

Verstärkermeßtechnik

Instrumente und Methoden

Von

Manfred von Ardenne

Unter Mitarbeit von
Wolfgang Stoff und Fritz Gabriel

Mit einem Geleitwort von
Professor Dr. M. Pirani

Mit 246 Textabbildungen



Berlin

Verlag von Julius Springer

1929

ISBN-13: 978-3-642-98882-0 e-ISBN-13: 978-3-642-99697-9
DOI: 10.1007/978-3-642-99697-9

Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung
in fremde Sprachen, vorbehalten.
Copyright 1929 by Julius Springer in Berlin.
Softcover reprint of the hardcover 1st edition 1929

Geleitwort.

Etwa im Jahre 1915 setzte eine schnelle Entwicklung der drahtlosen Telegraphie und mit ihr der Technik der Empfangsverstärkung ein.

Mit der Vervollkommnung der Apparate mußte die Ausbildung von Meßmethoden Hand in Hand gehen, mittels deren es möglich war, die erzielten Ergebnisse zu beschreiben und festzuhalten. Zur Beurteilung und zum Vergleich der einzelnen Teile und der zusammengebauten Empfänger mußten neue Verfahren ausgearbeitet werden, deren Prinzipien sich zwar alle in der physikalischen Wissenschaft vorfinden, deren Anpassung an die praktischen Bedürfnisse jedoch in oft mühsamer Arbeit vorgenommen werden mußte.

Die Entwicklung wurde wesentlich dadurch beschleunigt, daß eine enge Zusammenarbeit zwischen den Herstellern der Apparate und den Abnehmern, im vorliegenden Fall meist Reichsbehörden, stattfand. Es war dies eine besonders fruchtbare Kombination, weil den Behörden alle Systeme zur Verfügung standen und sie daher in ihren Laboratorien am besten in der Lage waren, Vergleiche über den jeweiligen Stand der Technik anzustellen, und aus den vorhandenen Konstruktionen die für den gewünschten Endzweck günstigsten auszusuchen.

Aus dem Umstande, daß der Unterzeichnete in jener Zeit in einer Reichsbehörde tätig war und daß er die Aufgabe hatte, solche Vergleiche durchzuführen, sind einige nach 1918 erfolgte Veröffentlichungen entstanden, die, weil sie zu den ersten zusammenfassenden Arbeiten auf dem Gebiet der Verstärkermeßtechnik gehören, in die Literatur übergegangen sind. Seit der Zeit, in welcher jene Arbeiten veröffentlicht wurden, ist die Technik stetig fortgeschritten und schon längst ist in Wissenschaft und Praxis das Bedürfnis nach einer die in der Zeitschriftenliteratur zerstreuten Resultate zusammenfassenden Darstellung wach geworden.

Das vorliegende Büchlein von Manfred von Ardenne scheint mir die seit Jahren bestehende Lücke in der Literatur in glücklicher Weise auszufüllen; seine Lektüre kann denjenigen, die Apparate mit Elektronenröhren im technischen Betriebe herstellen, ebenso wie denjenigen, welche die Elektronenröhren als Meßinstrument im Laboratorium anwenden wollen, in gleicher Weise empfohlen werden.

Berlin, im Dezember 1928.

M. Pirani.

Vorwort.

Die Wege, die die meisten technischen Entwicklungen genommen haben, zeigen fast immer ein gemeinsames Merkmal. Sie sind nur selten gerade und verlaufen in der Regel als Schlangenlinien zwischen zwei Grenzen, zwischen Theorie und Praxis. Besonders der Entwicklungsgang der Elektronenröhrenverstärker weist solche charakteristischen Pendelungen auf. Als Folge theoretischer Überlegungen entstand das erste Kathodenstrahlrelais von Lieben, wurde von Meißner das Rückkopplungsprinzip bei Elektronenröhrenverstärkern eingeführt und durch theoretische Überlegungen wurden die meisten grundlegenden Erfindungen der ersten Entwicklungsperiode angeregt. Dieser Schöpfungsperiode folgte während des Weltkrieges eine zweite, in der von der Praxis die vielen neuen Möglichkeiten erfaßt und verwertet wurden. In der folgenden Entwicklungszeit entstand dann die Verstärkertheorie, die die Praxis die richtige Dimensionierung lehrte. Den Gesichtspunkten der Theorie folgend, die in der Zwischenzeit ständig erweitert wurde, sind eine große Anzahl von Verbesserungen entstanden, die heute in der Praxis Anwendung finden.

Über die Verstärkertheorie selbst sind eine Reihe vorzüglicher Lehrbücher entstanden. Verhältnismäßig wenig zusammenfassende Veröffentlichungen findet man dagegen über die Praxis der Verstärker oder besser gesagt über die verfeinerte Praxis, die in Messungen ihren Ausdruck findet. Gerade in der letzten Zeit scheint für Weiterentwicklung der Verstärker wieder die Praxis, d. h. die Meßtechnik, einen größeren Einfluß zu gewinnen. Auf verschiedenen Gebieten ist die theoretische Entwicklung bis zu einer gewissen Grenze gelangt, über die schwer hinauszukommen ist, weil die verschiedenen zu Grunde liegenden Faktoren und ihre Zusammenhänge und Wirkungen unübersehbar werden. Hier greift die Meßtechnik ein, indem sie selbsttätig alle Faktoren und alle komplizierten Zusammenhänge berücksichtigt und ein wertvolles Ergebnis in Gestalt von Kurven oder Tabellen liefert.

In den letzten Jahren hat im Sinne der gekennzeichneten Entwicklung die Meßtechnik der Verstärker einen außerordentlichen Aufschwung genommen und besonders in Deutschland, in den Vereinigten Staaten und in England zeugen zahlreiche Veröffentlichungen von diesem Aufschwung.

In den vielen Veröffentlichungen über dieses Thema fanden sich zahlreiche wertvolle Vorschläge und Ideen verstreut, so daß der Ver-

fasser der Versuchung nicht widerstehen konnte, das gefundene Material kritisch zusammenzufassen und mit dem vorliegenden Büchlein die bereits auf diesem Gebiete durchgeführten Arbeiten auch denjenigen leicht zugänglich zu machen, die aus Mangel an Zeit oder Gelegenheit nicht in der Lage sind, die in der Literatur verstreuten Originalarbeiten zu lesen.

Bei der Herstellung von Empfängern und Verstärkern macht sich neuerdings mehr und mehr das Bedürfnis nach einer Kontrolle der Erzeugnisse durch exakte Meßeinrichtungen geltend. Bei den führenden Firmen werden schon heute geeignete Meßeinrichtungen an vielen Stellen des Fabrikationsganges eingesetzt. Im Gegensatz zu den ersten Jahren der Verstärkertechnik hat daher die Meßtechnik nicht nur für den mit der Entwicklung betrauten und meßtechnisch weit vorgebildeten Laboratoriumsingenieur, sondern auch für den Betriebsingenieur große Bedeutung. Mit Rücksicht auf die angedeuteten Verhältnisse, die sich mit der weiteren Entwicklung sicher noch deutlicher ausprägen werden, hat sich der Verfasser bemüht, die theoretischen Betrachtungen auf ein Mindestmaß zu beschränken und die praktischen Ausführungen und Eigenschaften der einzelnen Meßeinrichtungen und Geräte in den Vordergrund zu stellen.

Berlin-Lichterfelde-Ost,
im Dezember 1928.

Manfred von Ardenne.

Inhaltsverzeichnis.

	Seite
I. Instrumente und Geräte für Verstärkungsmessungen	1
A. Geräte zur Erzeugung schwacher Wechselströme oder Wechselspannungen	2
1. Tonfrequenzgeneratoren	3
a) mit mechanischer, elektrisch unterhaltener Erregung	5
b) mit selbsterregenden Röhrenschaltungen	12
c) mit Hochfrequenzüberlagerung und Gleichrichtung	17
2. Hochfrequenzgeneratoren	27
a) ohne Modulation	28
b) mit Modulation durch Tonfrequenzgeneratoren	32
c) mit Modulation durch Überlagerung	37
B. Geräte zum Regeln schwacher Wechselströme oder Wechselspannungen	37
1. Widerstandsanordnungen und Potentiometer	38
2. Kapazitive Spannungsteiler	43
3. Induktive Spannungsteiler und Kopplungen	43
4. Abgestimmte Kreise	47
C. Instrumente und Geräte für die Messung von schwachen Wechselströmen und Wechselspannungen	47
1. Thermoelemente und Galvanometer	48
2. Elektrometer und Röhrenvoltmeter	52
a) Elektrometer	52
b) Detektorkreis mit Galvanometer	55
c) Röhrenvoltmeter	56
3. Oszillographen	81
a) Schleifenzoszillographen	81
b) Kathodenstrahlzoszillographen	83
II. Methoden zu Verstärkungsmessungen	94
A. Definition des Verstärkungsgrades	94
B. Messungen im Niederfrequenzgebiet	100
1. Aufgaben der Messungen	100
2. Untersuchung von Transformatoren	103
3. Untersuchung von Niederfrequenzverstärkern	108
C. Messungen im Hochfrequenzgebiet	127
1. Aufgaben der Messungen	127
2. Untersuchung von Hochfrequenzverstärkern	129
3. Untersuchung von Empfängern	140
4. Messung der Rückkopplungswirkung	150

	Seite
D. Untersuchungen verwandter Art	152
1. Messung von Empfangsfeldstärken	152
2. Messung von Dämpfungsdekrementen	162
3. Messung von Gleichrichtereffekten	169
4. Messung von Modulationsgraden	175
5. Ermittlung von Oberschwingungen	177
6. Messung kleiner Kapazitäten	180
7. Messung von Gitterströmen	190
8. Messung des Verzerrungsgrades von Lautsprechern	193
III. Fehlerquellen bei Verstärkungsmessungen und ihre Vermeidung	198
1. Allgemeine Fehlerquellen	198
2. Abschirmung elektrischer und magnetischer Felder	203
Chronologisches Literaturverzeichnis	230
Alphabetisches Literaturverzeichnis	233

Druckfehlerberichtigung.

- S. 15, Zeile 7 von unten: Anodengleichstrom I_a statt Anodenheizstrom E ,
 S. 44, Anmerkung 1: S. 140 statt S. 151,
 S. 46, Zeile 16 von oben: Fernrohren statt Fernröhren,
 S. 54 unten sind die drei letzten, S. 55 oben die erste Zeile zu streichen,
 S. 137, Abbildung 135 ist mit Abbildung 200, S. 201, zu vertauschen,
 S. 189, Zeile 13 von oben: E. Klotz statt W. Runge.

I. Instrumente und Geräte für Verstärkungsmessungen.

Die Behandlung eines auf technischem Gebiete liegenden Themas gliedert sich stets von selbst nach dem Grundsatz, daß es Sinn und Inhalt aller Technik ist, vorliegende Bedürfnisse durch nach einem wohlüberlegten Plane geschaffene Mittel möglichst vollständig zu befriedigen. Wenn hier eine Darlegung der Möglichkeiten gegeben werden soll, wie auf einem technischen Spezialgebiet — der Fernmeldetechnik — Verstärker durch Messungen auf ihre Leistungsfähigkeit hin zu untersuchen sind, so ergibt sich hier ganz von selbst eine Gliederung in die Abschnitte: Meßmethoden, das sind Überlegung und Planung des Vorgehens, Meßgeräte, das sind die Mittel, die bei der Ausführung der Meßmethoden gebraucht werden, und Meßfehler, unter denen die Unvollkommenheiten zu erörtern sind, die den Methoden und Geräten anhaften.

Es liegt hiernach nahe, die Geräte als Hilfsmittel zur Verwirklichung der Methoden anzusehen und daher erst im Anschluß an die Methoden zu besprechen. Bei den Meßgeräten für Verstärkungsmessungen liegen die Verhältnisse indessen so, daß die meisten Geräte und Anordnungen bei verschiedenen Methoden wiederkehren, die sich im großen und ganzen nur durch die Schaltung und Verwendungsart der Geräte unterscheiden. Aus diesem Grunde dürfte es angebracht sein, die Geräte zu Verstärkungsmessungen vor den Methoden der Verstärkungsmessungen zu behandeln.

Auf dem Gebiet der Fernmeldetechnik oder in anderen verwandten Gebieten der Elektrotechnik erweisen sich Verstärker immer dann als erforderlich, wenn ein Strom oder eine Spannung so klein sind, daß sie nicht unmittelbar gemessen oder zur unmittelbaren Betätigung irgendeiner bestimmten Nutzeinrichtung verwendet werden können. Dabei handelt es sich in einer verschwindend geringen Zahl von Fällen um reine Gleichströme oder Gleichspannungen; die Verstärkung von diesen spielt nur bei den photoelektrischen Zellen, bei Ionisierungskammern und bei bestimmten Typen der Röhrenvoltmeter eine Rolle. Die Aufgabe, Wechselströme oder Wechselspannungen zu verstärken, überwiegt bei weitem, namentlich auch, wenn man schnell veränderliche Gleichströme bzw. Gleichspannungen als aus der Über-

lagerung von Gleichstrom- und Wechselstromvorgängen hervorgehend ansieht. Somit sind die Verstärker für Wechselströme und Wechselspannungen hier in allererster Linie zu berücksichtigen.

A. Geräte zur Erzeugung schwacher Wechselströme oder Wechselspannungen.

Verstärker für Wechselströme finden heute in besonders großem Umfange in der Technik der Sprachübertragung und in der Funktechnik Verwendung. Die Anwendung von Verstärkern in der Technik der Sprachübertragung umfaßt den ganzen Frequenzbereich des menschlichen Gehörs. Dieser Frequenzbereich kommt auch bei den Verstärkern der Funktechnik in Betracht, außerdem aber, sofern es sich um Hochfrequenzverstärker oder um Empfänger handelt, auch das Hochfrequenzspektrum von etwa 20000 bis zu ungefähr 20000000 Hertz. Somit stehen, wenn man den Bereich der Sprachübertragung und der Hochfrequenztechnik zusammennimmt, in diesen Wechselströme eines sich von 20 bis zu 20000000 Hertz erstreckenden Frequenzbereiches zur Verfügung.

Da die Aufgabe eines Verstärkers darin besteht, aus einem vorliegenden kleinen Strom- oder Spannungswert größere Strom- oder Spannungswerte zu schaffen, und da unter der Verstärkungszahl das Verhältnis des durch die Verstärkung erreichten zu dem ursprünglich gegebenen Wert verstanden wird, so erfordert die Untersuchung eines Verstärkers offenbar, daß einerseits an der Ausgangs- und andererseits an der Eingangsseite des Verstärkers Strom- oder Spannungsmessungen vorgenommen und die Quotienten der erhaltenen Werte gebildet werden. Die einem Verstärker eingangsseitig zugeführten Ströme oder Spannungen können bei der Messung gewöhnlich innerhalb gewisser Grenzen liegen; sie sind nur äußerst selten an sich bestimmt (Verstärkerrelais). Deshalb können die vorstehenden Messungen und Ausrechnungen für verschiedene Amplitudenwerte durchgeführt werden; Messungen mit verschiedenen Amplituden zeigen dann, ob der Verstärker die erwünschte Amplitudenunabhängigkeit (oder -abhängigkeit) aufweist. Ebenso ist die Frequenz der einem Verstärker zugeführten Ströme oder Spannungen nur selten gegeben (Niederfrequenzverstärker für Telegraphiezwecke); in der Mehrzahl aller Fälle kann sich die Frequenz im Hörbereich oder einem bestimmten Bereich hochfrequenter Schwingungen ändern. Deshalb müssen die angegebenen Messungen und Ausrechnungen außer für bestimmte Amplitudenwerte auch für eine Reihe verschiedener Frequenzen in den jeweils gegebenen Bereichen ausgeführt werden; man findet so, ob der Verstärker in hinreichendem Maße frequenzunabhängig (oder -abhängig) ist.

Es stehen, wie oben erwähnt, in der Sprachübertragung und in der Funktechnik Wechselströme und Wechselspannungen aller in Frage kommenden Amplituden und Frequenzen zur Verfügung, aber eine einzelne bestimmte Amplitude oder Frequenz nur zu bestimmter Zeit oder für beschränkte Zeitdauer. Hieraus folgt die Unmöglichkeit, die in der Sprachübertragung und Radiotechnik gegebenen Wechselströme bei Verstärkungsmessungen zu benutzen, und damit die Notwendigkeit, die erforderlichen Ströme und Spannungen nach Amplituden und Frequenzen im Laboratorium mit Hilfe besonderer Einrichtungen herzustellen. Die zu diesem Zweck dienenden Wechselstromgeneratoren sollen unter den Geräten für Verstärkungsmessungen an erster Stelle beschrieben werden, weil sie bei diesen Messungen in jedem Falle, unabhängig von der zur Anwendung gelangenden Meßmethode, vorhanden sein müssen.

Die Tatsache, daß bei Verstärkungsmessungen Frequenzen im Verhältnis 1 : 1000000 in Betracht kommen, erschwert es einen Generator herzustellen, der in gleicher Weise imstande wäre, Ströme oder Spannungen ganz tiefer und andererseits sehr hoher Frequenzen zu liefern. Man kann von jedem einzelnen Generator meist nur Frequenzen eines bestimmten Teilbereiches der gesamten in Frage kommenden Frequenzskala erhalten. Hier empfiehlt es sich zwischen Tonfrequenzgeneratoren mit einem Frequenzbereich 20—20000 Hertz und Hochfrequenzgeneratoren mit einem Frequenzbereich 20000—20000000 Hertz zu unterscheiden. Von diesen sollen zunächst die Tonfrequenzgeneratoren besprochen werden, deren Frequenzbereich nach dem Vorstehenden mit den Grenzen des menschlichen Gehörs zusammenfällt.

1. Tonfrequenzgeneratoren.

Aus den Aufgaben, denen die Tonfrequenzgeneratoren bei Verstärkungsmessungen dienen, ergeben sich bestimmte Anforderungen bezüglich Regelbarkeit und Konstanz von Frequenz und Amplitude. In den einzelnen bisher bekanntgewordenen Ausführungsformen von Tonfrequenzgeneratoren sind jene Anforderungen auf verschiedene Weise erfüllt. Jeder Ausführungsform haften in irgendeiner Beziehung besondere Vorteile und in anderer Richtung besondere Mängel an. Diese Vorteile und Mängel sind daher eingehend zu erörtern, weil sie für die Wahl der im gegebenen Fall anzuwendenden Ausführungsform maßgebend sind.

Wie schon oben erwähnt, muß man an einen Tonfrequenzgenerator die Forderung stellen, daß es mit ihm möglich ist, alle Frequenzen im Bereich von etwa 20—20000 Hertz einzustellen. Die Genauigkeit, mit der die betreffende Frequenz einzustellen ist, läßt sich aus der Fähigkeit des menschlichen Ohres ableiten, kleine Frequenzinter-

valle noch zu unterscheiden. Aus bekannten akustischen Beziehungen ergibt sich, daß ein halber Ton einer Frequenzerhöhung um das $2^{\frac{1}{12}}$ -fache entspricht. Das zugehörige Tonintervall hat daher eine Frequenzdifferenz (bezogen auf eine Frequenz f): $f \cdot (2^{\frac{1}{12}} - 1) = f \cdot 0,0595 \approx f \cdot 0,06$. Man kann etwa annehmen, daß der sechste Teil dieses einem halben Ton entsprechenden Frequenzunterschiedes selbst für ein empfindliches und gut geschultes Ohr nicht mehr wahrzunehmen ist. Demnach sind Frequenzabweichungen von $f \cdot 0,01$, d. h. Abweichungen von 1%, als zulässig anzusehen. Bei einer Frequenz von 50 Hertz wäre also eine Abweichung von 0,5 Hertz, und bei einer Frequenz von 5000 Hertz eine Abweichung von 50 Hertz zulässig.

Berücksichtigt man jedoch, daß bei der Einstellung eines Tones dieser fast immer nach der Schwebungsmethode mit dem betreffenden Normalton verglichen wird, so wäre es an sich richtiger, eine Abweichung von soundso viel Schwebungen für alle Töne zuzulassen. Dies hat jedoch den Nachteil, daß für die tiefen Töne die Einstellungsgenauigkeit außerordentlich gering, für die hohen Töne dagegen viel größer ist als praktisch erforderlich sein würde. Es wird sich daher empfehlen, bei der oben angegebenen Genauigkeit von 1% der eingestellten Frequenz zu bleiben. Anders liegen dagegen die Verhältnisse bei Hochfrequenz, wo der zuletzt skizzierte Weg vorteilhafter erscheint.

Während sich die Anforderungen hinsichtlich der Frequenzgenauigkeit aus der Fähigkeit des Ohres ergeben, kleine Tonänderungen noch zu unterscheiden, ist die Genauigkeit, mit der sich die Amplituden der vom Tonfrequenzgenerator gelieferten Wechselspannung einstellen lassen, von der Ablesegenauigkeit der betreffenden Meßinstrumente abhängig. Wie weiter unten gezeigt wird, kommen hier als Meßinstrumente hauptsächlich Elektrometer oder Röhrenvoltmeter in Betracht. Da bei diesen in den meisten Fällen die Ablesung mit Hilfe einer Eichkurve geschieht, kann man hier eine mittlere Ablesegenauigkeit bezogen auf die jeweilig eingestellte Spannung angeben. Beispielsweise beträgt bei einem Einfadenelektrometer je nach Fadendicke diese Ablesegenauigkeit etwa 1—2% der Wechselspannung; bei empfindlichen Röhrenvoltmetern kann man noch mit einer Genauigkeit von etwa $\frac{1}{2}$ % rechnen.

Zum Schluß ist noch zu untersuchen, ob sich mit dem Tonfrequenzgenerator alle bei den verschiedenartigsten Verstärkungsmessungen vorkommenden Spannungswerte herstellen lassen. Um die Größe der zu liefernden Wechselspannung zu ermitteln, geht man am besten von der letzten Röhre des zu messenden Verstärkers aus. Für gewöhnlich, wenn nur der Verstärkungsgrad ohne Berücksichtigung der Verzerrungen gemessen werden soll, muß die zugeführte Spannung

so gewählt werden, daß die letzte Röhre nicht übersteuert wird. Für die heute handelsüblichen Endverstärkerröhren kann man z. B. annehmen, daß ihnen bis zu 20 Volt (Scheitelwert) zugeführt werden dürfen, ohne daß eine Übersteuerung eintritt. Für die Untersuchung einer solchen Stufe für sich allein müßte also der Tonfrequenzgenerator Spannungen mindestens bis zu dieser Größe liefern können. Bei vielstufigen Verstärkern sinkt die erforderliche Eingangsspannung mit der Anzahl der Verstärkerstufen. Beispielsweise ergibt sich bei einer 10 000fachen Verstärkung (ein Wert, der aus anderen Gründen in der Praxis nur selten überschritten wird) und unter der Annahme, daß die Endstufe nur eine Scheitelspannung von 0,4 Volt verzerrungsfrei aussteuern kann, eine erforderliche Eingangsspannung von 0,04 Millivolt als untere Amplitudengrenze für die Praxis. Wie weiter unten gezeigt werden wird, ergeben sich analoge Anforderungen bezüglich der Einstellung der Amplituden auch für Hochfrequenzgeneratoren.

a) Tonfrequenzgeneratoren mit mechanischer, elektrisch unterhaltener Erregung,

Unter den hierhergehörenden Generatoren ist hauptsächlich zwischen den Ausführungen, bei denen durch einen schwingenden Teil beispielsweise eine Metallzunge mechanische Schwingungen erzeugt und hierdurch in einem Stromkreis Änderungen der elektrischen Verhältnisse verursacht werden, und zwischen Anordnungen, bei denen die Schwingungen auf rein maschinellen Wege erzeugt werden, zu unterscheiden. Eine einfache Anordnung der ersteren Art stellt der Stimmgabelmeßsummer von Siemens & Halske dar. Mit diesem Meßsummer lassen sich allerdings nur vier bestimmte Frequenzen, und zwar die Frequenzen $f = 480, 800, 1000$ und 1750 Hertz einstellen. Der Meßsummer besteht aus vier einzelnen Kästen, die auf einer gemeinsamen Grundplatte nebeneinander angeordnet sind. Wie

die Abb. 1¹ zeigt, besitzt jeder Kasten eine Stimmgabel Stg , deren Zinken je einem Elektromagneten Mg und Ma gegenüberstehen. Sobald die Stimmgabel durch den Einschaltstromstoß, der durch Ma fließt, in Schwingung

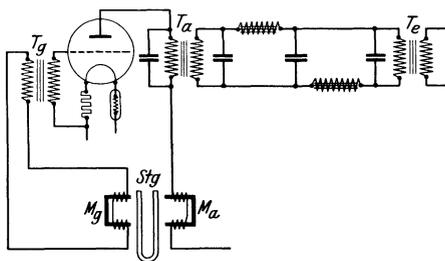


Abb. 1. Stimmgabelmeßsummer von S. & H.

Wie die Abb. 1¹ zeigt, besitzt jeder Kasten eine Stimmgabel Stg , deren Zinken je einem Elektromagneten Mg und Ma gegenüberstehen. Sobald die Stimmgabel durch den Einschaltstromstoß, der durch Ma fließt, in Schwingung

¹ Zu den Abbildungen ist noch allgemein zu erwähnen, daß der Übersichtlichkeit halber bei allen Abbildungen des Buches die gleichen Symbole benutzt wurden. Während über die meisten der vorkommenden Zeichen nichts weiter zu sagen ist, da diese heute allgemein angewendet werden, bestehen nur bei der

versetzt worden ist, werden in Mg Wechselströme von einer Frequenz hervorgerufen, die der Eigenfrequenz der Stimmgabel entspricht. Diese Wechselströme steuern über den Gittertransformator Tg das Gitter der Röhre R und rufen im Anodenkreis entsprechende verstärkte Wechselströme hervor, die durch die Wicklung Ma fließen und so die mechanische Schwingung der Stimmgabel erhalten. Außerdem liegt im Anodenkreis ein primär- und sekundärseitig abgestimmter Ausgangstransformator, an den sich eine aus mehreren Drosseln und Kondensatoren zusammengesetzte Siebkette anschließt. Hinter diese Siebkette, die zur Ausseibung etwa auftretender Oberschwingungen dient, wird der Endtransformator Te geschaltet, dem dann die zu Meßzwecken dienenden Wechselströme entnommen werden können. Die in dieser Anordnung auftretenden Oberschwingungen dürften zum Teil auf die einseitige Vorspannung der Stimmgabel durch die Wicklung Ma , die vom Anodenstrom durchflossen wird, zurückzuführen sein. Eventuell könnte daher durch Fernhalten des Anodengleichstromes diese Anordnung noch verbessert werden.

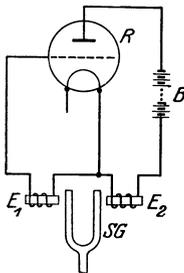


Abb. 2. Stimmgabelsummer von W. King.

Eine der oben beschriebenen ähnliche Anordnung wird von Robert W. King in seiner Arbeit erwähnt¹; diese etwas einfachere Anordnung ist in Abb. 2 dargestellt. Bei den beiden in Abb. 1 und 2 wiedergegebenen Arten der Tonfrequenzerzeugung bietet es Schwierigkeiten, für längere Zeit die einmal eingestellte Frequenz und Amplitude konstant zu halten.

Eine weitere Einrichtung, die auch von Robert W. King in der schon erwähnten Arbeit angegeben wird, ist in Abb. 3 dargestellt worden.

Diese Einrichtung enthält, wie Abb. 3 zeigt, eine austauschbare, einseitig eingespannte Stahlzunge Z , die mechanische Schwingungen einer im wesentlichen durch die Länge und Stärke der Zunge bestimmten Frequenz auszuführen vermag. Die Zunge berührt eine Schraube S , die an der Membrane M eines Kohlenkörnermikrophons befestigt ist,

Zeichengebung von Widerständen und Selbstinduktionen verschiedene Auffassungen. In dem Buch wurden Widerstände, die möglichst keine Selbstinduktion besitzen sollen, durch die rechteckige Formgebung gekennzeichnet (\square). Spulen, bei denen der Ohmsche Widerstand gegenüber dem induktiven Widerstand zu vernachlässigen ist, d. h. also in der Hauptsache Spulen für Hochfrequenz, wurden in folgender Weise angegeben: \sim . Dagegen wurden Selbstinduktionen, bei denen ein merklicher Ohmscher Widerstand vorhanden ist, insbesondere Drossel­spulen, durch eine zackige Linie wiedergegeben (\sim). Hochohmwiderstände, die nicht mehr aus Draht, sondern durch Aufspritzen einer besonderen Masse auf einen Isolationskörper hergestellt sind, wurden durch ein (\square) angedeutet.

¹ Thermionic Vacuum Tubes and their Applications, The Bell System Technical Journal, II, Nr. 4, S. 69.

und zwar derart, daß diese Berührung auch bei Schwingungen der Zunge bestehen bleibt. Andererseits wirkt auf die Zunge ein Elektromagnet E ein, der mit dem Mikrophon und einer Batterie B in einen Stromkreis geschaltet ist. Auf diese Weise werden die Schwingungen der Zunge, sobald sie einmal eingesetzt und sich aufgeschaukelt haben, mit gleichbleibenden Amplituden unterhalten. Die Amplituden können durch Änderung der Batteriespannung oder des Elektromagnetenabstandes oder auch mit Hilfe eines Vorschalterwiderstandes geregelt werden. Man kann entweder an dem Mikrophon selber, wie gezeichnet, oder an einem besonderen in den Mikrophonkreis geschalteten Widerstand leidlich sinusförmige Wechselspannungen abnehmen und diese dann dem Gitter einer Verstärkerröhre zuführen.

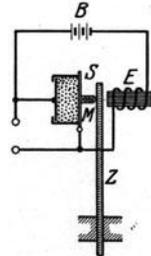


Abb. 3. Mikrophonsummer.

Andererseits vermag man auch kleine Wechselströme zu erhalten, wenn man einen Transformator in den Mikrophonkreis bringt. — Der Mangel dieses mechanischen Tonfrequenzgenerators besteht in der allzu festen Kopplung zwischen dem mechanischen und elektrischen Teil. Namentlich durch die Berührung zwischen der Zunge und dem Mikrophon muß die tatsächliche Schwingung der Zunge nicht unerheblich von ihrer Eigenfrequenz abweichen. Diese Abweichungen müssen sich ändern, wenn die Stärke der Berührung geändert wird. — Ein ganz ähnlicher Stimmgabeltonfrequenzgenerator, wie er von der General Radio Company hergestellt und von Austin und Judson zur Messung ungedämpfter Hochfrequenzfelder benutzt wird, findet sich in dem Abschnitt über die Messung von Empfangsfeldstärken am Ende des Buches.

