessung mit Rahmen 693.
 Empfangsort, Einfluß des 282.
 Empfangsrelais 580.
 Empfangsspulen 367.
 Empfangsstörung, Beseitigung 858.
 Empfangsübertragung 1042.
 Empfindlichkeit des Telefons 544.
 — des Ohres 548.
 — von Relais 577.
 Endempfang 1042.
 Endverluste von glühenden Drahtkathoden 442—448.
 Endverstärker 534.
 — in Gegentaktschaltung 534.
 Endverstärkerröhre 525.
 Energie 61.
 —, elektromagnetische 73.
 —, elektrostatische 67.
 —, magnetische 72.
 — des Kraftflusses 76.
 Energieänderungen im Zwischenmedium 273.
 Energieverhältnisse am Gegenpol 271.
 Energieverluste im Dielektrikum 332.
 — in Spulen 353.
 Engel, F. H. 990.
 Engelhardt, V. 612, 614, 642, 709.
 Engl, J. 552, 919.
 Englische Fachausdrücke 1176.
 Englund, C. R. 698, 699.
 Entionisierung der Funkenstrecke 730.
 Entkopplung 208, 562.
 Entkopplungsspulen 927.
 Entladung eines Kondensators 79.
 —, oszillatorische 195.
 —, stetige 195.
 Entladungsanalysator 675.
 — nach Fleming 754.
 Entladungszeit 79.
 Entmagnetisierung 71.
 Entmagnetisierungsfaktor 71.
 Entstäubungsanlagen, Störung durch 859.
 Eppen, F. 860, 866, 875, 894.
 Epstein, P. S. 374, 450.
 Erdantennen 834, 864.
 Erdbebenverankerung 383.
 Erdboden, Leitfähigkeit 402.
 —, Verluste 400.
 Erdkapazitäten 328.
 Erdkrümmung, Einfluß auf Feldstärke 271.
 Erdnetz 403.
 Erdoberfläche, Eindringen der Wellen 269.
 —, Einfluß auf Empfangsintensität 277.
 Erdungen 402.
 —, mehrfache 408.
 Erg 61.
 Erskine-Murray, J. 513.
 Erzeugung kurzer Wellen 976, 989.
 Erzwungene Schwingungen 186.
 Esau, A. 262, 308, 350, 351, 352, 356, 694, 831, 835, 972, 1204.
 Espenschied, L. 387, 906, 931.
 Estorff, W. 328, 654.
 Ettenreich, R. 368, 395, 505.
 Eulersche Formeln 17.
 Europaverkehr 1058.

- Europradiodienst 1062.
 Evakuierverfahren 509.
 Everitt, H. W. 466, 470, 472.
 Evershed, H. 320.
 Evolute 30.
 Ewald, J. W. 438, 439, 441, 446, 449.
 Ewing, J. A. 740.
 EW-Telephonie **1024**.
 EW-Telephoniegerät von Telefunken 1027.
 Exklusivwellen 1056.
 Exponentialtrichter 554.
- Fachausdrücke**, englische 1176.
 —, französische 1185.
 Fachbücher, Zusammenstellung 1191.
 Fachzeitschriften, Zusammenstellung 1193.
 Fadingeffekt 281, 983.
 Fährschiff-Funkverkehr 1046.
 Fäußner, O. 463, 466, 469.
 Falckenberg, G. 637.
 Falkenthal 114, 732, 782.
 Faltenlautsprecher 556.
 Farad 68, 326, 624.
 Faraday 63, 82.
 Farbschreiber 151.
 Fassbender, H. 372, 1002.
 Feddersen, W. 669, 708.
 Federal Telegraph Company 761, 763, 764, 766.
 Fehlerrechnung **59**.
 Fehlweisungen 969.
 Feige, A. 911, 1007.
 Feinbau-Maschinen-A. G. Berlin 546.
 Feinsicherungen 173.
 Feld, elektromagnetisches 688.
 —, magnetisches 69.
 Felder, quellenfreie 63.
 —, wirbelfreie 63.
 Feldstärke 63, 66.
 —, magnetische 69.
 —, Messung bei Fernempfang 692.
 — eines Senders 270.
 Feldstärken, Gleichungen für 191.
 — eines geerdeten Leiters 193.
 — kurzer Wellen 981.
 Feldmann 125.
 Fellows Magneto Company 492.
 Fernanlasser 121.
 Fernbesprechung der Sender 1040.
 — über Drahtleitungen 925.
 Fernbesprechungen, drahtlose 925.
 Fernhörer s. Telephone.
 Fernsprechamtsschaltungen 177.
 Fernsprechapparate 170.
 Fernsprechgleichungen 131.
 Fernsprechkabel **140**.
 Fernsprechkondensatoren 174.
 Fernsprechleitungen, Richtungsänderungen durch 284.
 —, Störung durch 850, 861.
 Fernsprechrelais 170.
- Fernsprechsaltungen **175**.
 Fernsprechstellen, bewegliche 926.
 Fernsprech-Vermittlungsämter 177.
 Fernsprechübertrager 174.
 Fernstastung der Sender 1040.
 Fernverkehr mit Schiffen in See 1100.
 Fernwellenlängen, Messung 673.
 Fernwirkungskennlinie 215, 216.
 Fessenden, R. 337, 422.
 Ferrié 617.
 Fiedler, R. 925, 1041.
 —, R. Rufschaltung 1024.
 Fischer, C. 682.
 —, W. 373, 890.
 Fitch, A. L. 653.
 Flachspule, Selbstinduktion 348.
 Flächenberechnung 32.
 Flächendivergenz 67.
 Flächenlautsprecher 555.
 Flammen, sprechende 552.
 Flammenkammer 742, 752.
 Flegler, E. 612.
 Fleming, J. A. 513, 675, 754.
 —, Cymometer 617.
 Fletcher, H. 523, 548.
 Fluchtlinientafeln 55.
 Flügelankerrelais 167.
 Flüssigkeitswiderstände 318.
 Flugfunkdienst 1108.
 Flughafenfunkstellen 1044.
 Flugfunkstellen, Tabelle 1122.
 Flugsicherungsdienst 1045.
 Flugzeugantenne 971.
 Flugzeugpeilungen 971.
 Flugzeugsender, Anpeilen von 293.
 Flußläufe, Einfluß auf Richtung der Wellen 286.
 Fonda, G. R. 448.
 Föppl, A. 84.
 Forest, Lee de 368, 617.
 —, de Co. 448.
 Formeln, mathematische **16**.
 Formelzeichen 1200.
 Formfaktor 88, 99, **100**.
 Forschungsinstitut für Hochfrequenz 1070.
 Fortpflanzungsgeschwindigkeit 186.
 — elektr. Wellen 181.
 Fortpflanzungskonstante 130, 133, 575.
 Fortschreitende Wellen 186.
 Found, C. G. 474.
 Fouriersche Reihen **45**, 97, 183.
 Fränkel, A. 97.
 Franke-Dönitz, Wellenmesser 615.
 Frankesche Maschine 175, 705, 706.
 Franklin, C. F. 964.
 Französische Fachausdrücke 1185.
 Freemann, H. M. 515, 519.
 Freese, H. 372.
 Freie Elektrizität 67.
 — Schwingungen 186.
 — ungedämpfte Schwingungen 186.
 Freier Magnetismus 71.

- Freileitungen **139**, 925.
 —, Bemessung 126.
 — für Rundfunkübertragungen 1041.
 Freistehende Eisengittermaste 381.
 Fremderregte Röhrensender 774.
 Fremderregung beim Lichtbogensender 738.
 — von Röhrengeneratoren 231.
 — bei Röhrensendern 769.
 — bei Steuersendern 798.
 Fremdpeilung 965, 968.
 Fremdsteuerung 912.
 — bei Kurzwellensendern 997.
 — bei Röhrensendern 798.
 Fremdströme 145.
 Frequenz 62, 97, 181.
 — der Wechselstromgeneratoren 104.
 Frequenzen, harmonische 721.
 —, unerwünschte bei Röhrensendern 772.
 Frequenzabhängigkeit der Ableitung 1202.
 — von Kabeln 1041.
 — der Kapazität 334.
 Frequenzband 185.
 —, Drahtfunk 1003.
 Frequenzbereich, Begrenzung 890.
 —, Drahtleitungen 925.
 — der Hochfrequenzverstärker 536.
 — bei Lautsprechern 548.
 — von Musik 904.
 — der Niederfrequenzverstärker 522.
 — von Sprache 903.
 Frequenzkurve eines Lautsprechers 560.
 Frequenznormale 614, 620.
 Frequenzspektrum 905.
 — beim Bildfunk 1213.
 Frequenzschwankungen kurzer Wellen 977.
 Frequenzstreifen, Drahtfunk 1003.
 Frequenztransformation für Empfang 856.
 Frequenztrennung, Drahtfunk 1007.
 Frequenzverdoppeler 778.
 Frequenzverdoppelung 375.
 Frequenzverdreifachung 375.
 Frequenzverhältnis 568, 1010.
 Frequenzvervielfachung 998.
 — für kurze Wellen 997.
 Frequenzwandler 248, **374**, 818.
 — mit Gleichstrommagnetisierung 374.
 — ohne Gleichstrommagnetisierung 376.
 — nach K. Schmidt 248.
 Ferromagnetische Körper 71.
 Friedel, W. 1212, 1218.
 Friis 699.
 Fuchs, G. 1212.
 Fuller, L. F. 224, 736, 739, 741.
 Fünferalphabet 143.
 Fundamente für Maste 385.
 Funkanlagen für den Auslandsverkehr 1045.
 — der Deutschen Reichspost 1048.
 Funkanlagen Deutschlands 1044.
 —, die verschiedenen Arten, Tabelle 1075.
 — für Luftfahrt 1044, 1046.
 — der Reichsbahn 1045, 1046.
 — der Schutzpolizei 1045.
 Funkbetriebsvorschriften 1092.
 Funkbriefe 1060.
 Funkenbildung 579.
 Funkendämpfung 419, 423.
 —, Messung 423.
 Funkeninduktor 730, 732.
 Funkenlöschung 579.
 Funkenmikrometer 418, 602, 654.
 Funkensender 217, **729**.
 Funkenspannung 417, 418.
 Funkenspannungen, Berechnung 655.
 Funkenstrecke, Entionisierung 730.
 —, rotierende 419, **422**, 732.
 Funkenstrecken **417**, **729**.
 —, Ausführungsformen 420.
 Funkenwiderstand 423.
 Funkenzahl 730.
 Funkgehilfe 1113.
 Funkgerät, Beschlagnahme 1073.
 Funkkonferenz Washington 1092.
 Funknebelzeichen 1107.
 Funkoffiziere 1114.
 Funkpeildienst 1105.
 Funkpeilung **942**.
 —, Sendeanlagen 958.
 Funkpersonal 1112.
 Funksendeanlage 713.
 Funkstellen, ausländische 1141.
 —, deutsche 1119.
 — für den Flugdienst 1122.
 —, genehmigungspflichtige 1075.
 —, Küsten- 1120.
 —, Rufzeichen der bekanntesten **1151**.
 — für den Pressedienst 1138.
 — für den Wetterdienst 1115, 1127.
 — für den Zeitzeichendienst 1133.
 Funktelegramme, Übermittlung 1094.
 Funktelegraphendienst, Anweisung für den 1092.
 Funktelegraphenvertrag, internationaler 1090, 1118.
 Funktionen, trigonometrische **16**.
 Funkverkehr, Abkürzungen 1095, 1097.
 —, Abwicklung **1092**.
 — des Auslandes 1141, 1078.
 —, betriebstechnische Organisation 1029.
 —, Deutscher, Zusammenfassung 1046.
 — Deutschlands 1044, 1058, 1092, 1112, 1119.
 — der Fährschiffe 1046.
 — mit fahrenden Eisenbahnzügen 1109.
 —, HTA Berlin 1037.
 — für Luftfahrt 1108, 1122.
 —, Oberleitung 1058.
 —, Organisation und Rechtsverhältnisse **1058**.

- Funkverkehr mit Schiffen in See 1093,
 1100, 1112, 1120.
 —, Seenot- 1103.
 —, Verbreitung von Presseberichten
 1138.
 Funkverkehrsübersichten 1111, 1119.
 Funkverordnung 1072.
 Funkverträge, internationale 1090.
 Funkwetterdienst 1114, 1127.
 Fußisolationen von Masten 383.
 Fry, Thornton C. 450.
- Gabelverkehr** 1031.
 Gaede, W. 509.
 Galtonpeife 63.
 Ganz 544.
 Gasen, Vorgänge in 82.
 Gasgefüllte Röhren 520.
 Gauss 65, 69.
 —, Satz von 47, 64, 65.
 Gauss-Delambresche Formeln 22.
 Gaussssches Maßsystem 90.
 Galvanische Elemente 92.
 — Kopplung 202.
 Galvanometer, ballistisches 629, 635,
 636.
 Galvanoskop 175.
 Gebäude, Einfluß auf Antennen 394.
 Gebirge, Einfluß der 274.
 —, Einfluß auf Richtungsänderungen
 285.
 —, Einfluß auf Richtwirkung 288.
 Gebirgsmassive, Einfluß der 274.
 Gedämpfte Schwingungen 80, 182.
 Gedämpfter Sinusstrom 87.
 Geffcken, H. 630.
 Gegendetektor-Schaltung 434.
 Gegengewicht 215, 403, 404.
 Gegeninduktion 76, 345, 351.
 — geknickter Leiter 352.
 — gekrümmter Leiter 352.
 — gestreckter Leiter 351.
 —, Messung 635.
Gegenkopplung 798.
 Gegenpol, Energieverhältnisse am 271.
 Gegensprechbetrieb, EW-Telephonie
 1027.
 Gegensprechen 903, 927.
 Gegensprechschaltungen 165.
 Gegensprechübertragung (Relais) 169.
 Gegensprechverkehr 927.
 Gegenstromrollen 137.
 Gegentaktschaltung 237, 534, 797, 799,
 992.
 Geh-Steh-Telegraphen 162, 900.
 Gehrke, B. 612, 669, 709.
 Gehrts, A. 438, 474, 501, 504, 505, 509,
 512, 516, **651, 1205**.
 Geheimhaltung 900, 1118.
 Geissler, E. 238, 767, 907.
 Geitel, H. 1215.
 Gekoppelte Kreise **201 ff.**
 Geil-Locher 150.
 Geltow, Großfunkempfangsstelle 1054.
- Gemeinschaftswellen 1056.
 Gemischte Kopplung 202.
 General Electric Company 154,
 155, 417, 488, 498, 500, 807, 898.
 Generatoren f. Wechselstrom 103.
 Geographische Koordinaten 23.
 Gerader Draht (Kapazität) 327.
 Gerdien, H. 343, 514.
 Gerlach, E. 544, **548**, 706.
 Gerth, F. 376, 736, 918, 930.
 Geschwindigkeit 60.
 — des Schalles 63, 1198.
 Gewicht 61.
 Gewitterhäufigkeit und atmosphärische
 Störung 301.
 Gewitterstatistik 301.
 Giebe, E. 90, 318, 330, 331, 332, 334,
 337, 340, 341, 343, 345, 360, 370,
 589, 616, 619, 621, 625, 626, 628,
 630, 632, 639, 640, 663, 670, 998.
 —, Brückenordnung 633.
 —, Drehzahlregulierung 591.
 Gill, E. W. B. 236, 994.
 Girardin, P. 507.
 Gitterableitungswiderstand 529.
 Gittergleichrichtung 253, **254**.
 — mit Rückkopplung 256.
 Gittergleichstromsteuerung 937.
 Gittergleichstromtastung 794.
 Gittergleichstromtelephonie 914.
 Gitterkapazität 528.
 Gitterkopplung bei Röhrensendern 792.
 Gittermast, Aufbau 383.
 Gittermaste, abgespannte 381, 386.
 —, eiserne 380.
 —, Gewichte, Tabelle 385.
 Gittertastung 794.
 Gitterverluste 242.
 Gittervorspannung 229.
 Glagolewa-Arkadiewa, A. 1001.
 Glasebrook, R. T. 340.
 Glasplattenkondensatoren 337, 790.
 Glatzel, B. 1212, 1215.
 Gleichlaufeinrichtungen für Bildfunk
 1218.
 Gleichlauffrequenz für Bildfunk 1219.
 Gleichpoltype 103, 817, 819.
 Gleichrichter 112.
 — für Empfang 891.
 —, mechanische 112.
 —, rotierende 112.
 Gleichrichterbetrieb bei Röhrensendern
 782.
 Gleichrichterröhren, Betriebsdaten 487.
 Gleichrichterschaltung 1007.
 — für Drehstrom 783.
 Gleichrichterwirkung 227.
 — von Detektoren 424.
 Gleichrichtung durch Detektoren **251**.
 Gleichstromempfang, störungsfreier **260**.
 Gleichstromgeneratoren **94**.
 Gleichstromhochspannungsaggregat
 120.
 Gleichstromisolation 1202.