Die bekannteste Anordnung zur direkten maschinellen Erzeugung von Wechselspannungen für Meßzwecke ist die Frankesche Maschine. Für manche Zwecke ist es hierbei sehr vorteilhaft, daß sich bei dieser Maschine zwei getrennte Wechselspannungen bzw. Wechselströme, von denen der eine in der Amplitude und der andere in der Phase gegenüber dem ersten geregelt werden kann, abnehmen lassen. In diesem Zusammenhang soll jedoch gleich darauf hingewiesen werden, daß die Frankesche Maschine nur einen Frequenzbereich von etwa 400—2000 Hertz überstreicht und außerdem in ihrer Anschaffung recht kostspielig ist.

Die Einrichtung der Frankeschen Maschine zeigt Abb. 4. Auf der vertikalen, von dem Motor M angetriebenen Welle A sind mit Messingteilen zwei zueinander konzentrische, schmiedeeiserne Hohlzylinder C und C_1 befestigt. Die Hohlzylinder tragen oben und unten je einen mit einer Verzahnung versehenen schmiedeeisernen Ring. Abb. 5 zeigt die beiden oberen dieser Ringe R_1' und R_1 , denen die beiden Ringe R_2' und R_2 an der Unterseite der Hohlzylinder völlig gleich sind. Auf diese

Weise ergibt sich oben und unten je ein durch die Zähne der schmiedeeisernen Ringe begrenzter kreisförmiger Luftspalt S_1 und S_2 . In den

oberen und in den unteren Luftspalt fassen die Hartgummiringe G_1 und G_2 hinein, von denen der obere am oberen Lager der Maschine und der untere am unteren Lager der Maschine befestigt sind; diese Hartgummiringe nehmen also im Gegensatz zu den vorher genannten Teilen an der Drehung der Maschine nicht teil.

Zwischen den beiden Hohlzylindern ist eine Wicklung, die Ankerwicklung, eingebettet, der durch die Welle mit Hilfe von Schleifringen und Kontaktbürsten Gleichstrom zugeführt werden kann; diese Stromzuführungseinrichtung ist auf dem obersten Ende der Welle angebracht. Andererseits sind die Hartgummiringe eingeschlitzt und tragen in diesen Schlitzten, deren Zahl und Abstand der Zahnzahl und dem Zahnabstand der schmiedeeisernen Ringe gleich ist, zickzackförmige Wicklungen. Diese Wicklungen, die zur Entnahme der Wechselströme dienen, bestehen aus je neun einzelnen, isolierten

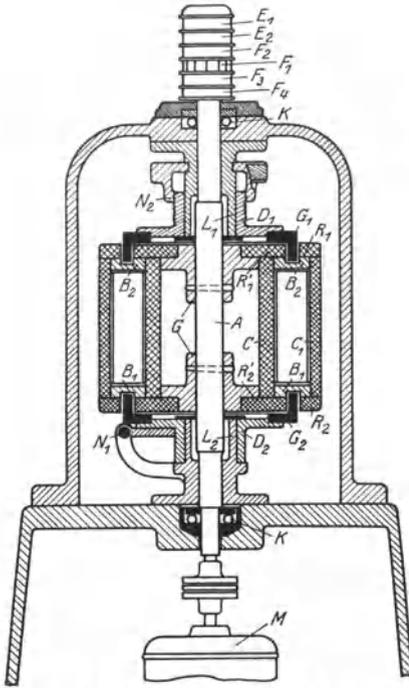


Abb. 4. Schnitt durch die Frankesche Maschine.

Drähten, die je fünfmal um den Hartgummiring herumgeführt sind. Eine Schalteinrichtung gestattet, eine beliebige Zahl der neun

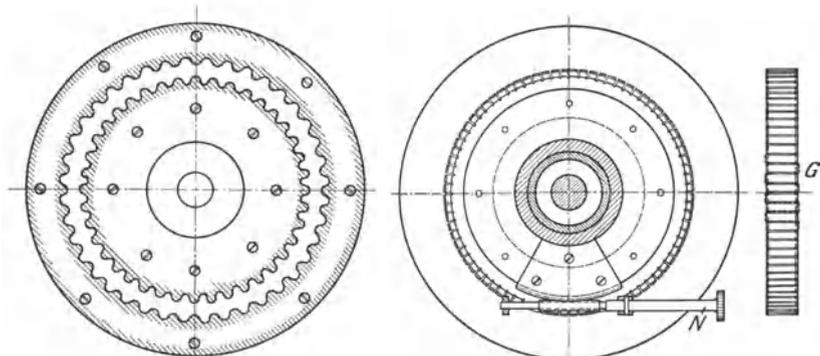


Abb. 5. Hartgummiringe der Frankeschen Maschine. Abb. 6. Unterer Anker der Frankeschen Maschine.

Drähten, die je fünfmal um den Hartgummiring herumgeführt sind. Eine Schalteinrichtung gestattet, eine beliebige Zahl der neun

Drähte hintereinanderschalten und gegebenenfalls von einem der Drähte nur ein oder mehrere Fünftel, d. h. ebenso viele Umgänge, zu benutzen.

Der untere der beiden Hartgummiringe ist nicht völlig starr am unteren Maschinenlager befestigt, sondern er kann, wie Abb. 6 zeigt, mit Hilfe einer Spindel gegenüber dem Maschinengestell gedreht werden. Die Spindel ist mit Trommelablesungen versehen, so daß das Maß der



Abb. 7. Frankesche Maschine mit Regelorganen.

Drehung sehr genau abzulesen ist. Diese Einrichtung gestattet, den Wechselströmen in den Wicklungen des unteren Hartgummiringes beliebige Phasenverschiebungen gegenüber den Wechselströmen des oberen Hartgummiringes zu erteilen. Andererseits ist der obere Hartgummiring durch eine Stellvorrichtung in achsialer Richtung verschiebbar. Auch das Maß dieser Verschiebung ist genau abzulesen. Die Verschiebung hat eine Schwächung der Wechselstromamplituden in der Wicklung des oberen Hartgummiringes zur Folge.

Außer den beiden Schleifringen für die Zuführung des Erregerstromes sind auf der Welle der Maschine noch vier weitere Schleifringe

angeordnet, von denen der eine in acht Segmente eingeteilt ist. Diese Segmente sind mit den drei anderen Schleifringen derart verbunden, daß ein hindurchgeführter Gleichstrom nach Wahl bei jeder Umdrehung der Maschine einmal oder zweimal oder viermal unterbrochen wird. Der unterbrochene Gleichstrom wird dann einem Zungenfrequenzmesser zugeführt.

Alle Schalt-, Regel- und Meßorgane der Frankeschen Maschine sind an einem Schaltpult (vgl. das Lichtbild Abb. 7) vereinigt. Das Schaltpult enthält Einrichtungen, die Drehzahl der Maschine an Hand des Zungenfrequenzmessers einzustellen, sowie Strom- und Spannungsmesser für die Gleichstromkreise; die Umschalter für die einzelnen Wicklungsabschnitte befinden sich an der Maschine.

Die Frankesche Maschine ist besonders zu Messungen geeignet, denen ein Kompensationsverfahren zugrunde liegt, d. h. bei denen einer irgendwo auftretenden Wechselspannung eine Wechselspannung gleicher Größe und gleicher Phase entgegengestellt wird, so daß ein Telephon als Stromindikator schweigt. Die besondere Eignung der Frankeschen Maschine für Messungen dieser Art ist in der Möglichkeit

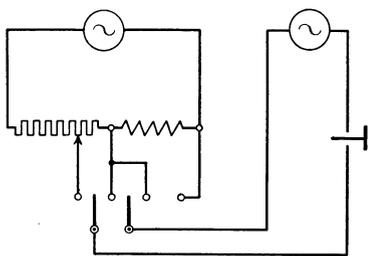


Abb. 8. Kompensation mit der Frankeschen Maschine.

begründet, der zweiten der entnommenen Meßspannungen eine Phasenverschiebung gegenüber der ersten zu erteilen. Das Prinzip solcher Kompensationsmessungen soll nachstehend an einem einfachen Beispiel an Hand der Abb. 8 gezeigt werden.

Es handelt sich darum, den Wechselwiderstand einer mit Eisenkern versehenen Spule L festzustellen.

Die Spule wird zu diesem Zweck

mit einem als Potentiometer dienenden und lediglich Wirkwiderstände enthaltenden Widerstandssatz R in Reihe geschaltet und diese Anordnung an die untere Wechselstromwicklung A_2 der Frankeschen Maschine angeschlossen. Der Umschalter S gestattet entweder die zu untersuchende Spule L oder einen abzugreifenden Teil des Widerstandssatzes mit einem Telephon T und der oberen Wechselstromwicklung A_1 der Maschine hintereinanderschalten.

Der von der Wicklung A_2 gelieferte Wechselstrom \Im ruft an der Spule L eine bestimmte Wechselspannung \mathcal{E}' hervor, die gegen den Wechselstrom um einen bestimmten Phasenwinkel verschoben ist. Nimmt man nun an, daß bei nach rechts umgelegtem Schalter den Enden von L aus der Wicklung A_1 eine genau gleich große und genau entgegengesetzte Wechselspannung zugeführt wird, so muß offenbar das Telephon zum Schweigen kommen, weil dann kein Wechselstrom in dem

Kreise A_1 , T , L fließen kann; dagegen fließt nach wie vor der Wechselstrom aus A_2 über L . Da aber die Spannung \mathcal{E} an A_1 ursprünglich dieselbe Phase hat wie \mathfrak{J} , so ist die vorstehende Kompensation nur bei einer bestimmten Verdrehung der Wicklung A_2 gegenüber der Wicklung A_1 zu erreichen; der Verdrehungswinkel muß gleich dem Phasenwinkel von \mathcal{E}' gegenüber \mathfrak{J} sein. Die Kompensation setzt ferner voraus, daß die Wechselspannung an A_1 einen ganz bestimmten Wert hat, was durch die Stufenregulierung der oberen Wicklung (acht hintereinanderschaltende Abschnitte und fünf Fünftel einzeln umzuschaltende Umgänge) sowie durch Anheben der oberen Wicklung erzielt werden kann. Für die Fortsetzung der Messung bleiben die eingestellten Strom- und Spannungswerte unverändert; dagegen wird die Verdrehung von A_2 rückgängig gemacht. Jetzt wird der Umschalter nach links umgelegt und das Potentiometer so lange verstellt, bis das Telephon wieder schweigt. Es muß dann der Spannungsabfall des Stromes \mathfrak{J} aus A_2 an dem eingeschalteten Widerstande R gleich der Spannung aus A_1 sein, wobei Phasenverschiebungen nicht auftreten; d. h. es muß R gleich dem Wechselstromwiderstand von L sein.

Bei allen Messungen, die mit der Frankeschen Maschine auszuführen sind, auch bei der Messung von Verstärkungsziffern, werden ähnliche Einrichtungen wie vorstehend beschrieben, nämlich Hintereinschaltungen eines Ohmschen, als Potentiometer ausgebildeten Widerstandes mit einem Wechselwiderstand, verwendet. Ebenso erfolgt stets eine dem zuvor Ausgeführten ähnliche Kompensation. Die Siemens & Halske A. G. liefert deshalb einen sogenannten „Kompensator“ zur Frankeschen Maschine, in dem alle erforderlichen Widerstandssätze und Umschalter vereinigt sind. Der Kompensator ist außerdem mit einem Eingrenzwiderstand versehen. Dieser Eingrenzwiderstand gestattet den zur Messung eingestellten Ohmschen Widerstand um einen bestimmten Wert zu vergrößern oder zu verkleinern. Es ist mit dieser Einrichtung möglich, eine etwa zehnmal genauere Nulleinstellung des Telephons zu erreichen, als ohne ihn erhalten werden kann. Die richtige Nulleinstellung am Potentiometer ergibt sich, wenn beim Umlagen des Schalters, den der Eingrenzwiderstand besitzt, das Telephon gleich laut ist.

Die Frankesche Maschine muß vor den Messungen geeicht werden. Diese Eichung bezieht sich auf die Änderung der EMK der oberen Wicklung bei deren Verschiebung gegenüber dem Anker. Am bequemsten ist es, die Eichung wiederum in Form einer Kompensation mit Hilfe der unteren Wicklung und eines genügend genauen Wechselstrommeßinstruments durchzuführen.

Eine interessante Einrichtung, bei der die Modulierung von Hochfrequenzschwingungen in einer Maschine vorgenommen

wird, ist von Ernst Klotz in seinem Aufsatz¹ beschrieben worden. Diese Anordnung soll bei den Tonfrequenzgeneratoren miterwähnt werden, da es leicht möglich ist, durch Gleichrichtung der modulierten Hochfrequenz Niederfrequenz zu erhalten. Wie Abb. 9 zeigt, besteht

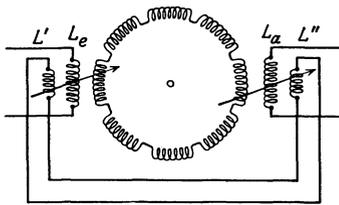


Abb. 9. Modulation von Hochfrequenz auf maschinellem Wege nach E. Klotz.

diese Einrichtung aus einer Scheibe mit einer Reihe ringförmig in Serie geschalteten Einzelspulen. Diese Scheibe kann zwischen zwei feststehenden Spulen L_a und L_e rotieren. Wird der Spule L_e reine Hochfrequenz zugeführt, so erhält man an der Spule L_a modulierte Hochfrequenz; die Periodenzahl der Niederfrequenz hängt hierbei von der Drehzahl der Scheibe ab. Um den Modulationsgrad regeln zu können, ist außer der Kopplung durch die Spulen der Scheibe noch eine veränderliche direkte Kopplung durch die Spulen L' und L'' vorgesehen. Diese Einrichtung erscheint sehr vorteilhaft, ist aber tatsächlich nicht nur mechanisch, sondern auch elektrisch mit großen Schwierigkeiten verbunden. Die Hauptschwierigkeit besteht darin, die Einrichtung so vollständig abzuschirmen, wie es für Hochfrequenzmessungen erforderlich ist. Weiterhin ergaben sich auch Störungen durch den Kollektor des Antriebmotors.

b) Tonfrequenzgeneratoren mit selbsterregenden Röhrenschaltungen.

Die einfachste Röhrenanordnung zur Erzeugung niederfrequenter Schwingungen, wie sie schon von M. Pirani² zu Lautstärkemessungen

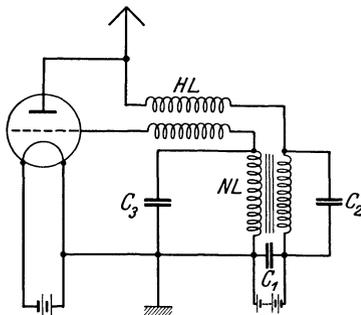


Abb. 10. Röhrengenerator für Tonfrequenz.

von Telephonen benutzt wurde, ist in Abb. 10 wiedergegeben. Diese Einrichtung besitzt einen Niederfrequenztransformator NL , der in Dreipunktschaltung benutzt wird und durch den Kondensator C_2 abgestimmt wird. Die Frequenz der erregten Schwingung wird am besten mit einer geeichten gedeckten Pfeife bestimmt, wobei die Einstellung nach einer Schwebungsmethode geschieht.

Diese an sich sehr einfache Anordnung ist jedoch für exakte Messungen nicht geeignet, da die er-

¹ Ein Beitrag zur quantitativen Messung von Empfängern, Telefunkenzeitung, VIII, Nr. 45/46, S. 54, 1927.

² Verhandlungen der physikalischen Gesellschaft, XXI, S. 43, 1919.

zeugten Niederfrequenzspannungen bzw. modulierten Hochfrequenzspannungen und -ströme reich an Oberschwingungen sind.

Pirani weist darauf hin, daß bei diesem Tonfrequenzgenerator die Meßresultate gefälscht werden, wenn durch das Streufeld des Transformators oder infolge ungünstiger Leitungsführung die Meßgeräte direkt beeinflußt werden. Als allgemeine Regel gibt Pirani an, daß insbesondere die für Hin- und Rückleitung erforderlichen Drähte möglichst kurz gehalten und außerdem verdreht werden sollen, damit keine Störungen auftreten. Die Stromzuführungen sind zweckmäßig an einen besonderen, rein Ohmschen Widerstand zu führen, der dann als Stromquelle anzusehen ist.

Eine weitere ähnliche Einrichtung ist von E. Klotz in der schon erwähnten Arbeit¹ wiedergegeben worden. Bei dieser in Abb. 11 dargestellten Anordnung dient ein angeschalteter Transformator T_1 zur

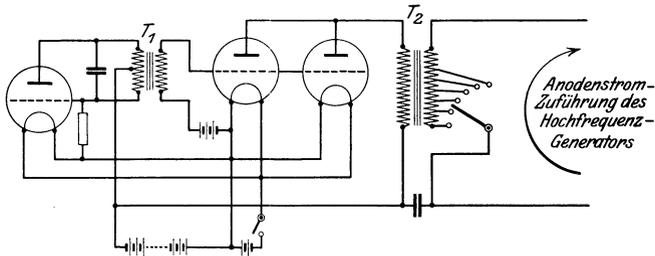


Abb. 11. Tonfrequenzgenerator mit Modulationszusatz.

Erregung der niederfrequenten Schwingungen. Auch in diesem Falle lassen sich wie bei der vorher erwähnten Anordnung Oberschwingungen nicht vermeiden. Die in Abb. 11 dargestellte Einrichtung ist jedoch insofern interessant, als die erzeugte Niederfrequenz sofort zur Modulation eines Hochfrequenzgenerators benutzt wird. Bei diesem Hochfrequenzgenerator ist dafür Sorge getragen, daß die von ihm erzeugte Wechselstromamplitude der dem Generator zugeführten Anodenspannung proportional ist. Wird unter diesen Umständen der Ausgangstransformator T_2 des Niederfrequenzgenerators in die Anodenstromzuführung des Hochfrequenzgenerators gelegt, so muß sich offenbar eine einwandfreie Modulation ergeben, deren Grad aus der benutzten Anodenspannung und der Wechselspannung an der Sekundärseite des Transformators T_2 sofort anzugeben ist.

Die bisher beschriebenen einfachen Anordnungen hatten fast alle den Nachteil, daß es mit ihnen nur schwer möglich ist, die für Meßzwecke unbedingt erforderlichen sinusförmigen Wechselspannungen zu erzeugen. Zunächst ist dies darauf zurückzuführen, daß die benutzten

¹ Ein Beitrag zur quantitativen Messung von Empfängern, I. c.

Selbstinduktionen einen Eisenkern besitzen und deshalb infolge der Vormagnetisierung auf gekrümmten Teilen der Magnetisierungskurve gearbeitet wird, so daß Oberschwingungen auftreten. Zur Erzeugung rein sinusförmiger Schwingungen ist es deshalb empfehlenswert, wenn nicht erforderlich, bei dem Tongenerator eine Spule ohne Eisenkern zu verwenden. Allerdings muß dann diese Spule zur Erzeugung auch der an der unteren Grenze des Hörbereiches liegenden Frequenzen sehr viele Windungen erhalten. Die Benutzung einer Röhrenschaltung

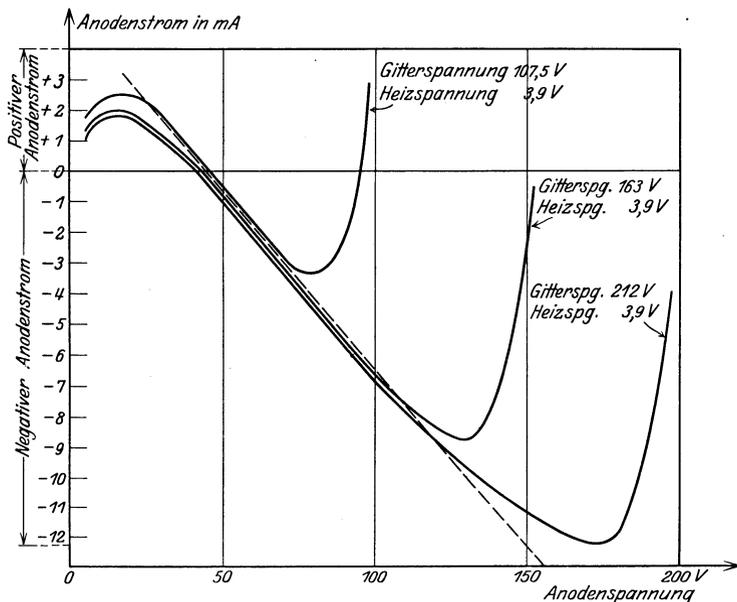


Abb. 12. Charakteristiken der Type LA 101 der Loewe-Audion.

mit induktiver Rückkopplung hätte dann jedoch den Nachteil, daß eine zweite, noch größere Spule für den Tongenerator erforderlich würde. Außerdem würde es bei den Abmessungen solcher Spulen nicht einfach sein, den Rückkopplungsgrad auf die gewöhnliche Art einzustellen. Zur Erregung der Spule in einer bestimmten, der eingeschalteten Windungszahl entsprechenden Frequenz scheint deshalb die Dynatronschaltung, bei der die fallende Charakteristik einer Eingitterröhre ausgenutzt wird, gut geeignet. Die Dynatronwirkung ist auf Sekundär-Elektronen zurückzuführen, die entstehen, wenn die Anode ein tieferes Potential als das Gitter gegenüber dem Heizfaden erhält. Da der Anodenstrom in diesem Falle abnimmt, wenn die Anodenspannung erhöht wird, kann man der Röhre einen negativen inneren Widerstand zuschreiben. Durch diesen negativen Widerstand lassen sich in einem angeschlossenen abgestimmten Kreise Schwingungen erzeugen, sofern der negative Wider-

stand den positiven Widerstand überwiegt. Allerdings sind für diesen Zweck nicht alle Eingitterröhren gleich gut geeignet. Für den weiter unten beschriebenen Tongenerator wurde die jetzt nicht mehr hergestellte Type *LA 101* der Loewe-Audion verwandt. Die Charakteristiken dieser Type sind in Abb. 12 wiedergegeben worden. Die Abbildung zeigt, daß die Kennlinien in ihrem fallenden Teil nahezu als gradlinig anzusehen sind. Durch richtige Einstellung der Betriebsspannungen ist es daher möglich, mit dieser Röhre recht sinusförmige Wechselspannungen herzustellen. Hierbei besteht der Vorteil, den Arbeitspunkt so zu wählen, daß überhaupt kein Anodengleichstrom fließt und außerdem für diesen Fall die Kennlinie symmetrisch zur Anodenstromnulllinie liegt. Beispielsweise war dies bei der schon erwähnten Röhre *LA 101* bei einer Gitterspannung von etwa $E_g = 100$ Volt und einer Anodenspannung von etwa $E_a = 50$ Volt der Fall.

Die prinzipielle Schaltung eines solchen Tonfrequenzgenerators, wie er von F. Gabriel beschrieben wurde¹, zeigt Abb. 13. L ist hier die an-

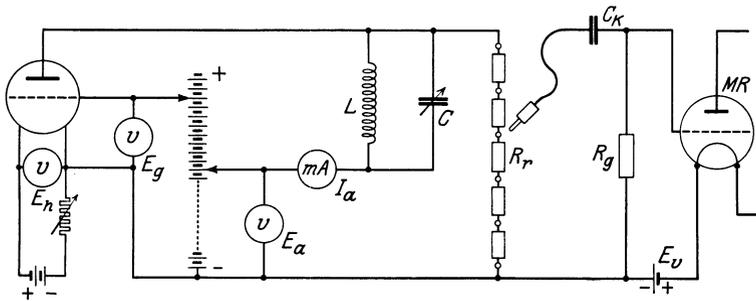


Abb. 13. Tonfrequenzgenerator in Dynatronschaltung.

zapfbare Spule, die aus 20 Honigwabenspulen von je 1500 Windungen zusammengesetzt ist, während C die der Spule L parallel zu schaltende Kapazität darstellt; diese Kapazität umfaßt Blockkondensatoren, die im Bereich von 1000—1000000 cm einstellbar sind, und einen Drehkondensator von etwa 1000 cm. Durch mehrere Meßinstrumente kann die Heizspannung E_h , die Gitterspannung E_g , die Anodenspannung E_a und der Anodenheizstrom E_r kontrolliert werden. Um dem Tongenerator beliebig große Wechselspannungen und Wechselströme entnehmen zu können, ohne daß sich die eingestellte Frequenz ändert, ist zur Verstärkung der erzeugten Wechselspannungen hinter den Generator noch ein Niederfrequenzverstärker, und zwar eine Loewe-Dreifachröhre geschaltet worden. Die Mehrfachröhre ist als recht frequenzunabhängig für den zu verstärkenden Frequenzbereich anzusehen²; falls darauf

¹ Ein Röhren-Generator für Tonfrequenzen zum Laboratoriumsgebrauch, ENT, Bd. 4, Heft 8, S. 339, 1927.

² Vgl. die unten wiedergegebene Kurve Abb. 113.

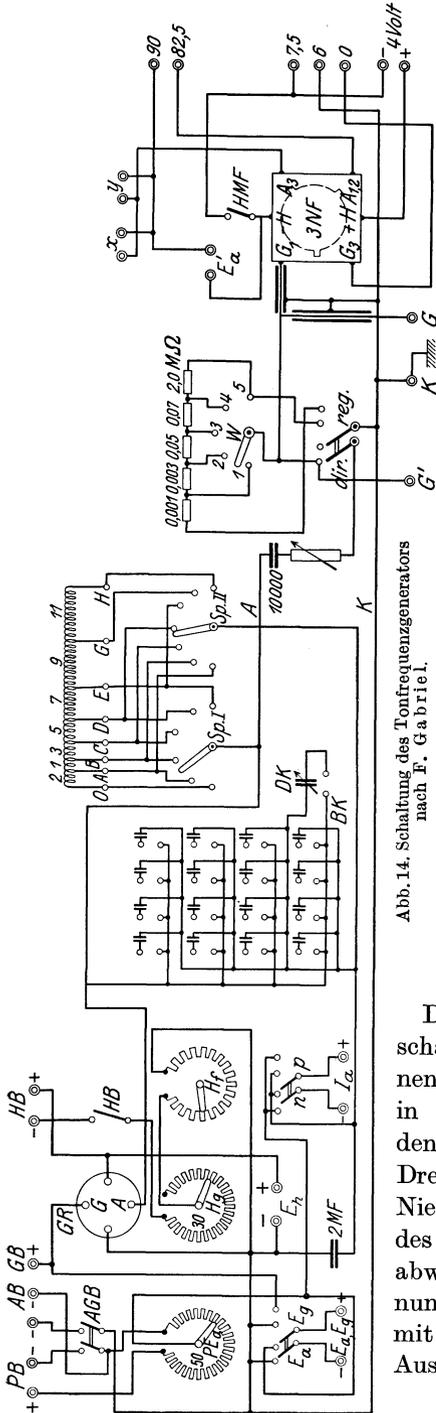


Abb. 14. Schaltung des Tonfrequenzgenerators nach F. Gabriel.

geachtet wird, daß ihrem Eingangsgitter nicht zu hohe Wechselspannungen zugeführt werden, ist die Verstärkung wie bei allen Widerstandsverstärkern auch amplitudenunabhängig. Das vollständige Schaltschema der genannten Anordnung ist aus Abb. 14 zu ersehen. Hierbei sind folgende Teile zu unterscheiden.

1. Der Dynatronteil mit den Anschlüssen für die Batterien und die Meßinstrumente und den Regelmanorganen zur Einstellung des Arbeitspunktes.
2. Der Schwingungskreis mit den Vorrichtungen zur Einstellung der gewünschten Frequenz, d. h. mit den Anzapfungen der Spule und den stöpselbaren Blockkondensatoren.
3. Die Einrichtungen zur Spannungsteilung.
4. Der Mehrfachröhre mit den dazugehörigen Batterien.

Auf die Spannungsteiler-Anordnung soll hier nicht näher eingegangen werden; die in der Schaltung gezeigte Anordnung wird weiter unten in dem Abschnitt über die Spannungsteiler eingehend besprochen werden.

Die Außenansicht des nach Abb. 14 geschalteten Gerätes ist in Abb. 15 zu erkennen. Links befinden sich der Dynatronteil, in der Mitte die stöpselbaren Blockkondensatoren, rechts die Spulenabgriffe, der Drehkondensator und die Schalter für die Niederfrequenzröhre. Die innere Ansicht des Tongenerators zeigt Abb. 16. Hierbei ist abweichend von der geschilderten Anordnung noch eine fortlaufend gewickelte Spule mit entsprechenden Abgriffen vorhanden. Aus der Ansicht von oben nach Abb. 17

ist der Einbau der Blockkondensatoren an einem besonderen Gestell zu entnehmen.

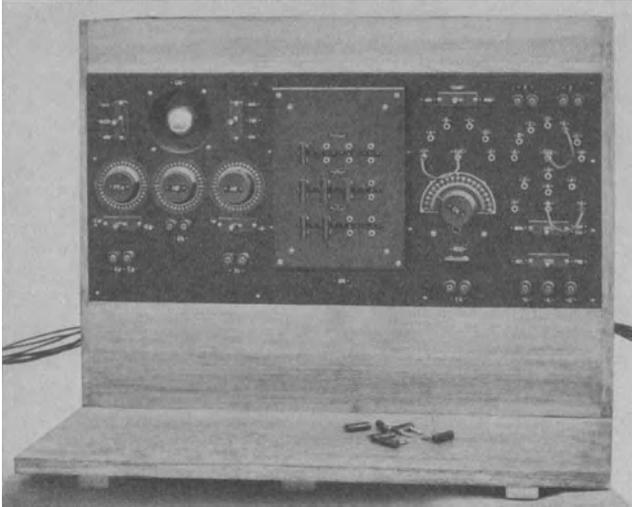


Abb. 15. Außenansicht des Generators.

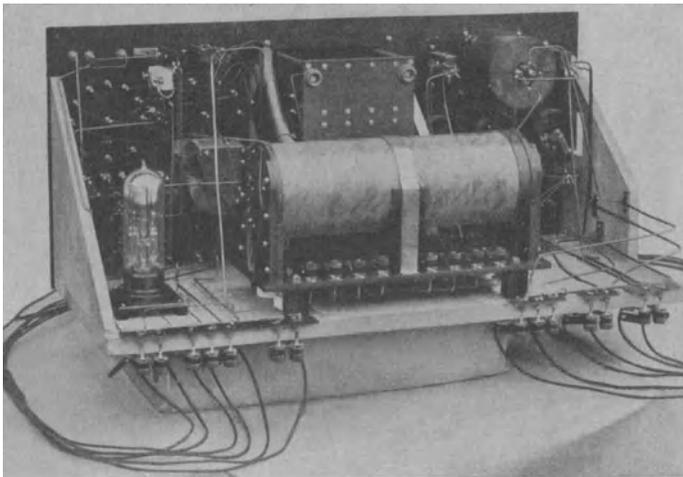


Abb. 16. Innenansicht.

c) Tonfrequenzgeneratoren mit Hochfrequenzüberlagerung und Gleichrichtung.

Auf einfache Art lassen sich Tonfrequenzschwingungen durch Überlagerung zweier Hochfrequenzschwingungen mit nach-

v. Ardenne, Verstärkermeßtechnik.

folgender Gleichrichtung erzeugen. Wie bei den vorher beschriebenen Anordnungen ist auch hier wieder darauf zu sehen, daß Oberschwingungen möglichst vermieden werden. Weiterhin ist darauf zu achten, daß für tiefe Frequenzen sich die beiden Generatoren nicht beeinflussen,

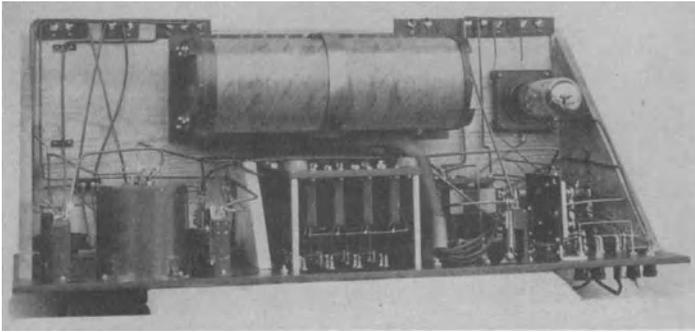


Abb. 17. Ansicht von oben.

eine Erscheinung, die als Mitnahme bezeichnet wird. Ein nach diesem Prinzip gebauter Tonfrequenzgenerator wurde von Günther Lubszynski¹ beschrieben. Wie Abb. 18 zeigt, enthält die Anordnung des Generators zwei Röhrensender mit induktiver Rückkopplung, die beide auf die in Reihe liegenden Spulen L_{k1} und L_{k2} einwirken. Der eine Generator wird durch einen Blockkondensator auf eine feste Welle ein-

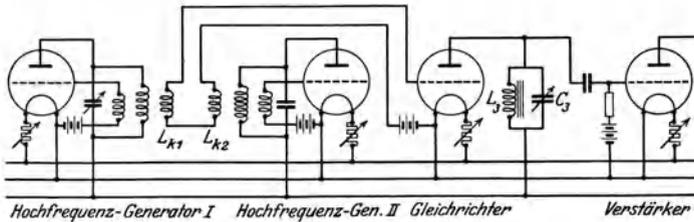


Abb. 18. Tonfrequenzgenerator von G. Lubszynski.

gestellt, während der andere Generator durch einen Drehkondensator auf verschiedene Wellen, d. h. auf verschiedene Interferenztöne, eingestellt werden kann. Als Wellenlänge für die beiden Hochfrequenzgeneratoren wurde eine solche im Bereich 2500—3500 m benutzt. Die Gleichrichterröhre ist hierbei zur Vermeidung von Oberschwingungen als Anodengleichrichter geschaltet. Die Oberschwingungen bei den beiden Hochfrequenzgeneratoren können dadurch, daß möglichst in der Mitte

¹ Tonfrequenz-Wechselstromgenerator, Telefunkenzeitung, Jahrg. VIII, Nr. 44, S. 57, 1926.

der Röhrencharakteristik gearbeitet wird, und die Kopplungen so lose gemacht werden, daß der gerade Teil der Kennlinie nicht übersteuert wird, sehr verringert werden. Bei der beschriebenen Anordnung wird man vorteilhaft die beiden zur Interferenz gelangenden Hochfrequenzschwingungen nicht von gleicher, sondern verschiedener Amplitude wählen. Wie Abb. 19, die die Charakteristik der Gleichrichterröhre zeigt, erkennen läßt, würden bei gleicher Amplitude der Hochfrequenzschwingungen die niederfrequenten Schwingungen der Hochfrequenz in dem Bereich von $o-b$ erfolgen und somit infolge der Krümmung der Kennlinie eine Verzerrung stattfinden. Um dies zu verhindern, wird beispielsweise die Kopplungsspule L_{k1} so klein gemacht, daß sie etwa nur den fünften Teil der Windungen der anderen Kopplungsspule L_{k2} besitzt. Bei gleichem Kopplungsgrad ergibt sich dann am Gleichrichter eine Hochfrequenzspannung mit einer Frequenz, die dem Generator mit der größeren Kopplungsspule entspricht. Diese Schwingung ist dann mit der Niederfrequenz, die der Interferenzschwingung beider Generatoren entspricht, moduliert. In diesem Falle würde die Aussteuerung der Niederfrequenz auf der Strecke $a-b$ in Abb. 19, d. h. auf einem verhältnismäßig geraden Teil der Kennlinie des Gleichrichters stattfinden. In diesem Fall ist die erzeugte Niederfrequenz als nahezu sinusförmig anzusehen.

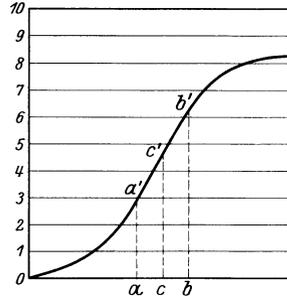


Abb. 19. Charakteristik der Gleichrichterröhre.

Wie in der genannten Arbeit weiterhin erwähnt wird, trat bei loserer Kopplung unterhalb einer Frequenz von etwa 100 Hertz infolge der gemeinsamen Anodenbatterie eine Mitnahme der beiden Generatoren in Erscheinung. Die Mitnahme kann in diesem Falle dadurch vermieden werden, daß man die Anodenbatterie durch einen großen Kondensator überbrückt und so die Kopplung zwischen den beiden Generatoren vermindert.

Bei den Tonfrequenzgeneratoren mit Hochfrequenzüberlagerung und Gleichrichtung ist immer darauf zu achten, daß hinter dem Gleichrichter außer der Niederfrequenz nicht auch noch Hochfrequenz auftritt. Ein geeignetes Mittel, um die Hochfrequenz zu beseitigen, besteht nach einem Vorschlage des Verfassers darin, in den Anodenkreis der Gleichrichterröhre einen Hochohmwiderstand mit kapazitivem Nebenschluß zu legen. Lubszynski schaltet, wie die Abb. 18 zeigt, in den Anodenkreis der Gleichrichterröhre einen auf die Niederfrequenz abgestimmten Kreis, der aus der Selbstinduktion L_3 und dem Kondensator C_3 besteht. Für die einzustellende Niederfrequenz bildet dieser Kreis

einen sehr hohen Widerstand, so daß auf das Gitter der nächsten Röhre hohe Spannungen übertragen werden, während die Hochfrequenz über den Kondensator C_3 nahezu kurz geschlossen wird. Der auf die Niederfrequenz abgestimmte Schwingungskreis bietet auch den Vorteil, daß Oberwellen der Niederfrequenz, falls diese noch auftreten sollten, ausgesiebt werden. Allerdings wäre es hierzu vorteilhaft, an Stelle der gezeichneten Spule mit Eisenkern eine solche Spule ohne Eisenkern zu benutzen. Die Abstimmung dieses Kreises kann leicht mit Hilfe eines Detektorkreises oder einer Thermozelle erfolgen. Wie Abb. 18 erkennen läßt, wird hinter die Gleichrichterröhre noch ein Verstärker geschaltet, um eine Änderung der Wellenlänge der Hochfrequenz mit der entnommenen Leistung und damit auch eine Änderung der Niederfrequenz zu verhindern.

In einer ausführlichen Arbeit untersucht H. L. Kirke¹ die Bedingungen, um mit Überlagerungsgeneratoren für Tonfrequenz sinusförmige Schwingungen zu erhalten. Zunächst wird erneut darauf hingewiesen, daß die Anodengleichrichtung als Gleichrichtungsmethode vorzuziehen ist, weil bei ihr am wenigsten Harmonische entstehen, wenn man voraussetzt, daß kein Gitterstrom fließt; hierauf ist bei der Messung besonders zu achten.

In der Gleichrichterröhre können durch den Gleichrichtungsvorgang an sich, wenn bestimmte Bedingungen erfüllt sind, keine Harmonischen entstehen. Diese Bedingungen bestehen, wie schon erwähnt, darin, daß die eine Trägerschwingung hinreichend große Amplitude besitzt, die von dem nicht linearen Teil der Detektorcharakteristik bis in ihre geraden Teile hineinreicht, und daß andererseits die Amplitude der zweiten Trägerwelle wesentlich kleiner ist, und zwar so klein, daß sie den Arbeitspunkt der durch den resultierenden Anodengleichstrom der Gleichrichterröhre bestimmt wird, nicht in den nichtlinearen Teil der Charakteristik zu verschieben vermag. Unter diesen Bedingungen wirkt die Gleichrichterröhre genau so wie ein linearer Gleichrichter. Eine einfache Überlegung zeigt, daß die nach der Gleichrichtung sich ergebende Niederfrequenzschwingung bei Erfüllung der vorstehenden Forderungen nur dann Harmonische enthalten kann, wenn beide dem Gleichrichter zugeführten Hochfrequenzschwingungen Harmonische besitzen. Man kann mithin das Auftreten von Harmonischen in der Niederfrequenzschwingung dadurch verhüten, daß man aus der einen der beiden Hochfrequenzschwingungen die Harmonischen aussiebt. Dies geschieht am zweckmäßigsten durch einen beiderseits sehr lose angekoppelten Zwischenkreis geringer Dämpfung, der scharf auf die betreffende Hochfrequenzträgerwelle abgestimmt wird. Die Einschaltung dieses Zwischenkreises

¹ The design of a heterodyne type low frequency generator, *Experimenta Wireless*, IV, Nr. 41, S. 67, 1927.

in die Zuführung zu einem der beiden Hochfrequenzüberlagerer hat außerdem die Wirkung, daß eine viel kleinere Amplitude von dieser Hochfrequenzschwingung als von der anderen an den Gleichrichter gelangt, wie das oben als wünschenswert bezeichnet wurde. Hält man weiterhin diese kleinere Amplitude konstant, so kann die Amplitude der anderen mit ihr zu überlagernden Hochfrequenzschwingung erhebliche Änderungen erfahren, ohne daß die Amplitude der Niederfrequenzschwingung beeinflußt wird. Die Änderung der Periodenzahl der Niederfrequenz muß dann durch Verstellung des Kondensators an dem Hochfrequenzgenerator erfolgen, der unmittelbar induktiv mit dem Gitterkreis der Gleichrichterröhre gekoppelt ist.

Die Gesamtschaltung der zur Erzeugung der beiden Hochfrequenzschwingungen erforderlichen Röhren und der Gleichrichterröhre zeigt Abb. 20.

Bei der von Kirke benutzten Anordnung beträgt die Wellenlänge etwa 4000 m; um die Entstehung von Oberschwingungen zu verhindern, hat der Kondensator C_1 einen

Wert von 5000 cm. Der veränderliche Kondensator C_2 setzt sich aus einem Blockkondensator von etwa 5000 cm und drei parallel geschalteten Drehkondensatoren zusammen. Von diesen hatte der erste etwa 250 cm Kapazität; er dient dazu, die Hochfrequenzwellen der beiden Generatoren in Übereinstimmung zu bringen. Die gleiche Kapazität besaß auch der zweite Drehkondensator, der benutzt wurde, um Frequenzänderungen bis zu 3000 Perioden herbeizuführen. Dagegen hatte der dritte 1000 cm Kapazität, mit denen die Frequenzänderung bis zu 10000 Perioden gesteigert werden konnte. Die verwendeten Röhren besaßen etwa 5 % Durchgriff bei 30000 Ohm innerem Widerstand. Um Mitnahmeerscheinungen zu verhindern, wurden die beiden Hochfrequenzgeneratoren fast 2 m voneinander entfernt aufgestellt und jeder, ebenso wie die Gleichrichterröhre, aus eigenen Batterien gespeist.

Hinter der Gleichrichterröhre wurde ein Verstärker nach Abb. 21 angeordnet. Dieser Verstärker enthält verhältnismäßig kleine Anoden-

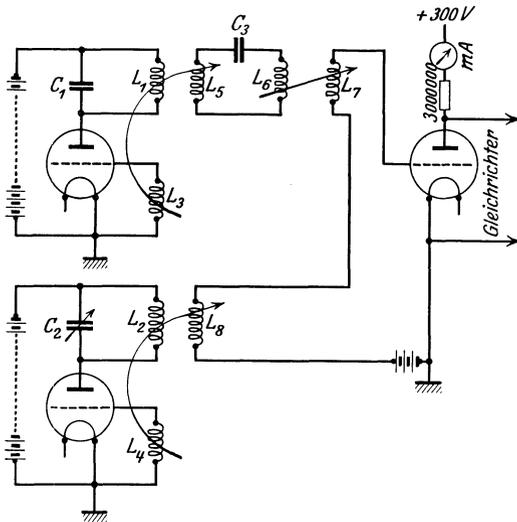


Abb. 20. Tonfrequenzgenerator mit Zwischenkreis nach Kirke.

und Gitterwiderstände und große Kopplungskondensatoren. An ihm

fallen vor allen die aus Drosselspulen von 0,02 Henry und Kondensatoren von etwa 200 cm gebildeten Siebketten auf, die den Durchgang restlicher Hochfrequenz durch den Niederfrequenzverstärker unterdrücken sollen. Außerdem ist an dem Verstärker die dreifache, durch Potentiometer bewirkte Regelung der Verstärkungsziffer bemerkenswert. Die Anodenwiderstände und Gitterwiderstände des Verstärkers bestanden aus bifilar gewickelten Drahtspulen.

Die dem Vorstehenden entsprechenden Apparate gibt das Lichtbild Abb.22 wieder. Rechts steht einer der beiden Hochfrequenzgeneratoren, und zwar der, dessen Frequenz geändert werden kann. Links daneben befindet sich der Niederfrequenzverstärker, die Anodendrossel mit Kondensator, sowie der Ausgangstransformator.

Von einer verbesserten, tragbaren Form des Tonfrequenzgenerators gibt Abb.23 den Schaltplan. Hier ist, wie man sieht, die Benutzung einer gemeinsamen Anodenbatterie für die beiden Hochfrequenzröhren und die Gleichrichterröhre vorgesehen. Zur Vermeidung der Mitnahmeercheinung dienen Hochfrequenzdrosseln und eine Abschirmung der einen Hochfrequenzröhre und der zu ihr gehörenden Schaltelemente. Das Innere des tragbaren Tonfrequenzgenerators ist in Abb.24, seine äußere Ansicht in Abb.25 (links) wiedergegeben. Der Apparat

rechts auf der Abb. 25 ist der tragbare Niederfrequenzverstärker, dessen Inneres Abb. 26 zeigt.

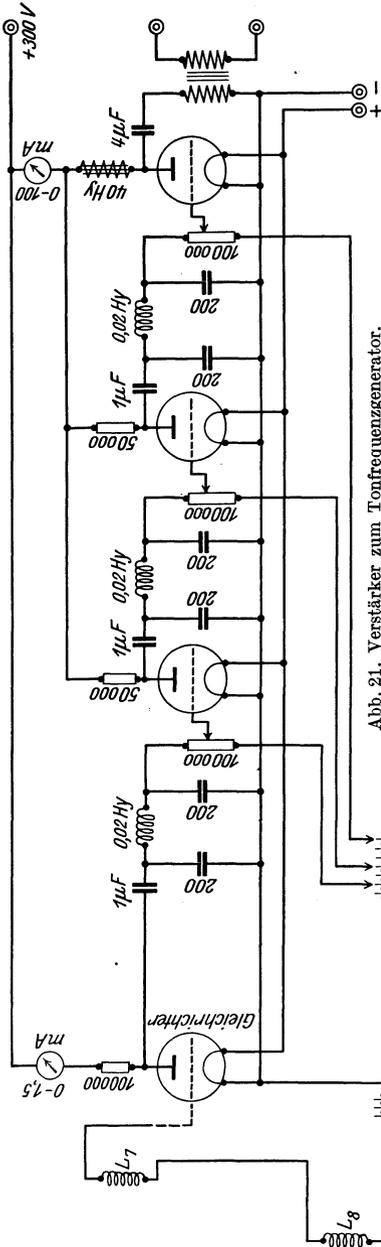


Abb. 21. Verstärker zum Tonfrequenzgenerator.

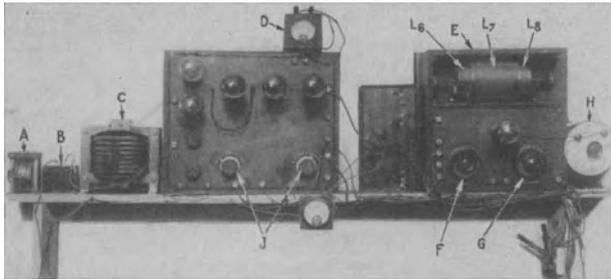


Abb. 22. Ansicht des Tonfrequenzgenerators von Kirke.

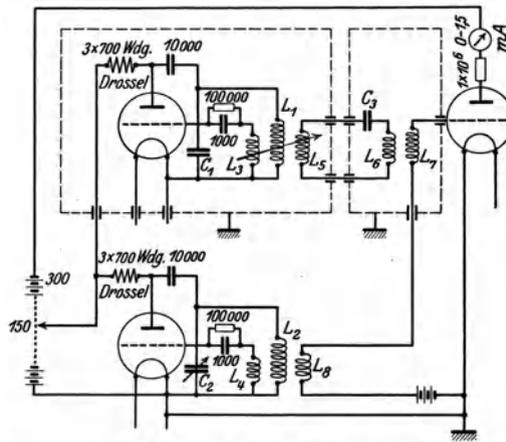


Abb. 23. Schaltbild einer tragbaren Ausführung.

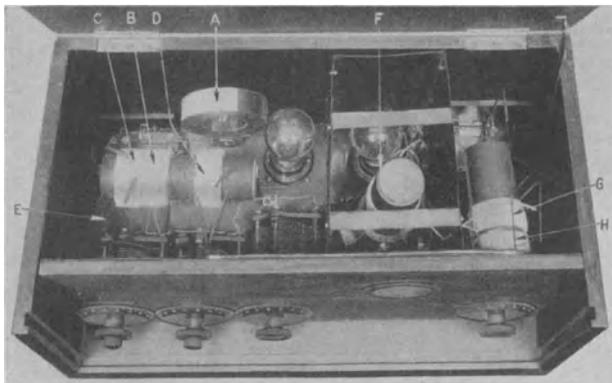


Abb. 24. Innenansicht des tragbaren Generators.

Was die Leistungen des beschriebenen Tonfrequenzgenerators betrifft, so gibt Kirke an, daß die Frequenzänderungen kleiner seien als die Einstellgenauigkeit mit Hilfe der erwähnten Drehkondensatoren. In diesem

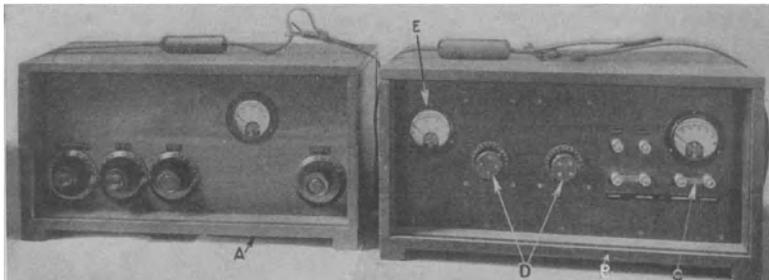


Abb. 25. Tonfrequenzgenerator mit Niederfrequenzverstärker.

Zusammenhang verdient darauf hingewiesen zu werden, daß Änderungen der Tonfrequenz bei Spannungsschwankungen der Stromquellen sehr viel wahrscheinlicher sind, wenn getrennte Stromquellen für beide Überlagerer benutzt werden. Werden gemeinsame Stromquellen benutzt,

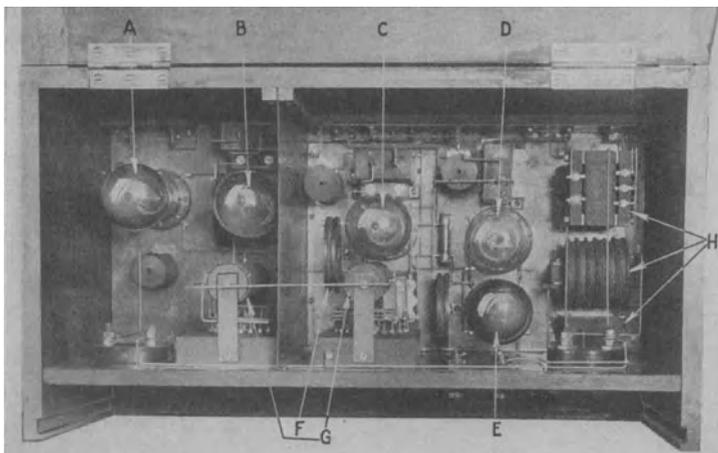


Abb. 26. Innenansicht des Niederfrequenzverstärkers.

so ändert sich bei Spannungsschwankungen die Frequenz der fast gleichartigen Generatoren auch in gleichartiger Weise. Die Differenz der beiden Schwingungen, d. h. der erhaltene Interferenzton bleibt dann ziemlich konstant. — Den Anteil an Harmonischen schätzt Kirke auf $\frac{1}{2}$ —5%, abhängig von der Frequenz und der dem Generator ent-

nommenen Leistung. Zu dieser Schätzung gelangt er mit Hilfe der in Abb. 27 gezeigten Brückenordnung, die in anderer Form auch zu Dämpfungsmessungen benutzbar ist.

Die elektrischen Größen dieser Brücke waren folgende: $R_1 = 100$ Ohm, $R_2 = 350$ Ohm, $R_3 = 400$ Ohm (veränderlich) + 25 Ohm (veränderlich), $L = 0,075$ oder 0,25 oder 0,55 oder 1,4 oder 2,5 oder 4,5 Henry, $C = 0,01 - 1,5 \mu\text{F} + 0,01 \mu\text{F}$ (veränderlich) oder $0,001 - 0,15 \mu\text{F} + 0,001 \mu\text{F}$ (veränderlich). Diese Brücke diene gleichzeitig zur Frequenzmessung. Das Telephon läßt sich durch Einstellen von R_3 nur unter der Bedingung völlig zum Schweigen bringen, daß

$$L \cdot C = \frac{1}{(2\pi \cdot f)^2}$$

gemacht ist. Offenbar diene die Brücke aber lediglich zu Kontrollmessungen dieser Art, indem die Eichung des Tonfrequenzgenerators im übrigen mit Hilfe einer Stimmgabel und zwei Niederfrequenz-Oszillatoren vorgenommen wurde, die sich auf harmonische Schwingungen einstellen ließen.

Zur Messung der Ausgangsspannung des Tonfrequenzgenerators diene das an anderer Stelle dieses Buches beschriebene einfache Röhrenvoltmeter. Es wurde für die Ausgangsspannung die in Abb. 28

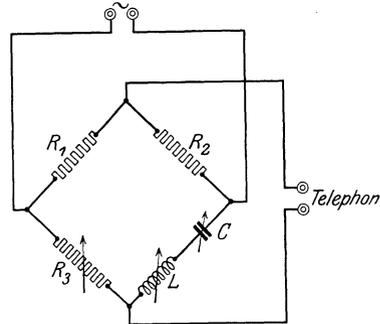


Abb. 27. Brücke zur Feststellung von Harmonischen.

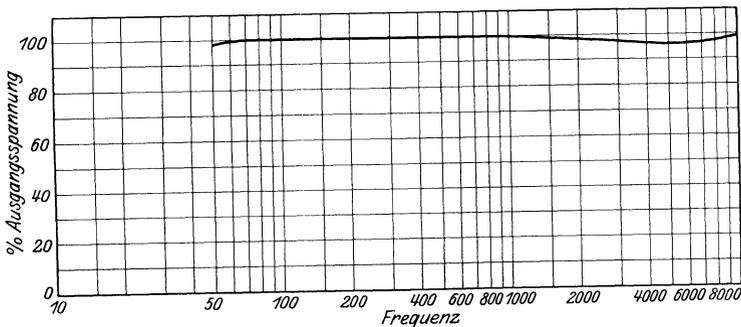


Abb. 28. Ausgangsspannung des Generators in Abhängigkeit von der Frequenz.

gezeigte Kurve erhalten, aus der sich völlige Gleichmäßigkeit der Ausgangsspannung ergibt, wenn man von einem Abfall um nur 5% bei der Frequenz 5000 absieht.

Nach dem gleichen Prinzip arbeitet der von H. Diamond und

J. S. Webb¹ beschriebene Tonfrequenzgenerator. Wie die Schaltung Abb. 29 zeigt, umfaßt dieser Tonfrequenzgenerator fünf Röhren. Die beiden Oszillatoren HR_1 und HR_2 besitzen zur Selbsterregung die Hartleyschaltung. Die Wellenlänge des einen Senders ist wieder fest (3000 m) eingestellt, während die Frequenz des anderen Senders durch einen kleinen, dem Hauptkondensator des Schwingungskreises parallel geschalteten Drehkondensator C um insgesamt 10000 Hertz erniedrigt werden kann. Der zuletzt erwähnte Abstimmkreis ist induktiv mit der einen Verstärkerröhre VR_1 und der Schwingungskreis des anderen Generators über einen Zwischenkreis mit der Röhre VR_2 gekoppelt. Wäh-

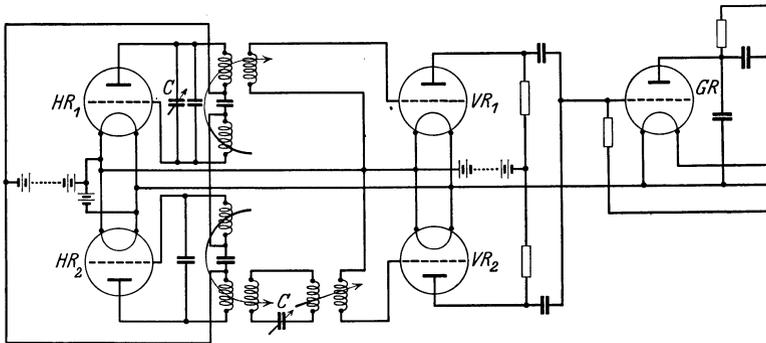


Abb. 29. Tonfrequenzgenerator mit Gegentaktverstärker.

rend die beiden Verstärkerröhren im Gegentakt arbeiten, werden die in ihnen verstärkten Hochfrequenzspannungen auf das Gitter einer Gleichrichterröhre GR übertragen. Diese Anordnung bietet in noch weiterem Maße als der auch bei dem Hochfrequenzgenerator von Kirke vorhandene Zwischenkreis den Vorteil, daß die Entstehung von Oberschwingungen auf ein Minimum herabgesetzt ist.

Bereits an verschiedenen Stellen wurden die Mittel besprochen, die angewandt wurden, um bei Tongeneratoren nach der Interferenzmethode die Mitnahme zu vermeiden. Ein interessanter Vorschlag hierzu stammt von H. von Hartel², der die geschilderten Schwierigkeiten bei einer Einrichtung zur Messung von kleineren Kapazitäten dadurch umgeht, daß der Hilfsüberlagerer etwa auf der dreifachen Frequenz schwingt. Es kommen dann die Schwingung des Hauptüberlagerers und die dritte Harmonische des Hilfsüberlagerers zur Interferenz. Da die dritte Harmonische gegenüber der Hauptschwingung eine meist nur kleine Amplitude besitzt, findet eine Mitnahme auch dann nicht statt, wenn die tiefsten Frequenzen eingestellt werden sollen.

¹ The testing of audio-frequency transformer-coupled amplifier, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 15, Nr. 9, S. 767, September 1927.

² Nach einer mündlichen Mitteilung.

2. Hochfrequenzgeneratoren.

Ebenso wie bei den Tonfrequenzgeneratoren sind auch bei den Hochfrequenzgeneratoren bestimmte Anforderungen hinsichtlich der Einstellbarkeit und der Konstanz von Frequenz und Amplitude zu stellen. Bei Hochfrequenzgeneratoren ist außerdem noch, falls modulierte Schwingungen erzeugt werden sollen, neben der Einstellbarkeit der Trägerschwingung eine Reguliermöglichkeit des Modulationsgrades wichtig. Im Rahmen dieses Abschnittes sollen einige bekannte Ausführungsformen auf ihre Vorzüge und Nachteile für bestimmte Verwendungszwecke näher untersucht werden.

Der Frequenzbereich eines universell verwendbaren Hochfrequenzgenerators soll etwa von 20000—20000000 Hertz oder in Wellenlängen ausgedrückt von 15000 m bis 15 m reichen, d. h. also das gesamte in der drahtlosen Telegraphie und Telephonie heute benutzte Gebiet umfassen. Hinsichtlich der Genauigkeit, mit der sich eine bestimmte Frequenz einstellen lassen soll, bereitet es Schwierigkeiten, hier feste Richtlinien anzugeben. Um überhaupt einen Anhaltspunkt zu gewinnen, kann man von der aus der Rundfunktechnik bekannten Tatsache ausgehen, daß jeder Telefonesender ein Frequenzband von mindestens 10000 Hertz erfordert. Auf Grund dieser Tatsache sind ja auch die normalen Rundfunkwellen in Europa so verteilt worden, daß zwischen den Frequenzen je zweier Sender immer ein Unterschied von 10000 Hertz besteht. Falls eine bestimmte Trägerwelle eingestellt werden soll, wird man demnach unbedingt fordern müssen, daß diese Einstellung mit einer Genauigkeit von mindestens 5000 Hertz geschieht, um innerhalb der beiden Seitenbänder zu bleiben.

Im Gegensatz zu der bei Niederfrequenz aufgestellten Forderung, daß jeder Ton mit einer Genauigkeit von 1% eingestellt werden soll, wird auf dem Hochfrequenzgebiet unter der oben gemachten Voraussetzung der gleiche Wert nur bei einer Welle von 600 m vorhanden sein. Bei den längeren Wellen würde sich somit eine geringere und für den Telegraphieempfang sogar zu geringe prozentrische Genauigkeit ergeben, während diese mit abnehmender Welle zunehmen würde. — Bei diesen Betrachtungen muß außerdem auch die Ablesegenauigkeit der in den Laboratorien gebräuchlichen Wellenmesser berücksichtigt werden. Die heute meist gebrauchten Wellenmesser besitzen leider den Nachteil, daß sie mit Kreisplattenkondensatoren ausgerüstet sind und infolgedessen die Einstellgenauigkeit sich mit dem Drehwinkel ändert. Man kann deshalb bei diesen immer nur von einer mittleren Genauigkeit sprechen. Vorteilhafter wären an dieser Stelle Drehkondensatoren mit Frequenzcharakteristik, bei denen die Eichkurve angenähert eine Gerade darstellt.