- Gleichstrommaschinen **94**.
 — für Hochspannung 781.
 Gleichstrommodulation, Drahtfunk 1003.
 Gleichstrommotore 96.
 —, Schaltungsskizzen 118.
 Gleichstromvorfestmagnetisierung bei Tasterdrosseln 373.
 Gleichungen, goniometrische 17.
 —, quadratische 18.
 — 2. Grades 18.
 — 3. Grades 18.
 Gleichwellenrundfunk 941.
 Gleitfunken 323.
 Glimmbrücke 630.
 Glimmentladungen, Störung durch 860.
 Glimmerkondensatoren 337, 341, 344, 790.
 Glimmerscheinungen an Antennen 401.
 Glimmlampe 319, 1217.
 Glimmlicht 83.
 Glimmlichthülle 323.
 Glimmlichtoszillograph 612, 669, 709.
 Glimmlichtröhre 612.
 Glimmrelais für Meßzwecke 629.
 Glimmröhre, Spannungsmessung 656.
 Gnomonische Karte 965.
 Godley 973.
 Goetsch, H. W. 580, 585.
 Götz, A. 516.
 Goldschmidt, R. 409, 806, 1053.
 —, R., Hochfrequenzmaschine 244, 815.
 —, R., Tonrad 261.
 Goldsmith, N. 554.
 Goldstein 371.
 Goniometer 293, 848, **947**.
 —, aperiodische 949.
 — der C. Lorenz A.G. 949, 950.
 Goniometeranordnungen 264.
 Goniometerpeilung, Fehler 951.
 Goniometerschaltung 948, 949, 1051.
 Goniometrische Gleichungen 17.
 Gossling, B. S. 459.
 Goutton 992, 993.
 Gradzahlige Oberwellen 98.
 Grätz, L., Handbuch 435, 436.
 Graphische Darstellung **53**.
 Gravitationskonstante 61.
 Gray 1002.
 Grechowa, M. D. 994, 996.
 Greensche Sätze 48.
 Greinacher, H. 515.
 Greinacher-Schaltung 782.
 Grenzfall, aperiodischer 80.
 Grenzfrequenz 134, 141, 1010.
 Grenzgesewindigkeit 888.
 Grenzgitterspannung 241.
 Grenzurückkopplung 241.
 Grenzwertprinzip bei Drehzahlregulierungen 588.
 Grenzwiderstand 241.
 Griffith, W. H. F. 999.
 Grimmsen, G. 964.
 Grix, W. 710.
 Grobsicherungen 173.
 Grösser, W. 612, 614.
 Groot, de 767.
 Großfunkempfangsstelle .Geltow 1054.
 Großfunkstelle Buenos Aires 1060.
 — Eilvase 1053.
 — Nauen 1052.
 — Rio de Janeiro 1060.
 Großfunkstellen, Tabelle 1119.
 Großlautsprecher, Leistungsbedarf 558.
 Grossmann 129.
 Grover, F. W. 344, 348, 350, 351, 625, 627, 631.
 Grüneisen, E. 90, 318, 330, 331, 345, 370, 619, 630, 640, 671.
 Grundeinheiten 60.
 Grundfrequenz, Hochfrequenzmaschinen 817.
 Grundgesetze, mechanische 61.
 Grundschwingung 189.
 Gruppenfrequenz 186.
 Gruschke, G. 475.
 Günther, O. E. 579.
 Günther & Tegetmeyer, Braunschweig 601.
 Güntherschulze, A. 319, 424.
 Güte der Elektronenröhren 525.
 — eines Senders 714.
 Guierre, M. 696.
 Guillaume 295.
 Guldinsche Regel 33.
 Guttaperchakabel 141.
Habann 1002.
 Hängedrahtantenne, Flugzeug 971.
 Häusermassen, Einfluß der 274.
 —, Richtungsänderungen durch 285.
 Hagemeyer, H. 619.
 Hahn, W. **92**, 235, **371**, 787, 795, **806**, **903**, 908, 910, 925, 926, 927, 931, 934, 935, 939.
 Hahnemann, W. 544, 554, 603, 618, 619, 708.
 Halbleiter 84.
 Halbleitereffekt 344.
 Halbwinkelschalter 946.
 Hamm, A. 411, 653.
 Hammer, W. 637.
 Handbetrieb 1036.
 Handtempo 145, 884.
 Hanne, C. R. 554.
 Harbich, H. **424**, 796, 946, 957, **1044**.
 Harms, F. 340.
 Hartenstein, Schaltung 747.
 Hartgummi 324.
 Hartley, R. V. L. 514.
 Hartmann & Braun, Frankfurt/M. 342, 370, 597, 598, 601, 603, 604.
 Hartmann-Kempf, R. 603.
 Hartpapierkondensatoren 344.
 Hase, R. 661, 692.
 Hauptfunkempfangsstelle Zehlendorf 1051.

- Hauptfunkstelle Berlin 1048.
 — Königs Wusterhausen 1048.
 Hauptkreis 20.
 Hauptlagen 70.
 Hauptstrommaschinen 95.
 Hauptstrommotore 96.
 Haupttelegraphenamt Berlin 1037,
 1039.
 Hausrath, H. 424, 608, 610, 612.
 Hausser, J. 465, 767, 794.
 —, K. W. 517.
 Hausser-Ganswindt, I. 234, 238,
 474.
 Hautwirkung 57, 58, 80, 81, **315**, 354,
 633, 791, 1015.
 Hazeltine 879.
 Heaviside Schicht 295.
 Heberschreiber 153.
 Hecht, H. 544, 554, 708.
 Heegener, K. 236, 681.
 Heiligttag, Th. 293, 970.
 Heim, C. 93.
 Hein, Lehmann & Co., Berlin 381,
 382, 383.
 Heintze 872.
 Heising, R. A. 916.
 —, R. A., Röhrenvoltmeter 653.
 Heizmaß 229, 253.
 Heizstrom 229.
 Heizstromquelle, Röhrensender 912.
 Heiztransformator 781.
 Heizung von Senderöhren 779.
 — von Thermoelementen 437.
 Helikon 497.
 Helligkeit, Einfluß der 279.
 Helmholtz, H. 1006.
 Helmholtzsches Pendel 612, 709.
 Hennelly, E. 517.
 Henry 345, 624.
 Herbert 145, 147, 149, 150, 162.
 Hering, W. 652.
 Herrmann 92.
 Hertz, H. 845, 972.
 Hertzsche Gleichung 388.
 — Spiegelanordnung 976.
 Herweg, J. 637.
 Herzog, A. 125, 674, 767.
 —, Schaltung 747.
 Heubach, J. 109.
 Hewitt, P. C. 514, 517.
 Heydweiller, A. 417, 619.
 Hiecke, R. 360.
 Hilfsfrequenz beim Bildfunk 1213.
 Hilfsfrequenzkreis 377.
 Hilfskondensatoren 344.
 Hilfskreis zur Entkopplung 208, 564.
 Hilfsmast zum Aufrichten 387.
 Hilfspole 94.
 Hilfsschaltungen an Leitungen 136.
 Hilfsschwingung, Aussetzen der 259.
 — für Empfang 259.
 Hilfssender 925.
 Hilfssenderprinzip 694.
 Hilfsspannung für Detektoren 425.
 Hilfsstaktkreis bei Lichtbogensendern
 752.
 Hilfswicklung zum Anlassen von Ein-
 phasenmotoren 109.
 Hilfszündung 220, 735.
 Hilpert, G. 657, 831.
 Himmelskoordinaten 24.
 Hippel, A. v. 652, 653.
 Hirsch, R. 391, 616.
 Hittorf 82.
 Hitzbandamperemeter 603.
 Hitzdrahtamperemeter 603, 657.
 Hitzdrahtinstrumente, Eichung 658.
 Hitzdrahtluftthermometer 605.
 Hitzdrahtvoltmeter 601, 651.
 Hitzdrahtwattmesser 604.
 Hitzdrahtwellenmesser 617.
 Hochfrequenzanzeiger 609.
 Hochfrequenzdrossel 771.
 Hochfrequenzdrosselverstärker 538.
 Hochfrequenzgenerator 713.
 Hochfrequenzleistung 266.
 — bei Knallfunken 217.
 — von Röhren 242.
 Hochfrequenzlitze 363.
 Hochfrequenzmaschinen 244, **806**.
 — für Drahtfunk 1023.
 — von Telefunken, Tabelle 818.
 Hochfrequenzsperrre 1025.
 Hochfrequenzsperrkreise 1025.
 Hochfrequenzstufe mit Spartransfor-
 mator 540.
 — mit Sperrkreis 540.
 Hochfrequenztelegraphie 166.
 — und -telephonie längs Leitungen
1001.
 Hochfrequenztelephonie längs Hoch-
 spannungsleitungen **1024**.
 Hochfrequenztransformator 368, 539,
 807.
 Hochfrequenz-Übertragungsverstärker
 538.
 Hochfrequenzverstärker **536**, 854.
 Hochfrequenzwiderstände 316.
 Hochspannungsgleichstrommaschinen
 781.
 Hochspannungsleitungen, Einfluß auf
 Empfang 860.
 —, EW-Telephonie 1024.
 —, Richtungsänderungen durch 284.
 Hochseerundfunk 1064.
 Hochseerundfunkdienst 1047.
 Hochvakuumgleichrichter 227, 785.
 Hochvakuumgleichrichterröhren, Be-
 triebsdaten 487.
 Hodgson, B. 521.
 Högelsberger, L. 682.
 Höhe, effektive 689.
 —, wirksame 212.
 Höhenwetterdienst 1116.
 Höpfner, K. 475, 653.
 Hörbarkeit 62, **687**.
 Hörempfang 884.
 Hörfrequenzen 522.

- Hörübertragungsleitungen 833, **1042**.
 Hoffmann, H. 1204.
 Hohage, K. 665.
 —, Röhrenvoltmeter 653.
 Holborn, F. 236, 237, 243, 517, 992, 993.
 —, L. 82.
 Hollingworth, J. 694.
 Holzmaste 380.
 Honeycomb-Wicklung 368.
 Horizontalantenne, Richtwirkung 943.
 H.-Schaltung 138.
 Housekeeper, W. G. 507.
 Howe, G. W. O. 268, 388, 392, 393.
 Hoxieschreiber 155.
 Hoyt, S. 138.
 Hüter, W. 359.
 Hughes Telegraph **157**, 899.
 Hulburt, E. 652.
 Hull, A. W. 243, 515, 516, 517, 519, 520, 767.
 —, L. M. 612, 613.
 Hund, A. 392, 620, 623, 629, 643, 651, 666, 667, 669, 671, 998.
 —, O. 660.
 Hupka, E. 520.
 Huth, Dr. Erich F. 338, 546, 552, 622, 630, 773, 901, 917, 933, 1061, 1208.
 Huthrelais 581.
 Huthschaltung 234, 235, 238, 773, 932, 990.
 Huth-Schnellschreiber 152.
 Huthschreiber 155.
 Huxford, W. C. 992.
 Hygrostaten 324.
 Hyperbelfunktionen 25.
 Hysterese, dielektrische 320, 332, 1202.
 Hysteresschleife 71.
 Hysteresisverlust 71.

Idiostatische Schaltung 598.
 Iliovici 641.
 Imaginäre Einheit 17.
 Impedanz 101.
 Impedanzkreis des Telephons 543.
 Imperial Works 492.
 Inaktiver Funke 218.
 Indirekte Kathodenheizung 519.
 Indikator für Drehzahlregulierung 588.
 Induktion, magnetische 69.
 Induktionsdynamometer 605.
 Induktionsmotor 109.
 Induktiv verlängerter Leiter 212.
 Induktive Kopplung 202.
 — Reaktanz 101.
 Induktivität **76**, **345**, 623.
 — von Antennen, Messung 642.
 —, Messung 631.
 —, verteilte 624.
 Induktortype 103, 817.
 Induzierte Elektrizitätsmenge 80.
 — E.M.K. 74.
 Infinitesimalrechnung **27**.

 Influenzierungskoeffizient 328.
 Inhomogene Leitung 131.
 Inlandsverkehr, Funkanlagen für 1044.
 Innenantennen 834.
 Innerdeutscher Presserundfunk 1063.
 Innerer Röhrenwiderstand 230, **463**.
 Integralrechnung, Grundformeln 31.
 Integration durch Reihenentwicklung 33.
 Intensität, magnetische 69.
 — und Richtungsänderungen 291.
 Intensitätskurven von Antennen 943.
 Interferenz im Äther 282.
 Internationale Abmachungen 1089.
 — Funkverträge 1090.
 Internationaler Funktelegraphenvertrag 1090, 1148.
 — Telegraphenvertrag 1118.
 Ionisation der Luftschichten 295.
 Isakow, L. 660.
 Isakson 164.
 Isolatoren **319**.
 — für Antennen 413.
 —, Formgebung 325.
 Isolierstoffe 323.
 —, natürliche 324.
 —, Tabelle 333.
 Isolationswiderstand 319, 332.
 Ives, J. E. 617.

Jaeger, R. 474.
 —, W. **60**, **1194**.
 — W., Meßtechnik 81, 91, 318, 417, 597, 607, 623, 636, 664, 1204.
Jaensch 412.
 Jahreszeit, Einfluß auf Empfangsintensität 277.
 —, Abhängigkeit von 276.
 James, W. 505.
 Jipp, A. 153, 898.
 Johnsen 152, 344, 581.
 Johnsen-Rahbeck-Huth, Tastrelais 584.
 Johnson-Rahbeck, Lautsprecher 552.
 Joos, G. 185, 711, 728, 904.
 Jordan, F. W. 992.
 —, H. 344.
 Jungfräuliche Kurve 71.

Kabel, Fernsprech- **140**.
 — für Rundfunkübertragungen 1041.
 —, Selbstinduktion 347.
 Kabeladern 1042.
 Kabelleitungen 925.
 Käfiganker 109.
 Kagelmann, M. 885.
 Kalliotron 258.
 Kalorimetrische Verlustmessung 667.
 Kalziumoxydkathode 227.
 Kammerhoff, M. 93.
 Kapazität 67, **326**.
 —, absolute Messung 624.
 — von Antennen 392.
 — —, Messung 642.
 — von Doppelleitungen 56.