Unter Berücksichtigung des Gesagten kann man für Wellen

über 600 m die gleiche Einstellgenauigkeit wie bei Niederfrequenz, d. h. also 1%, fordern. Bei Wellen von 60—600 m dagegen muß eine höhere Genauigkeit gefordert werden, und zwar muß die Einstellung hier entsprechend den Seitenbandfrequenzen auf 5000 Hertz genau erfolgen. In diesem Gebiet bereitet es auch bei Benutzung der üblichen Wellenmesser zur Eichung des Hochfrequenzgenerators keine Schwierigkeiten, diese Forderung zu erfüllen. Für die kurzen Wellen von 15—60 m, die in letzter Zeit besondere praktische Bedeutung erlangt haben, ist es mit den gewöhnlichen Wellenmessern bzw. Absorptionskreisen kaum möglich, eine Trägerfrequenz auf 5000 Hertz genau einzustellen. Man muß in diesem Falle die Messungen entweder mit geringerer Genauigkeit durchführen oder besondere Meßanordnungen hierzu benutzen.

Für die Einstellung und Konstanthaltung der Amplituden gelten bei Hochfrequenzgeneratoren die gleichen Gesichtspunkte, wie sie schon oben bei den Tonfrequenzgeneratoren angegeben wurden. Auch hier ist die Genauigkeit wieder von den benutzten Meßinstrumenten, d. h. also in der Hauptsache den Hitzdrahtstrommessern, den Elektrometern oder Röhrenvoltmetern abhängig. Die Einstellgenauigkeit liegt somit wie oben zwischen $\frac{1}{2}$ und 2%. Auch für die Größe der von dem Hochfrequenzgenerator zu liefernden Wechselspannungen gelten ähnliche Gesichtspunkte wie bei den Tonfrequenzgeneratoren. Man hat es jedoch bei den zu messenden Hochfrequenzverstärkern meist mit Endstufen zu tun, die im Ausgangskreis nur eine Spannung von höchstens etwa 1 Volt zu liefern brauchen. Bei Annahme einer fünffachen Verstärkung würde demnach die größte zur Messung einer Stufe erforderliche Spannung 0,2 Volt betragen. Der Kleinstwert der zu liefernden Spannung würde sich (ebenso wie bei Niederfrequenz) ergeben, wenn man eine Ausgangsspannung von 0,4 Volt bei einer 10000fachen Hochfrequenzverstärkung annehmen würde, eine Verstärkungsziffer, die auch bei Hochfrequenz kaum überschritten wird; die kleinste zu liefernde Spannung müßte somit 0,4 Millivolt betragen.

Falls mit modulierter Hochfrequenz gearbeitet wird, ist, wie schon eingangs erwähnt, die Einstellbarkeit und Konstanthaltung nicht nur der Trägerschwingung, sondern auch der Modulationsschwingung zu untersuchen. Ein näheres Eingehen hierauf erübrigt sich jedoch, da bei tonfrequenter Modulation naturgemäß die oben für Tonfrequenzgeneratoren aufgestellten Forderungen zu berücksichtigen sind.

a) Hochfrequenzgeneratoren ohne Modulation.

Als Hochfrequenzgeneratoren finden heute fast ausschließlich Anordnungen mit selbsterregenden Röhrenschaltungen Anwendung. Ein Eingehen auf die einzelnen Schaltungen mit ihren Apparaten ist an dieser

Stelle wohl nicht erforderlich, da ihre Wirkungsweise und ihre Eigenschaften aus der Sende- und Empfangstechnik als bekannt voraussetzen sind. Grundsätzlich ist zu unterscheiden zwischen Anordnungen, die eine induktive oder, was hiermit gleichbedeutend ist, eine sogenannte kapazitive Rückkopplung benutzen, und zwischen Anordnungen, bei denen die fallende Charakteristik einer Röhre ausgenutzt wird. Unter den vielen Anordnungen, die als Hochfrequenzsender geeignet sind, sollen nur zwei beispielsweise herausgegriffen werden; diese sind zwei Verstärkermeßanordnungen entnommen worden, deren Wirkungsweise weiter unten näher besprochen werden soll.

Ein Hochfrequenzgenerator, der von Ludwig Bergmann zur Messung von Empfangsfeldstärken¹ benutzt worden ist, ist in Abb. 30 dar-

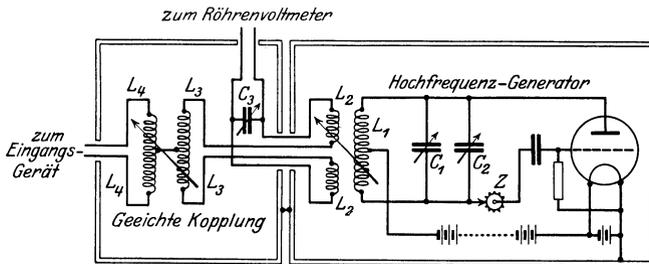


Abb. 30. Hochfrequenzgenerator in Dreipunktschaltung.

gestellt. Hierbei soll gleich auf eine Hauptschwierigkeit bei dem Arbeiten mit Hochfrequenzgeneratoren hingewiesen werden. Bei allen Meßanordnungen muß unbedingt verhindert werden, daß auf die einzelnen Meßkreise irgendwelche Spannungen unter Umgehung etwa eingeschalteter Spannungsteiler oder zu messender Verstärkersysteme induziert werden. Es ist deshalb notwendig, die benutzten Hochfrequenzgeneratoren durch Metallwände vollkommen abzuschirmen. Bei dem Hochfrequenzgenerator von L. Bergmann ist für diesen Zweck ein dreifacher Blechpanzer vorgesehen worden, hierbei haben noch zur Erzielung einer besseren Wirkung die einzelnen Blechwände voneinander einen gewissen Abstand. Diese Vorsicht bei der Abschirmung ist natürlich nur bei langsameren Frequenzen, d. h. bei längeren Wellen notwendig. Der in Abb. 30 dargestellte Generator mit der angezapften Spule L_1 ist in Dreipunktschaltung ausgeführt. Zur Grobeinstellung der erregten Frequenz dient der Kondensator C_1 , zur Feineinstellung der Kondensator C_2 . Z ist ein Zeichengeber, der den Anodenstrom des Generators fortlaufend zu unterbrechen und zu schließen gestattet. Auf die Teile der Anordnung, die an die Spule L_1 angekoppelt sind und

¹ Eine Anordnung zur Messung der absoluten Empfangsenergie in der drahtlosen Telegraphie, Telefunkenzeitung, Jahrg. VII, Heft 39, S. 32, März 1925.

zur Messung der vom Sender gelieferten Hochfrequenzspannungen und zur Regulierung dieser Spannungen dienen, soll in dem Abschnitt über Spannungsteiler näher eingegangen werden.

Eine zweite Ausführung eines Hochfrequenzgenerators, der zu der weiter unten beschriebenen Hochfrequenzmeßanordnung des Verfassers gehört, ist in Abb. 31 wiedergegeben. Dieser Sender, der auch vollständig durch einen geerdeten Blechkasten abgeschirmt ist, besitzt eine Schaltung mit induktiver Rückkopplung. Die Abnahme der Hochfrequenz geschieht auch hier mittels einer induktiven Kopplung, die durch eine seitliche Tür in dem Kasten zugänglich ist. Durch Verändern der Rückkopplung oder der Kopplung kann die gelieferte Spannungsamplitude in geringem Maße geändert werden. Die Messung der Wellen-

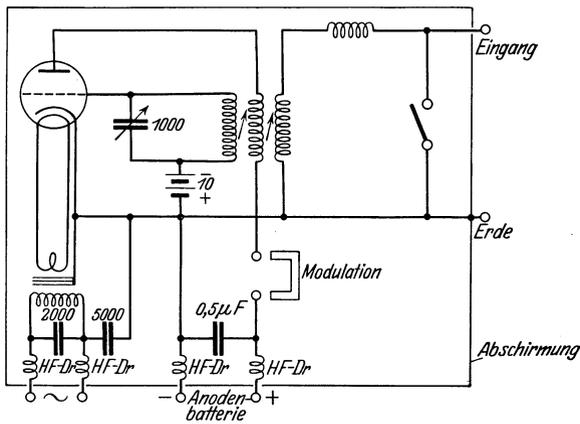


Abb. 31. Hochfrequenzgenerator mit induktiver Rückkopplung.

länge geschieht auf die bekannte Weise, daß eine weitere im Meßkreis befindliche Spule mit einem neben dem Sender befindlichen Wellenmesser lose gekoppelt wird. Bei Übereinstimmung der Resonanzen wirkt der Wellenmesser als Absorptionskreis. Die Übereinstimmung ist an dem Sinken des Ausschlages der angeschalteten Meßinstrumente zu erkennen. Diese Anordnung, die naturgemäß bei allen anderen Hochfrequenzgeneratoren auch benutzt werden kann, ist meist ausreichend genau und sehr einfach. Weiterhin ist noch dafür zu sorgen, daß nicht Teile der im Sender erzeugten Hochfrequenz über die Batterien oder Erdleitungen unter Umgehung des Blechmantels zu weiteren Teilen der Meßanordnung gelangen. Die hierdurch auftretenden Störungen lassen sich beseitigen, wenn, wie in Abb. 31 angegeben, die betreffenden Leitungen durch Kondensatoren von mindestens 5000 cm überbrückt werden. Für Messungen im Bereich kurzer Wellen empfiehlt es sich, in die verschiedenen Leitungen zu den Stromquellen, wie in Abb. 31,

Hochfrequenzdrosseln einzuschalten, die nur aus wenigen Windungen dicken Kupferdrahtes zu bestehen brauchen. Durch diese Drosseln wird weiterhin die Wahrscheinlichkeit merklicher unkontrollierbarer Ausstrahlungen verringert.

Der hier benutzte Meßsender ist noch insofern bemerkenswert, als eine indirekt mit Wechselstrom geheizte Röhre Verwendung findet. Infolgedessen ist der Sender von dem Zustand der Heizbatterie unabhängig und kann durch Betätigen eines Schalters sofort in Betrieb gesetzt werden. Ebenso wird auch der Anodenstrom dem Lichtnetz über ein Netzanschlußgerät entnommen.

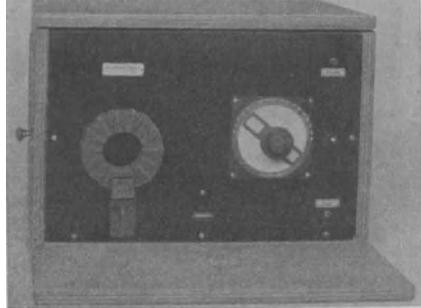


Abb. 32. Ansicht des Hochfrequenzgenerators.

Hierbei ist jedoch zu beachten, daß, falls das Netzanschlußgerät nicht genügend störungsfrei arbeitet, der Sender Schwingungen liefert, die mit einem Ton von 50 Hertz moduliert sind; durch Abhören in einem Empfänger ist das Vorhandensein dieser Modulation leicht festzustellen und durch

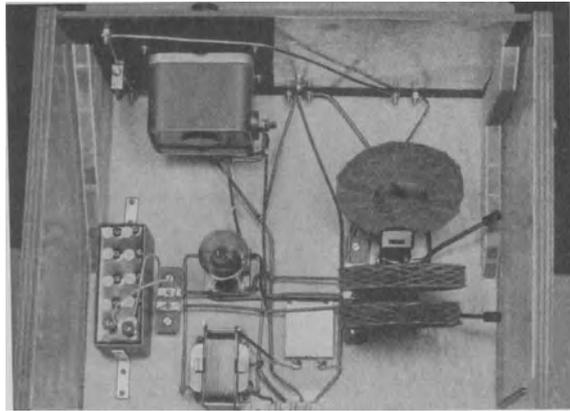


Abb. 33. Innenansicht

besondere Maßnahmen am Netzanschlußgerät zu beseitigen. Die äußere Ansicht des nach Abb. 31 geschalteten Hochfrequenzgenerators des Verfassers zeigt Abb. 32, die innere Ansicht zeigt Abb. 33.

Eine weitere interessante, von W. King¹ angegebene Schaltung stellt der in Abb. 34 wiedergegebene Hochfrequenzgenerator dar, der wie die ein-

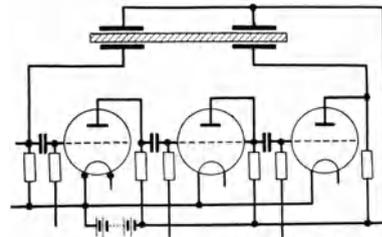


Abb. 34. Kapazitive Rückkopplung über einen Quarzstab.

¹ Thermionic Vacuum Tubes and their Applications, The Bell System Technical Journal, II, Nr. 4, S. 7.

gangs des Buches beschriebenen Tonfrequenzgeneratoren zur mechanisch-elektrischen Klasse zu rechnen ist. Hierbei wird ein Widerstandsverstärker benutzt, mit welchem in der gezeichneten Art und Weise die Enden eines Quarzstabes kapazitiv verbunden sind. Die betreffenden Kapazitäten liegen einerseits am Eingangskreis, andererseits am Ausgangskreis des Verstärkers. Der Quarzstab ist bekanntlich imstande, für eine ganz bestimmte, durch seine Abmessungen festgelegte Frequenz eine ihm kapazitiv zugeführte Wechselspannung in mechanische Schwingungen umzusetzen und umgekehrt aus diesen wiederum Wechselspannungen zu erzeugen. Für diese ganz bestimmte Frequenz tritt dann über den Quarzstab eine Rückkopplung ein.

b) Hochfrequenzgeneratoren mit Modulation durch Tonfrequenzgeneratoren.

Für viele Untersuchungen genügt es nicht, die zu messenden Verstärker mit reiner Hochfrequenz zu prüfen, sondern bei allen Anordnungen, bei denen an irgendeiner Stelle eine Gleichrichtung stattfinden soll oder stattfindet, müssen die Messungen mit modulierter Hochfrequenz durchgeführt werden. Bei kleinen Hochfrequenzgeneratoren ist die Modulation auf einfachste Art dadurch möglich, daß die Anodenstromzuführung unterbrochen und an dieser Stelle ein Tonfrequenzgenerator, z. B. eine der oben beschriebenen Ausführungen, angeschlossen wird. Diese Art der Modulation ist z. B. auch bei dem zuletzt beschriebenen Hochfrequenzsender des Verfassers möglich.

Vorteilhafter ist es jedoch, wenn eine besondere Modulationsröhre verwendet wird. Eine entsprechende Anordnung zur Erzeugung von modulierter Hochfrequenz ist von C. Kuhlmann¹ beschrieben worden. Wie die Schaltung dieses Generators nach Abb. 35 zeigt, werden

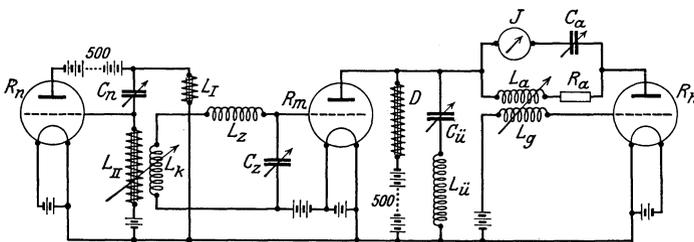


Abb. 35. Hochfrequenzgenerator mit Modulationsröhre.

drei Röhren benutzt. Die erste Röhre R_n dient zur Erregung der Niederfrequenz, die zweite R_h zur Erregung der Hochfrequenz, und die dritte R_m zur Modulation. Der Niederfrequenzsender mit den Spulen

¹ Herstellung und quantitative Messung modulierter Wellen sowie der Empfang derselben mit einem Schwingungskreise, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph., Bd. 25, Heft 2, S. 43, 1925.

L_I und L_{II} und den Drehkondensatoren C_n arbeitet in Dreipunktschaltung; da die Spulen Eisenkerne besitzen, ist der Sender, wie schon früher erwähnt, nicht ganz frei von Oberschwingungen. Nach Kuhlmann sollen sich die erzeugten Oberwellen von der Spule L_{II} fernhalten lassen, wenn die Selbstinduktion von L_I möglichst klein gegenüber der Selbstinduktion von L_{II} gehalten wird. Nach den Angaben von Kuhlmann betrug die Selbstinduktion der Spule L_I 2,5 Henry und die der Spule L_{II} 7 Henry (gemessen bei der Frequenz 3000). Die Niederfrequenz wird induktiv durch die Spule L_k ohne Eisenkern von der Spule L_{II} abgenommen. Die Spule L_k bildet zusammen mit der Luftspule L_z und dem Drehkondensator C_z einen auf die Niederfrequenz abgestimmten Zwischenkreis, der am Gitter der Modulationsröhre R_m liegt. Der Hochfrequenzsender arbeitet mit induktiver Rückkopplung, wobei der Anodenkreis abgestimmt wird; in Reihe mit den Drehkondensatoren C_a ist außerdem das Schwingstrominstrument J geschaltet. Der Anodenstrom wird der Modulationsröhre und der Hochfrequenzröhre über die Eisendrossel D zugeführt, die durch den Kurzschlußkreis, bestehend aus der Spule $L_{\ddot{u}}$ und dem Drehkondensator $C_{\ddot{u}}$ für Hochfrequenz überbrückt wird. Nach den Untersuchungen von Kuhlmann ist diese Anordnung wirksamer als die Benutzung einer Luftdrosselspule und eines Übergangskondensators für Hochfrequenz; bei der in Abb. 35 dargestellten Anordnung konnte er eine um etwa 50% höhere Stromausbeute erzielen. Die noch nicht angeführten Daten der einzelnen Schaltelemente waren folgende: $L_k = 0,04$ Henry, $L_z = 6,8$ bis 14 Henry, $D = 14$ Henry, $L_{\ddot{u}} = 0,042$ Henry, $C_{\ddot{u}} = 240$ cm, $L_a = 0,0015$ Henry.

Zur Feststellung des Aussteuerungsgrades wurde die modulierte Hochfrequenz von der Spule L_a induktiv einer Braunschen Röhre zugeführt. Hierbei zeigte sich, daß der Aussteuerungsgrad nahezu unabhängig von der Schwingungszahl der Modulationsfrequenz war. Zur Ermittlung der Amplituden der Obertöne wurde die Braunsche Röhre an den Drehkondensator C_n angeschlossen. Hierbei wurde gefunden, daß an dieser Stelle von der ersten Harmonischen etwa 10%, von der zweiten Harmonischen etwa 4% und von der dritten Harmonischen etwa 3% vorhanden waren. Die der Modulationsröhre zugeführte Wechselspannung enthält dann infolge Einschaltung des Zwischenkreises entsprechend weniger Oberwellen. Zur Überwachung der Modulation wurde an den Drehkondensator C_z ein Röhrenvoltmeter angelegt. Die mit dem Röhrenvoltmeter gemessenen Spannungen betragen etwa 20 Volt.

Die Schaltung eines weiteren Hochfrequenzgenerators für modulierte Hochfrequenz, wie er von F. Gabriel¹ beschrieben worden ist, zeigt

¹ Ein Röhrengenerator zur Erzeugung von modulierter Hochfrequenz für Laboratoriumszwecke, ENT., Bd. 4, Heft 10, S. 426, 1927.

generator angegeben wurden. Durch Ändern der an der Batterie abgegriffenen Anodenspannung und auch mit Hilfe des Potentiometers P läßt sich die Anodenspannung beliebig verändern. Hierdurch ist es möglich, die Amplitude der erzeugten Hochfrequenzschwingungen weitgehend zu regulieren. Die Hochfrequenz wird durch die Drossel D_1 und D_2 und den Überbrückungskondensator $C_{\bar{u}}$ von den Batterien und Meßinstrumenten ferngehalten. Der Dynatronschwingungskreis mit der Selbstinduktion L und der Kapazität C ist direkt mit dem Gitterkreis der ersten Röhre gekoppelt. Die Kopplung zwischen diesen beiden Kreisen ist veränderlich, so daß sich eine weitere Reguliermöglichkeit für die Hochfrequenzamplituden ergibt. Hierbei wird man vorteilhaft die Steuerröhre stark erregen und dann die Kopplung der beiden Kreise sehr lose wählen, um etwa noch auftretende Rückwirkungen so klein wie möglich zu machen. Im Gegensatz hierzu braucht auf diese Rückwirkungen bei dem an die Modulationsröhre angeschlossenen Tonfrequenzgenerator keine Rücksicht genommen werden, da die hier entnommene Energie sehr klein ist.

Für die Sende- und Modulationsröhre wird eine Ringschaltung benutzt, bei der die Anode jeder der beiden Röhren mit der Kathode der anderen über eine Anodenbatterie verbunden wird; hierbei wird also in der bekannten Weise die Anodenspannung für die Senderöhre durch die Niederfrequenz geändert. Die in der Ringleitung eingeschalteten Batterien, die zur feineren Einstellung noch mit Potentiometeranordnungen verbunden sind, sind durch große Kondensatoren von $4 \mu F$ überbrückt worden. Durch die Drosseln D_a und D_k wird verhindert, daß die Hochfrequenz in den Niederfrequenzteil gelangt. Als Anodenkreis der ersten Röhre dient die Spule L_a , mit der der Kondensator C_A in Reihe geschaltet ist; dieser Kondensator soll einen Kurzschluß der Niederfrequenz über die Spule L_a verhindern. Für gewisse Zwecke ist es möglich, den Kondensator C_s im Gitterkreis auf den Anodenkreis, parallel zur Spule L_a umzuschalten. Mit Hilfe der veränderlich angekoppelten Spule L_e können dann die zu messenden Geräte an den Hochfrequenzgenerator angeschlossen werden.

Für die erstmalige Einstellung des Hochfrequenzgenerators kann die Messung des Modulationsgrades auf folgende Weise geschehen. Einmal wird mit Hilfe eines Thermoelementes die Effektivströmstärke bestimmt und daraus in der bekannten Weise die Amplitude des Hochfrequenzstromes J_1 ermittelt. Außerdem wird in den Kreis ein Ohmscher Widerstand eingeschaltet, an dessen Enden mit einem Röhrenvoltmeter der Spannungsabfall gemessen wird. Hieraus ergibt sich dann die Scheitelspannung \mathcal{E}_m ; der Modulationsgrad beträgt nach einer bekannten Beziehung:

$$m = \frac{J_{\max} - J_1}{J_1} \cdot 100 \% . \quad (1)$$

Hierbei ist

$$J_{\max} = \frac{\mathcal{E}_m}{R} \quad \text{und} \quad J_1 = J_{m \text{ eff}} \cdot \sqrt{2}.$$

Bei der Messung der Scheitelspannung \mathcal{E}_m ist noch zu beachten, daß der eingeschaltete Widerstand R nur so groß gewählt wird, als sein Ohmscher

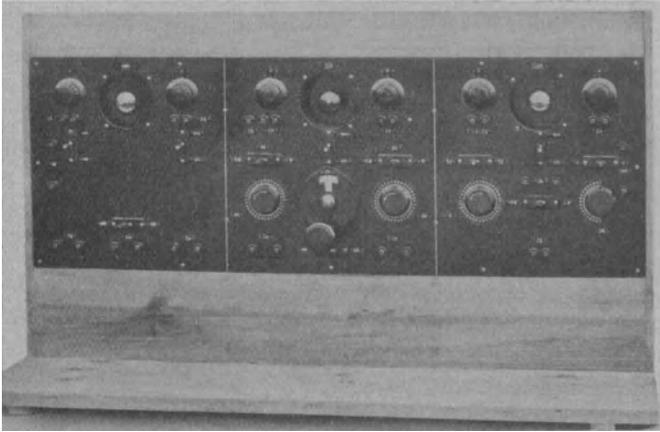


Abb. 37. Aussenansicht des Generators von F. Gabriel.

Widerstand noch klein gegenüber den parallel liegenden kapazitiven Widerständen des Meßinstrumentes anzusehen ist. — Ist der Modulations-

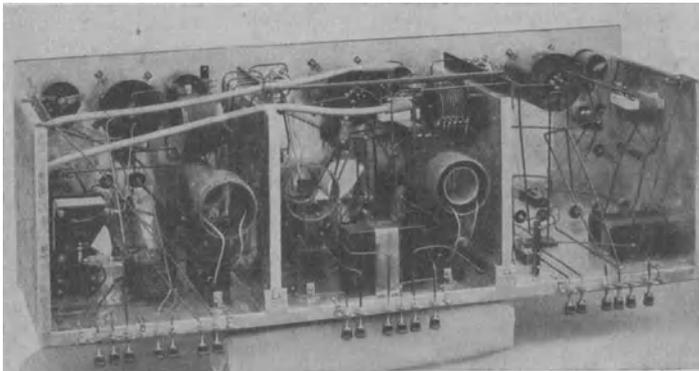


Abb. 38. Rückansicht des Generators.

grad auf diese Weise einmal festgestellt worden, so läßt er sich bei dem Hochfrequenzgenerator einfach dadurch kontrollieren, daß die hochfrequente Spannungsamplitude am Gitter der Senderöhre und die niederfrequente Spannungsamplitude am Gitter der Modulationsröhre mit einem

Röhrenvoltmeter oder einem Elektrometer dauernd gemessen wird. Die für diese Kontrollmessungen notwendigen Anschlüsse sowie die Anschlüsse, die zur Aufnahme der Röhrenkennlinie erforderlich sind, sind bei diesem Hochfrequenzgenerator vorhanden.

Die äußere Ansicht des Röhrengenerators mit der Schaltung nach Abb. 36 ist in Abb. 37 wiedergegeben. Auch bei der fertigen Ausführung sind die drei oben unterschiedenen Einheiten voneinander getrennt ausgeführt worden. Die Einzelheiten des inneren Aufbaues sind aus der Rückansicht des Röhrengenerators nach Abb. 38 zu entnehmen. Um eine Hochfrequenzstrahlung des Generators nach Möglichkeit zu verhindern, sind die Außen- und Zwischenwände mit Blech beschlagen worden, das im Betrieb geerdet wird. Bei der Anordnung der Einzelteile und bei der Leistungsführung mußte besonders darauf geachtet werden, daß sich zwischen den verschiedenen Leitungen keine schädlichen Kopplungen ergaben.

c) Hochfrequenzgeneratoren mit Modulation durch Überlagerung.

Ein näheres Eingehen auf die hierher gehörenden Anordnungen ist nicht erforderlich, da die gleichen Anordnungen schon in dem Abschnitt über Tonfrequenzgeneratoren ausführlich besprochen wurden. Falls man bei den dort behandelten Anordnungen mit Hochfrequenzüberlagerung keine Gleichrichtung benutzt, erhält man die modulierte Hochfrequenz. Bei dieser Methode ist ein besonderer Tonfrequenzgenerator nicht erforderlich; jedoch besteht in diesem Fall die Möglichkeit, daß die Niederfrequenz, mit der die Hochfrequenz moduliert ist, Oberschwingungen enthält. Die Oberschwingungen können vermindert werden, wenn, wie von Kirke angegeben, die Hochfrequenzgrundschwingung über einen Zwischenkreis geführt wird.

B. Geräte zum Regeln schwacher Wechselströme oder Wechselspannungen.

Wie schon oben auseinandergesetzt wurde, sind die Anforderungen, die bei den Hoch- und Tonfrequenzgeneratoren hinsichtlich der Veränderlichkeit der gelieferten Amplitude zu stellen sind, außerordentlich weitgehend. Aus diesem Grunde ist es praktisch ausgeschlossen, durch Maßnahmen am Generator selbst, wie beim Hochfrequenzgenerator z. B. durch Ändern der Rückkopplung oder der Betriebsspannungen, die notwendige Regulierung durchzuführen. Außerdem ist noch zu beachten, daß es Schwierigkeiten bereitet, die oben geforderten kleinen Wechselspannungen, die unter Umständen nur Bruchteile eines Millivolts betragen können, zu messen. Man kann etwa annehmen, daß die

kleinste Scheitelspannung, die mit einem Röhrenvoltmeter sicher und noch verhältnismäßig einfach gemessen werden kann, wie weiter unten ausgeführt, etwa 0,05 Volt beträgt. Aus diesem Grunde sind neben den Röhrengeneratoren Anordnungen vorzusehen, die es ermöglichen, einen beliebig kleinen Teil der von diesen gelieferten Spannung abzugreifen und auch diesen Teil einwandfrei direkt oder indirekt zu messen. Besonders bei Hochfrequenz bereitet es jedoch Schwierigkeiten, hier einen absolut einwandfreien Spannungsteiler herzustellen.

1. Widerstandsanordnungen und Potentiometer.

Die einfachste, für den genannten Zweck in Frage kommende Anordnung ist die bekannte Spannungsteilerschaltung mit Ohmschen Widerständen. Wie Abb. 39 zeigt, sind hierbei mehrere abgreifbare Ohmsche Widerstände in Reihe geschaltet und an die Ausgangsklemme

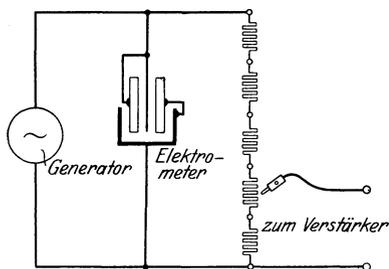


Abb. 39. Spannungsteilerschaltung.

des Generators angeschlossen worden. Mit einem Elektrometer oder einem Röhrenvoltmeter wird dann die Gesamtspannung an den Widerständen gemessen und hieraus die an einem der Widerstände abgegriffene Teilspannung errechnet. Zunächst ist bei dieser Anordnung meist sehr darauf zu achten, daß die benutzten Widerstände keine wesentliche Induktivität oder Kapazität besitzen.

Es sind daher entweder bifilar gewickelte Präzisionswiderstände oder Hochohmwiderstände, die in ihren modernen Ausführungen als konstant genug anzusehen sind, zu benutzen. Bei Messungen mit Niederfrequenz, wo die erforderlichen Widerstände in einer Größenordnung liegen bzw. in eine solche Größenordnung gebracht werden können, daß die vorhandenen unvermeidlichen Parallelkapazitäten oder auch induktiven Anteile an den Widerständen für die höchsten in Frage kommenden Frequenzen zu vernachlässigen sind, ergeben solche Anordnungen einwandfreie Resultate. Besonders geeignet sind für diesen Niederfrequenzspannungsteiler die Präzisionskurbelwiderstände mit Wicklung nach Wagner und Wertheimer.

Bei einer ähnlichen Spannungsteileranordnung für Niederfrequenz, wie sie von M. Pirani¹ bei der weiter unten besprochenen Niederfrequenzmeßeinrichtung benutzt wird, wird die Spannungsteilung durch Parallelschaltung eines veränderlichen Widerstandes in Reihe mit einem kleinen festen Widerstand zu einem in den Hauptstromkreis ge-

¹ Über die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Empfangsverstärkern. Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. Bd. 16, Heft 1, S. 1, 1920.

legenen Widerstand bewirkt. Hinsichtlich der Berechnung des eingestellten Teilverhältnisses soll auf die Besprechung der Gesamtanordnung in dem Abschnitt über Niederfrequenzmeßanordnungen verwiesen werden.

Weniger günstig liegen dagegen die Verhältnisse bei Hochfrequenz. Zunächst ist hier zu berücksichtigen, daß die Kapazität des angeschalteten Meßinstrumentes nicht mehr vernachlässigt werden darf. Eine einwandfreie Spannungsteilung erhält man in diesem Falle nur, wenn man das Meßinstrument, das ein Röhrenvoltmeter oder ein Elektrometer sein kann, dem gesamten eingeschalteten Widerstand parallel legt. Falls man das Meßinstrument nur einem Teil des Widerstandes parallel

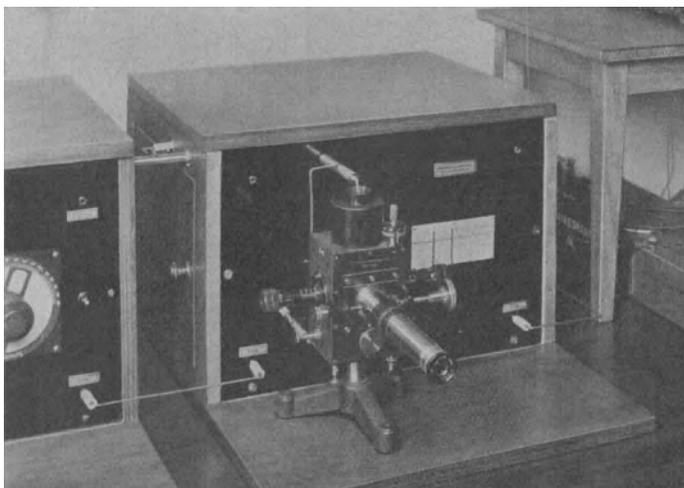


Abb. 40. Spannungsteiler mit Elektrometer.

schaltet, führt die Berechnung der abgegriffenen Teilspannung leicht zu falschen Resultaten. An und für sich kann man bei Hochfrequenz meist nicht von einer Ohmschen Spannungsteilung mehr sprechen, da durch das Meßinstrument eine gleichmäßige, kapazitive Belastung des Spannungsteilers stattfindet. Während dieser kapazitive Nebenschluß belanglos ist, ist, wie schon erwähnt, eine Parallelkapazität zu einem der Teilwiderstände infolge ungünstiger Leitungsführung usw. unbedingt zu vermeiden. Nimmt man an, daß die Gitterkathodekapazität am Eingang eines zu messenden Verstärkers einschließlich der Leitungskapazitäten im Höchstfalle etwa 25 cm beträgt, so entspricht dies bei einer Wellenlänge von nur 100 m einem Widerstande von etwa 2000 Ohm, der dem betreffenden Teilwiderstand des Spannungsteilers parallel liegt. Der größte Widerstand des Spannungsteilers, an dem die Eingangs-

spannung für den zu messenden Verstärker abgegriffen wird, darf also, um erhebliche Meßfehler zu vermeiden, nicht größer als 100 Ohm gewählt werden. Umgekehrt läßt sich ausrechnen, daß unter Annahme

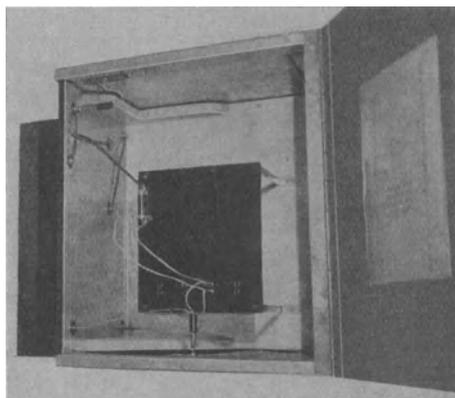


Abb. 41. Spannungsteiler von Innen gesehen.

der gleichen Wellenlänge von 100 m die Kapazität an den Enden eines Widerstandes von etwa 1000 Ohm nicht mehr als 5 cm betragen darf. An dieser Stelle gelingt es jedoch leicht zu vermeiden, daß der genannte kritische Wert (bzw. ein entsprechender Wert bei anderen Frequenzen oder Vorschaltwiderständen) überschritten wird. Bei Loewe-Hochohmwidern, sofern sie mit zwei Kappen versehen sind, ergibt sich beispielsweise ungefähr 0,25 cm Kapazität ohne Zuleitungen.

Nach den vorstehenden Gesichtspunkten wurde für die schon erwähnte Hochfrequenzanordnung des Verfassers ein Spannungsteiler ausgeführt, den Abb. 40 zusammen mit einem Elektrometer zeigt. Bei

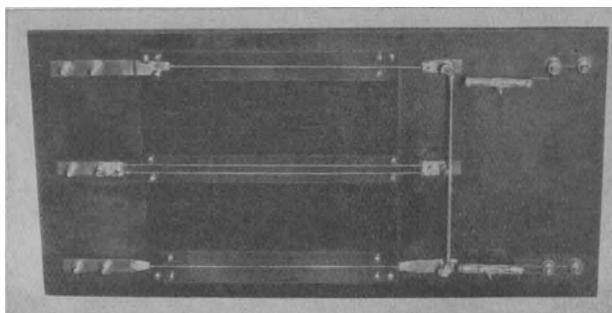


Abb. 42. Ältere Ausführung des Spannungsteilers.

diesem Spannungsteiler wurde besonders darauf geachtet, die Leitungen so zu führen, daß eine merkliche Kapazitätserhöhung nicht stattfindet. Der Spannungsteiler, dessen inneren Aufbau Abb. 41 zeigt, ist ebenso wie der für die Messung benutzte Hochfrequenzgenerator vollkommen eingekapselt worden, um jede Ausstrahlung zu verhindern.

Bei diesem Spannungsteiler ergaben sich wesentliche Schwierigkeiten insofern, als bei den ursprünglich aus gerade gespannten Drähten be-

stehenden Teilwiderständen sich im praktischen Betriebe Meßfehler zeigten; anfangs wurden hier, wie die Ansicht der älteren Ausführung nach Abb. 42 zeigt, dünne Manganindrähte von einigen Zentimetern Länge als reine Ohmsche Widerstände benutzt. Durch den Vergleich der mit solchen Drähten verschiedener Länge und verschiedenen Widerstandes erhaltenen Meßergebnisse stellte sich heraus, daß die Drähte neben ihrem Ohmschen Widerstand und einen zusätzlichen Ohmschen Hochfrequenzwiderstand infolge Stromverdrängung aufwiesen. Die Widerstandsänderung infolge der Stromverdrängung bei hohen Frequenzen kann bei gradlinig ausgespannten Drähten nach den von Zenneck angegebenen Formeln errechnet werden. Aus diesen Formen kann man auch entnehmen, wie dünn die benutzten Drähte sein müssen, damit die Widerstandsänderung

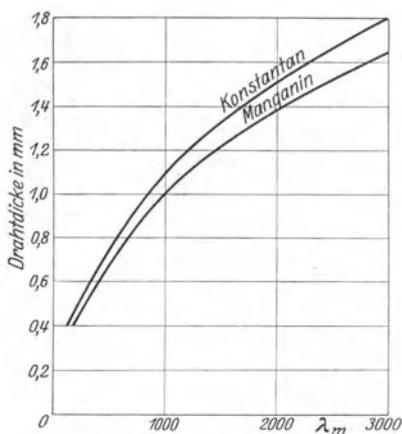


Abb. 43. Erforderliche Drahtstärke in Abhängigkeit von der Wellenlänge.

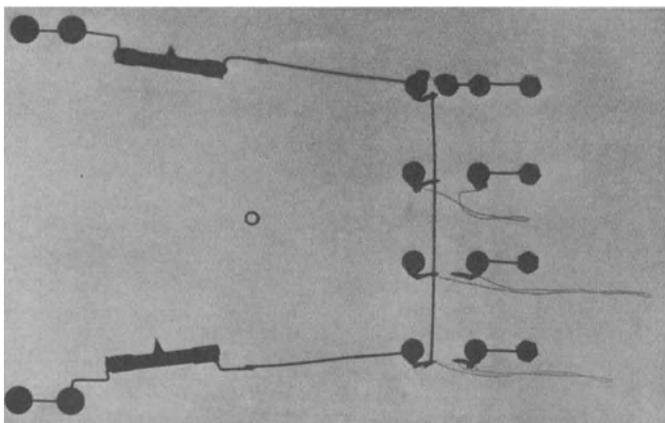


Abb. 44. Röntgenaufnahme des Spannungsteilers.

einen bestimmten Wert besitzt. In Abb. 43 ist die einer Widerstandsänderung von 1% entsprechende Drahtstärke für Konstantan und Manganin in Abhängigkeit von der Wellenlänge aufgetragen worden.¹

¹ Die Abbildung ist dem Buch von Rein entnommen worden: Rein-Wirtz, Radiotelegraphisches Praktikum, Verlag Julius Springer, S. 64.

Um die durch die Widerstandsvergrößerung hervorgerufenen Meßfehler zu vermeiden, wurden entsprechend der Röntgenaufnahme Abb. 44 die Widerstandsdrähte einmal möglichst kurz ausgeführt und dann bifilar angeordnet. Einen festen Halt erhielten die Drähte durch Einbetten in Paraffin. Die endgültigen Widerstände, die wahlweise zum Abgreifen der Teilspannung in Reihe mit einem Hochohmwiderstand von 360 Ohm geschaltet werden konnten, betragen 100, 10, 5,4 und 1,57 Ohm.

Außerdem hat es sich als sehr wichtig erwiesen, die Leitung zu den Gitterwiderständen so zu führen, daß sich keine zusätzlichen induktiven

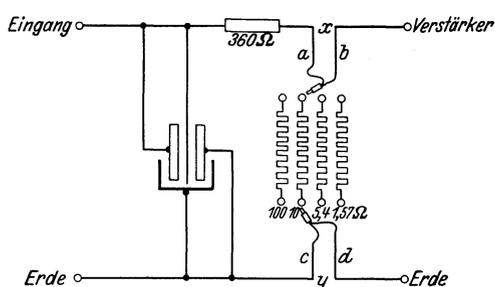


Abb. 45. Endgültige Anordnung des Spannungsteilers.

Widerstände ergeben können. Wie Abb. 45 zeigt, sind deshalb die Leitungen *a* und *b*, ebenso die Leitungen *c* und *d* V-förmig angeordnet worden. Würde man an Stelle von *a* und *b* nur eine einzige etwa bei *x* angeschlossene Leitung und an Stelle von *c* und *d* ebenfalls nur eine bei *y* ange-

schlossene Leitung verwenden, so würden die Hochfrequenzwiderstände dieser beiden Einzelleitungen zu den reinen Ohmschen frequenzunabhängigen Widerständen zwischen den Steckbuchsen hinzutreten und Meßfehler besonders bei Teilwiderständen von unter 5 Ohm bedingen. Weiterhin zeigt sich bei Messungen mit sehr hohen Frequenzen, daß bereits die Induktivität der Buchsen schädlich wirken kann. — Praktisch arbeitet man für Messungen auf Wellen über 100 m am besten mit Teilwiderständen von 10—100 Ohm und mit Vorschaltwiderständen von 300—1000 Ohm. Es ist daher eine maximale Spannungsteilung im Verhältnis 1 : 100 möglich. Nimmt man weiterhin an, daß mit dem an der Eingangs- und Ausgangsseite benutzten Meßinstrument noch Spannungen genau gemessen werden können, die sich wie 1 : 10 verhalten, so können hiernach Hochfrequenzverstärkungsgrade bis zu 1000 unmittelbar gemessen werden. Sollen noch höhere Hochfrequenzverstärkungsgrade bestimmt werden, so können durch entsprechende Maßnahmen an der Ausgangsseite des Verstärkers die Spannungen in definierter Weise künstlich herabgesetzt werden. Zum Schluß soll noch einmal darauf hingewiesen werden, daß direkte induktive oder kapazitive Einflüsse von außen auf die einzelnen Teile des Spannungsteilers, insbesondere auf die am Gitter des zu messenden Verstärkers liegenden Teile, unbedingt zu vermeiden sind.

2. Kapazitive Spannungsteiler.

Neben den besprochenen einfachen Anordnungen mit Ohmschen Widerständen lassen sich auch Spannungsteiler verwenden, die an Stelle der Widerstände Kondensatoren enthalten. Hierbei sind zwar die einzelnen Teilwiderstände von der Frequenz abhängig, jedoch bleibt ihr Widerstandsverhältnis, d. h. also die Spannungsteilung für alle Frequenzen konstant. Beispielsweise könnte dieser Spannungsteiler, der im wesentlichen nur für Hochfrequenz, besonders aber für Frequenzen über $3 \cdot 10^6$ von Bedeutung ist, so ausgeführt werden, daß er parallel zu dem Abstimmkondensator eines Schwingungskreises liegt. Bei rein kapazitiven Spannungsteilern besteht jedoch der Nachteil, daß sich bei ihnen das eingestellte Teilverhältnis nur schwer bestimmen läßt. Außerdem können sich Fehler leicht dadurch ergeben, daß die benutzten Kondensatoren merkliche dielektrische Verluste besitzen. Ebenso ist darauf zu achten, daß die an die einzelnen Teile des Spannungsteilers angeschalteten Anordnungen diese Verluste nicht wesentlich vergrößern. Bei Verstärkern ist das zum Beispiel leicht durch Anodenrückwirkungen, wie weiter unten gezeigt wird, möglich. Es empfiehlt sich deshalb durch eine Überschlagsrechnung vor der Messung nachzuprüfen, ob durch solche Nebenanschlüsse das Meßresultat beeinträchtigt wird. Die kapazitiven Nebenschlüsse müssen, falls sie gegenüber den Kapazitäten des Spannungsteilers nicht mehr zu vernachlässigen sind, durch Messung festgelegt werden, da sich

sonst die abgegriffenen Spannungen nicht richtig errechnen lassen. Ein solcher kapazitiver Spannungsteiler wurde zuerst von M. Pirani¹ zur Messung des Verstärkungsgrades von Hoch-

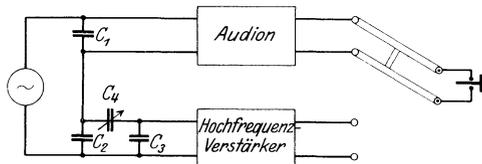


Abb. 46. Hochfrequenzmefleinrichtung mit kapazitivem Spannungsteiler.

frequenzverstärkern benutzt. Wie Abb. 46 zeigt, benutzt Pirani zur Spannungsteilung drei Kondensatoren, um eine bessere Regulierfähigkeit zu erhalten. Die Kondensatoren C_2 und C_3 betragen hierbei 10000 cm; mit dem Drehkondensator C_4 wird dann die dem zu messenden Verstärker zugeführte Spannung einreguliert. Für sehr kleine Eingangsspannungen müssen die beiden Kondensatoren C_2 und C_3 doppelt so hoch als oben angegeben gewählt werden.

3. Induktive Spannungsteiler und Kopplungen.

Ebenso wie Reihenschaltungen von Kapazitäten lassen sich Selbstinduktionen mit Abzweigungen als Spannungsteiler benutzen. Der-

¹ Über die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Empfangsverstärkern. Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. Bd. 16, Heft 1, 1920.

artige Anordnungen kommen hauptsächlich in Frage, falls Messungen mit verhältnismäßig kurzen Wellen durchgeführt werden sollen. Wie schon oben erwähnt wurde, besitzt ein dünner gerader Draht bei hohen Frequenzen schon einen erheblichen induktiven Widerstand. Falls nur ein dünner Draht eingeschaltet und durch eine verschiebbare Klemme eine Teilspannung abgegriffen wird, ist diese Anordnung für die Messung bei kurzen Wellen geeignet¹. Bei derartigen Anordnungen bereitet es allerdings Schwierigkeiten, Meßfehler, die auf die induktiven Widerstände der Zuleitungen zurückzuführen sind, zu vermeiden. In geringerem Maße trifft dies allgemein für Anordnungen, die kleine induktive Widerstände benutzen, zu. Im Gegensatz hierzu ist eine den Walzenmeßbrücken entsprechende Einrichtung nicht so einfach verwendbar, weil der induktive Widerstand der Windungszahl nicht proportional ist, und weil die verteilten Kapazitäten der einzelnen Windungen gegeneinander sich bei hohen Frequenzen stärker bemerkbar machen.

Eine andere, hierher gehörende Methode zur Erzeugung schwacher Wechselfspannungen ist die von Bley und Möller untersuchte Einschaltung einer veränderlichen Kopplung zwischen dem Röhrengenerator und dem zu messenden Verstärker.² Zur Feststellung der an den Verstärker über die veränderliche Kopplung gelangenden Wechselfspannung ist es nur erforderlich, die Kopplung zu eichen. Zu diesem Zweck wird man vorteilhaft die beiden Spulen parallel zueinander verschiebbar anordnen und zu der jeweiligen Entfernung der beiden Spulen die übertragene Spannung bestimmen. Bei einer solchen Anordnung des Verfassers, wie sie zuerst als Einrichtung für Hochfrequenzmessungen benutzt wurde, wurden für eine Reihe verschiedener Frequenzen die Grade der induktiven Kopplung geeicht. Die sich hierbei ergebenden Kurven zeigten jedoch eine starke Frequenzabhängigkeit, die offenbar auf Resonanzerscheinungen zurückzuführen ist. Eine frequenzunabhängige Eichung der Kopplung erschien deshalb kaum möglich; außerdem bereitet auch die Eichung an und für sich Schwierigkeiten. Daneben ist noch zu beachten, daß die von den Spulen ausgestrahlten Hochfrequenzfelder leicht weitere Teile der Meßanordnung beeinflussen und zu Fehlerquellen Anlaß geben können.

Außerdem sind auch die kapazitiven Einwirkungen zwischen den beiden Spulen zu berücksichtigen. Wie die Untersuchungen von Möller und Schrader zeigten, beträgt im ungünstigsten Falle der durch den über diese Kapazität fließenden Ladestrom hervorgerufene Fehler etwa 2,4%. Durch besondere Maßnahmen kann man diesen Fehler noch weiter herabsetzen.

¹ Vgl. den von A. W. Hull beschriebenen Spannungsteiler (S. 151).

² A. Bley, Arch. f. Elektrotechn., XII, 1923, S. 124. — H. G. Möller und E. Schrader, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph., Bd. 22, Heft 2, S. 56.

Wie schon früher erwähnt, wird das gleiche Verfahren der Spannungsteilung durch eine veränderliche Kopplung von L. Bergmann in seiner Anordnung zur Messung der absoluten Empfangsenergie benutzt.⁵⁾ Die veränderliche Kopplung ist in diesem Falle, wie Abb. 30 zeigt, vollkommen gekapselt worden und enthält außerdem noch den zum Zwischenkreis, bestehend aus den Spulen L_2 und L_3 , gehörigen Drehkondensator C_3 . Die Anordnung mit Zwischenkreis wurde gewählt, um beim Vorhandensein kapazitiver Kopplungen zwischen L_1 und L_2 an den Enden von C_3 gleiche Wechselspannungen zu erhalten. In diesem Falle werden mit dem parallel zu C_3 liegenden Röhrenvoltmeter die kapazitiv in den Zwischenkreis gelangenden Wechselspannungen mit gemessen.

Das von Möller zur Eichung der veränderlichen Kopplung benutzte Verfahren zeigt Abb. 47. Da es sich um eine Kompensations-eichung handelt, die mit Niederfrequenz ausgeführt werden kann, genügt hinter dem Verstärker ein Telephone als Indikator. Zu messen ist die Kopplung zwischen den Spulen L_1 und L_2 . Die Kompensation wird mit Hilfe der gegen die Spule L_2 geschalteten Spule L_1' bewirkt. Wenn diese Spule kurz ist gegenüber der Spule L_1 , so wird in ihr eine zu ihrer Windungszahl n proportionale Spannung hervorgerufen. Man kann also zunächst ein Diagramm aufnehmen, daß x in Abhängigkeit von n gibt. Mißt man dann weiterhin den Wert der gegenseitigen Induktion von L_1 und L_1' für eine enge Kopplung mit einer Resonanz-(Gegen- oder Hintereinanderschaltung) oder Kurzschlußmethode bei irgendeiner Windungszahl von L_1' , so ist dann die Kopplung zwischen L_1 und L_2 für alle Stellungen x zu berechnen.

Das vorstehende, geschilderte Eichverfahren erscheint in verschiedener Beziehung bedenklich. Selbst wenn der Durchmesser von L_1' bedeutend kleiner gewählt ist als der Durchmesser von L_1 , dürften erhebliche kapazitive Kopplungen zwischen den beiden Spulen doch unvermeidlich sein. Diese kapazitiven Kopplungen müssen zu einem Fehler führen, wenn sie nicht ebenfalls der Windungszahl von L_1 proportional sind. Das gilt auch für Messungen mit Niederfrequenz, wo kleine Kapazitäten hohe Widerstände darstellen, deswegen, weil zugleich die Induktionswirkungen entsprechend gering sind. Es wird also zunächst eine Untersuchung erfolgen müssen, wie weit diese als selbstverständlich vorausgesetzte Proportionalität tatsächlich zutrifft. Durch die kapazitiven Kopplungen zwischen L_1 und L_1' kann ferner ein Hochfrequenzstromkreis vom Generator zum Verstärker mit

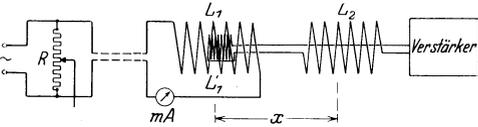


Abb. 47. Eichung einer veränderlichen Kopplung nach Möller.

Rückführung über Erde entstehen. Es wird auf diese Weise dem Verstärker Energie zugeführt, die mit der Kopplung und dem Kopplungsgrad nichts zu tun hat und deshalb ebenfalls die Messung fälschen muß. Dies ist um so eher möglich, als die Spule L_2 unsymmetrisch angeordnet ist. Mit demselben Fehler ist auch bei der Bestimmung der gegenseitigen Induktion zwischen L_1 und L_1' zu rechnen. Da Möller bei der Durchführung einer Kopplungseichung gefunden hat, daß die Kopplung nicht frequenzunabhängig ist, sondern mit der Frequenz zunimmt, so führt er speziellere Korrekturrechnungen durch. Bei diesen Korrekturrechnungen wird die Eigenkapazität der Spulen L_1 und L_2 , aber nicht die Kapazität zwischen L_1 und L_2 berücksichtigt. Ein Ausweg aus allen Schwierigkeiten wird der sein, in jedem Falle die ganze Meßeinrichtung überhaupt nicht zu erden, sondern im Gegenteil alle Erdkapazitäten auf kleinstes Maß zu bringen und ferner alle Einstellungen und Ablesungen aus genügender Entfernung mit Hilfe von langen Isolierstangen bzw. Fernröhren vorzunehmen.

Zum Schluß soll noch kurz auf die Vor- und Nachteile der Ohmschen Spannungsteiler und der Spannungsteiler mit veränderlicher induktiver Kopplung eingegangen werden. Wie H. G. Möller in der schon erwähnten Arbeit feststellt, ist es leicht möglich, daß bei dem Ohmschen Spannungsteiler auf kapazitivem oder induktivem Wege mit Erde als Rückleitung nicht mitgemessene Energien vom Generator in die Meßeinrichtung gelangen; nach Möller soll dieser Fehler im günstigsten Falle noch 20% betragen. Hieraus ist jedoch nicht zu schließen, daß die Verwendung Ohmscher Spannungsteiler an sich unbedingt zu Fehlern führen muß, insbesondere zu Fehlern in der angegebenen Höhe. Diese Fehler ergeben sich nur, wenn Ohmsche Spannungsteiler, wie z. B. der oben beschriebene des Verfassers, unmittelbar in den Schwingungskreis des Generators gelegt werden. Die genannten Fehler lassen sich vermeiden, wenn zwischen Generator und dem Spannungsteiler eine induktive Kopplung eingeschaltet und an dieser Stelle kapazitive Kopplungen¹ möglichst vermieden werden. Das gleiche trifft auch für Anordnungen mit veränderlicher Kopplung zur alleinigen Regulierung der Spannungsamplitude zu. Wie die erwähnten Untersuchungen von Bergmann zeigten, ist es auch in diesem Falle vorteilhaft, vor die geeichte Kopplung noch eine zweite Kopplung zu schalten. Es ist jedoch ebenso möglich, eine feste Kopplung vorzusehen und dahinter, wie schon erwähnt, eine veränderliche Ohmsche Spannungsteilung zu schalten. Während die Eichung der Kopplung große Schwierigkeiten bereitet und hierbei leicht Fehlerquellen auftreten können, kann der Ohmsche Spannungsteiler einfach mit Gleichstrom geeicht werden.

¹ Beispielsweise durch Drahtnetze.

Der Kopplungsgrad braucht in letzterem Falle nicht bekannt zu sein, wenn man den Wechselstrom, der den Ohmschen Widerstand durchfließt, mißt, oder wenn man, wie oben angegeben, den Spannungsabfall am Gesamtwiderstand feststellt. Um zu kontrollieren, ob dem Empfänger auf kapazitiven Umwegen nicht mitgemessene Energiemengen zugehen, braucht man die Leitungsführung nur an verschiedenen Stellen zu unterbrechen, so daß dem Empfänger auf dem regelrechten Wege keine Energie mehr zugeführt wird, und lediglich die etwa vorhandenen kapazitiven Kopplungen wirksam sind. — Auf weitere Fehlerquellen bei Spannungsteilern soll am Schluß des Buches noch näher eingegangen werden.

4. Abgestimmte Kreise.

Bei Hochfrequenzmessungen ist es neben den vorher beschriebenen Anordnungen auch mit Hilfe von abgestimmten Kreisen möglich, die den zu messenden Verstärkern zugeführten Wechselspannungen oder Wechselströme in weiten Grenzen zu regeln. Die Anordnung mit einem Abstimmkreis ist besonders vorteilhaft in Verbindung mit einem Ohmschen Spannungsteiler. In diesem Falle geschieht die Grobeinstellung der dem Verstärker zuzuführenden Wechselspannung durch Benutzung verschiedener Teilwiderstände des Spannungsteilers, während man durch Verstimmen des Abstimmkreises, der außer der Spule und dem Drehkondensator noch den Spannungsteiler enthält, die Spannungen stetig verändern kann. In diesem Falle ist es gleichgültig, daß sich der im Schwingungskreis fließende Strom mit der Frequenz ändert, da bei dieser Anordnung entweder mit einem Thermoelement der Strom selbst oder mit einem Röhrenvoltmeter die Spannung am Spannungsteiler unmittelbar gemessen wird. Die näheren Einzelheiten dieser Einrichtung, wie sie vom Verfasser in der schon erwähnten Hochfrequenzmeßanordnung benutzt wurde, soll weiter unten bei Besprechung der Gesamtanordnung an Hand des Schaltbildes, Abb. 134, gezeigt werden.

C. Instrumente und Geräte für die Messung von schwachen Wechselströmen oder Wechselspannungen.

Bei allen Verstärkungsmessungen besteht die Hauptschwierigkeit darin, die hier vorkommenden geringen Wechselspannungen oder Wechselströme hinreichend genau zu messen. Da die zu messenden Spannungen im Höchsthalle einige Volt und die zu messenden Ströme im Höchsthalle einige Milliampere betragen, kommen die gewöhnlichen, aus der Starkstromtechnik bekannten Meßinstrumente nicht in Frage. Diese Anordnungen sind außerdem wegen ihres hohen Eigenstrom-

verbrauchs nicht brauchbar, da die für die Verstärkungsmessung erforderlichen Anordnungen stark von der Belastung abhängig sind. Aus diesem Grunde kommen hauptsächlich nur drei Anordnungen in Frage, und zwar zur Strommessung Thermoelemente in Verbindung mit Galvanometern und zur Spannungsmessung Röhrenvoltmeter und Elektrometer. Selbstverständlich ist es möglich, falls z. B. nur die Spannungsinstrumente vorhanden sind, alle vorkommenden Strommessungen auf Spannungsmessungen zurückzuführen und umgekehrt. Als dritte besondere Art sind dann die Oszillographen zu erwähnen, die jedoch wegen ihren komplizierten Aufbaues nur für besondere Zwecke in Frage kommen.

1. Thermoelemente und Galvanometer.

Die Thermoelemente, bei denen bekanntlich der zu messende Wechselstrom durch den Heizfaden fließt und durch seine Wärmewirkung an der Lötstelle des Thermoelementes einen Strom erzeugt, sind besonders bei Hochfrequenzmeßanordnungen zur Messung der in einem Kreis fließenden Ströme vorteilhaft. Die Eichung der Thermoelemente¹ kann entweder mit Gleichstrom oder mit Wechselstrom geschehen. Die Eichung mit Gleichstrom hat den Vorteil einer einfachen Messung des der Anordnung zugeführten Gleichstromes; sie ergibt jedoch nur richtige Werte, wenn man durch Umpolen des Thermoelementes und Mittelwertbildung den Einfluß des Peltiereffektes aufhebt. Für die Konstante des Thermoelementes besteht danach die Beziehung:

$$c = i \frac{1}{\sqrt{\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}}}; \quad (2)$$

hier sind i der in dem Kreise fließende Gleichstrom und α_1 und α_2 die beiden Ausschläge des Instrumentes. Hierbei wird vorausgesetzt, daß die Thermoelemente eine quadratische Charakteristik besitzen, so daß man setzen kann:

$$J_{\text{eff}}^2 = c \cdot \alpha. \quad (3)$$

Wie die Untersuchungen von S. Loewe zeigen, gilt dieses Gesetz jedoch nur angenähert. Es empfiehlt sich deshalb, für alle exakten Messungen eine Eichung des Thermoelementes durchzuführen, d. h. zu jedem Stromwert i den entsprechenden Ausschlag $\alpha = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}$ zu bestimmen.

Bei der Eichung mit Wechselstrom bleibt der Peltiereffekt ohne Einfluß, so daß der zu jedem Wechselstromwert J_{eff} gehörige Ausschlag abgelesen werden kann. Die Eichung wird man am besten in der Weise

¹ Vgl. S. Loewe, Genaue Eichung einer Thermoelementanordnung. Jahrb. d. drahtl. Telegr. und Teleph., Bd. 6, Heft 5, 1913.

ausführen, daß man den vom Generator gelieferten Wechselstrom konstant läßt und nur den Strom im Thermoelement verändert. Man erhält dann Relativwerte und braucht nur diesen Strom zu bestimmen, was entweder mit einem dynamometrischen Instrument oder mit einem Röhrenvoltmeter durch Spannungsmessung geschehen kann. Auch bei der Eichung mit Wechselstrom wird man aus den gleichen Gründen, wie oben angegeben, die ganze Eichkurve aufnehmen.