- Kapazität, dynamische 642.
 —, Frequenzabhängigkeit 334.
 —, Messung 624.
 —, schädliche bei Verstärkern 537.
 — von Spulen 1203.
 — —, Messung 639.
 —, statische, von Antennen 642.
 —, verteilte 624, 642.
 —, wirksame, von Antennen 642.
 — eines Zweileitersystems 328.
 Kapazitäts- und Induktivitätsmessungen **623**.
 — —, Nachtrag 1204.
 Kapazitätsmeßbrücke 628.
 Kapazitätsmessung, Relativmethoden 625.
 Kapazitätsvarioren 338.
 Kapazitive Kopplung 202, 205.
 — Reaktanz 101, 536.
 Kapazitiv verkürzter Leiter 212.
 Karborunddetektor 425.
 Karoioide 839, 847, 848, 864.
 Karolus, A. 360, 1217.
 Karoluszelle 1217.
 Kapselung 928.
 Kapzov, N. 994.
 Kaskadenschaltung 818.
 Kaskadenverstärker 857.
 Kaspareck, P. 175.
 Kathodophon 918.
 Kationen 82.
 Katsch, A. 513.
 Kaufmann, W. 474.
 Keen, R. 942.
 Kehse, W. 417.
 Keinath, G. 603.
 —, G., Meßtechnik 597, 607.
 Kellog, E. W. 556.
 Kelvin, Lord 340, 598.
 Kempf, R. 324.
 Kenelly 295.
 Kennelly 543.
 Kennflächen von Elektronenröhren 461.
 Kennlinie, fallende, bei Lichtbogen 221.
 Kennlinien der Elektronenröhren 228, 462.
 —, idealisierte 524.
 — des Lichtbogens 221.
 Kennlinienbilder von Verstärkerröhren 478—484.
 Kennlinienfeld von Röhren 232.
 Kennliniensreiber, selbsttätige 464.
 Kenotron 227, 782, 785.
 Keplersches Gesetz 61.
 Kerntransformatoren 114.
 Kernvierer 925, 1041.
 Kerreffekt 1217.
 Kerrzelle 1217.
 Kette, G. 1212.
 Kettenleiter 567, 574, 723, 784.
 Kettenlinie 129.
 Kidner, C. A. 438, 446.
 Kiebitz, F. 236, 237, 650, 964, 993.
 Kiel, W. 1212.
 Kilogramm 61.
 Kilogrammter 61.
 Kilowatt 61.
 King, R. W. 441, 457, 459.
 Kingdon, K. H. 440.
 Kipperscheinung 200.
 Kipping, Norman 472.
 —, N. V. 710.
 Kippregel 75.
 Kippresonanz 377, 796.
 Kirchhoff, G. 330, 348.
 —, Berechnung von Antennen 395.
 Kirhhofsche Gesetze 72.
 Kittler-Petersen, Elektrotechnik 92, 97, 103, 107, 111, 114.
 Klages, A. 688.
 Kleinschmidt 900.
 —, Locher 150.
 —, Start-stop 163.
 Kleintriangulation 20.
 Klemm, A. 601, 654.
 Klinke 177.
 Klinkenumschalter 170.
 Klopfer 151.
 Knacken 297.
 Knallfunkenerreger **217**.
 Knallfunkenstrecken 420.
 Knarrfunkensender 731.
 Knarrfunkenstrecken 420.
 Knepper, F. 505.
 Knicksicherheit der Maste 385.
 Knipp, Ch. T. 521.
 Knoten 187.
 Knüppelisolatoren, Tabelle 413.
 Kobbe, A. von 968.
 Koch 422.
 — & Sterzel 599.
 Köhler, F. 1215.
 Königs Wusterhausen, Antennenanlage 1049.
 —, Hauptfunkstelle 935, 1048.
 —, Wellenverteilung 1050.
 Koepsel, Drehplattenkondensator 616.
 Koerzitivkraft 71.
 Kohleblitzableiter 174.
 Kohlemikrophone 918.
 Kohlrausch, F., Lehrbuch 60, 63, 82, 333, 417, 607, 623, 624, 625, 635, 636, 664, 1215.
 Kollektormotore 110.
 Kollektorton 780.
 Koller, L. R. 440.
 Kolster, F. A. 622, 952.
 Kombination von Doppelrahmenanordnungen 849.
 — von Rahmen- und ungerichteter Antenne 846.
 — zweier ungerichteter Antennen 845.
 Kombinationsschwingungen 1005.
 Kombinationstöne 536.
 Kombinationswiderstand 200.
 Kommunewellen 1056.
 Kompensationsschaltung für Röhrensender 787.

- Komplexe Größen 48.
 — Lösungen von Differentialgleichungen 53.
 Compoundmaschinen 96.
 Compoundmotore 97.
 Kompoundwicklung 96.
 Kompressionsraum bei Lautsprechern 554.
 Kondensator, Dreiplatten- 630.
 — mit Gleichstromquelle 197.
 —, Schutzring- 630.
 — und Wechselstromquelle 197.
 Kondensatoren **326**.
 —, Anfangskapazität 339.
 —, Belastbarkeit 789, 790.
 —, elektrolytische 344.
 — (Fernsprech-) 174.
 —, Nachtrag 1202.
 —, Parallelschaltung 334.
 —, Reihenschaltung 335.
 Kondensatorbatterie 790.
 Kondensatorreihe 575, 1010, 1011.
 Kondensatorkreis, freischwingender 195.
 Kondensatorkreise **195**.
 Kondensatorleitung 575.
 Kondensatormikrophon 924.
 Kondensatortelefon 545.
 Konstanten der gebräuchlichsten Stoffe **1119**.
 —, verschiedene 1197.
 Konstanthaltung der Drehzahl 585.
 Konstanz der Frequenz **798**.
 — — bei Schnelltelegraphie 885.
 — der Wellenlänge 716.
 Kontaktdetektoren 251, **424**.
 Kontakte für Relais 578.
 Kontaktmikrophone 921.
 Kontaktpotential 429.
 Kontaktzeit bei Relais 577.
 Kontinuitätsgleichung 65.
 Konusspule 365, 367.
 Konzertübertragungen 939.
 Kopffernhörer s. Telephone.
 Koppelfrequenzen 201, 205.
 Kopplung **201**, 560, 571.
 —, günstigste 205.
 —, kapazitive, Messung 646.
 —, kritische 684.
 —, rein induktive 648.
 —, rein kapazitive 649.
 Kopplungsarten 201, 560.
 Kopplungsgrad 561, 647.
 Kopplungskoeffizient 561, 647.
 Kopplungskoeffizienten, Messung 645.
 Kopplungsschwingungen 647.
 Kopplungstransformator nach Adelman 366.
 Kopplungsziffer **202**, 561, 647.
 Korbbodenspulen 364.
 Korbspule 368.
 Korn, A. 164, 1212, 1215, 1217, 1218.
 Korndörfer, M. 350.
 Korona 323.
 Korshenewsky, N. v. 208, **560**, 562 **645**.
 Kraatz 147, 149, 151, 160.
 Kraft 61.
 —, lebendige 61.
 Kraftfeld 63.
 Kraftfluß 65, 76, 103.
 Kraftlinien 63.
 —, elektrische 66.
 Kraftlinienfeld, elektrisches 193.
 Kraftlinienröhre 64.
 Kraftrohr 67.
 Krallenerde 409.
 Krarupkabel 134, 1016.
 Kreisfrequenz 62, 97, 181.
 Kreisfunktionen 16.
 —, Tafeln 6.
 Kreisinhalt, Tafel 14.
 Kreisplatte (Kapazität) 327.
 Kremenezky, J., Wien 496.
 Kreuzpeilung 966.
 Kreuzrahmenempfänger, Schaltung 1054.
 Kreuzungen (Leitungen) 137.
 Kreuzwicklung (Schiebewiderstände) 318.
 Kristalldetektoren 251, **424**.
 Kristalle für Detektoren 425.
 —, piezoelektrische 553, 620, 923.
 —, Polarität 429.
 Kristallmikrophon 923.
 Kristallsteuerung bei kurzen Wellen 998.
 Kritische Kopplung bei Röhrendern 238.
 Krüger, K. 472.
 Krümmungsmittelpunkt 29.
 Krümmungsradius 29.
 Kubische Gleichungen 18.
 Kubikzahlen, Tafeln 14.
 Kühn, L. 235, 371, 767, 794, 916, 917.
 Kühn-Huth-Schaltung 917.
 Kümlich, R. 377.
 Künstliche Leitungen 138.
 Küpfmüller, K. 137, 138, 863, 887, 890, 891.
 Küstenfunkstelle Norddeich 1055.
 Küstenfunkstellen 1055.
 —, Tabelle 1120.
 Kugel (Kapazität) 327.
 Kugelfunkenstrecke (Kapazität) 328.
 Kugelkilovoltmeter 599.
 Kugulkondensator 330.
 Kugelstrahler (Lautsprecher) 553.
 Kuhlmann, C. 869.
 Kuhlmann, K. 325.
 Kunstleitungen 180.
 Kunstschaltungen an Leitungen 136.
 Kuntze, O. 822.
 Kunze, F. 1208.
 —, W. 343.
 Kurbelkondensator 342.
 Kursweiser 964, 967.
 Kurvenberechnung 32.
 Kurvendarstellung 53.

- Kurz, K. 236, 475, 993.
 Kurze Leitungen 136.
 — Wellen 236, 797, 800, 865, **972**.
 — —, Anwendungsmöglichkeiten 986.
 — —, atmosphärische Störungen 984.
 — — nach Barkhausen-Kurz 993.
 — —, Betriebserfahrungen 985.
 — —, gedämpfte 999.
 — —, Empfang 977.
 — —, Erzeugung 976.
 — —, Feldstärken 891.
 — —, Reichweite 982.
 — —, Richtungsenden 964.
 — —, Sender 974, **989**.
 Kurzschlußanker 109.
 Kurzschlußcharakteristik von Wechselstromgeneratoren 104.
 Kurzschlußkreis 723, 725.
 Kurzschlußringdynamometer 605.
 Kurzschlußwiderstand von Leitungen 132.
 Kurzwellensender **989**.
 —, Fremdsteuerung 997.
 — für gedämpfte Wellen 999.
 Kyser, H. 125.
- La Cour** 94, 1119.
 Ladung eines Kondensators 79.
 Längenmaß 135.
 Läufer 109.
 Lagenwicklung 368.
 Lagrange, Satz von 34.
 Lakhovsky, G. 993.
 Lampa, A. 1000, 1001.
 Land und Seekabelwerke, Köln-Nippes 342, 370.
 Land und Wasser, Einfluß auf Wellen 275.
 Landemeldedienst 1045.
 Landold-Börnstein 333.
 Lange, H. 517.
 Langmuir, I. 226, 440, 442, 444, 449, 450, 451, 452, 453, 454, 462, 474, 475, 501, 503, 504.
 L-Antenne 263.
 Laplacesche Gleichung 44, 65.
 Lastausgleich 589.
 Latour, M. 237, 462, 506, 512, 515, 517.
 Lau, E. 922.
 Laue, M. v. 438, 440, 459, 460, 513, 620.
 Lautsprecher **548**.
 —, Ausführungsformen 549.
 —, elektrodynamische 550.
 —, elektromagnetische 549.
 —, elektrostatische 552.
 —, Leistungsbedarf 556.
 —, Prüfung 560.
 —, Trichter 553.
 —, Wirkungsgrad 556.
 Lautstärke, mittlere sphärische 554.
 —, Regulierung 940.
 Lautstärkemessung 703.
- Lautstärkenempfindlichkeit des Ohres 548.
 Lautstärkeziffer 940.
 LC-Telegramme 1060.
 Lebedow, P. 1000, 1001.
 Lebendige Kraft 61.
 Lechersches Drahtsystem 993, 669, 996.
 Leerlaufcharakteristik von Wechselstromgeneratoren 104.
 Leerlaufstrom von Transformatoren 115.
 Leerlaufwiderstand von Leitungen 132.
 Legendre, Satz von 22.
 Lehrs, L. 667.
 Leib, A. 942, 967.
 Leigh Page 515.
 Leistung 61.
 — einiger Röhren, Tabelle 533.
 — von Sendern 714.
 — der Wechselströme 52, 100.
 Leistungsfaktor 88, 100.
 Leistungsmessungen 664.
 Leistungsverstärkung 525.
 Leiter, parallele 77.
 Leiterströme 72.
 Leitfähigkeit 312.
 — des Dielektrikums 332.
 — des Erdbodens 269, 402.
 — der Metalle, Tabelle 313.
 — von Kristallen 426.
 Leithäuser, G. 236, 673, 699, 718, 870, 872, 884, 894, 1031.
 Leitung, inhomogene 131.
 —, künstliche 930.
 — für Tastzwecke 581.
 —, verzerrungsfreie 134.
 Leitungen, elektrische Vorgänge **129**.
 — für Rundfunkübertragungen 1041.
 — für Starkstrom 125.
 Leitungsausnutzung 1002.
 Leitungsberechnung 125 ff.
 — auf Erwärmung 125.
 —, mechanische Festigkeit 125.
 — auf Spannungsabfall 126.
 — auf gleiche Stromdichte 127.
 Leitungsgleichungen 129.
 Leitungskonstanten 129.
 Leitungsquerschnitt für Wechselstrom 128.
 Leitungsschaltungen 180.
 Leitungsspannung 99.
 Leitungsstrom 84.
 Leitungsverlegung bei Hochfrequenzverstärkern 541.
 Leitungsverluste 1202.
 Leistungsverstärker 172.
 Leitungswähler 171.
 Leitwert 312.
 Lenard, P. 474, 516.
 Lengsfeld, A. 1036.
 Leontiewa, A. 418, 654.
 Lepel, E. v. 422, 1002.
 Lertes, P. 1212, 1217.

- Lesage, A. A. 514.
 Lewitsky, M. 1001.
 Leydener Flaschen 336, 733.
 Lichtbogengeneratoren 224.
 Lichtbogenkennlinien 221.
 Lichtbogenschwingungen 220.
 Lichtbogensender 736.
 —, Ausführungsformen 752.
 —, Fremderregung 748.
 —, Luftspalt 739.
 —, Oberwellen 747.
 —, Parallelschaltung 751.
 —, Polform 740.
 —, Rauschen 748.
 —, Resonanzschärfe 751.
 —, Schaltungen 745.
 —, Serienschaltung 751.
 —, Tastschaltungen 748.
 —, Wellenkonstanz 751.
 —, Zwischenkreis 748.
 Lichte, H. 552, 704.
 Lichtempfindliche Zellen 1215.
 Lichtschreiber 154.
 — für Bildfunk 1216.
 Lieben, R. v. 475, 514, 520.
 Liebenröhre 520.
 Lindemann, F. 671.
 —, R. 356, 359, 520, 604, 682.
 Lindenbergl, Observatorium 1047.
 Linearantenne 328, 347.
 Liniendiagramm 102.
 Linke, F. 244.
 Linker, A. 623.
 Lissajous Figuren 710.
 Litze 363.
 Litzendraht 317, 356.
 Litzenspulen 358, 633.
 Lochbereich 1008.
 Locher 149.
 Lochgrenzen (Kettenleiter) 576.
 Lochstreifen 146.
 Lochstreifenempfänger 155.
 Löschrössel 735.
 Löschrückenerreger 218.
 Löschrückensender 731, 732.
 —, Bedienung 735.
 Löschrückenstrrecken 219, 419, 420, 729.
 Loewe, S. 343, 505, 519, 681.
 Logarithmen, Tafeln der Briggschen 2.
 —, Tafeln der natürlichen 4.
 Logarithmisches Dekrement 62, 80, 87.
 Logarithmische Skalen 54.
 Logarithmischer Abstand 77.
 Lorenz, C. A.-G. 338, 348, 366, 377,
 422, 546, 617, 628, 732, 735, 743,
 746, 748, 752, 753, 754, 755, 756,
 773, 795, 796, 911, 912, 918, 1049,
 1061, 1208.
 —, Eingehäuseumformer 124.
 —, Drahtfunksystem 1023.
 —, Löschrückensender 734.
 —, Maschinensender 247, 826.
 —, Rundfunksender 937, 938.
 —, Taströssel 374.
 Lorenzschaltung, Röhrensensender 773.
 Lorenzschreiber 154.
 Lubberger, F. 180.
 Lubszynski, G. 914.
 Ludewig, P. 622.
 Lübben, C. 344, 514, 515, 912.
 Lüschen, F. 138, 163, 887, 900.
 Luftfahrt, Funkanlagen für 1044, 1046.
 Luftkondensatoren 340.
 Luftleerblitzableiter 174.
 Luftleiter s. Antennen.
 Luftschichten, Einfluß der 275.
 Luftspalt beim Lichtbogensender 739.
 Luftstörungen s. Atmosphärische Störungen.
 Lunnon, F. C. 697.
 Lutz, Einfadenelektrometer 601.
 MacLaurinsche Reihe 34.
 Magirus, Ulm 379.
 Magnavoxlautsprecher 551.
 Magnetdetektor 251.
 Magnetfeld beim Lichtbogensender 737.
 Magnetische Doppelschicht 75.
 — Energie 72.
 — Induktion 69.
 — Intensität 69.
 — Kopplung 202.
 — Sättigung 71.
 — Spannung 69, 70, 74.
 Magnetischer Fluß 70.
 — Kreis, Lichtbogensender 738.
 Magnetisches Feld 69, 75.
 — Moment 70.
 Magnetisierungskurve 71.
 — für Eisendraht 371.
 Magnetismus, Einheit des 69.
 Magnetomotorische Kraft 74.
 Magnetostatik 69.
 Magnetron 514, 776.
 Majorana, Q. 513.
 Mallet, E. 464.
 Mandelstam, L. 605, 618, 622, 670,
 710.
 Manteltransformatoren 114.
 Marconi 279, 339, 420, 505, 616, 862,
 964, 972, 976.
 Marconi, Großlautsprecher 550.
 —, Magnetdetektor 251.
 —, rotierende Funkenstrecke 442.
 — Osram Valve Co. 489, 490, 498,
 500.
 Marcus, A. 513, 992.
 Martens, F. F. 190, 326, 351, 352,
 362, 466, 469, 623, 632, 664, 711.
 Martienssen, O. 376.
 Marx, E. 360, 521, 1215.
 Maschinensender 244, 806.
 — von Alexanderson 244, 806.
 — von W. Dornig 831.
 — von R. Goldschmidt 244, 315.
 — mit ruhenden Frequenzwandlern
 817.
 — ohne ruhende Frequenzwandler 806.

- Maschinensender für Rundfunk 937.
 — von K. Schmidt 247, 826.
 — der Société française Radio Electrique 246, 812.
 — von Telefunken 246, 818.
 —, Wirkungsgrad 826.
 Maschinenton 780, 781, 784, 801.
 —, Unterdrückung 726.
 Masse 61.
 Massolle 919.
 Maßeinheiten 60.
 — für Induktivitäten 624.
 Maße, elektrische, Tabelle 91.
 —, praktische, Zusammenstellung 1194.
 Maßsysteme 60.
 —, elektrische 90.
 Maste 379.
 —, Einfluß auf Antennen 394.
 — aus Eisenbeton 380.
 — für bewegliche Stationen 379.
 — für feste Stationen 380.
 —, Kostenverhältnis 390.
 —, Verluste 400.
 Mastisolationen 382.
 Mathematische Formeln 16 ff.
 — Zahlenwerte 15.
 Maurer 968.
 Mauz, E. 185, 711, 904.
 Maxima und Minima 30.
 Maxwell, J. C. L. 66, 77, 78, 332, 457.
 — (Einheit) 70.
 Maxwell-Erde 137.
 Maxwellsche Brückenschaltung 640.
 — Gleichungen 191.
 — Geschwindigkeit der Elektrodenverteilung 449.
 Maxwell-Hertz'sche Gleichungen 73.
 Maxwell-Thomsen, Brückenschaltung 625.
 Mayer, E. 665, 736, 747.
 —, H. F. 522.
 —, R. 588.
 McCullough, F. S. 488, 497, 512, 520.
 McKechnie, A. E. 902.
 McLachlan, N. W. 584.
 Mechan, R. 609.
 Mechanik 60.
 Mechanische Größen 60.
 — Grundgesetze 61.
 Medizinische Apparate, Störung durch 859.
 Mehrfache Ausnutzung von Leitungen 180.
 Mehrfachbetrieb einer Leitung 1003, 1007.
 Mehrfacherden 408.
 Mehrfachtelegraphen 160.
 Mehrfachverstärker 525.
 —, Betriebsverstärkung 530.
 Mehrgitterröhren 518.
 Mehrlagige Spulen 350.
 Mehrphasenströme 89, 98.
 Mehrwellige Ströme 87, 97.
 Meierowski & Co., Porz/Rh. 344, 1026.
 Meissner, A. 210, 215, 233, 711, 723, 725, 767, 770, 806, 959.
 —, A., Rückkopplungsschaltung 234, 1020.
 Meißner, W. 546.
 Membran für Telephone 544.
 Mercadier 1002.
 Mercier, M. 999.
 Mercy 161.
 Merkel, E. 671.
 Merzkirch, J. 475.
 Meßbrücken, technische 628.
 Meßinstrumente 597.
 — (Telegraphen) 175.
 Meßkondensatoren 339.
 —, veränderliche 342.
 Meßmethoden 623.
 Meßspulen 369.
 —, veränderbare 370.
 Meßtechnik 623.
 Meßtorff, G. 1160.
 Metalldachisolatoren 325.
 Metallische Leiter 78.
 Meterampere 214.
 Metropolitan-Vickers Electric Company 493.
 Meyer, E. 560.
 —, P. 601.
 —, U. 1, 129, 312, 332, 341, 640, 1204.
 Mitchiardi, B. 761.
 Michaly, D. v. 1212.
 Mie, G. 1000.
 Mikrofarad 68, 326.
 Mikrohenry 345.
 Mikrophone 170, 917.
 Mikrophon im Antennenkreis 910.
 — von Reisz 921.
 Mikrophon-Hauptverstärker 922.
 Mikrophon-Telephon-Verstärker 522.
 Mikrosiemens 332.
 Miller, D. Cl. 903.
 —, John M. 457, 466, 468.
 Millihenry 345.
 Mineralien für Detektoren 426.
 Minohara, T. 374.
 Minosglas 337.
 Minton, G. 554.
 Mitnahmebereich 260.
 Mittelfrequenzmaschine 732.
 Mittelwert 85, 99.
 Mittelwertsatz 33.
 Mitzel, W. 153, 898.
 Modul 86.
 Modulation 904, 1002.
 — bei Bildfunk 1213.
 —, Drahtfunk 1003.
 — mit Eisendrossel 1006.
 — der Trägerwelle 903.
 Modulationsmittel 910.
 Modulationswelle 185.
 Modulationsziffer 184.
 Modulierte Schwingungen 183.
 Möbius, W. 1000, 1001.

- Möller, E. 332.
 —, H. G. 225, 231, 233, 240, 241, 244, 253, 257, 260, 358, 654, 680, 699, 886.
 Moivresche Formel 17.
 Mollweidesche Formeln 20.
 Molthan, W. 509.
 Molybdänglanz-Detektor 433.
 Momentanwert 97, 99.
 Monasch, B. 678.
 Montoriol, E. 901.
 Monochoord 63.
 Moorhead, O. B. 509.
 Morcee, J. H. 236.
 Moorecroft, J. H. 519.
 Morkrum 900.
 Morrell, J. H. 992, 994.
 Morsealphabet 142, 1094.
 Morsegeber 146.
 Morseschriftempfänger 151.
 Morseschriftlocher 149.
 Morsetypendrucker 155.
 Morsezeichen 1094.
 Moscicki-Kondensatoren 336.
 Mosler, H. 884, 894.
 Motorgeneratoren 110.
 Motorlautsprecher 552.
 Moullin, E. B. 652, 653, 654.
 Mühlbrett, K. 526.
 Muirhead 340.
 Müller, L. 501, 512.
 Mullard Radio Valve Company 490, 491, 498.
 Multivibrator 620.
 Multizellular-Voltmeter 598.
 Murray-Multiplex 162.
 Musik, Frequenzbereich 904.
 Musikpupinisierung 1041.
 Musikübertragung 939, 1041.
 Muth, H. 904, **1001**.
- Nachbildung von Leitungen 138.
 Nachrichtenbüros, Rundfunk der 1047.
 Nachteffekt 281.
 Nachwirkung, dielektrische 320.
 Nachwirkungsstrom 321.
 Nachwirkungsvorgänge im Dielektrikum 332.
 Näherungsregeln 59.
 Nahgebiet 266.
 —, Gleichungen für 191.
 —, Strahlungsvorgang 193.
 Nasarischwily, A. 514.
 Natürliche Logarithmen, Tafeln 4.
 Nauen, Antennenanlage 1053.
 —, Großfunkstelle 1052.
 —, Hochfrequenzmaschinen 824, 826.
 Nebenschlüsse für Hitzdrahtinstrumente 603.
 Nebenschlußmaschinen 95.
 Nebenschlußmotore 96.
 Nebenschwingungskreis bei Maschinen-
 sendern 828.
 Nebenstellen, Fernsprech- 176.
- Negativer Widerstand 243.
 — — beim Lichtbogen 221.
 Negatron 243, 513.
 Neigung des elektrischen Vektors 267, 268.
 Nernst, W. 343, 475, 630.
 —, Brückenschaltung 631.
 Nesper, E. 549, 884, 898, 1208.
 —, E., Handbuch 326, 345, 544, 617, 621, 736, 747, 751, 901.
 Nepersche Gleichungen 23.
 — Regel 21.
 Nettelton, L. 994.
 Netzanschlußgerät 875.
 Neufeld & Kuhnke, Kiel 546.
 Neugebauer 1072.
 Neutrale Ankerstellung 142, 578.
 Neutrodynempfänger 879.
 Neutrodynkondensator 798.
 New York, Feldstärke des Rundfunk-
 senders 273.
 Nichols, E. F. 1000, 1001.
 Nichtlineare Verzerrung **536**.
 Nichtstationäre Schwingungen 183.
 Nichtstationärer Zustand 197.
 Nicolson, A. Mc. L. 513, 519, 520.
 Niederfrequenzverstärker **522**.
 Niederfrequenzverstärkung 856.
 Niederführung zur Antenne 394.
 Nienhold, J. 521.
 Nitzsche 942, 967.
 Niveauflächen 63, 64.
 Niwa, Y. 351, 352.
 Nomogramm 55.
 Norddeich, Küstenfunkstelle 1055.
 Nordlicht 283, 303.
 Normale der Selbstinduktion 369.
 Normalelemente 90.
 Normalkabel 141.
 Normalkondensatoren 339.
 Normallautstärke, Lautsprecher 557.
 Normalspulen 369.
 Normaltelephon 703.
 Normalton 62.
 Normaltonskala 236.
 Normalvariometer 370.
 Normen für die Bezeichnung von Klem-
 men 117.
 Nukiyama 543.
 Numerischer Abstand 269.
 Nuten, schräg verlaufende 780.
 Nutzwiderstand 262.
- O**ates 641.
 Oberbeck, A. 206.
 Oberfläche 33.
 — der Erde, Einfluß 284.
 Oberflächenwellen 269.
 Oberflächenwiderstand 319.
 Oberschwingung bei Röhrensendern 774.
 Oberschwingungen 189, 239, 722.
 — für Wellenmesser 620.
 Oberspannungswicklung 114.
 Obertöne 536.

- Oberwellen 97, 722, 798.
 —, gradzahlige 98.
 —, ungradzahlige 97.
 — der Sender 721.
 —, Unterdrückung 722.
 O.-B.-Gehäuse 175.
 Öffnungsfunkte 579.
 Öffnungszeit bei Relais 577.
 Ölkondensatoren 337.
 Öltransformatoren 114.
 Offermann, E. 332, 631.
 Ohm, Einheit 312.
 Ohmsches Gesetz, erweitertes 78.
 — — für Wechselstrom 101.
 Oktave 62.
 Opernübertragungen 939, 940, 941.
 Orchestermikrophon 940.
 Organisation, betriebstechnische des
 Funkverkehrs 1029.
 Orlich, E. 81, 97, 326, 344, 610, 623,
 624, 625, 626, 641, 654, 708.
 Ort, K. 546.
 Ortsbestimmung aus Himmelsbeobach-
 tung 24.
 Osnos, M. 374, 680, 686, 806.
 Oswald 931.
 Oszillator nach Drude 1000.
 — nach Weichmann 1000.
 Oszillatorische Entladung 195.
 Oszillograph 610.
 —, Glimmlicht- 612.
 Oszillographenschleife 1217.
 Oxydkathoden 440, 441, 504.

P
 Palm, A. 597, 599, 656, 657.
 Palmer, L. S. 521.
 Papalex, N. 605, 618, 622, 670.
 Papierkegellautsprecher 556.
 Papierkondensatoren 344.
 Parallelbetrieb von Maschinensendern
 812.
 Paralleldrahtsystem von Lecher 669.
 Parallele Leiter 77.
 Parallelohm-Methode 687.
 Parallelröhre bei Telephonie 916.
 Parallelschaltung von Röhren 777.
 — mehrerer Röhren bei kurzen Wellen
 996.
 — von Sendern 728.
 — von Spulen 362.
 Parallelstellung von Empfangsantennen
 837, 841.
 Pardunenisolatoren, Tabelle 384.
 Paris, M. 652.
 Parlograph 898.
 Partialentladungen 674.
 Partialfunken 731, 736.
 Partielle Differentialgleichungen 42.
 Paschen, P. 235, 702, 703, 707.
 Pathé, Lautsprecher 551.
 Pauli, H. 678, 680, 681, 684, 686.
 Peck, F. W. 412.
 Pedersen, O. 685, 686.
 —, P. O. 224, 225, 736, 751.

 Peek, F. W. 654.
 Peilanlagen, Eichung 970.
 Peiler 951, 954, 956.
 Peilmethoden 965.
 Peilrahmen 951.
 Peilrahmensaltungen 952.
 Peiluhr 961.
 Peilung **942**, 1105.
 — der atmosphärischen Störungen 308.
 — mit Versegelung 967.
 Peilverfahren 965.
 Peilwinkel 24.
 Peltiereffekt 436.
 Pendel von Helmholtz 612, 709.
 Pendelgleichrichter 113.
 Pendelgleichung 62.
 Pendelschwingungen 62.
 Pendeltelegraph von S. u. H. 162.
 Pendelumformer 732, 782.
 Péri 617.
 Perikon-Detektor 425.
 Periodendauer 97, 181, 196.
 Periodenzahl 181.
 Periodische Wechselströme 97.
 Permeabilität 69.
 Personalausbildung 1112.
 Pession, G. 691, 761.
 Petersen, W. 92, 103, 107, 111, 321.
 Petzold, W. 156, 898.
 Pfeifen 297.
 Pferdestärke 61.
 Phasenbedingung 800.
 Phasendifferenz des elektromagneti-
 schen Feldes 266.
 Phasengleichheit 108.
 Phasenkonstante 1014.
 Phasenlage bei Röhrensendern 770.
 Phasenlampen 108.
 Phasenspannung 99.
 Phasensprung 199, 588, 816.
 Phasensprungmethode 593.
 Phasenverschiebung 86, 100.
 —, effektive 88, 100.
 —, wirkliche 100.
 Phasenwinkel 625.
 — von Widerständen 314.
 Philips Gloeilampenfabrik 495,
 499, 500.
 Phonograph 898.
 Phonometerbank 704.
 Photozellen **1215**.
 Photozelle von Telefunken 1216.
 Physikalisch-Technische
 Reichsanstalt 236, 341.
 Pickard 698.
 Pierce, G. 998.
 Pierret 992, 993.
 Piezoelektrische Kristalle 553, **620**, 923.
 Pike, O. W. 1210.
 Pinkert, W. 137.
 Pirani, M. 53, 235, 642, 702, 703, 707.
 Plation 513.
 Plattenkondensator 336.
 Platzbedarf für Mikrophon 940.