Hinsichtlich der Empfindlichkeit der Thermoelemente sollen als Beispiel die Daten dreier Ausführungen, wie sie von der Siemens & Halske A. G. hergestellt werden, angegeben werden:

Ausführung	Heizdraht	Wechselstrom	Thermokraft
1	65 Ω	10 mA	8 mV
2	15 Ω	10 mA	2,5 mV
3	1 Ω	50 mA	2,5 mV

Wie die Tabelle zeigt, hat das erste Modell zwar eine große Empfindlichkeit, jedoch einen verhältnismäßig hohen Ohmschen Widerstand. Wegen der geringen, bei den Verstärkungsmessungen in Frage kommenden Wechselströme wird trotzdem hauptsächlich dieses Instrument zu benutzen sein. Allerdings muß man dabei bei der Messung mit Vorsicht vorgehen, um den Faden dieses Elementes, der nur einen Höchststrom von 15 Milliampere beträgt, nicht durchzubrennen. An die Thermozelle wird meist bei der Messung ein geeignetes Spiegelgalvanometer angeschlossen; hierbei ergibt sich zwar eine hohe Empfindlichkeit, jedoch ist das Arbeiten mit Spiegelgalvanometer wegen der schwierigen Ablesung und der Empfindlichkeit gegen äußere Einflüsse nicht angenehm. — Um ein Beispiel anzuführen, soll erwähnt werden, daß bei Benutzung der bekannten Türmcheninstrumente von Siemens & Halske dem für das erste Thermoelement angeführten Höchststrom von 15 Milliampere ein Galvanometerausschlag von 150 Teilstrichen entsprechen würde; hierbei ist ein Teilstrich gleich $1 \cdot 10^{-4}$ Volt. Diese Instrumente, die Zeigerablesung besitzen, zeigen nicht die Nachteile der oben erwähnten Spiegelgalvanometer.

Eine andere, sehr empfindliche Einrichtung zur Messung von schwachen Wechselströmen wird von der Firma P. J. Kipp & Zonen, Delft in Holland, hergestellt. Hierbei wird ein besonderer Thermoumformer (nach Moll) in Verbindung mit einem besonders empfindlichen Drehspulengalvanometer benutzt. Der Thermoumformer enthält 50 in Reihe geschaltete einzelne feine Thermoelemente. Der Heizdraht wirkt durch Strahlung auf die warmen Lötstellen der Thermoelemente ein, von denen er jedoch isoliert ist. Es ist dafür Sorge getragen, daß die Lage des Heizdrahtes zu den Thermoelementen unverändert bleibt.

Da die Erwärmung des Heizdrahtes bei 60 mA Stromzuführung nur 10°C beträgt, und da der ganze Thermoumformer in ein schweres doppelwandiges Messinggehäuse eingeschlossen ist, so ist er von den Temperaturschwankungen des Arbeitsraumes in hohem Grade unabhängig. Dem Heizdraht ist eine Schmelzsicherung vorgeschaltet, die Belastungen bis zu 300 mA zuläßt. Der Wechselstromkreis hat 10 Ohm Widerstand. Dagegen beträgt der Widerstand im Gleichstromkreis, das ist der gesamte Widerstand der Thermolemente, 18 Ohm. Die Anordnung liefert bei 1 mA Stromdurchgang durch den Heizdraht noch fast $2,5 \cdot 10^{-6}$ Volt.

Das Drehspulgalvanometer nach Zernicke von der schon oben genannten Firma, das in Verbindung mit dem Thermoumformer zur Messung benutzt wird, besitzt einen kleinen Widerstand des Meßsystems (10 bzw. 20 Ohm) und zeichnet sich durch eine außerordentlich hohe Spannungsempfindlichkeit aus. Wird das Instrument beispielsweise an den Thermoumformer angeschlossen und diesem 0,1 Milliampere Wechselstrom zugeführt, so ergibt die erzeugte Thermokraft von etwa $2 \cdot 10^{-8}$ Volt einen Galvanometerstrom von

$$\frac{2 \cdot 10^{-8} \text{ Volt}}{18 + 20 \text{ Ohm}} = 5,26 \cdot 10^{-10} \text{ Ampere.}$$

Bei dieser Stromstärke ergibt das Galvanometer, wenn die Skala in 1 m Abstand befestigt wird, noch einen Ausschlag von 1 mm. Die Eichkurve des Instrumentes in Verbindung mit dem Thermoumformer zeigt Abb. 48. Bei der hier wiedergegebenen Eichkurve betrug jedoch der

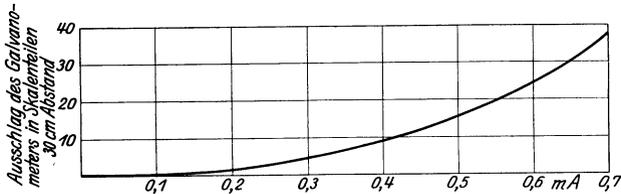


Abb. 48. Eichkurve des Drehspulgalvanometers nach Zernicke.

Skalenabstand nicht 1 m, sondern nur etwa 30 cm. Bei einem größeren Skalenabstand bereitete es keine Schwierigkeiten, auch die oben angegebene Empfindlichkeit zu erzielen.

Das System des Galvanometers hängt an Quarzfäden, während der Strom durch Bänder aus Kupferfolie von $0,4 \mu$ Dicke zugeführt wird. Der Magnet ist ringförmig. Seine Polschuhe und der Eisenkern besitzen eine Form, die ein genau radiales Feld zur Folge hat. Die Spule besteht aus einer absolut unmagnetischen Kupferdrahteinheit, die für diesen Zweck durch paramagnetischen Lack besonders präpariert ist. Die Schwingungszeit für eine ganze Periode ist 7 Sekunden.

Mit diesem Galvanometer kommt man bereits der Meßgrenze

nahe, die rein mechanisch durch die dauernden Schwankungen des Spulensystems infolge der Brownschen Bewegung der Moleküle des umgebenden Gases gegeben ist. Daneben zeigen sich beim Arbeiten mit solchen besonders empfindlichen Galvanometern Schwierigkeiten, die durch das Wandern des Zeigers infolge von Thermoeffekten auftreten. Um dieses Wandern des Ruhepunktes zu vermeiden, sind die Verbindungen vom Galvanometer mit den zu untersuchenden Anordnungen besonders sorgfältig auszuführen. Außerdem wird man, indem man die Apparatur einige Stunden stehen läßt, versuchen, einen Temperatureausgleich zu bewirken.¹

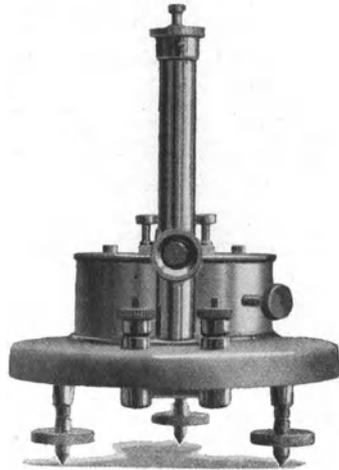


Abb. 49. Ansicht des Zernicke-Galvanometers.

Obwohl auch dieses Instrument, das in Abb. 49 dargestellt ist, Spiegelablesung besitzt, läßt sich mit diesem außerordentlich bequem arbeiten. Durch Aufstellung der Lichtquelle oberhalb des Instrumentes und feste Verbindung der Skala mit dem Tisch, auf dem das Instrument steht, wird die Ablesung sehr erleichtert.

Zur Messung sehr kleiner Stromstärken ist die von A. Hund² beschriebene Thermokreuzbrücke gut geeignet. Die Schaltung dieser Brücke zeigt Abb. 50. Hierbei sind T_1 und T_2 zwei Thermoelemente, die vollkommen gleichartig sein, d. h. für den gleichen Strom den gleichen Galvanometerausschlag bewirken müssen. Die Drosseln D sollen die Hochfrequenz absperren, während die Kondensatoren C den Galvanometerstrom von der Brücke fernhalten sollen. Zwischen die Punkte B und D wird eine Wechselstromquelle gelegt, die einen Hilfsstrom J liefert; über die Klemmen A und C wird dann der zu messende Strom zugeführt. Auf Grund einfacher

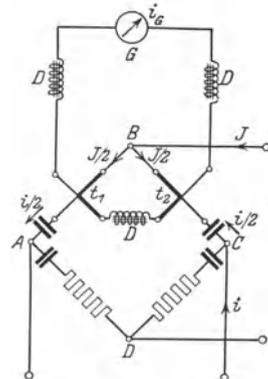


Abb. 50. Thermokreuzbrücke nach Hund.

¹ Diese Schwierigkeiten werden umgangen, wenn man den Lichtstrahl über ein Thermorelais nach Moll mit zwei Lötstellen streichen läßt und die durch verschiedene Erwärmung bewirkten Thermostrome in einem zweiten Raum mit einem gewöhnlichen Galvanometer abliest; gleichzeitig läßt sich auf diese Weise die Empfindlichkeit erhöhen.

² August Hund: Differentialmethode zur Messung kleiner Verluste in Hochfrequenzsystemen. Dissertation, Karlsruhe 1913. Berlin: Julius Springer.

Beziehungen ergibt sich, daß der Galvanometerstrom dem Produkt aus den beiden Stromwerten proportional ist. Läßt man den Hilfsstrom konstant, so ist der Galvanometerstrom dem zu messenden Strom direkt proportional. Voraussetzung hierbei ist, daß die beiden Ströme gleichphasig und gleichperiodisch sind. Die hier beschriebene, empfindliche Meßanordnung ist besonders für Nullmethoden geeignet.

Am Schluß des Abschnittes soll noch eine Meßeinrichtung beschrieben werden, die eigentlich mehr zu den Röhrenvoltmetern gehört, jedoch ebenso wie die Thermoelemente als Strommesser dient. Das Prinzip dieses Strommessers, der von Herbert C. Hazel¹ angegeben wurde, besteht, wie Abb. 51 zeigt, darin, daß der zu messende Wechselstrom dem Heizfaden einer Glühkathodenröhre zugeführt wird und so eine Emissionsänderung bewirkt.

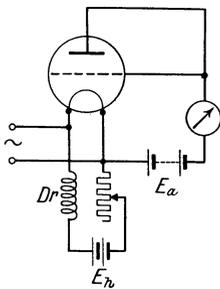


Abb. 51. Röhrenampere-meter.

Selbstverständlich muß durch die eingeschaltete Drossel dafür Sorge getragen werden, daß die Hochfrequenzströme nicht über die Batterie kurzgeschlossen werden. Wie eingehendere Untersuchungen erkennen lassen, empfiehlt es sich hierbei, Röhren zu benutzen, die einen möglichst dünnen Faden mit hoher spezifischer Emission besitzen, um eine große Empfindlichkeit zu erzielen. Um den Spannungsabfall in den Kreisen, in denen die Hochfrequenzströme gemessen werden sollen, nicht zu groß zu machen, wird man vorteilhaft mehrere solche Röhren parallel oder noch besser eine Röhre mit parallel geschalteten Heizfäden benutzen. Gleichzeitig ergibt sich dadurch der Vorteil, daß man mit der Drossel Dr eine bessere Drosselwirkung erhält.

Besondere Schwierigkeiten ergeben sich bei diesem Meßinstrument nur insofern, wenn man es direkt eichen will. Da sich die Abhängigkeiten des Emissionsstromes vom Heizstrom nur schwer übersehen lassen, wird man vorteilhaft die Eichung mit Hilfe eines Röhrenvoltmeters unter Berücksichtigung der weiter unten angegebenen Gesichtspunkte durchführen. Bei Benutzung des Instrumentes für Hochfrequenz ist durch besondere Konstruktion der Röhre und durch sorgfältige Anordnung dafür zu sorgen, daß durch irgendwelche Parallelkapazitäten keine Meßfehler bewirkt werden.

2. Elektrometer und Röhrenvoltmeter.

a) Elektrometer.

Für viele Spannungsmessungen, vor allem bei Wechselspannungen über 1 Volt lassen sich mit Vorteil Elektrometer benutzen. Besonders

¹ A new method for the Calibration of ammeters at radio frequencies. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 16, Nr. 12, S. 70, 1928.

geeignet sind hier Fadenelektrometer, da diese mit Hilfe von Skala und Mikroskop eine sehr genaue Ablesung ermöglichen. Das von Wulf¹ angegebene Zweifadenelektrometer besitzt zwei feine platinierete Quarzfäden FF' (Abb. 52a), die sich nicht allein oben an der Aufhängestelle, sondern auch unten berühren und hier durch einen federnden Quarzfadenbügel f gehalten werden. Bei ihrer Ladung spreizen sich die Fäden in ihrer Mitte auseinander; der Abstand wird dann durch ein Mikroskop mit Okularskala abgelesen. Die Empfindlichkeit läßt sich durch verschiedene Spannung der Fäden und verschiedene Quarzbügel verändern. Der Zweck des Quarzbügels ist es vor allem, durch seine elastischen Kräfte zu bewirken, daß in einem größeren Spannungsbereich ein einigermaßen lineares Empfindlichkeitsgesetz herrscht. An jeder Seite befindet sich außerdem eine Schneide, die durch Influenz oder auch durch eine Hilfsspannung aufgeladen und so eingestellt wird, daß die Fäden im Mikroskop immer deutlich sichtbar bleiben.

Um das Instrument von Temperatureinflüssen frei zu machen, benutzt Kolhörster² an Stelle der geraden Quarzfäden gebogene Schlingen, deren Enden in geringer Entfernung voneinander an einem in einem Isolator eingebetteten Metallblech befestigt werden. Die Ablesung mit dem Mikroskop, die an dem Scheitel der senkrecht stehenden Schlinge stattfindet, unterscheidet sich nicht von derjenigen gerader Fäden.

Das Einblattelektrometer, das Bodenberger (1819) angab und Hankel (1850) verbesserte, ist neuerdings als Saiteninstrument von Wulf, von Lutz³, sowie von Elster und Geitel⁴ in seiner Empfindlichkeit verbessert und in seiner Kapazität verkleinert worden (Abb. 52b). Bei den hier aufgeführten Ausführungen beträgt die Kapazität, mit der die zu messende Spannung belastet wird, je nach dem benutzten Keilabstand etwa 3—10 cm. Das von Lutz benutzte Elektrometer besitzt einen Platindraht von $2\ \mu$ Dicke und 6 cm Länge. Der ebenfalls unten durch einen elastischen Quarzfaden f festgehalten und gespannt wird. Auf jeder Seite des Fadens befindet sich eine verstellbare Schneide S , die durch eine Hilfsspannung oder durch Influenz geladen wird. Die mit einem Einfadenelektrometer möglichen Schaltungen sind mannigfaltiger als bei dem oben erwähnten Zweifadeninstrument. Ebenso läßt sich auch die Empfindlichkeit durch Verändern der Saitenspannung und des

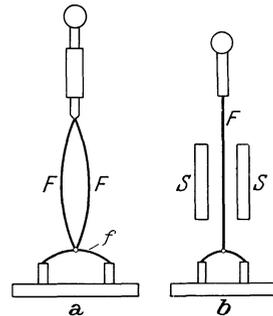


Abb. 52. Fadenelektrometer.

¹ Th. Wulf, Phys. Z., S. 251, 1914.

² W. Kolhörster, Z. f. Instrumentenk., S. 494, 1924.

³ C. W. Lutz, Phys. Z., S. 166, 1923. ⁴ Elster und Geitel, ebd., S. 664, 1909.

Schneidenabstandes in weiten Grenzen ändern, so daß sich Gleichspannungen von 0,001—100 Volt und mehr messen lassen. Bei Wechselspannungen erscheint es nicht möglich, durch eine konstante Vorspannung, die Ableseempfindlichkeit zu steigern. Bei Wechselspannungsmessungen ist daher als Folge des quadratischen Empfindlichkeitsgesetzes bei Elektrometern eine Spannung von weniger als 1 Volt nur sehr schwer mit der erforderlichen Genauigkeit zu bestimmen. Bei Anwendung von den allerdings mechanisch äußerst empfindlichen Fäden von weniger als $3\ \mu$ Stärke und bei Anwendung sehr kleiner Keilab-

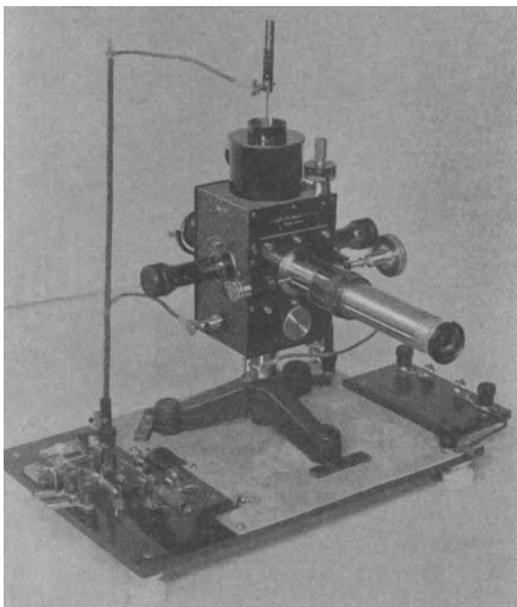


Abb. 53. Ansicht des Einfadenelektrometers von Wulf.

stände und loser Fadenspannungen gelingt es, mit Elektrometern noch Spannungen bis zu 0,3 Volt einigermaßen reproduzierbar zu messen.

Bei dem oben genannten Instrument von Elster und Geitel wird die Saite unten durch einen Spinnenfaden gehalten. Für das Laden der Schneide ist eine Trockenbatterie vorgesehen. — Die äußere Ansicht des vom Verfasser insbesondere für Niederfrequenzmessungen benutzten Wulfschen Einfadenelektrometers zeigt Abb. 53.

Für die Messung von Wechselspannungen

wird das Elektrometer vorteilhaft in der in den Abb. 39 und 45 bei Besprechung der Spannungsteiler gezeigten Schaltung benutzt. Hierbei wird ohne eine Vorspannung gearbeitet und der Faden und die eine Schneide mit dem einen Pol verbunden, während die andere Schneide und das Gehäuse an den anderen Pol, und zwar an den geerdeten, gelegt werden. Die eine Schneide zieht dann den Faden als Influenzschneide an, während ihn die andere als Abstoßschneide abstößt. Die Eichung des Elektrometers geschieht einfach mit Gleichspannung, wobei nur zu beachten ist, daß bei Messungen mit Wechselspannung das Elektrometer weder den Scheitelwert noch den Effektivwert, sondern den arithmetischen Mittelwert anzeigt. Bei der Umrechnung

auf die Effektivwerte ist deshalb der Formfaktor zu berücksichtigen. Um ein Beispiel für die Empfindlichkeit des Einfadenelektrometers zu geben, sei erwähnt, daß mit der genannten Ausführung bei einem Faden von $2\ \mu$ Dicke und noch relativ starker Fadenspannung eine Scheitelspannung von 10 Volt einen Ausschlag von 4 Skalenteilen bewirkte. Die Genauigkeit der Ablesung betrug hierbei etwa 2%. Infolge der quadratischen Empfindlichkeit des Instrumentes läßt sich bei höheren Spannungen selbstverständlich eine sehr viel größere Genauigkeit erzielen.

Allerdings besteht in diesem Falle insbesondere bei Verwendung ganz feiner Fäden leicht Gefahr, daß der Faden bei Überspannungen durch Schaltvorgänge an die Schneide anschlägt und so zerstört wird; nach Einziehen eines neuen Fadens muß dann das Instrument immer wieder geeicht werden.

b) Detektorkreis mit Galvanometer.

Bevor auf die verschiedenen eigentlichen Röhrenvoltmeterschaltungen eingegangen werden soll, soll kurz eine andere, für manche Kontrollmessungen geeignete Einrichtung, der Detektorkreis, erwähnt werden. Die Messung geschieht hierbei in der Weise, daß in einem irgendwie an die zu untersuchende Stromquelle angekoppelten Kreis ein Detektor und ein Galvanometer in Reihe geschaltet sind. Durch den Detektor wird die zugeführte Hoch- oder Niederfrequenz gleichgerichtet, so daß das Instrument einen Gleichstrom anzeigt. Exakte Messungen sind mit dieser Anordnung infolge der leichten Veränderlichkeit der Detektoreinstellung meist schwer

möglich. Eine Anordnung dieser Art zeigt Abb. 54, die ein Röhrenvoltmeter mit Detektorkreis darstellt; diese Anordnung wurde von Silvan Harris¹ beschrieben. Als Kristalldetektor wird hier eine Karborundumzelle benutzt, die sich durch relativ gute Konstanz auszeichnet. Die Wirkungsweise dieser Meßanordnung ist so aufzufassen, daß die in der Röhre verstärkte Niederfrequenz in dem Detektorkreis gleichgerichtet und durch das Milliampere-meter *A* angezeigt wird. Für die Messung ist modulierte Hochfrequenz erforderlich, und zwar findet bei der beschriebenen Anordnung die Modulation mit einer Frequenz von 60 Hertz statt. Zur Vereinfachung der Messung und um vom Modulationsgrad unabhängig zu sein, wird die Hochfrequenz

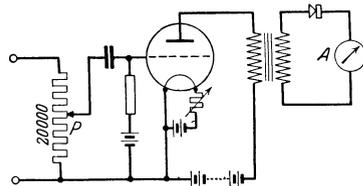


Abb. 54. Röhrenvoltmeter mit Detektorkreis.

¹ Measurements of radio frequency amplification. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 15, Nr. 7, S. 641, Juli 1927.

vollständig durchmoduliert. Die ganze Anordnung war nicht geeicht, sondern mit Hilfe des Potentiometers P wurde immer auf den gleichen Ausschlag des Milliampereometers A eingestellt; diese Anordnung ist also nur zum Bestimmen von Spannungsverhältnissen geeignet. Der Gesamtwiderstand des Potentiometers betrug 20000 Ohm. Diese Art der Messung ist insofern einwandfrei, als bei der benutzten Frequenz von 60 Hertz die Belastung des Potentiometers durch die Röhrenkapazität nicht berücksichtigt zu werden braucht. Die zu ermittelnden Spannungsverhältnisse ergeben sich unmittelbar aus den eingestellten Teilwiderständen des Potentiometers; als Potentiometer wird hierfür zweckmäßig ein bilifar gewickelter Stöpselwiderstand benutzt.

c) Röhrenvoltmeter.

a) Allgemeine Grundlagen. Bevor einige Ausführungen von Röhrenvoltmetern näher untersucht werden, sollen kurz einige Gesichtspunkte für den Aufbau und das Arbeiten mit diesen Anordnungen angegeben werden. Diese Gesichtspunkte sind von A. von Hippel, Jena, in der Broschüre „Die Elektronenröhre in der Meßtechnik“ übersichtlich zusammengestellt worden. Zunächst ist zu berücksichtigen, daß bei der Benutzung von Röhrenschaltungen eine untere Meßbarkeitsgrenze vorhanden ist, die auf den Schroteffekt zurückzuführen ist. Hierunter wird die Erscheinung verstanden, daß selbst unter gänzlich konstanten Bedingungen der Anodenstrom einer Röhre stoßweise verläuft. Der Schroteffekt, der von Schottky¹ für den Fall eines Verstärkerrohres mit parallel geschaltetem Schwingungskreis eingehend untersucht wurde, führt jedoch erst bei Gegentaktanordnungen für Hoch- oder Niederfrequenzverstärkung zu Störungen. Für die Gleichstrommeßeinrichtungen, die im Rahmen dieses Abschnittes behandelt werden sollen, ist die durch den Schroteffekt gegebene Meßgrenze bedeutungslos, weil hier bereits eine andere Grenze besteht, die wesentlich niedriger liegt. Praktisch wird diese Meßgrenze hauptsächlich durch langsame Schwankungen um einen statischen Mittelwert bestimmt. Bei Wechselstromverstärkern sind solche langsamen Schwankungen auch vorhanden; sie wirken jedoch hier nicht schädlich, weil die Wechselstromverstärker diese langsamen Schwankungen nicht oder nur sehr schwach verstärken und weil diese Schwankungen unterhalb der Hörbarkeitsgrenze des menschlichen Ohres liegen. Die Ursache dieser Schwankungen sind zum Teil auf Änderungen des Kathodenfadens hinsichtlich seiner Struktur und seines Gasgehaltes und andererseits auf negative wie positive Aufladungen im Innern der Röhre zurückzuführen. Als Haupt-

¹ Schottky, Annalen der Physik, 57, S. 541, 1918.

störungsquelle kommen jedoch, wie Jaeger und Kußmann¹ nachgewiesen haben, die Schwankungen durch Ungleichmäßigkeit der Heizströme in Frage.

Mit der in Abb. 55 wiedergegebenen Meßeinrichtung hat Hippel festgestellt, daß die erwähnten Schwankungen bei sorgfältigem Aufbau bis an 10^{-8} Ampere heranreichen, daß also kleinere Stromschwankungen in Röhrenschaltungen nicht gemessen werden können. In Abb. 55 ist G ein Drehspulgalvanometer von Siemens & Halske, dessen Stromempfindlichkeit $1,4 \cdot 10^{-9}$

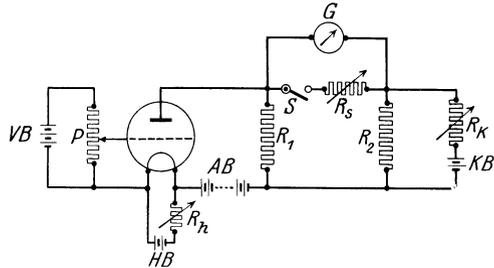


Abb. 55. Anordnung zur Feststellung der Heizstromschwankungen.

Ampere und dessen innerer Widerstand 280 Ohm betrug. Zur aperiodischen Dämpfung des Instrumentes sind die beiden Stöpselrheostaten R_1 und R_2 von je 1000 Ohm vorgesehen, während der Widerstand R_s dazu dient, das Galvanometer während der Kom-

pensation vor Überlastung zu schützen. Die Kompensation des Anodenstromes erfolgt mit der Batterie KB von 6 Volt und dem Regelwiderstand R_K ; AB ist die Anodenbatterie. Der Spiegel des Galvanometers zeigte nach vollständiger Kompensation unregelmäßige, ruckweise auftretende Impulse, etwa je einen pro Sekunde, wobei die Ausschlagsamplitude manchmal 1 cm erreichte; diesen Schwankungen war ein gleichmäßiger Gang der Abweichungen von der Einstellung überlagert.

Verzichtet man auf besondere Schutzmaßnahmen, die nach Hippel in einer isothermen Umhüllung der Röhren und Vermeidung aller schlechten Übergangskontakte (Schiebewiderstände) und im Arbeiten bei niedrigen Anodenspannungen bestehen, so kann als Meßgrenze etwa der Wert von 10^{-7} Ampere angesehen werden. Zu dem gleichen Ergebnis kommen neuerdings Jaeger und Kußmann in ihrer bereits zitierten Arbeit. Nach Jaeger und Kußmann sind bei den handelsüblichen Akkumulatoren und bei der Stromentnahme, die bei den üblichen Röhrenvoltmetern in Frage kommt, neben einem stetigen Gang durch die Entladung noch ständig unregelmäßige Stromschwankungen zu beobachten, die etwa $1 \cdot 10^{-6}$ des entnommenen Stromes betragen. Im Anodenstromkreis rufen die Heizstromschwankungen entsprechend unregelmäßige Schwankungen des Anodenstromes von etwa $1 \cdot 10^{-5}$ seines mittleren Wertes hervor. Dieser eben genannten Zahl liegt die

¹ Jaeger und Kußmann, Über Gleichstromverstärkung, ihre Anwendung zu Meßzwecken und ihre Grenze. Phys. Z. 28, Nr. 19, S. 645, 1927.

praktisch etwa zutreffende Annahme zugrunde, daß bei einer kleineren Änderung des Heizstromes sich der Anodenstrom prozentual 10mal so stark ändert. Arbeitet man daher bei einem Röhrenvoltmeter mit Anodenströmen von 1—10 Milliampere, so ergibt sich nach Jaeger-Kußmann eine Meßgrenze durch Stromänderungen von 10^{-8} — 10^{-7} Ampere. Je nach der Empfindlichkeit des benutzten Röhrenvoltmeters entspricht einer Stromänderung von 10^{-7} — 10^{-8} Ampere sehr verschiedene Werte für die Gitterwechselspannung. Es läßt sich daher keine genaue untere Grenze für Wechselspannungsmessungen mit Röhrenvoltmetern angeben.

Da der für die Empfindlichkeit von Röhrenvoltmetern maßgebende Gleichrichtereffekt von der Krümmung der Kennlinie der betreffenden Röhre abhängt, muß man bestrebt sein, Röhren mit möglichst stark gekrümmter Kennlinie zu benutzen. Das Optimum in dieser Hinsicht würde sich ergeben, wenn die Kennlinie nicht mehr stetig, sondern sprunghaft von dem wagrecht verlaufenden in den ansteigenden Teil bzw. umgekehrt übergehen würde. Außerordentlich scharfe Knicke wurden von dem Verfasser bei der Untersuchung der Arbeitskennlinien von Doppelgitterröhren festgestellt¹. Bei Einschaltung hoher Ohmscher Widerstände in den Anodenkreis zeigte sich, daß insbesondere die Krümmung des oberen Knickes in einem Bereich erfolgte, der einer Gitterspannung von weniger als 0,1 Volt entsprach. Allerdings lassen sich derart scharfe Knicke nur erhalten, wenn die Anodenbelastung für die Arbeitsfrequenz als rein ohmisch anzusehen ist. Infolgedessen läßt sich ein Röhrenvoltmeter nach diesem Prinzip nur für Niederfrequenz bis zu etwa 1000 Hertz benutzen. Sobald der richtige Arbeitspunkt eingestellt ist, erhält man eine außerordentlich hohe Empfindlichkeit.

Hippel schlägt vor, eine über die oben erwähnten Schwankungen hinausgehende Empfindlichkeitssteigerung der Röhrenvoltmeter dadurch zu erreichen, daß in den Anodenkreis eine kapazitive Abzweigung gelegt wird, die einen empfindlichen Wechselstrom-Strommesser, also ein Thermoelement mit Galvanometer enthält. Dieses Instrument wird dann von den langperiodischen Schwankungen des Anodenstromes gar nicht und infolge seiner Trägheit von den stoßartigen Schwankungen nur sehr wenig beeinflußt. Eine derartige Einrichtung ist aber im allgemeinen frequenzabhängig, sofern die benutzte Kapazität nicht sehr groß ist.