Platzwechsel 137.
 Pleiodynatron 517.
 Plendel, H. 371, 472.
 Pohle, O. 900.
 Pohlmann, B. 504, 505, 512, 917.
 Poincaré 295.
 Poissonsche Gleichung 65.
 Pol, van der, Balth 460, 461, 462, 499, 517.
 Polarisationsebene, Änderung der 294.
 —, Drehung 985.
 Polarität der Kristalle 429, 430.
 Polarkoordinaten 29.
 Polschuhe für Telephone 544.
 Polwechsler 173.
 Polygonalspulen 351.
 Pomey, J. E. 374.
 Pontremoli, A. 440.
 Porzellan 324.
 Porzellandruckkörper 383.
 Posthumus, K. 499.
 Potential 64.
 — eines Magneten 70.
 Pothenotssche Aufgabe 966.
 Potiersches Dreieck 105.
 Poulsen, V. 223, 224, 260, 736, 743, 751, 898.
 Poynting, Satz von 191.
 Poyntingscher Strahlungsvektor 74.
 Praktische elektrische Einheiten 90.
 Prellzeit von Relais 167, 577.
 Presseberichte „an alle“, Tabelle 1138.
 Pressedienstempfänger 878.
 Presserundfunk 935.
 —, innerdeutscher 1063.
 Preßglaskondensatoren 337.
 Preßluftrelais 583, 584, 816.
 Preuner, G. 637, 667.
 Primärelemente 172.
 Projektive Teilungen 54.
 Pumpverfahren für Elektronenröhren 509.
 Pungs, L. 373, 637, 667, 750, 890, 911, 931, 942, 946, 957, 1006, 1007.
 —, Steuerdrossel 184, 1023.
 Pupinisierung für Rundfunkübertragung 1041.
 Pupinkabel 134.
 Pupinleitungen 1016.
 Pupinspulen 175.
 Purrington, E. S. 916.
 Pusch, J. 378, 402.
 Pyrit 426.
 Pyritdetektor 432.

Quadrantenelektrometer 598.
 Quadratische Gleichungen 18.
 Quadratzahlen, Tafeln 12.
 Quadrierte Sinuskurve 99.
 Quäck, E. 895, 1034.
 Quarzoszillator 998.
 Quarzresonatoren 620.
 Quasistationäre Schwingungen 183.
 Quasistationärer Zustand 198.

Quecksilberdampf-Gleichrichter 786.
 Querschnittsbestimmung von Starkstromleitungen 125.

Radio Corporation of America 380,
 381, 407, 414, 806, 1059.
 Radiogoniometer 947.
 Radiola 494.
 Radions Ltd. 492, 493.
 Radoröhrenfabrik G. m. b. H.
 Hamburg 1208.
 Radiotechnique 494.
 Radt, W. P. 525.
 Räumliche Dämpfung 133.
 Rahbeck 344, 581.
 Rahmen, Empfangsmessung 693.
 Rahmenantenne 216, 264, 350, 834, 846, 944, 951, 1204.
 —, drehbare 292.
 —, Eigenwelle 846.
 —, Erdkapazität 846.
 —, Kapazität 846.
 Rahmenpeiler von Telefunken 956.
 Rahmenschaltungen, symmetrische 952.
 Rainey, P. M. 161.
 Randfelder bei Antennen 395.
 Randstreuung von Kondensatoren 330.
 Rashevsky, N. v. 440.
 Rauchwolken 983.
 Rauhreif an Antennen 415.
 Raumakustik 558.
 Raumbedarf, Rundfunksendeanlagen 935.
 Raumfunk 1002.
 Raumladegesetz für zylindrische Elektroden 452.
 — für konzentrische Kugelflächen 454.
 — für planparallele Elektroden 452.
 Raumladegitter 257.
 Raumladegitterröhren 518.
 Raumladenetzt 257.
 Raumladenetzschaltung 257.
 Raumladestrom 226.
 Raumladewirkung 226.
 Raumladung 449.
 Raumwellen 269.
 Rausch von Traubenberg, H. 402, 678.
 Rauschen beim Lichtbogensender 748.
 Rayleigh, Lord 348, 554.
 Rayleighsche Scheibe 560.
 Reaktanz 101.
 Reaktanz, kapazitive 536.
 Rechentafeln 2 ff.
 Rechtsverhältnisse im Funkverkehr:
 Deutschland 1070, 1118.
 Ausland 1078.
 Belgien 1078.
 Dänemark 1078.
 Estland 1078.
 Frankreich 1079.
 Griechenland 1081.
 Großbritannien 1082.
 Island 1083.

- Rechtsverhältnisse im Funkverkehr:
- Italien 1083.
 - Jugoslawien 1084.
 - Lettland 1085.
 - Litauen 1085.
 - Niederlande 1085.
 - Norwegen 1085.
 - Österreich 1086.
 - Portugal 1086.
 - Rußland 1086.
 - Rumänien 1087.
 - Schweden 1087.
 - Schweiz 1087.
 - Tschechoslowakei 1088.
 - Ungarn 1088.
- Reduktion der Dämpfung 853.
- Ree, J. 517.
- Reflektoren 976.
- Reflexempfänger 882.
- Reflexionsfaktor 132.
- Reflexionsprinzip 103.
- Reflexionsvermögen von Metallen 84.
- Reflexschaltung 882.
- Reich, M. 690.
- Reichs-Rundfunk-Gesellschaft 1048, 1069.
- Reichsbahnfunkverkehr 1045, 1046.
- Reichspostministerium 1058.
- Reichsstrafgesetzbuch 1118.
- Reichsverkehrsministerium 1044, 1046.
- Reichweite 262, 266, 385.
- bei Drahtfunk 1002.
 - bei kurzen Wellen 982.
 - der Röhrensender 777.
- Reihen, Fouriersche 45.
- , wichtige 34.
- Reihenentwicklung 33.
- Reihenschaltung von Spulen 362.
- Reihenstellung von Empfangsantennen 837, 841.
- Reihentelegraphen 158.
- Reimann, E. 474.
- Rein, H. 365, 754.
- Rein-Wirtz, Lehrbuch 326, 345, 374, 747, 751, 910.
- , Praktikum 374, 418, 621, 623, 642, 643, 651, 665, 675, 744, 755, 910.
- Reisz, E. 475, 514, 520.
- , E., Begrenzungsgerät 922.
 - , E., Mikrophon 921, 922.
 - , E., Vorverstärker 924.
- Reiter, S. 806.
- Reizschwelle des Detektors 429.
- bei Telephonen, Messung 703.
- Rekursionsformeln 35.
- Relais 166, 577.
- , Arbeitsweise 577.
 - für Empfangszwecke 590.
 - , neutrale 578.
 - , polarisierte 578.
 - , Rückwirkungen 578.
 - für Schaltzwecke 584.
- Relais, Sektionswirkung 579.
- , Stromkurve 578.
- Relaiskontakte 578.
- Relaisender 925, 1042.
- Relaistyp für Lautsprecher 549.
- Relativmessungen, Normal 623.
- Reliefverfahren 164.
- Rendahl 366, 617.
- Remanenz 71.
- Resonanz 80, 101, 186.
- Resonanzbedingung 198, 561.
- für Maschinenkreis 217.
- Resonanzbrücke 619, 640.
- Resonanzerscheinungen beim Telephon 543.
- Resonanzfrequenzen 204.
- Resonanzkurve 199.
- bei eisengeschlossenen Spulen 200.
 - gekoppelter Kreise 204.
 - , verbogene 200.
 - , Verzerrung der 200.
- Resonanzmethode 567.
- Resonanzscharfe 568, 716.
- Resonanzwellenmesser 614.
- Resonatoren, akustische 863.
- Resonatorschaltung bei kurzen Wellen 996.
- Reuse, Selbstinduktion 347.
- Reziprozahlen, Tafeln 10.
- Rheinlandkabel 141.
- Rhombusschaltung für Tastdrosseln 374.
- Rice, C. W. 556.
- Richardson, O. W. 226, 438, 440, 515.
- Richardsonsches Gesetz 438.
- Richtantennen 943.
- Richtcharakteristik von Antennen 263.
- Richtcharakteristiken von Antennenkombinationen 835.
- Richteffekt der atmosphärischen Störungen 307.
- Richter, H. 630.
- Richtkraft 61.
- Richtsendeanlagen 958.
- Richtungs- und Intensitätsänderungen 291.
- Richtungsänderung der atmosphärischen Störungen 308.
- , sprungweise bei Peilanlagen 945.
 - , stetige für Peilzwecke 946.
- Richtungsänderungen, Bestimmung der 292.
- bei kurzen Wellen 984.
 - , periodische 286.
 - der Wellen 284.
- Richtungsbestimmung, einseitige 950.
- Richtungsendeanlagen Cleve & Tondon 961.
- Richtungsenden mit kurzen Wellen 964.
- Richtungssignale 959.
- Richtungswirkung, Einfluß des Zwischengeländes 969.
- der Lautsprechertrichter 554.
- Richtwert (Elektronenröhren) 472.

- Richtwirkung 215, 863.
 Riefler 963.
 Rieger, J. 546.
 Riegger, H. 249, 512, 538, 551, 554,
 572, 574, 593.
 Riemenschneider 110, 112.
 Rieß 605.
 Righi, R. A. 420, 1000, 1001.
 Rillenisolator 325.
 Ringanker bei Hochspannungsmaschi-
 nen 782.
 Ringdrossel 371.
 Ringspule 351, 946, 960, 962.
 —, Selbstinduktion 348.
 Ringspulenantrieb 963.
 Ringübertrager 175.
 Rio de Janeiro, Großfunkstelle 1060.
 RL-Telegramme 1060.
 Robertson 505.
 Robison 954.
 Rodebush, Worth H. 440.
 Röhren s. Elektronenröhren.
 Röhrendetektor 663.
 Röhrenempfänger 868.
 Röhrenkapazität, innere, bei Röhren-
 sendern 772.
 Röhrenleistungen, maximale 533.
 Röhrenschaltung zur Erzeugung kurzer
 Wellen 236.
 Röhrenschaltungen zur Erzeugung von
 Niederfrequenzen 235.
 Röhrensender **767**.
 —, Anodenwechselspannung 769.
 —, Ausführungsbeispiele 802.
 —, Ausgleichskondensator 769.
 —, Betrieb mit Gleichrichtern 782.
 —, direkte Schaltung 773, 789.
 —, fremderregte 774.
 —, mit Fremdsteuerung 798.
 —, mit Fremderregung 769.
 —, Kurvenform des Anodenstromes
 768.
 —, Ruhestrom 767.
 —, Tastung 794.
 —, Telephonieeinrichtungen 912.
 —, tönend Senden 799.
 —, tönender 782.
 —, Vorzüge 777.
 —, Zwischenkreisschaltung 773, 789.
 Röhrensenderschaltungen 234.
 Röhrensockel 511, 1211.
 Röhrensummer 236, 797.
 Röhrentabellen 476 bis 500, 1205 bis
 1210.
 Röhrenverstärker 522.
 Röhrenvoltmeter 652.
 Röhrenwicklung 114.
 Röhrenwiderstand 230, 463.
 Röntgenapparate, Störung durch 859.
 Rössler 125.
 Rogowski, W. 356, 358, 359, 612, 614,
 710, 1203.
 Rohmann, H. 181, 670.
 Rohrmaste, abgesspannte 385.
 Rohrmaste, Aufrichten von 385.
 —, Gewichte, Tabelle 385.
 Rohrmodulation 1005.
 Roiti 642.
 Rollenkondensatoren 344.
 Rosa, E. B. 344, 347, 348, 350, 625,
 631.
 Rosenbaum, B. 932.
 Rotor 109.
 Rottgardt, K. 152, 552.
 Rotzinkerz 428.
 Round, H. J. 513, 519, 653, 697, 922.
 Rowe, H. N. 438, 446.
 Roy, Suresh Chandra 440.
 Rschewkin, S. 259, 625.
 Rubensches Galvanometer 607.
 Ruchardt, E. 460, 509, 513.
 Rückert, E. 1000.
 Rückfragen 1034.
 Rückgekoppelte Verstärker 531.
 Rückkopplung 234, 256, 770.
 —, akustische 559.
 —, Eingitterröhre mit 256.
 —, kapazitive 238.
 — — bei Röhrensendern 770.
 Rückkopplungsgerade 239, 240.
 Rückkopplungslose Schaltung 793.
 Rückkopplungsprinzip 764.
 Rückkopplungsschaltung 853, 870, 1020.
 Rückkopplungsverstärkung 872.
 Rückstand 1202.
 Rückwirkung gekoppelter Kreise 203.
 Rückwirkungen eines Relais 578.
 Rückzündung bei Quecksilberdampf-
 gleichrichtern 786.
 Rüdtenberg, R. 200, 579.
 Rufmaschine 173.
 Rufschaltung für Drahtfunk 1024.
 Rufzeichen, Verteilung 1150.
 Rufzeichenliste **1151**.
 Ruhestrom-Morseschaltung 165.
 Ruhstrat 318.
 Rukopp, H. 225, 234, 238, 243, 253,
 447, 456, 462, 465, 474, 475, 506,
 518, 767, 793, 794, 990, 1000.
 Rundfunk 903, 934, 1029.
 — der Nachrichtenbüros 1047.
 — für Unterhaltung 935.
 — — und Belehrung 1047.
 Rundfunkdienst für Wetter und Zeit-
 zeichenangabe 1047.
 Rundfunkdienste 1061.
 Rundfunkgesellschaften 1048.
 Rundfunkkabel 925.
 Rundfunkmaschinen sender 937.
 Rundfunksendeanlagen 935, 936, 1056.
 Rundfunksender, Maschinen- 828.
 —, Telefunken 936, 937.
 Rundfunkübertragungsleitungen 1041.
 Rundfunkverkehr 1047.
 —, telegraphischer 1047.
 —, telephonischer 1047.
 Rundfunkwellen, Übertragungsverhält-
 nisse 276.

- Rundfunkwellenlängen, Verteilung 1057.
 Rybczynski, W. v. 270.
 Rysselberghe 1002.
- Sättigung, magnetische 71.
 Sättigungsspannung 226.
 Sättigungsstrom 226, 770.
 Säuredichte bei Akkumulatoren 93.
 Sahánek, J. 475, 994.
 Saitengalvanometer 610, 1216.
 Saitenoszillograph 611.
 Salinger, H. 517, 652, 664, 665, 666, 1006.
 Salpeter, J. 512.
 Sammer, F. 371.
 Sammler 173.
 Sattelberg, O. **129**, 1176.
 Schaefer, Clemens 475.
 Schäffer, W. 796, 909, 912, 914, 915, 931, 937, 1050, 1058.
 Schalldüse 705.
 Schallgeschwindigkeit 63.
 Schallgeschwindigkeiten 1198.
 Schallschwingungen, Wellenlängen der 1198.
 Schallwellen, Interferenzen von 559.
 Schaltrelais 584.
 Schaltung, idiostatische 598.
 —, rückkopplungslose 793.
 — von Spulen 362.
 Schaltungskapazität 342.
 Schaltungsskizzen einiger Maschinen und Anlasser 118.
 Schaltwerk, automatisches 963.
 Schames, L. 372.
 Schapira, C. 751.
 Schattenwirkung von Felsmassen 274.
 Scheibe, A. 424, 605, 621, **889**, 991, 993, 994, 995, 996, 998.
 —, H. 502.
 Scheibenwicklung 114.
 Scheinwiderstand 51, 86, 88, 101, 623.
 —, Messung 631.
 — (Nachbildung) 138.
 Scheitelfaktor 88, 99, **100**, 657.
 Scheitelspannung 597.
 Scheitelspannungen, Messung 654.
 Scheitelwert 85, 97, 181.
 Scheitelwerte der Feldstärken 192.
 — der Feldstärke geerdeten Leiters 193.
 Scheller, O. 364, 422, 619, 669, 751, 964, 967.
 Schelling 931.
 Schenkel, M. 520, 652.
 Scheppmann, W. 931.
 Scherbius, A. 900.
 Schering, H. 100, 318, 320, 334, 340, 344, 608, 627, 630, 642.
 Schiebekondensatoren nach Nernst 343.
 Schiebespulen 369.
 Schiebewiderstände 318.
 Schieferstein 365.
 Schiffe, Fernsprechverkehr 931.
 — in Seenot 1103.
 Schiffen, Richtungsänderungen auf 285.
 Schiffsnotsender 732.
 Schimpf, R. 654, 708.
 Schirmann, M. A. 461.
 Schirmantenne 263.
 Schirmwirkung von Metallen 84.
 Schlagweite 417.
 Schleifenantenne für Peilanlagen 944.
 Schleifengalvanometer 609.
 Schleifer 261.
 Schleifringanker 109.
 Schließungsfunke 579.
 Schloemilch, W. 251.
 Schlomann, A. 1176.
 Schlupf 109.
 Schlußkondensator 800.
 Schmelzsicherungen 173.
 Schmidt, K. 111, 376, 377, 378, 589, 591, 787, 830, 1023.
 Schmidt, K., Drehzahlregelung 249, **591**.
 —, K., Frequenzwandler, 248, 377.
 —, K., Maschinensender 247, 248, **826**.
 —, R. 318, 334, 340, 344, 608.
 Schnellbetrieb 1037.
 Schnellgeber 889.
 Schnelltelegraphen für drahtlose Telegraphie 897.
 Schnelltelegraph von S. u. H. 158.
 Schnelltelegraphie 145, 857, 1043.
 —, drahtlose **884**.
 —, Geheimhaltung durch 901.
 —, Gesamtanordnung 895.
 —, Sendeenergie 888.
 — mit Übergang zum Hörempfang 897.
 —, Vorzüge 885.
 Schoopsches Spritzverfahren 630.
 Schott, E. 332.
 — & Gen., Jena 337, 339.
 Schottky, W. 226, 253, 257, 424, 438, 440, 448, 449, 455, 456, 457, 460, 462, 463, 464, 466, 470, 475, 512, 518, 519, 521, 554, 652.
 Schottky-Effekt 448.
 Schrack, E., Wien 496.
 Schrader, E. 699.
 Schreibempfang, drahtloser 884.
 Schreibmaschinen für Telegrammaufnahme 1036.
 Schriever, O. 669, 1216.
 Schröter, F. 174, 519, 521, 1216, 1217.
 Schuchmann, P. 249, 593, 895.
 Schützrelais 585.
 Schulz, E. 585.
 —, H. **1001**, 1006.
 Schulze, F. W. 514.
 —, G. 344.
 —, L. 967.
 Schumann, W. O. 654.
 Schutzhülle für Kapazitäten 331.
 Schutzmaßregeln für Empfänger 928.
 Schutznetztöten 460, 518.

- Schutzpolizei, Funkanlagen 1045.
 Schutzringkondensator 330, 630.
 Schutzwirkung s. Elektronenröhren.
 Schwaiger, A. 321, 325, 333.
 Schwandt, E. 1208.
 Schwarzkopf, E. 915.
 Schwebungen 63, 185, 207.
 Schwebungserscheinung bei fester
 Kopplung 206.
 Schwebungsmethode 671.
 Schweidler, E. v. 332.
 Schwerpunkt 32.
 Schwerebeschleunigung 61.
 Schwingaudion 256, 259.
 Schwingkennlinien 233, 240.
 Schwingung, durchmodulierte 184.
 Schwingungen, Analyse 708.
 —, Bestimmung der Kurvenform 708.
 —, elektrische 108.
 —, erzwungene 186.
 —, freie ungedämpfte 186.
 —, gedämpfte 80, 182.
 —, Grundbegriffe 181.
 —, modulierte 183.
 — des Pendels 62.
 —, sinusförmige 183.
 —, ungedämpfte 182.
 —, verzerrte 183.
 Schwingungsarten beim Lichtbogen 222.
 Schwingungsdauer 62.
 Schwingungserzeugende Detektoren
 434.
 Schwingungserzeuger, Eingitterröhre
 231.
 Schwingungsgleichung 53.
 Schwingungskontroller 675.
 Schwingungskreis 79, 195.
 Schwingungskreise, Zahlenwerte von,
 Tabelle 1160.
 Schwingungsprüfer 754.
 Schwingungsverlauf bei Gittergleich-
 richtung 255.
 Schwingungsverlauf bei Röhren 231,
 239.
 Schwingungsweite 181.
 Schwingungszahl 181.
 Schwundperioden 983.
 Scott-Taggart, S. 243, 513, 517.
 Seekabel 141.
 Seeliger, R. 418.
 Seenot-Funkverkehr 1103.
 Seenotmeldedienst 1103.
 Seenotzeichenanruf 902.
 Seewarte Hamburg 1047.
 Seibt, G. 339, 544, 546, 616, 617, 618,
 625, 628, 638.
 Seibt, G., Resonanzbedingung 217.
 Seitenband 906, 1004.
 —, Unterdrückung 906.
 Seitenbänder, Abschneürung 851.
 Seitenbestimmung 950.
 Seitenwelle 185.
 Sekundärempfang 867.
 Selbstanschlußämter 180.
 Selbsterregung beim Lichtbogensender
 738.
 — von Röhren 234, 238.
 — bei Röhrensendern 770.
 Selbstinduktion 76, 345.
 —, absolute Messung 631.
 — von Antennen 398.
 — —, Messung 642.
 — von Doppelleitungen 56.
 — geknickter Leiter 350.
 — gekrümmter Leiter 348.
 —, gemeinsame 646.
 —, gerader Draht 346.
 — gestreckter Leiter 345.
 — des Kondensators 334.
 — von Kondensatoren, Messung 639.
 —, Relativmessungen 632.
 —, verteilte 642.
 — von Wechselstrommaschinen 105.
 —, wirksame 81.
 — — bei Antennen 642.
 Selbstinduktionsmeßbrücke, technische
 634.
 Selbstinduktionskoeffizienten, Abnahme
 des 354.
 Selbstinduktionsnormale 350.
 Selbstinduktionsvergleichen 632.
 Selektionsmittel 566, 891, 1007.
 Selektionswirkung von Relais 579.
 Selektivität des Empfängers 866.
 — der Hochfrequenzverstärker 539.
 Selenmethode 164.
 Selenzellen 1215.
 Sell, H. 703, 705, 707.
 Semm, A. 627, 713, 736, 795.
 Sende, M. 502.
 Sendeanlage, Kostenverhältnis 390.
 Sendeanlagen für Funkpeilung 958.
 — für Rundfunk 935.
 Sendenantennen 385.
 Sendenenergie für Drahtfunk 1002.
 — für Schnelltelegraphie 888.
 Sendekondensatoren 336.
 Senden, tönend 728.
 Sendespulen 363.
 Sender, Allgemeines 713.
 —, Bedienbarkeit 720.
 —, Betriebsbereitschaft 721.
 —, direkter 713.
 —, Fernbesprechung 1040.
 —, Fernastastung 1040.
 —, Güte 714.
 —, Kontrolle 909, 1037.
 — für kurze Wellen 974, 989.
 —, Oberwellen 721.
 —, Parallelschaltung 728.
 —, Serienschaltung 728.
 —, Wirkungsgrad 715.
 Senderkonstruktion 728.
 Senderkontrolle 909, 1037.
 Senderröhren 778.
 —, Betriebsdaten 485—499.
 —, wassergekühlte 778.
 Senderröhrenfabrikation 517.

Sengel, A. 101, 128.
 Serienfunkenstrecken 422.
 Serienschaltung von Sendern 728.
 Serowy, Fr. 474.
 Seydel, H. 657, 831.
 Shepard, W. H. 902.
 Siebkette 567.
 —, eigentliche 1010.
 Siebketten 726, 863, **1008**.
 —, besondere Formen 1009.
 —, dreigliedrige 572.
 —, eingliedrige 567.
 —, ideale 1009.
 —, zweigliedrige 570.
 Siebkettenformeln 1009.
 Siebkettenleiter 576.
 Siebkreise 806.
 —, hochfrequente 850, 852.
 Siebmittel **1007**.
 Siemens (Einheit) 312, 332.
 Siemens, Werner v. 550.
 — & Halske A.-G. 341, 342, 370, 505, 506, 546, 556, 581, 582, 584, 600, 605, 610, 614, 634, 893, 900, 919, 920.
 — —, Bandlautsprecher 551.
 — —, Blatthaller 551.
 — —, Drehspulnschnellschreiber 153.
 — —, Meßrichtschaltung 653.
 — —, Morseschnellgeber 148.
 — —, Morseschnellschreiber 152.
 — —, Morsetastenlöcher 150.
 — —, Pendeltelegraph 162.
 — —, Relais 167.
 — —, Röhrenvoltmeter 654.
 — —, Typendruckschnelltelegraph 158, 898, 899.
 Siemens-Schottky-Röhren 460, 518.
 Signaleinrichtungen für Rundfunk 939.
 Signalgesellschaft m. b. H., Kiel 546.
 Siliciumdetektor 433.
 Silitstäbe 318.
 Simon, H. Th. 220, 223, 505, 736.
 Simplexverkehr 1030.
 Simpsonsche Regel 33.
 Simultanschaltung 166.
 Sinusförmige Schwingungen 183.
 Sinusfunktion 49.
 Sinuskurve 99.
 Sinussatz 19.
 Sinusstrom 85.
 —, einwelliger 85.
 —, gedämpfter 87.
 Sirene 53.
 Skalenarten 54.
 Skaupy 505.
 Skineffekt s. Hautwirkung.
 Skirl, W. 664.
 Sleeper, M. B. 929.
 Slepian, J. 518, 554.
 Smith 90.
 Smithells, C. J. 501.

Société française Radio Electrique, Maschinensender 246, 806, 812.
 Sockel für Elektronenröhren 511, **1211**.
 Sommerfeld, A. 269, 356, 359, 361.
 Sonderkabel für Rundfunkübertragung 1041.
 Sonnenaufgang 279.
 Sonnenfinsternis 303.
 Sonnensekunde 60.
 Sonnenuntergang 279, 287.
 Southworth, E. C. 990, 992.
 Sozialdemokratischer Parlamentsdienst 1047, 1063.
 Spannung, effektive 597, 651.
 Spannungsabfall 126.
 — bei Wechselstrommaschinen 105.
 Spannungseffekte, Messungen 651.
 Spannungsmesser 597.
 —, elektrostatische 597.
 —, thermische 601.
 Spannungsmessungen 651.
 Spannungsregulierungen 129.
 Spannungsreihe, thermoelektrische 434.
 Spannungsresonanz 198.
 Spannungsresonanzschaltung 197.
 Spannungsverstärkung 525.
 Spartransformatoren 116.
 Sperrbereich 724.
 —, Siebketten 1008.
 Sperrketten 567, 573.
 Sperrkettenleiter 577.
 Sperrkreis 723.
 Sperrkreisordnung 928.
 Sperrkreiskopplung 878.
 Sperrorgane 852.
 Sperrsiebe 567.
 Sperrsiebketten 567.
 Sperrwiderstand 724.
 Sphärische Trigonometrie **20**.
 Sphärischer Abstand 23, 24.
 Spiegel, rotierender 612, 708.
 Spiegelanordnung 972, 980.
 Spiegelprinzip 845.
 Spielrein, J. 348.
 Spindler & Hoyer, Göttingen 341.
 Spitzenplatz, Betriebszentrale 1034.
 Spooner, Th. 371, 372.
 Sprachbänder 906.
 Sprache, Frequenzbereich 903.
 —, Übertragung 1041.
 Sprachfrequenzen 130, 523.
 Sprachverstärker 917.
 Sprechende Bogenlampe 552.
 —, Flammen 552.
 Spritzverfahren von Schoop 630.
 Sprühen 1202.
 Sprühscheinungen an Antennen 401.
 Sprühschutzeinrichtung 326.
 Sprühverluste 1202.
 Spulen **344**.
 —, Eigenkapazität 353, 644.
 —, Energieverluste in 353.
 —, mehrlagige 350.

- Spulen, Nachtrag 1203.
 — für Röhrensender 791.
 —, Schaltung 362.
 —, Strombelastung 791.
 —, technische 363.
 Spulenableitung 361.
 Spulenkapazität 360, 368, 1203.
 —, Ableitung der 353.
 —, Messung 633.
 Spulenkette 575.
 Spulenkörper 369.
 Spulenleitung 575.
 Spulenwiderstand 1203.
 Squier 1002.
 Stabilisierungsdrossel 916.
 Ständer 109.
 Stahl, H. 464.
 Stahldrahttelegraphon 898.
 Stahlrohrmaste 379.
 Standardrelais 167.
 Starke, H. 516.
 Starkstromleitungen 125.
 —, Störung durch 850.
 Startmeldedienst 1045.
 Start-stop-Telegraph **162**, 900.
 Statische Abschirmung 799.
 Statophon 552.
 Stator 109.
 Stead, G. 442, 521.
 Stefan, J. 350.
 Stehende Wellen 186, 188, **189**.
 Steilheit **230**, 463, 778.
 —, Messung der 470.
 Steiniger, H. 488, 498, 1210.
 Stenzel, H. 966.
 Stereophones Hören 559.
 Stern-Dreieckschalter 109.
 Sternerde 409.
 Sternschaltung 99.
 Sternsekunde 60.
 Sternzeitbestimmung 24.
 Sterzel, K. A. 599.
 Stetige Entladung 195.
 Steuerdrossel 1006.
 —, Charakteristik 910.
 Steuerschwingungen 904.
 Steuerspannung 229.
 —, Kontrolle 909.
 Steuerung 715.
 — der Antriebsmotore 589.
 Stevenson, G. H. 468.
 Stichleitungen 1025.
 Stimmung, temperierte 62.
 Stockwerkrelais 585.
 Stöcker, E. 589.
 Stoeckle, E. R. 520.
 Stöpsel, Klinke 177.
 Stöpselkondensatoren 341.
 Störfreiung bei Telephonieempfang 865.
 Störmer 295.
 Störung durch Straßenbahnen 860.
 —, Beseitigung der 858.
 —, hochfrequente 858.
 Störung durch Motorenzündung 859.
 — durch Wechselstrombeleuchtung 860.
 —, lokale 859.
 Störungsanfälligkeit von Freileitungen 1041.
 Störungsfreiheit 850.
 Stoffe, Konstanten der gebräuchlichsten **1169**.
 Stokesscher Satz 48, 64.
 Stoßkreis 376, 729.
 —, Eichung 735.
 Stoßionisation 418.
 Strachan, James 425.
 Strahler 209.
 Strahlhöhe 190, **212**, 398.
 Strahlung **190** ff.
 —, Abhängigkeit von Wellenlänge 263.
 Strahlungsarbeit 191.
 Strahlungsgebiet 267.
 —, Gleichungen für 192.
 —, Strahlungsvorgang 193.
 Strahlungsfähigkeit 190.
 Strahlungsfeld eines Dipols 193.
 Strahlungshöhe 262, 266.
 Strahlungsleistung 192, 214, 689.
 — eines geerdeten Leiters 194.
 —, Messung 688.
 —, mittlere 192.
 Strahlungsvektor 74.
 Strahlungsvorgang 193.
 — bei geerdetem Leiter 194.
 Strahlungswiderstand 190, 192, 209, 214, 262, 399, 689.
 — eines geerdeten Leiters 194.
 Straßenbahnen, Störung durch 860.
 Strauß, S. 520.
 Streckler, K., Hilfsbuch 92, 333, 361, 418, 623, 727.
 —, K., Telegraphentechnik 157, 177, 580.
 Striktionsfeld 613.
 Stroboskopische Methode 674.
 Ströme, mehrwellige 87.
 Stromdichte 72.
 Stromeffekt 85, 87, 657.
 — und Dämpfung 207.
 — gedämpfter Schwingungen 196.
 Strommesser 175, 603, 792.
 Strommessungen 657.
 Stromresonanz 200.
 Stromschritt 142.
 Stromverdrängung 80.
 Stromverzweigung zur Entkopplung 562.
 Stromwandler für Hitzdrahtinstrumente 603.
 — für Hochfrequenzamperemeter 604.
 Stroud 641.
 Struktur von Bildern 1212.
 Studio 934.
 Stübler, H. 591, 1023.
 Stufentransformator 797.
 Stufenwicklung 368.
 Stumpf, G. 523, 903.