Für die meisten Hochfrequenzmessungen mit einem Röhrenvoltmeter ist es wichtig, daß das Röhrenvoltmeter eine möglichst geringe Belastung der Spannungsquelle, an die es angeschlossen wird, bewirkt. Gegenüber einem Thermoelement hat ein Röhrenvoltmeter den Nachteil,

¹ Der Bau von Widerstandsverstärkern. Verlag R. C. Schmidt, S. 44.

daß es die Spannungsquelle mit einer Kapazität von etwa 5—10 cm belastet. Im Gegensatz zu einem Elektrometer, bei dem die Kapazität etwas von der gemessenen Spannung abhängt, ist diese jedoch bei einem Röhrenvoltmeter konstant. Bei Röhrenvoltmetern können außerdem die Isolationswiderstände und bei hohen Frequenzen auch die elektrischen Verlustwiderstände kritisch werden. Als Anhaltspunkt, insbesondere für die Verlustwiderstände, soll eine Zahlentafel wiedergegeben werden, die in einem Bericht „The power factor and capacity of the electrodes and base of triode valves“ von G. W. Sutton in einem Vortrag gebracht wurde¹. In dieser Zahlentafel, die nicht nur die Röhren-

Zahlentafel.

	Kapazität cm	Verlustfaktor
$\lambda = 462 \text{ m}$		
a) Moderner, kapazitätsarmer Röhrensockel (Buchsen auf einem Isolerring von großem Durchmesser	1,33	0,040
b) Französische Hochemissionsröhre	6,30	0,021
dieselbe, Sockel für sich	1,10	0,100
c) Ein Röhrensockel, der einen sehr geringen Isolationswiderstand aufwies	2,18	0,370
d) Englische Hochemissionsröhre	4,46	0,034
dieselbe, Sockel für sich	1,42	0,055
dieselbe, Elektrodenhalter mit Elektroden und Leitungen	2,75	0,020
$\lambda = 551 \text{ m}$		
e) „R“-Röhre, Röhrensockel mit Metallring	4,55	0,063
dieselbe, Sockel für sich	1,65	0,170
dieselbe, Elektrodenhalter mit Elektroden und Leitungen	2,61	0,003
f) „R“-Röhre, anderes Fabrikat	4,16	0,049
dieselbe, Sockel für sich	1,55	0,096
dieselbe, Elektrodenhalter mit Elektroden und Leitungen	2,32	0,028
g) „R“-Röhre (Hochemissionsröhre) mit Backelit-Sockel	3,96	0,015
dieselbe, Sockel für sich	6,75	0,054
dieselbe, Elektrodenhalter mit Elektroden und Leitungen	2,90	0,0015
h) „R“-Hochemissionsröhre, altes Muster	4,60	0,035
dieselbe, Sockel für sich	1,45	0,054
dieselbe, Elektrodenhalter mit Elektroden und Leitungen	2,91	0,027

¹ Vgl. Experimental Wireless, V, Nr. 52, S. 16, Jan. 1928.

voltmeter, sondern allgemein für die Verstärkertechnik von Bedeutung ist, sind einige gemessene Kapazitätswerte angegeben. Unter dem Verlustfaktor ist das Verhältnis der im Dielektrikum der Kapazität verlorengehende Energiemenge zum gesamten Energiegehalt der Kapazität zu verstehen. Hierzu ist noch zu erwähnen, daß die Verlustwiderstände im allgemeinen der Wellenlänge proportional sind, also einem Ausdruck: $R_V = a \cdot \lambda$ gehorchen; bei kurzen Wellen sind also, wie auch weiter unten gezeigt wird, die hierdurch bedingten Meßfehler besonders groß.

Wie sehr bei Messungen, insbesondere bei Messungen im Bereich von Wellen unter 100 m der dielektrische Verlustwiderstand des Röhrenvoltmeters beachtet werden muß, zeigt gut folgendes Beispiel:

Bei Messungen des Resonanzwiderstandes eines Kurzwellenkreises auf der Welle von 25 m ergab sich, als das Röhrenvoltmeter direkt an den Schwingungskreis gelegt wurde, ein Resonanzwiderstand von nur wenig mehr als 10000 Ohm. Sobald das Röhrenvoltmeter loser an den Schwingungskreis angekoppelt wurde, stieg der Resonanzwiderstand auf 26000 Ohm, und bei sehr loser Kopplung ergab sich ein Resonanzwiderstand von 41000 Ohm. Die verschiedenen Ergebnisse erklärten sich dadurch, daß das benutzte Röhrenvoltmeter auf der Welle 25 m einen dielektrischen Verlustwiderstand von nur 10000 Ohm hatte, der bei direkter Ankopplung jede genaue Messung verhinderte. Bei der als Beispiel angeführten Untersuchung ergab sich weiterhin, daß der Hauptanteil an dem niedrigen Verlustwiderstand in der Glasquetschung der Röhre des Röhrenvoltmeters lag. Bei Messungen im Bereich von Wellen unter 100 m wird es sich daher immer empfehlen, zunächst sehr genau die dielektrischen Verluste im Gitterkreis des Röhrenvoltmeters zu untersuchen und am besten Röhren mit speziellen Glassorten und eventuell mit getrennt herausgeführter Gitterleitung zu verwenden.

Ein weiterer ohmscher Scheinwiderstand kann im Gitterkreis des Röhrenvoltmeters erscheinen, wenn der Anodenkreis des Röhrenvoltmeters kapazitiv ist und starke Anodenwechselspannungen auftreten. Bei den dann bestehenden Phasenverhältnissen erscheint durch die Rückwirkung über die Gitteranodekapazität im Gitterkreis ein ohmscher Scheinwiderstand, der stark frequenzabhängig ist und die Messung sehr beeinflussen kann. Um das Erscheinen dieses Rückwirkungswiderstandes zu verhindern, empfiehlt es sich grundsätzlich, den Anodenkreis der Röhrenvoltmeter durch einen genügend großen Kondensator kurz zu schließen und hierdurch das Auftreten von Anodenwechselspannungen und somit das Auftreten von Rückwirkungen zu verhindern.

Die älteste unter dem Namen „Röhrenvoltmeter“ veröffentlichte Gleichrichterschaltung stammt von Hohage; die Schaltung von Hohage zeigt Abb. 56. Die zu messende Wechselspannung wird hier

nicht dem Gitter, sondern der Anode der Röhre zugeführt, die als Einweggleichrichter wirkt. Durch den Vorschaltwiderstand R_v und den Nebenschlußwiderstand R_n läßt sich die gewünschte Empfindlichkeit des Galvanometers einstellen. Mit Hilfe des Potentiometers P kann man den Meßbereich ändern, indem der Anode und dem Gitter beliebige Gleichspannungen zu erteilen sind. — Eine ähnliche Anordnung beschreibt H. L. Kirke in seiner schon erwähnten Arbeit¹. Diese Anordnung, die in Abb. 57 dargestellt ist, unterscheidet sich von der vorigen

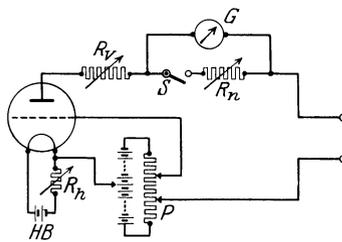


Abb. 56. Hohage-Röhrenvoltmeter.

insofern, als hier Anode und Gitter der Röhre verbunden sind. Mittels des Potentiometers P wird dem Gitter und der Anode eine negative Vorspannung über den Widerstand R_g von 5000 Ohm und das Galvanometer G erteilt; die Vorspannung wird so gewählt, daß zunächst kein Strom durch das Galvanometer fließt. Sobald über den Kondensator C an den Widerstand R_g eine Wechselspannung gelegt wird, wird das Gitter und die Anode der Röhre zeitweise positiv, und durch das Galvanometer fließt ein intermittierender Anodenstrom. Vergrößert man

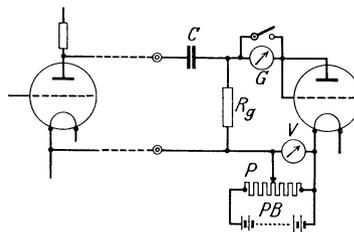


Abb. 57. Ventilanordnung von Kirke.

hierbei mit Hilfe des Potentiometers die negative Vorspannung, so verschwindet der Anodenstrom ungefähr in dem Augenblick, in dem die am Voltmeter abzulesende Gittervorspannung um denselben Betrag geändert worden ist, den die Spannungsamplitude des Wechselstromes besitzt. Bei dieser Anordnung findet also ebenso wie bei einer weiter unten beschriebenen eine Kompensation der Gitterwechselspannung statt. Für die Messung niederfrequenter Wechselspannungen oberhalb 1 Volt ist dieses Röhrenvoltmeter eichbar; ohne Eichung ist es gut für Vergleichsmessungen als Indikatorinstrument zu verwenden.

Bei der Eichung², aber auch bei der Benutzung von Röhrenvoltmetern ist ganz allgemein zu beachten, daß ihre Angaben von der Form der zugeführten Wechselspannungen abhängig sind. Dagegen sind die Röhrenvoltmeter von der Frequenz im allgemeinen nicht abhängig.

Trautwein hat Schaltmaßnahmen angegeben, bei der Röhre als „Richtverstärker“ den Durchgriff veränderlich und damit die Kennlinie gradlinig zu gestalten, so daß ein Ableseinstrument mit line-

¹ The design of a heterodyne type low frequency generator, l. c.

² Nähere Angaben über die Eichung von Röhrenvoltmetern finden sich auf Seite 74 des Buches bei der Besprechung einer Anordnung des Verfassers.

arer Teilung Verwendung finden kann. Er hat ferner die Möglichkeit erwogen, durch Verlegung des Arbeitspunktes in den parabolischen bzw. gradlinigen Abschnitt der Kennlinie den Formfaktor der Wechselspannung zu ermitteln. Schließlich bringt er auch ein Verfahren, Phasenverschiebungen und kleine Leistungen zu messen. Es werden zu diesem

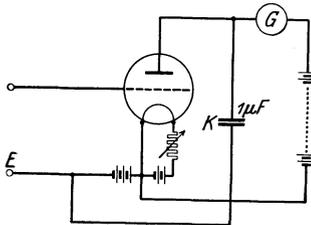


Abb. 58. Röhrenvoltmeter mit Anodengleichrichtung.

Zweck die eine der zu vergleichenden Wechselspannungen dem Gitter und der Kathode und die andere der Anode und der Kathode der Röhre zugeführt. Es ergeben sich dann aus jeder einzelnen der beiden Wechselspannungen und auch aus beiden zusammen durch Gleichrichtung Gleichstromänderungen im Anodenkreise. Aus ihnen findet man rückwärts die vorhandene Phasenverschiebung. Handelt es sich dagegen um wattmetrische Messungen, so ist eine der

Spannungen zu kommutieren und die Anodenstromänderung vor und nach dieser Kommutation zu messen. An Stelle des Stromes kann natürlich beim Vorhandensein eines Widerstandes auch die Spannung im Anodenkreise z. B. mit einem Elektrometer gemessen werden.

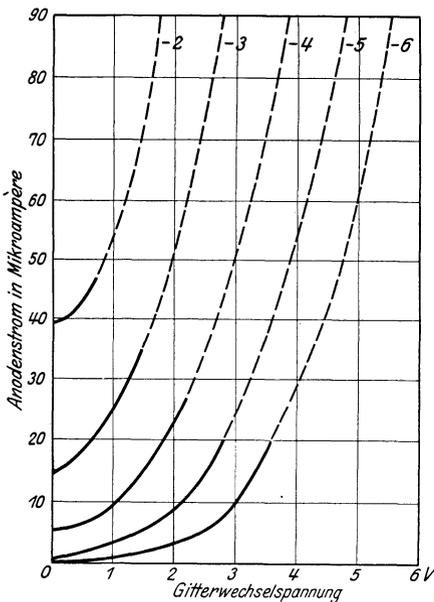


Abb. 59. Eichkurven des Röhrenvoltmeters bei verschiedenen Vorspannungen.

so einzustellen, daß das Galvanometer einen bestimmten Wert anzeigt, der als Ausgangspunkt für die Ablesungen dient.

Abb. 59 zeigt den Zusammenhang zwischen den dem Gitter zugeführten Wechselspannungen und den Anodenstromänderungen für verschiedene Werte der Gittergleichspannung. Man erkennt, daß die Gitter-

β) Röhrenvoltmeter mit Anodengleichrichtung. Die Schaltung eines Röhrenvoltmeters, bei dem der Arbeitspunkt durch eine Gitterbatterie in den unteren gekrümmten Teil der Röhrenkennlinie verlegt wird, zeigt Abb. 58. Die durch die Gleichrichtung bewirkten Anodenstromänderungen zeigt das Galvanometer G an. Vor der Inbetriebnahme sind die Eingangsklemmen kurz zu schließen und der Heizwiderstand sowie die Spannungen

gleichspannung um so kleiner zu wählen ist, je kleiner die zugeführten Wechselspannungen sind, sofern möglichst große Ausschläge des Galvanometers erhalten werden sollen.

Wenn die Gitterwechselspannungen von der Sinusform abweichen, so ergeben sich bei einem Röhrenvoltmeter dieser Type Fehler, diese Fehler betragen, wie die Untersuchungen von Medlam und Oschwald¹ zeigen, bis zu 7%, wenn die Wechselspannung dritte und fünfte Harmonische enthält (s. Kurvenform Abb. 60), dagegen bis zu 25%, wenn die Kurvenform zweite Harmonische besitzt (s. Kurvenform Abb. 61). Die Fehler durch abweichende Kurvenformen lassen sich etwas herabsetzen, wenn, wie gelegentlich vorgeschlagen wurde, Gegenaktrohrevoltmeter benutzt werden. Sehr zu beachten ist, daß die Anodenspannung während der Messung sich nicht ändern darf, weil sich sonst erhebliche Fehler ergeben.

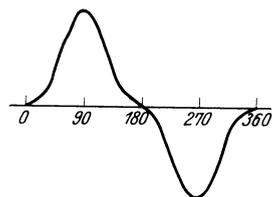


Abb. 60. Wechselstromkurve mit ungeraden Harmonischen.

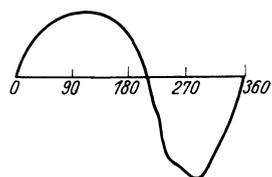


Abb. 61. Wechselstromkurve mit zweiten Harmonischen.

Die Empfindlichkeit dieser Anordnung läßt sich wesentlich verbessern, wenn durch eine Kompensationsanordnung im Anodenkreis der Anodenstrom auskompensiert und von dem Instrument nur die Anodenstromänderungen infolge der Gleichrichterwirkung abgelesen werden. Die zweckmäßige Ausführung eines solchen Röhrenvoltmeters, wie es von Friis und Jensen² beschrieben wurde, zeigt Abb. 62. Die Gleichrichtung wird mittels der Gitterbatterie *GB* erreicht, die den Arbeitspunkt der Röhre in die untere Krümmung ihrer statischen Kennlinie verlegt. Zur Kompensation dient das an die Heizbatterie *HB* angeschlossene Potentiometer *P*. In dem Galvanometer (Mikroamperemeter) μA wirken einerseits der Anodenstrom und andererseits der aus der Potentiometerspannung herrührende Strom einander entgegen, so daß man durch Einstellung des Potentiometers jeden beliebigen Ausschlag des Galvanometers herbeiführen kann. Es empfiehlt sich als Ausgangspunkt nicht, den Nullpunkt des Galvanometers, sondern einen kleinen Ausschlag von etwa 5% des Meßbereiches zu wählen. Führt

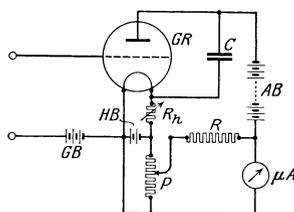


Abb. 62. Röhrenvoltmeter mit Kompensation im Anodenkreis.

¹) W. B. Medlam und U. A. Oschwald, The thermionic voltmeter, Experimental Wireless, III, Nr. 37, S. 589, Okt. 1926.

²) Friis und Jensen, High frequency amplifiers, The bell system Technical Journal, III, Nr. 2, S. 181, April 1924.

man dann dem Gitter eine Wechselfspannung zu, so steigt der Ausschlag des Galvanometers, und zwar um etwa 1 Mikroampere für eine Wechselfspannungsamplitude von 0,2 Volt. Die Eichung des Instrumentes kann mit zwei stark voneinander abweichenden Frequenzen erfolgen, beispielsweise mit 60 Perioden und andererseits mit 1 200 000 Perioden, wenn die Möglichkeit besteht, daß das Instrument nicht frequenzunabhängig arbeitet. Diese Möglichkeit ist nicht gegeben, wenn der Anodenkreis durch einen hinreichend großen Kondensator (C in Abb. 62) überbrückt ist.

Eine Überlastung des Galvanometers kann hier leicht vermieden werden, wenn man die negative Gitterspannung ursprünglich sehr hoch wählt und dann langsam verringert, und wenn man zugleich das Potentiometer anfangs auf Nullspannung einstellt und dann vorsichtig seine Einstellung verändert. Natürlich wird sehr sorgsam darauf zu achten sein, daß die Zuführungsleitung zum Gitter der Röhre geringe Kapazität gegenüber anderen Leitungen hat. Trotzdem wird man oft eine Kapazität von ungefähr 25 cm zwischen Gitter und Kathode anzunehmen haben. Mit einer wesentlichen Rückwirkung über die Gitteranodekapazität braucht allerdings in diesem Fall nicht gerechnet zu werden, weil die Belastung im Anodenkreis hier nur wenige hundert Ohm beträgt. Ist der Überbrückungskondensator C vorhanden, so kann, da keine Anodenwechselspannung auftritt, überhaupt keine Rückwirkung stattfinden. Bei 300 m Wellenlänge und 25 cm Kapazität hat das Röhrenvoltmeter einen Wechselstromwiderstand von 6000 Ohm. Läßt man einen Fehler von

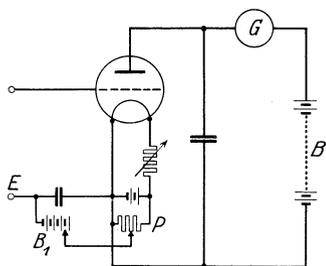


Abb. 63. Röhrenvoltmeter mit Kompensation im Gitterkreis.

1 % zu, so ergibt sich, daß der Widerstand des Röhrenvoltmeters nur zu vernachlässigen ist, wenn ein ihm parallel geschalteter Ohmscher Widerstand weniger als 850 Ohm besitzt.

Die dritte Ausführungsart der Röhrenvoltmeter, bei der auch die Krümmung der Anodenstromkennlinie benutzt wird, jedoch eine Kompensation der Wechselfspannung im Gitterkreis stattfindet, zeigt Abb. 63. Medlam und Oswald¹

schlagen auch hier vor, als Ausgangspunkt der Gitterkompensation eine Gitterspannung zu wählen, bei der der Anodenstrom nicht Null ist, sondern einen kleinen, etwa zwischen 1 und 5 Mikroampere gelegenen Wert besitzt. Sie zeigen, daß unter diesen Umständen sichere und gut reproduzierbare Messungen zu erhalten sind. Das

¹ The thermionic voltmeter, *Experimental Wireless*, III, Nr. 38, S. 664, November 1926.

Verfahren erfordert ein Voltmeter zum Messen der als Ausgangspunkt und nach der Zuführung der Wechselfspannungen eingestellten Gittergleichspannungen. Man kann für diesen Zweck aber auch das Galvanometer G im Anodenkreis benutzen, wenn man gemäß Abb. 64 einen Widerstand R und einen Umschalter S vorsieht. Die Eichkurven des Instrumentes weisen unter Verwendung üblicher Empfängerröhren für Wechselfspannungen von mehr als 1 Volt eine gute Gradlinigkeit auf. Wenn kleinere Wechselfspannungen bis herab zu 0,1 Volt zu messen sind, so muß ein wenigstens 10fach empfindlicheres Galvanometer Verwendung finden, und als Ausgangspunkt muß ein Anodenstrom von weniger als 0,1 Mikroampere gewählt werden. Bei kleinen Anodenstromwerten sind die mit dem Instrument erhaltenen Spannungswerte wieder in hohem Grade von der Form der zugeführten Wechselfspannungen abhängig; der Fehler beträgt bei einem Anodenstrom von 5 Mikroampere noch etwa 5%. Wenn der Heizstrom der Röhre in den üblichen Grenzen gehalten wird, sind die Meßergebnisse nur sehr wenig von den Änderungen des Heizstromes abhängig. Dagegen müssen natürlich Anodenspannungsänderungen erheblichen Einfluß haben.

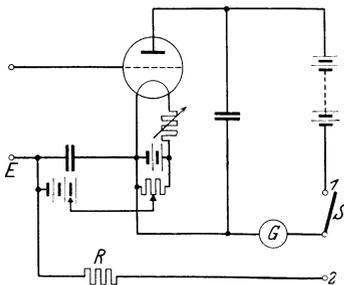


Abb. 64. Röhrenvoltmeter mit einem umschaltbaren Messinstrument.

Eine Weiterbildung des vorher beschriebenen Röhrenvoltmeters wurde von L. Bergmann¹ angegeben. Hierbei werden, wie Abb. 65 zeigt, zwei Potentiometer benutzt, und zwar das eine zur Einstellung des Anodengleichstromes und das andere zur Kompensation der Gitterwechselfspannung.

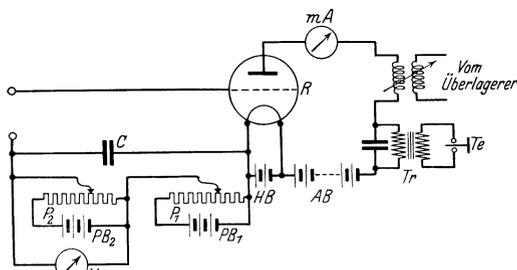


Abb. 65. Röhrenvoltmeter mit Telefon als Anzeigeelement.

Die Neuerung, die Bergmann einführen will, um eine große Empfindlichkeit für kleine Wechselfspannungen zu erzielen, besteht darin, daß er in den Anodenkreis der Röhre einen Niederfrequenztransformator Tr legt und an diesen ein Telefon Te anschließt. Hierdurch soll erreicht werden, daß sich die vollständige Kompensation der Gitterwechsel-

¹ Über ein empfindliches Röhrenvoltmeter für kleine Wechselfspannungen, Telefunkenzeitung, Jahrg. VII, Nr. 37, S. 29, 1924.

spannung genauer als mit dem Milliampereometer allein erkennen läßt. Um in ähnlicher Weise auch bei Hochfrequenzmessungen verfahren zu können, bringt Bergmann außerdem einen Hochfrequenztransformator in den Anodenkreis. Dieser Hochfrequenztransformator soll zum Anschluß eines Überlagerers dienen. Die entstehende Schwebungsfrequenz wird dann durch die Röhre gleichgerichtet und auf diese Weise im Telefon hörbar, bis das Gitter so negativ gemacht ist, daß der Durchgang der Hochfrequenzschwingung durch die Röhre abgeriegelt wird.

Es erscheint jedoch nicht richtig, wenn angenommen wird, daß durch die Benutzung des Telefons zur Nullpunkteinstellung die Empfindlichkeit eines Röhrenvoltmeters mit Gitterkompensation gesteigert werden kann. Dies ist deswegen nicht der Fall, weil die Genauigkeit der Kompensation mit dem Potentiometer P_2 von der Genauigkeit der Null-einstellung mit dem Potentiometer P_1 abhängig ist, und weil diese zuletzt genannte Einstellung ohne Verwendung des Telefons allein mit dem Milliampereometer erfolgt. Wenn nämlich bei der Einstellung des noch nicht mit Wechselspannung beschickten Röhrenvoltmeters die Null-einstellung mit dem Potentiometer P_1 in der Art erfolgt ist, daß das Milliampereometer zwar schon in den Grenzen der mit ihm erreichbaren Genauigkeit hinreichend auf Null wies, daß aber tatsächlich noch ein nicht unerheblicher Anodengleichstrom vorhanden war, und das wird im allgemeinen immer der Fall sein, so muß mit dem Potentiometer P_2 nach Anschluß der zu messenden Wechselspannung eine um den an P_1 fehlenden Betrag zu große Kompensation eingestellt werden, wenn das Telefon zum Schwei-

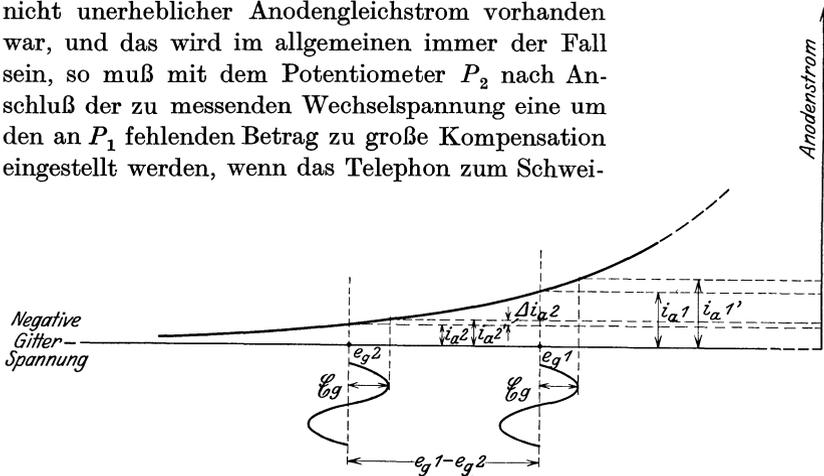


Abb. 66. Darstellung der Ablesegenauigkeit bei dem Röhrenvoltmeter von Bergmann.

gen kommen soll. Der auf diese Weise entstehende Meßfehler kann das Mehrfache des zu messenden Wertes ausmachen. Dies wird nachstehend an Hand von Abb. 66 deutlicher gezeigt.

Hier ist der untere, flach verlaufende Teil der statischen Röhrenkennlinie in großem Maßstabe gezeichnet. Zu der Gitterspannung e_{g1} gehört der Anodenstrom i_{a1} . Es möge angenommen werden, daß dieser

Gleichstrom so gering ist, daß er am benutzten Anodenstrommeßinstrument nicht mehr erkannt werden kann. Es ist dann denkbar, daß durch die Nullpunkteinstellung gerade die Gitterspannung e_{g1} und der Anodenstrom i_{a1} herbeigeführt werden können. Es ist allerdings auch denkbar, daß etwas größere oder kleinere Werte eingestellt werden; diese Unsicherheit beruht darauf, daß infolge der Flachheit der statischen Kennlinie in ihrem unteren Verlauf hier ziemlich große Änderungen der Gitterspannung nur sehr geringen Änderungen des Anodenstromes entsprechen. Die Abweichung von e_{g1} wird natürlich um so belangloser sein, je empfindlicher das verwendete Anodenstrommeßinstrument ist.

Wird nun bei der Gitterspannung e_{g1} die zu messende Wechselspannung mit der Amplitude \mathcal{E}_g dem Gitter aufgedrückt, so erhöht sich dadurch der Anodenstrom zeitweise bis zum Werte i'_{a1} . Die im Telefon gehörte Lautstärke hängt angenähert von der Stromdifferenz $i'_{a1} - i_{a1}$ ab. Der Ton im Telefon verschwindet, wenn die Stromdifferenz einen gewissen kleinen Wert erreicht hat; dieser Wert ist wieder in hohem Maße unbestimmt, weil hier nicht nur die Empfindlichkeit des verwendeten Telefons und die Empfindlichkeit des Ohres desjenigen, der das Telefon benutzt, sondern auch beispielsweise die Widerstandsverhältnisse im Anodenkreise eine Rolle spielen. Nehmen wir aber an, daß der Wert Δi_a gegeben sei, für den das Telefon zum Schweigen kommt. Dann ergibt sich aus ihm ohne weiteres für eine vorliegende Wechselspannungsamplitude eine bestimmte Gitterspannung, nämlich e_{g2} , bei der $i'_{a2} - i_{a2}$ den gegebenen Wert Δi_{a2} hat. Wie man sieht, steht e_{g2} in keiner Weise mit e_{g1} in Beziehung. Daher hat auch die am Voltmeter abzulesende Spannung $e_{g1} - e_{g2}$ gar keinen Zusammenhang mit \mathcal{E}_g . Die Benutzung des Telefons nach Bergmann gibt daher bei kleinen Spannungen keine brauchbaren Meßwerte; die Voltmeterablesungen werden in den meisten Fällen das Mehrfache der zu ermittelnden Spannung betragen. Trotzdem erscheinen die Voltmeterablesungen reproduzierbar.

Bei Hochfrequenzmessungen ist außerdem die Tatsache zu beachten, daß auch bei einem durch negative Spannung abgeriegelten Gitter, die Hochfrequenz auf kapazitivem Wege in den Anodenkreis gelangen kann; außerdem kann auch umgekehrt die Überlagererfrequenz in den Gitterkreis gelangen.

γ) Röhrenvoltmeter mit Anodengleichrichtung bei kapazitiver Belastung des Anodenkreises. Bei den bisher beschriebenen Anordnungen befand sich im Anodenkreis nur das Galvanometer G , dessen Widerstand gegenüber dem inneren Röhrenwiderstand als klein anzusehen ist. Ein Röhrenvoltmeter, das im Prinzip auch auf Anodengleichrichtung beruht, daß jedoch einen hohen Ohmschen Widerstand zugleich mit kapazitiver Belastung im Anodenkreis besitzt, ist von

Edward T. Dickey¹ beschrieben worden². Die Schaltung dieses Röhrenvoltmeters ist in Abb. 67 dargestellt, während Abb. 68 eine auf die beiden Meßbereiche 0—7 Volt und 0—70 Volt Wechselspannungs-

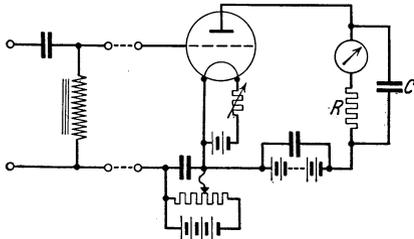


Abb. 67. Röhrenvoltmeter mit Widerstand und Parallelkondensator im Anodenkreis.

amplitude umschaltbare Ausführungsform zeigt. Für Hochfrequenzmessungen ist die Eigenkapazität der bei diesem Röhrenvoltmeter gezeichneten Gitterableitungsdrösel schädlich. Man benutzt daher am besten, wenn dieses Röhrenvoltmeter für Hochfrequenzmessungen Verwendung finden soll, in der üblichen Weise Ohmsche Wi-

derstände, um die erforderliche Gittervorspannung zu erteilen. Für die Arbeitsweise des Röhrenvoltmeters sind der Hochohmwiderstand R und der Kondensator C im Anodenkreis der Röhre charakteristisch. Edward T. Dickey und sein Mitarbeiter David Grelich haben aber augenscheinlich nicht erkannt, daß hierdurch eine erhöhte Gleichrichtungs-

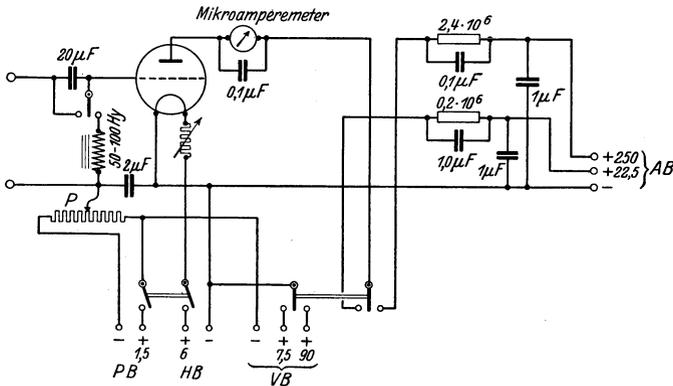


Abb. 68. Röhrenvoltmeter, umschaltbar auf zwei Meßbereiche.

wirkung bedingt ist, wie dies vom Verfasser vorher nachgewiesen worden ist³. Es wird lediglich angegeben, eine Tatsache, auf die auch Moullin hinweist, daß durch den Hochohmwiderstand eine annähernd gerade Meßcharakteristik erhalten wird; der Kondensator soll die Angaben des

¹ Notes on the testing of radio frequency amplifiers, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 15, Nr. 8, S. 687, August 1927.