- Substitutionsmethode 684.
 Substitutionsverfahren 623, 637.
 Süddeutsche Telefon-Apparate-
 Kabel- und Drahtwerke A.-G.
 485.
 Sullivan, H. W. 619, 620, 640.
 Summerschaltung 218, 236.
 Superheterodynempfänger 880.
 Suszeptibilität 69.
 Sutton 1217.
 Swann, W. F. G. 601.
 Swinemünde, Küstenfunkstelle 1055.
 Symbolische Darstellung 49, 86.
 — Rechnung 48.
 Synchronmotore 107.
 Synchronprinzip bei Funkpeilung 959.
 Syphon-Rekorder 153.
 Szeckely, A. 424, 652.
 Szilard, B. 599.
- Tag und Nacht bei Empfang 278.**
 Tageszeit, Einfluß der 277.
 Taktfunken 731.
 Tank, F. 332, 517.
 Tastausgleichschaltung 796.
 Tastdrossel 373, 750, 795, 820, 829, 890.
 Tastdrosseln von Alexanderson 810.
 Tasteinrichtung 713.
 — bei Maschinensendern 828.
 — der Telefunken-Maschinensender
 820.
 Tasteinrichtungen von Alexanderson
 811.
 Tastenlocher 150.
 Tastkapazität 749.
 Tastkreis 749.
 Tastleitung 581, 833, 889, 1040.
 Tastrelais 581, 890.
 — für größere Leistung 582.
 —, Schaltung 582.
 Tastschaltungen für Lichtbogensender
 748.
 Tastung 715.
 — von Löschfunkensendern 734.
 — im Primärkreis 796.
 — der Röhrensender 794.
 — mit Steuerröhre 794.
 — mit Verstimmung 748.
 Taylor, J. B. 514.
 Taylorsche Reihe 34.
 Tear, I. D. 1000, 1001.
 Teilkapazitäten 68, 328.
 Teilnehmeranschlußkabel 140.
 Teilnehmerausgleichschaltung 1013,
 1020.
 Telautographie 164.
 Telefunken 376, 485, 616, 628, 684,
 787, 795, 869, 873, 989, 993, 998,
 1002.
 —, Antennenisolator 414.
 —, Bordpeiler 953, 955.
 —, Drahtfunksystem 1018.
 —, Drehzahlregulierung 249, 593.
 —, Empfangsrelais 580.
- Telefunken, EW-Telephoniergerät 1027.
 —, Hilfszündung 220.
 —, Hochfrequenzmaschine 246, 818.
 —, Löschfunken sender 733.
 —, Löschfunkenstrecke 420.
 —, Maschinensender 246, 818.
 —, Photozelle 1216.
 —, Rahmenpeiler 956.
 —, Rundfunksender 936, 937.
 —, Tastdrosseln 374.
 —, Universalempfänger 873.
 Telefunkenkompaß 959.
 Telegramme, Aufnahme 1036.
 —, besondere 1095.
 Telegraphenalphabet 142.
 Telegraphenapparate 146 ff.
 Telegraphenerdkabel 140.
 Telegraphengeheimnis 1118.
 Telegraphengesetz 1171, 1118.
 Telegraphengleichung 84, 130, 187.
 Telegraphenkonferenz Paris 1089.
 — Prag 1089.
 — Riga 1089.
 Telegraphenleitungen, Störung durch
 861.
 Telegraphenrelais 166, 580.
 Telegraphenkabel 141.
 Telegraphensysteme 146.
 Telegraphentechnisches Reichs-
 amt 276, 693, 894.
 Telegraphenunion 935, 1047,
 1063.
 Telegraphenvertrag, Internationaler
 1118.
 Telegraphierfrequenz 146.
 Telegraphiergeschwindigkeit 144, 884,
 886.
 — für Leitungen 145.
 Telegraphierschaltungen 165.
 Telegraphon 898.
 Telegraphon-Gesellschaft 918.
 Telephone 170, 542.
 —, Ausführungsformen 545.
 — für Brückenmessung 625.
 —, Charakteristik 708.
 —, elektrodynamische für Messungen
 706.
 —, gebräuchliche, Tabelle 546.
 —, Messung der Eigenfrequenz 702.
 — — der Empfindlichkeit 702.
 — — des Wirkungsgrades 707.
 —, Resonanzkurven 708.
 —, Theorie 542.
 Telephone, drahtlose 903.
 Telefoniedrossel 914, 937.
 Telefonieeinrichtungen 910.
 — der Röhrensender 912.
 Telefonieempfang 865.
 Telefoniesender, Charakteristik 908.
 Telefonieverstärker 856.
 Telefoniezusatz 910.
 Teleskopmast 379.
 Teletype, Start-stop 163, 900.
 Tellegen, B. D. H. 460.

- Temperaturabhängigkeit der Ableitung 1202.
 Temperaturkoeffizient der Kapazität 342.
 Temperierte Stimmung 62.
 Tertiärkreissender 714.
 Thermoelektrische Kraft 434.
 — Spannungsreihe 434.
 Thermoelemente 250, **434**, 659.
 —, Ausführungsformen 437.
 —, Eichung 437.
 Thermogalvanometer 606, 660.
 Thermokraft, Koeffizienten der 435.
 Thermokreuz 437, 659.
 —, Eichung 660.
 Thermokreuzbrücke 625, 660, 666.
 Thermophon 547, 553.
 —, Messung mit 705.
 Thermostrom 82, 434.
 Thermovoltmeter 602, 652.
 Thomälen, Lehrbuch 92.
 Thompson, J. J. 331.
 Thomson 606.
 Thomsonkurve 136.
 Thomsonsche Formel 672.
 Thomsonscher Schwingungskreis 79.
 Thorierung von Wolfram 501.
 Thurn, H. **1058**, 1090, 1091, **1092**, 1114, **1119**.
 Ticker 260.
 Tiegerstedt 505.
 Timme, A. 585.
 Tintenschreiber 154, 898.
 Tirril-Schnellregler 129.
 Tönen von Kondensatoren 1202.
 Tönend Senden 728.
 — — mit Röhrendsendern 799.
 Tönender Röhrendsender 782, 799.
 Tolmie, I. R. 461.
 Tondrossel 736.
 Tonfrequenztelegraphie 166.
 Tonfunkensender 731.
 Tonfunkensendung mit rotierender Funkenstrecke 735.
 Tonhöhe 63.
 Tonprüfdetektor 433.
 Tonprüfer 736.
 Tonrad von Goldschmidt 261.
 Tonschreiber 898.
 Tonschwankungen bei Röhrendsendern 801.
 Tonskala 62.
 Toroid 348, 351.
 Tosi 216, 264, 947.
 Tote Windungen 353.
 — Zone 273, 981.
 Touly 992.
 Tourenregulierungen 249, **588**.
 Townsend, J. S. 992.
 Trägerstrom, Drahtfunk 1003.
 Trägerwelle 185, 904.
 —, Modulation 903.
 —, Unterdrückung 906.
 Trägheitsmoment 32, 61.
 Transformatoren 114.
 —, Auto 116.
 —, Belastung 115.
 —, Drehstrom 116.
 —, elektromotorische Kraft 114.
 —, Leerlaufstrom 115.
 —, Spar 116.
 —, Übersetzungsverhältnis 115.
 —, Wirkungsgrad 116.
 — s. a. Übertrager.
 Transradio A.-G. 1059.
 Trapezregel 33.
 Traubenberg s. Rausch von Traubenberg.
 Trautwein, F. 653, 935.
 Trendelenburg, F. 547, 551, 559, 560, 705, 903, 922.
 Tretrad 732.
 Triangulation 20.
 Trichter, geschachtelter 555.
 — für Lautsprecher 553.
 Trichterresonanzen 554.
 Trigonometrie, ebene **16**.
 —, sphärische **20**.
 Trockenelemente 92.
 Trommelpule 957.
 True, H. 402.
 Trüb, Teuber & Co. 600.
 Tschernyschew, A. 597.
 Turner, L. B. 258, 531, 652.
 Typendrucker 899.
 — mit Gleichlauf 899.
 — ohne Gleichlauf 900.
 Übererregung von Synchronmotoren 108.
 Überführungszahlen (Hittorf) 82.
 Übergang von Wasser zu Land 268.
 Übergangswiderstände 1202.
 Überkompoundierung 96.
 Überlagerer 258.
 Überlagerung 185.
 —, mehrfache 566.
 Überlagerungsempfänger 259.
 Überlagerungsempfang 566.
 Überlappen der Wellenzüge 196.
 Überlastung von Synchronmotoren 109.
 Überschlagsspannung 417.
 Überschreien der Verstärkerröhren 557.
 Überseeverkehr 1059.
 Übersetzungsverhältnis von Transformatoren 115.
 Überspannungsschutz 419.
 Überspannungsverhältnis 198, 201.
 Übersprechen 137.
 Übersteuern der Verstärkerröhren 536.
 Übersteuerung 908, 940.
 Überstromverhältnis 201.
 Übertrager, Anschlußklemmen 527.
 —, Eigenfrequenz 526, 527.
 —, Fernsprech- 174.
 — (Gleichungen) 132.
 —, Unterteilung des Wickelraumes 526.

Übertragerverstärker 526.
 — für Hochfrequenz 538.
 Übertragerwicklungen 527.
 Übertragung vom Aufnahmeraum 939.
 — aus Konzertsälen 939.
 — von Musik 1041.
 — von Sprache 1041.
 Übertragungen (Relais-) 168.
 Übertragungsgeschwindigkeit von Bildern 1213.
 Übertragungsleitungen 848, 940, 1041.
 Übertragungsschaltungen 930.
 Übertragungswiderstand gekoppelter Kreise 201, 203, 204.
 Uhrzeiten 1100.
 — der Länder 1198.
 Umdrehungsgeschwindigkeit, Konstanthaltung 585.
 Umformer 110.
 Umlaufspannung 74.
 Umschalter 169.
 Umschlagzeit 167.
 Undulator 153, 857.
 Ungedämpfte Schwingungen 182.
 Ungradzahlige Oberwellen 97.
 Union Internationale de Radiophonie 1056, 1070.
 Unipolarmaschine 780.
 Unterdrückung eines Seitenbandes 906.
 — der Trägerwelle 906.
 Untererregung von Synchronmotoren 108.
 Unterhaltungsrundfunk 935, 1047.
 —, Bekanntmachung über den 1068.
 —, Entwicklung 1065.
 —, Organisation 1065, 1069.
 —, Überwachungsausschuß 1069.
 —, Wellenlängen 1057, 1123.
 Unterspannungswicklung 114.
 Uppenborn, Kalender 92, 125.
 Vakuum (Elektronenröhren) 474.
 Vakuummessung von Elektronenröhren 474.
 Valenzladung 82.
 Vallauri, G. 237, 374, 461, 462, 463, 695, 696, 697, 761.
 V-Antenne 264, 833.
 Variometer 365, 791.
 Vatea (Budapest) 497.
 Vektor, Neigung des elektrischen 267.
 Vektoren 86.
 —, Darstellung durch 102.
 Vektordiagramm 49, 102, 106.
 Vektorpotential 74.
 Vektorrechnung 45.
 Verbindungskabel 140.
 Verbundmaschinen 96.
 Verbundmotore 97.
 Verch, H. 885.
 Verkehrsübersichten 1111, 1119.
 Verkürzungszahl von Antennen 211.
 Verlängerungszahl von Antennen 211.
 Verluste in Antennenisolatoren 400.

Verluste, dielektrische 1015.
 — in eisernen Masten 400.
 — im Erdboden 400.
 — des Telefons 543.
 Verlustmessung, kalorimetrische 667.
 Verlustmessungen 664.
 Verlustwiderstand 182, 353.
 Verlustwinkel 321, 354, 623.
 —, Messung 624, 627, 631.
 Vermittlungsstelle 927, 930.
 Vernam, G. S. 901.
 Verordnung zum Schutze des Funkverkehrs 1072.
 Verschiebung, dielektrische 66.
 Verschiebungsfaktor 88.
 Verschiebungsröhre 67.
 Verschiebungsstrom 84.
 Verschwinden der Richtwirkung 290.
 Verständigungsleitung 925.
 Verständlichkeit 523.
 Verständlichkeitsziffer 940.
 Verstärker 522.
 —, Betriebsspannungen 532.
 —, Anpassung 523.
 — für Leitungen 172.
 —, mechanische 522.
 —, rückgekoppelte 531.
 Verstärkerraum 939.
 —, Rundfunk- 1057.
 Verstärkerröhren s. Elektronenröhren.
 Verstärkerröhrenfabrikation 505.
 Verstärkung 854.
 —, lineare 525.
 Verstärkungsgrad 525.
 Verstärkungskonstante 456.
 Verstimmung, prozentuelle 568.
 Verstimmungswelle 748.
 Verteilung der Trägerfrequenzen, Drahtfunk 1019.
 Vertikaleffekt 293.
 — des Rahmens 952.
 Verzerrte Schwingungen 183.
 Verzerrter Anodenstrom 232.
 Verzerrung, lineare 535.
 —, nichtlineare 536.
 — der Zeichen 135.
 Verzerrungsfaktor 134, 135.
 Verzerrungsfreie Leitung 134.
 Verzerrungsfreiheit 1015.
 Verzögerungsrelais 585.
 Verzweigte Leitungen 127.
 Vibrationen 588.
 Vibrationsgalvanometer 607, 625.
 Vibrationsprinzip bei Drehzahlregulierungen 588.
 Vielfach-Antennensysteme 945.
 Vielfach-Kohlemikrofon 918.
 Vielfachverkehr 1032.
 Vier-Antennenanordnung 843.
 Viererschaltung 1002.
 Villard, P. 600.
 Vogdes, F. B. 457, 459.
 Vogt, H. 919.
 Voltmeter, elektrostatisches 651.

- Voltmeter, Hitzdraht** 601.
 —, Multizellular- 598.
 Volumen 33.
 Vorröhre 915.
 Vorschaltwiderstände 318.
 Vortragsraum 938.
 Vorverstärker 940.
 — von E. Reisz 924.
 Vorwähler 171.
 Vorwärtseinschneiden 20, 22.
 Vos, M. 418, 767.
 Vreeland, F. K. 514.
- Wabenspule** 368.
Wähler (Fernsprech-) 171.
Wagner, K. W. 136, 166, 211, 220, 314, 318, 332, 544, 574, 626, 627, 642, 704, 708, 711, 723, 725, 727, 736, 748, 903, 1002, 1008, 1014.
Wahre Elektrizität 67.
Wahrer Magnetismus 71.
Warburg, E. 71.
Warner, J. C. 488, 1210.
Washington, Funkkonferenz 1092.
Washingtoner Entwurf 1091.
Wasser und Land, Richtungsänderungen der Wellen 286.
Wasserkontroller für Lichtbogensender 752.
Wasserstoffatmosphäre beim Lichtbogen 742.
Watson, G. N. 295.
Watt, Watson 308, 310.
Wattmeterschaltung 101.
Weagant, R. A. 513, 864.
Weagant-Röhren 513.
Weaver, C. F. 370.
Weber, C. H. 501.
 —, H. 505, 512.
Webster, A. G. 554.
Wechsel 97.
Wechselpoltype 103.
Wechselsprechen 903, 926.
Wechselströme, periodische 97.
Wechselstrom 85, 97.
Wechselstromableitung 321.
Wechselstromanschlußgerät 875.
Wechselstrombrücke 625.
 — für Induktivitätsmessungen 632.
Wechselstromgeneratoren 103.
Wechselstrommaschinen für Anodenspannung 782.
Wechselstrommodulation 1001, 1007.
 —, Drahtfunk 1004.
 — beim Fernsprechen 1005.
Wechselstromkapazität 321.
Wechselstrommotore 107.
Wechselstromtelegraphie 166.
Wechselstromton 784.
Wechselstromwiderstand 51.
Wechselverkehr 926.
Wechselwirkung gekoppelter Kreise 202.
Wechselzahl 181.
Wedemeyer 968.
- Wegdifferenz der Wellen** 272.
Wehnelt, A. 253, 504, 505.
Wehneltrohre 253.
Weichart, F. 234, 417, 713, 729, 767, 794, 800.
Weichmann, R. 1000.
Weicker, W. 654.
Weidig 412.
Weill, A. 502.
Weinberger, J. 898.
Weintraub, B. 517.
Weiss, P. 740.
Wellen, elektrische 181.
 —, fortschreitende 186.
 — längs Drähten 187.
 —, stehende 186, 188, 189.
Wellenänderung bei Maschinensendern 829.
Wellenantenne 844.
Wellenanzeiger 250.
Wellenbauch 187.
Wellenbereich von Sendern 719.
 — und Zahl der Sender 907.
Wellenfilter 567.
Wellenform, Einfluß auf Richtungs-schwankungen 290.
Wellengruppenfrequenzen, Messung 668, 674.
Wellenkarten 187.
Wellenkonstanz 716.
Wellenlänge 62, 181, 183, 196.
 —, Einfluß auf atmosphärische Störungen 299.
 — — auf Ausbreitung 276.
 — — auf Richtungsänderung 289.
Wellenlängen, Messung 668.
 — der Schallschwingungen 1198.
 —, Verteilung für Rundfunk 1057.
Wellenlängendifferenz für verschiedene Schwebungstöne 871.
Wellenmesser 614.
 —, dynamometrische 618.
 —, Eichung 674.
 — in Oszillatorschaltung 672.
 — in Resonatorschaltung 673.
Wellenschriftempfänger 153.
Wellensiebe 567.
Wellenspannung 1014.
Wellenstrom 1014.
Wellenverteilung in Königs Wusterhausen 1050.
Wellenweg, Beleuchtungszustand 982.
 — um die Erde 272.
Wellenwiderstand 131, 132, 575, 1014.
Wellenzuggruppen 186.
Weller, R. 671.
Welter 110, 112.
Weltrundfunkverein 1070.
Wendepole 94.
Wendepunkte 30.
Wendt, E. 968.
Wernicke, K. 333.
Wertheimer, A. 318, 627.
Westerland, Empfangsanlage 1055.

- Western Electric Company 488,
 492, 498, 556.
 — — Instrument Company 602, 624.
 Western-Lautsprecher 556.
 Western-Schaltung 177.
 Western-Start-stop 163.
 Western-Strommesser 607.
 Western-Union-Multiplex 162.
 Westinghouse 488.
 Wettermeldungen 1045.
 Wetterdienst 1047, 1114, 1127.
 Weute, E. C. 547.
 Wheatstone-Empfänger 151.
 Wheatstone-Geber 147.
 Wheatstone-Locher 149.
 Wheatstone-Schnelltelegraph 898.
 Wheatstone'sche Brücke 629.
 White, W. C. 513, 521.
 Wicklungsquerschnitt 350.
 Widerstand, äquivalenter 104.
 — von Antennen 399.
 — von Detektoren 429.
 —, innerer Röhren- 230.
 —, negativer 221, 243.
 —, wirksamer 80, 353.
 Widerstände 312.
 Widerstandserhöhung bei Messungen
 633.
 — bei wachsender Frequenz 356.
 Widerstandskapazität 312, 624.
 Widerstandskopplung 917.
 —, Messung 647.
 Widerstandsnormale 90, 317.
 Widerstandsoperator 79, 86.
 Widerstandsvergrößerung gekoppelter
 Kreise 203.
 Widerstandsverstärker 529, 537, 856.
 Widerstandswert der Kapazität bei ver-
 schiedenen Wellenlängen 536.
 Wiedenhoff, S. 699.
 Wien, M. 337, 420, 562, 627, 632, 667,
 671.
 Wiensche Löschfunkenstrecke 218.
 Wiescher Sender 731.
 — Tonfunkensender 729.
 Wiesent 622.
 Wilkerson, D. C. 488.
 Wilson, H. A. 440.
 —, L. T. 602, 607.
 —, W. 507.
 Windbelastung von Antennen 415.
 Winddruck 385.
 Windungen, tote 353.
 Windungsfläche 348.
 Winkelfunktionen 16.
 Winkelmaß 133, 575.
 —, Tafel 15.
 Wirbelströme 314, 353, 354.
 Wirbelstrombremse 787.
 Wirbelstromgalvanometer 606.
 Wirkableitung 1015.
 Wirksame Fläche der Antennen 395.
 — Höhe 190, 212, 395.
 — Selbstinduktion 81.
 Wirksamer Widerstand 80, 353.
 Wirkungsgrad von Antennen 209, 214,
 401.
 — von Elektronenröhren 242, 243.
 — von Maschinensendern 831.
 — von Sendern 715.
 — von Telephonen 544, 707.
 Wirkwiderstand 51, 86, 88, 182, 353,
 361, 623.
 — von Antennen 214.
 — von Leitungen 1015.
 —, Messung 631.
 Wirtschaftlichkeitsberechnung von
 Sendeanlagen 389.
 Wirtschaftsrundfunk 935, 1061.
 Wirtschaftsrundfunkdienst 1047.
 Wirtschaftsrundspruchempfänger 874.
 Wirtz, K. 181, 195; s. auch Rein-
 Wirtz.
 Witterung, Einfluß auf Antennenwider-
 stand 265.
 Woelk, J. 585.
 Wolfers, F. 507.
 Wolffs Telegraphisches Büro 935,
 1047, 1063.
 Wolframdrähte, Durchmesser 442 bis
 448.
 —, Heizstrom 442—448.
 —, Herstellung 501.
 —, Klemmenspannung 442—448.
 —, Lebensdauer 448.
 —, Wärmeableitung durch die Zu-
 führungen 442—448.
 Wollin, E. 145.
 Worthing A.G. 442, 444.
 Würschmidt, J. 625.
 Wratzke, A. 885, 898, 1029.
 Wulfsches Elektrometer 601.
 Wwedensky, B. 259, 625.
 Yater, I. F. 512.
Zahlen, verschiedene 1197.
 Zahlenwerte von Schwingungskreisen,
 Tabelle 1160.
 —, wichtige mathematische 15.
 Z.-B.-Gehäuse 176.
 Zehlendorf, Hauptfunkempfangsstelle
 1051.
 Zeichenformen 887.
 Zeichenverzerrung 135, 886, 888.
 Zeiß, Carl, Jena 609, 963.
 Zeitbestimmung aus Höhenmessung
 24.
 Zeiteinheit 60.
 Zeitkonstante 80, 332, 354, 373.
 — von Widerständen 314.
 Zeitrelais 585.
 Zeitzeichen 1117.
 Zeitzeichendienst 1116, 1133.
 Zeitzeichengabe 1047.
 Zeleny, A. 629.
 Zenneck, J. 185, 371, 374, 710, 711,
 728, 904.

- Zenneck, J., Lehrbuch 279, 326, 344, 417, 420, 422, 670.
 —, J., Schwingungen 181.
 Zenneck-Rukop, Lehrbuch 447, 475, 518, 675, 677, 894, 901, 903, 912, 927, 942.
 Zentralkräfte 61.
 Zickner, G. 234, 238, **326**, 332, 339, 341, 343, **344**, 579, 612, 613, **623**, 626, 628, 641, 711, **1202**.
 Zickzackwicklung 809.
 Ziegler, E. 767.
 Ziehen bei Röhrensensern 774.
 Zieherscheinungen 201.
 Zielfahrt 967.
 Zölllich, H. 608, 610.
 Zone, tote 273.
 Zündelektrode 750.
 Zündspannung eines Lichtbogensenders 737.
 Zugfunk **932**.
 Zugfunkdienst 1109, 1047.
 Zugtelephonie **932**.
 — A.-G. 1047.
 Zugverkehrsleitungen 932.
 Zugvermittlungsstelle 932, 934.
 Zuleitungen, Einfluß der 370.
 Zuleitungsdraht zur Antenne 394.
- Zusammensprechen von Leitungen 1017.
 Zusatzmaschine 92.
 Zweigehäuseumformer 110.
 Zweileiterkabel (Kapazität) 331.
 Zweileitersystem 92.
 —, Kapazität eines 328.
 Zweiplattenkondensator 330.
 Zweiröhrenschtaltung (Leistungsverstärker) 172.
 Zweiseitige Antennensysteme 942.
 Zweiwattmeterschtaltung 101.
 Zweiwegeschaltung 564.
 Zweiwellenbetrieb, Drahtfunk 1012.
 Zweiwellige Funkensender 731.
 — Systeme 724, 800.
 Zwietusch & Co., Berlin 546.
 Zwischenfrequenzempfänger 880.
 Zwischenkreis 722, 774, 792, 818.
 — bei Lichtbogensensern 748.
 Zwischenkreisschtaltung 733, 797.
 Zwischenkreissender 714.
 Zwischenmedium, Einfluß auf Übertragung der Wellen 273.
 Zwischentransformator (Verstärker) 526.
 Zwischenübertrager, abgestimmte 539.
 Zylinderfunktionen 44.
 Zylinderkondensator 330, 336.
 — nach Gerdien 343.

Drahtlose Telegraphie und Telephonie. Ein Leitfaden für Ingenieure und Studierende. Von **L. B. Turner**. Ins Deutsche übersetzt von Dipl.-Ing. **W. Glitsch** in Darmstadt. Mit 143 Textabbildungen. IX, 220 Seiten. 1925. Gebunden RM 10.50

Der Poulsen-Lichtbogengenerator. Von **C. F. Elwell**. Ins Deutsche übertragen von Dr. **A. Semm** und Dr. **F. Gerth**. Mit 149 Textabbildungen. X, 180 Seiten. 1926. RM 12.—; gebunden RM 13.50

Die Grundlagen der Hochvakuumtechnik. Von Dr. **Saul Dushman**. Deutsch von Dr. phil. **R. G. Berthold** und Dipl.-Ing. **E. Reimann**. Mit 110 Abbildungen im Text und 52 Tabellen. XII, 298 Seiten. 1926. Gebunden RM 22.50

Die Grundlagen der Hochfrequenztechnik. Eine Einführung in die Theorie von Dr.-Ing. **Franz Ollendorff** in Charlottenburg. Mit 379 Abbildungen im Text und 3 Tafeln. XVI, 640 Seiten. 1926. Gebunden RM 36.—

Hochfrequenzmeßtechnik. Ihre wissenschaftlichen und praktischen Grundlagen. Von Dr.-Ing. **August Hund**, beratender Ingenieur. Zweite, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit etwa 180 Textabbildungen. Erscheint im Mai 1927.

Aussendung und Empfang elektrischer Wellen. Von Professor Dr.-Ing. und Dr.-Ing. e. h. **Reinhold Rüdenberg**. Mit 46 Textabbildungen. VI, 68 Seiten. 1926. RM 3.90

Die Vakuum-Röhren und ihre Schaltungen für den Radio-Amateur. Von **J. Scott-Taggart**. Deutsche Bearbeitung von Dr. **Siegmund Loewe** und Dr. **Eugen Nesper**. Mit 136 Textabbildungen. VIII, 180 Seiten. 1925. Gebunden RM 13.50

Die wissenschaftlichen Grundlagen des Rundfunkempfangs. Unter Mitwirkung mehrerer Mitarbeiter veranstaltet durch das Außeninstitut der Technischen Hochschule zu Berlin, den Elektrotechnischen Verein und die Heinrich-Hertz-Gesellschaft zur Förderung des Funkwesens. Herausgegeben von Professor Dr.-Ing. e. h. Dr. **K. W. Wagner**, Mitglied der Preußischen Akademie der Wissenschaften, Präsident des Telegraphentechnischen Reichsamts. Mit 203 Textabbildungen. Erscheint im Frühjahr 1927.

Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. Von Dr.-Ing. **H. Rein.** Nach dem Tode des Verfassers herausgegeben von Professor Dr. **K. Wirtz** in Darmstadt. Zweite Auflage In Vorbereitung

Radiotelegraphisches Praktikum. Von Dr.-Ing. **H. Rein.** Dritte, umgearbeitete und vermehrte Auflage. Von Professor Dr. **K. Wirtz** in Darmstadt. Mit 432 Textabbildungen und 7 Tafeln. XVIII, 559 Seiten. 1921. Berichtigter Neudruck. 1922. Gebunden RM 20.—

Radio-Schnelltelegraphie. Von Dr. **Eugen Nesper.** Mit 108 Textabbildungen. XII, 120 Seiten. 1922. RM 4.50

Der Radio-Amateur (Radio-Telephonie). Ein Lehr- und Hilfsbuch für die Radio-Amateure aller Länder. Von Dr. **Eugen Nesper.** Sechste, bedeutend vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 955 Textabbildungen. XXVIII, 858 Seiten. 1925. Gebunden RM 18.—

Bildrundfunk. Von Professor Dr. **A. Korn** in Berlin und Dr. **E. Nesper.** Mit 65 Textabbildungen. IV, 102 Seiten. 1926. RM 5.40

Grundversuche mit Detektor und Röhre. Von Dr. **Adolf Semiller,** Studienrat am Askanischen Gymnasium und Realgymnasium zu Berlin. Mit 28 Textabbildungen. IX, 39 Seiten. 1925. RM 2.10

Englisch-Deutsches und Deutsch-Englisches Wörterbuch der Elektrischen Nachrichtentechnik. Von **O. Sattelberg,** im Telegraphentechnischen Reichsamte Berlin.

Erster Teil: Englisch-Deutsch. 292 Seiten. 1925.

Gebunden RM 11.—

Zweiter Teil: Deutsch-Englisch. VIII, 320 Seiten. 1926.

Gebunden RM 12.—