² Ein sehr einfaches Röhrenvoltmeter, bei dem vor das Galvanometer ein Widerstand von 30000 Ohm geschaltet wird und dessen Anodenkreis durch einen großen Kondensator überbrückt ist, ist in Amerika als Moullin-Voltmeter bekannt. Hierbei wird die Röhre als Ventil benutzt, um die Anodenbatterie zu vermeiden.

³ Vgl. Manfred v. Ardenne, Über Anodengleichrichtung, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph., 29, Heft 3, S. 82, März 1927.

Röhrenvoltmeters von der Frequenz der zu messenden Wechselspannung unabhängig machen.

Die Dimensionierung der einzelnen Teile ist aus Abb. 68 ersichtlich. Die benutzte Röhre (UX 171) besitzt geringen inneren Widerstand; die Empfindlichkeit des verwandten Galvanometers betrug $1 \cdot 10^{-6}$ Ampere pro Teilstrich bei hundertteiliger Skala. Das Röhrenvoltmeter besitzt den Vorteil, daß man durch Austausch des Widerstandes im Anodenkreis der Röhre und zugleich durch Auswechseln der Anoden- und Gitter-

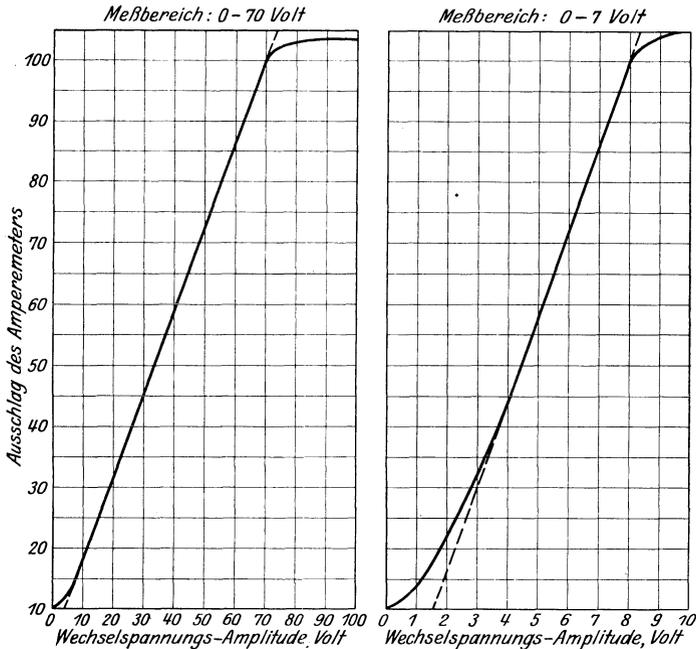


Abb. 69. Eichkurven für beide Meßbereiche.

batterie den Meßbereich in weiten Grenzen ändern kann. Die Eichkurve für die beiden Meßbereiche 0—7 und 0—70 Volt zeigt Abb. 69. Wie die Kurve erkennen läßt, wird auch hier als Nullpunkt eine Einstellung gewählt, bei der das Galvanometer einen Ausschlag von 10 Teilstrichen aufweist. Hinsichtlich der Meßgenauigkeit wird angeführt, daß eine Änderung der Heizfadenspannung um 10% einen Meßfehler von weniger als 1% zur Folge hat, ferner, daß der einmal eingestellte Nullpunkt sich um längere Zeit um höchstens $\frac{1}{2}\%$ verschiebt, und daß bei richtiger Nullpunkteinstellung die Anodenspannung sich um 20% ändern kann, bevor der Meßfehler 1% beträgt. Dies beruht im wesentlichen auf dem flachen Maximum der Charakteristik dieses Anodengleichrichters. Die obere Grenze des Meßbereiches ist hierbei selbstverständlich von der Anoden-

spannung abhängig. Der Frequenzbereich, in dem das Röhrenvoltmeter einwandfreie Resultate liefert, ist etwa der gleiche wie bei der weiter unten beschriebenen Anordnung des Verfassers; die untere Grenze liegt bei dem Röhrenvoltmeter E. T. Dickeys etwa bei 20 Hertz. Für Hochfrequenz ist das Gerät nur brauchbar, wenn ohne Gitterableitdrossel gearbeitet wird; wie schon erwähnt, muß man dann an Stelle der Drossel mit ihrer hohen Eigenkapazität einen Hochohmwiderstand einbauen.

Die bisher beschriebenen Röhrenvoltmeter besitzen den Nachteil, daß sie für Hochfrequenzmessungen nicht empfindlich genug sind. Es liegt hier nahe, die Empfindlichkeit durch Vorschaltung eines Verstärkers zu erhöhen. Bei Hochfrequenz ist jedoch kaum eine genügende Frequenzunabhängigkeit zu erzielen oder die bestehende Frequenzabhängigkeit nicht genügend bekannt, um auf diesem Wege ein genaues und empfindliches Röhrenvoltmeter herzustellen. Dieser Nachteil läßt sich vermeiden, wenn man hinter das eigentliche Meßgerät noch einen Verstärker schaltet. Ein solches Röhrenvoltmeter ist wohl erstmalig von R. H. Wilson¹ beschrieben worden. Hierbei wird eine Gleichstromverstärkung benutzt, indem die zweite Röhre über einen Ohmschen Widerstand von 40000 Ohm galvanisch angekoppelt und auf diese Weise Gleichspannungsänderungen, die infolge der Gleichrichterwirkung der ersten Röhre in dem Kopplungswiderstand auftreten, dem Gitter der zweiten Röhre zugeführt werden. Im Anodenkreis der zweiten Röhre liegt dann das Galvanometer. Diese reine Widerstandskopplung ist jedoch nicht frequenzunabhängig, da bekanntlich die parallel liegenden Kapazitäten einen frequenzabhängigen Nebenschluß zum Widerstand bilden. Ein weiterer Nachteil besteht insofern, als die an der Anode der

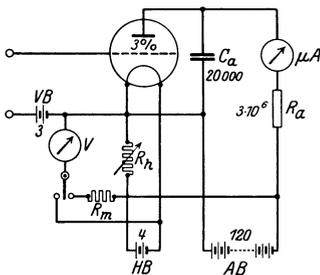


Abb. 70. Röhrenvoltmeter mit Anodengleichrichtung bei kapazitiv belastetem Anodenkreis.

ersten Röhre auftretenden Wechselspannungen eine Rückwirkung auf den Gitterkreis bedingen, durch die in der Hauptsache die Gitterkapazität stark vergrößert wird.

Ein Röhrenvoltmeter, bei dem keine Anodenwechselspannungen auftreten und daher nur die statischen Kapazitäten wirksam sind, ist vom Verfasser beschrieben worden². Die Schaltung eines solchen Röhrenvoltmessers, bei dem auf Grund von Untersuchungen des Verfassers³ eine

Röhre mit kleinem Durchgriff (etwa 3%) in Verbindung mit einem

¹ H. J. van der Bijl, The Thermionic Vacuum Tube, S. 368.

² M. v. Ardenne, Ein empfindliches Röhrenvoltmeter für Hochfrequenz. ETZ, 49. Jahrg., Heft 15, S. 565, April 1928.

³ Über Anodengleichrichtung, I. c.

kapazitiv belasteten Widerstand von mehreren Megohm benutzt wird, zeigt Abb. 70. Hierbei ist der Kondensator so groß gewählt worden, daß er für die zu messende Frequenz als Kurzschluß des Anodenwiderstandes anzusehen ist. Wenn keine Kompensationseinrichtung benutzt wird, kommt es für die Empfindlichkeit des abgebildeten Röhrenvoltmeters nicht auf den Gleichrichtereffekt δI_a , der durch eine bestimmte Gitterwechselspannung \mathcal{E}_g hervorgerufen wird, sondern auf die relative Größe dieses Gleichrichtereffektes gegenüber dem Meßbereich des benutzten Instrumentes an. Es muß deshalb untersucht werden, wann bei gegebener Gitterwechselspannung dieses Verhältnis möglichst groß wird. Macht man hierzu die Voraussetzung, daß der Arbeitspunkt etwa bei dem Stromwert $1/3 \cdot I_{a_{\max}}$ liegt, so kann man annähernd für den Anodenstrom den Ausdruck setzen:

$$I_a = \frac{E_A}{3 R_a};$$

somit ist:

$$\frac{\delta I_a}{I_a} = \frac{\delta I_a \cdot R_a}{E_{A/3}}. \quad (4)$$

Bei gegebener Anodenspannung E_A handelt es sich also darum — solange genügend empfindliche Meßinstrumente für den Anodenstrom zur Verfügung stehen — bei gegebener Gitterwechselspannung \mathcal{E}_g eine möglichst große Änderung des Gleichspannungsabfalles $\delta E_a = \delta I_a \cdot R_a$ am Anodenwiderstand zu erhalten. Durch Anwendung einer schon früher angegebenen allgemeinen Formel¹ für den Gleichrichtereffekt ergibt sich nach einer einfachen Umrechnung für den vorliegenden Fall:

$$\frac{\delta E_a}{\mathcal{E}_g} = \underbrace{\frac{\delta S}{S}}_A \cdot \frac{\mathcal{E}_g}{4} \cdot \underbrace{\frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i}}_B. \quad (5)$$

Hierbei ist S die Steilheit und $\frac{\delta S}{\delta E_g}$ die Krümmung der statischen Kennlinie im Arbeitspunkt.

Um eine hohe Empfindlichkeit zu erzielen, soll der in Formel (5) mit A bezeichnete Quotient, der als Empfindlichkeitskoeffizient des Gleichrichters bezeichnet werden kann, und gleichzeitig die durch B gegebene Spannungsverstärkung für sehr langsame Frequenzen möglichst groß sein. Wie schon in früheren Arbeiten vom Verfasser gezeigt wurde, ist die Spannungsverstärkung groß, wenn Anodenwiderstände von einigen Megohm in Verbindung von kleinen Röhren mit Durchgriff benutzt werden. Da auch der Empfindlichkeitskoeffizient des Gleichrichters, wie an anderer Stelle² gezeigt wurde, in diesem Falle größer ist als bei für

¹ M. v. Ardenne, Zeitschr. f. Techn. Phys., 8. Jahrg., Heft 6, S. 235, 1927.

² M. v. Ardenne, Über Anodengleichrichtung II, Jahrb. drahtl. Telegr. u. Teleph., Bd. 31, Heft 2, S. 51, 1928.

die Spannungsverstärkung ungünstigen Abmessungen, ist theoretisch bei dem in Abb. 70 dargestellten Röhrenvoltmeter eine große Empfindlichkeit zu erwarten.

Wie die Gesamtschaltung Abb. 71 zeigt, ist hinter das eigentliche Röhrenvoltmeter, wie schon oben erwähnt, noch eine Verstärkerstufe galvanisch angekoppelt worden. Die oben angegebene Änderung der Anodengleichspannung (δE_a) wird dem Gitter der Verstärkerröhre zugeführt und im Anodenkreis die bewirkte Stromänderung beobachtet.

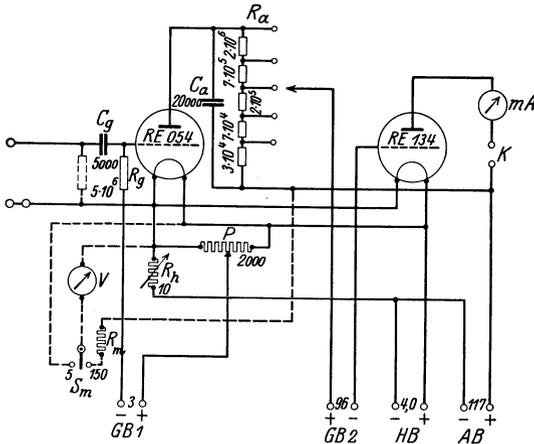


Abb. 71. Röhrenvoltmeter nach v. Ardenne mit galvanisch angekoppelter Verstärkerstufe.

Die Empfindlichkeitssteigerung durch die zweite Röhre hängt allein von der Steilheit dieser Röhre ab. Es ist deshalb eine Type von großer Steilheit vorteilhaft. An den Eingang des Röhrenvoltmeters ist noch ein Blockkondensator mit Ableitewiderstand gelegt worden, um Gleichspannungen, denen die zu messenden Wechselfspannungen überlagert sind,

fernzuhalten. Der Ableitewiderstand beträgt $5 \cdot 10^6$ Ohm, um eine möglichst geringe Belastung der angeschalteten Kreise zu bewirken. Wenn auch diese Belastung nicht erwünscht ist, kann die Wechselfspannung auch direkt dem Gitter zugeführt werden; falls keine Gitterströme fließen, liegt dann der innere Widerstand des Voltmeters in der Größenordnung 10^8 Ohm. Etwa auftretende negative Gitterströme wirken hier kaum schädlich, da bei den geringen Anodenströmen der Gleichrichterröhre auch die auftretenden Ionengitterströme entsprechend klein sind. — Wie die angegebenen Werte zeigen, ist die durch das Röhrenvoltmeter bewirkte Belastung insbesondere bei Hochfrequenz hauptsächlich durch die Kapazität zwischen den Eingangsklemmen gegeben. Durch sorgfältige Ausführung der Anordnung muß diese Kapazität so klein wie nur irgend möglich gehalten werden. Bei sehr hohen Frequenzen macht sich bei den verschiedenen Röhrenvoltmetern und auch bei diesem Röhrenvoltmeter der dielektrische Verlustwiderstand sehr schädlich geltend. Die Bestimmung des dielektrischen Verlustwiderstandes erfolgt am besten durch Dämpfungsmessungen an Schwingungskreisen, die mehr oder weniger fest mit dem Röhrenvoltmeter gekoppelt werden. Hierauf ist weiter unten ausführlich eingegangen worden.

Wie die Abb. 72 und 73, die verschiedene Ansichten des fertigen Röhrenvoltmeters nach der Schaltung Abb. 71 wiedergeben, erkennen

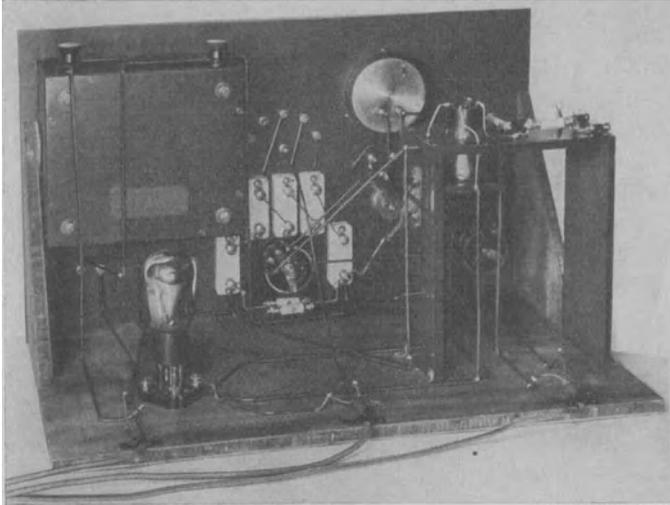


Abb. 72. Innenansicht des Röhrenvoltmeters.

lassen, sind die hier in Frage kommenden Leitungen so kurz wie nur möglich geführt worden.

Außerdem wurde eine entsockelte Röhre Type RE 054 benutzt; die Kapazität des Gitters gegen Anode und Heizfaden betrug bei dieser Röhre vor dem Einbau 4,20 cm. Bei dem fertigen Röhrenvoltmeter wurde an den Eingangsklemmen eine Kapazität von nur 7,40 cm gemessen. Die Messung wurde mit in der in Abschnitt III D 6 dieses Buches beschriebenen Kapazitätsmeßanordnung ausgeführt. Somit ergibt sich

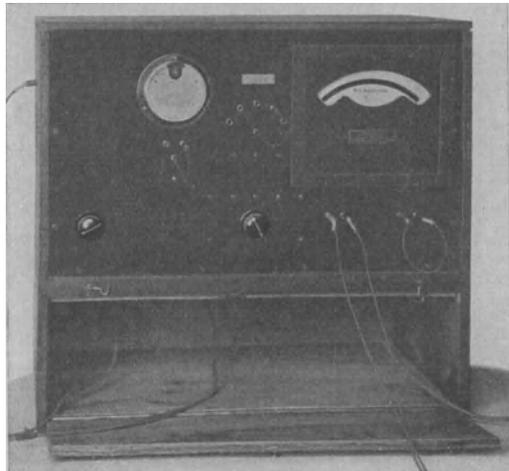


Abb. 73. Röhrenvoltmeter mit Kasten für die Batterien.

durch die Verbindungsleitungen, Klemmen usw. eine Zunahme von 3,20 cm. — Die Kapazität von 7,4 cm ist auch für die meisten vor-

kommenden Hochfrequenzmessungen als klein genug anzusehen. Die in der zweiten Stufe vorhandenen Kapazitäten wirken bei der hier wiedergegebenen Anordnung nicht schädlich, da die durch sie bewirkte kapazitive Belastung gegenüber der Belastung durch den Blockkondensator von 20000 cm nicht ins Gewicht fällt.

Die untere Grenze des Frequenzbereiches, in dem das Röhrenvoltmeter einwandfreie Resultate gibt, ist durch den vorgeschalteten Gitterkondensator gegeben. Diese Grenze liegt etwa bei 100 Hertz; Wechselfspannungen höherer Frequenz gelangen ungeschwächt an das Gitter der Gleichrichterröhre. Der aus mehreren einzelnen Widerständen sich zusammensetzende Ohmsche Anodenwiderstand der ersten Röhre beträgt drei Megohm. Wie eine einfache Rechnung zeigt, ist die durch den parallel geschalteten Blockkondensator von 20000 cm bewirkte kapazitive Belastung zur Gleichrichtung bei allen Frequenzen über 100 Hertz als ausreichend anzusehen. Die Unterteilung des Kopplungswiderstandes ist empfehlenswert, um verschiedene Meßbereiche einstellen zu können. Zur Übertragung der Gleichspannungsänderung auf die zweite Röhre muß die Batterie GB_2 eingeschaltet werden, um bei direkter Kopplung die an dem betreffenden Anodenwiderstand vorhandene Anodengleichspannung vom Gitter der zweiten Röhre fernzuhalten.

Die Eichung dieses Röhrenvoltmeters geschieht ebenso wie bei allen anderen beschriebenen Typen mit Niederfrequenz. Die Eichfrequenz muß so hoch gewählt werden, daß einmal eine vollständige Gleichrichtung stattfindet und andererseits keine Schwächung der zugeführten Wechselfspannungen durch Gitterkondensatoren usw. stattfindet. Jedoch darf die Frequenz nicht so hoch sein, daß die durch das Röhrenvoltmeter selbst bewirkte kapazitive Belastung der Spannungsquelle in der Eichschaltung von Einfluß ist. Am einfachsten geschieht die Eichung in der Weise, daß die Spannung an einem Spannungsteiler mit Hilfe eines anderen Instrumentes, z. B. mit Hilfe eines Einfadenelektrometers, gemessen wird, und dann aus dem eingestellten Widerstandsverhältnis die abgegriffene Spannung berechnet wird. Das Elektrometer, bei dem, wie oben schon besprochen, größere Spannungen sehr genau gemessen werden können, kann leicht mit Gleichstrom geeicht werden. Die Eichkurven des Röhrenvoltmeters nach Abb. 71 sind in Abb. 74 wiedergegeben worden. Die Betriebsspannungen haben die in der Abb. 71 wiedergegebenen Werte. Eine Änderung der Betriebsspannungen in geringen Grenzen ist bei diesem Röhrenvoltmeter auf Grund des zur Verwendung gelangenden Prinzips nur von geringem Einfluß, da sich der Gleichrichterwirkungsgrad, worauf schon oben hingewiesen wurde, mit diesen Spannungen nur sehr wenig ändert.

Mit Hilfe des Potentiometers P in Abb. 71 findet eine Feinregulierung der Vorspannung der ersten Stufe statt. Hierdurch ändert sich der Anodenstrom der ersten und damit auch der zweiten Stufe. Die Einstellung geschieht dann so, daß das im Anodenkreis der zweiten Röhre liegende Instrument gerade seinen höchsten Ausschlag bzw. einen etwas kleineren Ausschlag zeigt. Bei dem beschriebenen Gerät

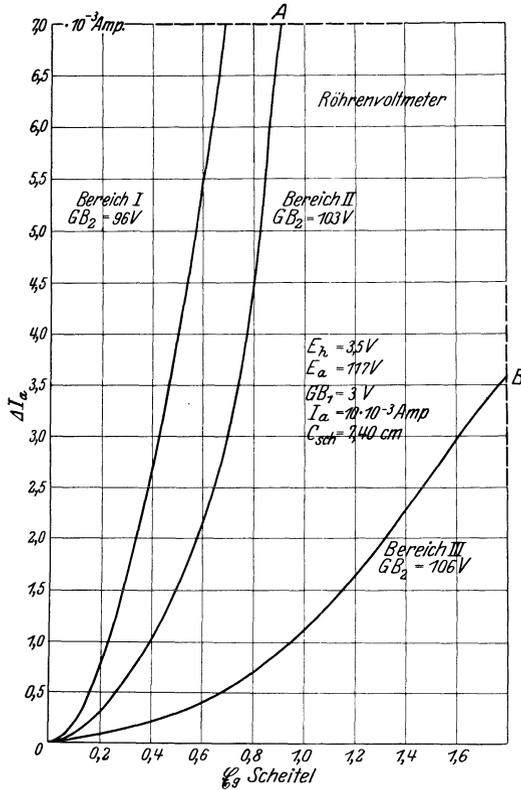


Abb. 74. Eichkurven des Röhrenvoltmeters nach v. Ardenne.

betrug dieser immer eingestellte Ausschlag 10 Milliampere. Sobald eine Wechselspannung an den Eingang des Röhrenvoltmeters gelegt wird, steigt der Anodenstrom der ersten Stufe und der Ausschlag des Instrumentes geht zurück. In der Eichkurve ist die Stromänderung in der zweiten Stufe in Abhängigkeit von dem Scheitelwert der angelegten Wechselspannung dargestellt worden. Da man bei guten Zeigerinstrumenten für den Bereich 10 mA noch Stromänderungen von $\frac{1}{50}$ mA hinreichend genau ablesen kann, so lassen sich bei Benutzung des Bereichs I und den angegebenen Röhren noch Scheitelspannungen von 0,03 Volt messen. Eine Überlastung

des Meßinstrumentes ist kaum möglich, da bei zu hohen Wechselspannungen der Ausschlag auf Null zurückgeht.

Entsprechend der in Abb. 74 mit A bezeichneten Grenze von 7 Milliampere soll die Anodenstromkennlinie der zweiten Röhre nicht in ihren unteren Teilen benutzt werden, da sonst die Steilheit und mit ihr die Meßgenauigkeit stark abnehmen würde. Eine andere Grenze für die der ersten Röhre zugeführte Wechselspannung ist durch das Einsetzen der Gitterströme in dieser Röhre gegeben; in Abb. 74 ist diese Grenze durch B angedeutet. Um den in der ersten Stufe durch die Gitterströme begrenzten Aussteuerbereich, insbesondere, falls mit dem Meßbereich 4

und 5 gearbeitet werden soll, zu vergrößern, müssen höhere Anoden- und Gitterspannungen als in Abb. 71 angegeben, benutzt werden. Eine wesentlich größere Empfindlichkeit läßt sich auch mit diesem Röhrenvoltmeter erzielen, wenn mit Hilfe einer besonderen Anordnung, die an die Klemmen *K* zu schalten ist, eine Kompensation des Anodenstromes der zweiten Röhre durchgeführt wird. In diesem Falle ist es möglich, noch Scheitelspannungen von bis zu 0,003 Volt zu messen. Während jedoch ohne Kompensationseinrichtung auch mit üblichen Anodentrockenbatterien die Konstanz der Spannungen und Ströme vollkommen ausreichend ist, sind bei Verwendung einer Kompensationseinrichtung besondere Stromquellen zur Erzielung der notwendigen Konstanz der Ströme erforderlich.

Mit dem genannten Wert von 0,003 Volt ist etwa die Meßgrenze erreicht, die bei Röhrenvoltmetern unter Anwendung relativ einfacher Mittel besteht. Bereits zu Beginn dieses Kapitels wurde die Meßgrenze besprochen, die nach Jaeger und Kußmann durch die Änderungen des Heizstromes der im Röhrenvoltmeter benutzten Röhren besteht. Bei diesem aus zwei Stufen bestehenden Röhrenvoltmeter werden selbstverständlich die in der ersten Stufe bedingten Anodenstromschwankungen in der zweiten Stufe verstärkte Schwankungen auslösen. Bei der benutzten Schaltung werden, wie unmittelbar aus den bereits wiedergegebenen Gleichungen hervorgeht, die Stromschwankungen in der zweiten Stufe folgenden Wert haben

$$\Delta I_{a2} = \Delta I_{a1} \cdot R_a \cdot S_2, \quad (6)$$

wenn ΔI_{a1} die Stromschwankungen in der ersten Stufe und S_2 die Steilheit der Endstufe bedeuten. Um ein genaues Endergebnis zu erhalten, wurden die verschiedenen Werte zur Ermittlung der Stromschwankungen in der zweiten Stufe an diesem Röhrenvoltmeter unter den Betriebsverhältnissen gemessen. Bei dem benutzten Anodenwiderstand von $3 \cdot 10^6$ Ohm betrug der Anodengleichstrom in der ersten Stufe $12,5 \cdot 10^{-6}$ Ampere. Die Steilheit der zweiten Röhre betrug im Arbeitspunkt $2 \cdot 10^{-3}$ Ampere. Sehr wesentlich für die Beurteilung für die untere Meßgrenze dieses Röhrenvoltmeters ist der Zusammenhang zwischen Anoden- und Heizstrom der ersten Röhre. Während oben für Röhren ohne große Ohmsche Anodenwiderstände die Annahme gemacht wurde, daß durch kleine Änderungen des Heizstromes der Anodenstrom sich proportional 10mal so stark ändert, ist dies in Spannungsverstärkerstufen nicht mehr der Fall. Eine entsprechende Messung an der ersten Stufe unter den für das Röhrenvoltmeter bestehenden Verhältnissen ergab, daß der Anodenstrom sich um weniger als 2% änderte, als der Heizstrom um 1% verringert wurde. Als Faktor für die unregelmäßigen Anodenstromschwankungen in der ersten Stufe

ergibt sich daher der Wert $2 \cdot 10^{-6}$, wenn man nach Jaeger und Kußmann als unvermeidliche Heizstromschwankungen $1/10^6$ des Stromes ansieht. Setzt man die verschiedenen Werte in die angegebene Beziehung ein, so ergibt sich als Stromschwankung in der zweiten Stufe $1,5 \cdot 10^{-7}$ Ampere. Hierzu kommt allein in der zweiten Stufe, wo immer ein Anodenstrom von 10 Milliampere fließt, noch eine weitere Stromschwankung von etwa $1 \cdot 10^{-7}$ Ampere. Tatsächlich waren jedoch die beobachteten unregelmäßigen Stromschwankungen kleiner als $1,5 \cdot 10^{-7}$ Ampere, was darauf zurückzuführen ist, daß die verschiedenen Stromschwankungen, die durch die beiden Stufen gleichzeitig als Folge der Heizstromschwankungen entstehen, einander entgegenwirken. Durch Abnahme des Heizstromes in der ersten Stufe sinkt in dieser Stufe der Anodenstrom und steigt infolgedessen der Anodenstrom der zweiten Stufe. Bei der gleichen Verringerung des Heizstromes würde aber der Anodenstrom, wenn die zweite Stufe für sich wäre, in dieser Stufe sinken. Da, wie die Überschlagsrechnung gezeigt hat, die durch die Heizstromänderungen in den beiden Stufen verursachten Anodenstromschwankungen in der zweiten Stufe ziemlich gleich groß sind, ist es durchaus denkbar, daß die Störung durch den Heizstrom als Folge der Art der Schaltung des Röhrenvoltmeters einigermaßen aufgehoben wird.

Die hier angedeuteten Schwierigkeiten, durch die eine Heraussetzung der unteren Meßgrenze verhindert wird, lassen sich nur so umgehen, daß vor das Röhrenvoltmeter noch ein Verstärker geschaltet wird. In der Hauptsache kommen für diesen Zweck nur aperiodische Verstärker in Frage, da diese im allgemeinen auch beim Arbeiten mit Hochfrequenz einwandfreie Meßresultate ergeben. Hierbei wird vorausgesetzt, daß der Verstärkungsgrad des Verstärkers für die verschiedenen Frequenzen vorher mit einer Meßeinrichtung ähnlich der weiter unten beschriebenen des Verfassers genau festgelegt worden ist. Durch Kombination eines aperiodischen Hochfrequenzverstärkers, der beispielsweise drei Hochfrequenzzweifachröhren in Hintereinanderschaltung enthält, mit dem Röhrenvoltmeter gelingt es, noch Hochfrequenzspannungen bis zu 10^{-4} Volt zu messen. Mit einer solchen Meßeinrichtung ist es ohne weiteres möglich, Feldstärkemessungen von fernen Sendern durchzuführen.¹

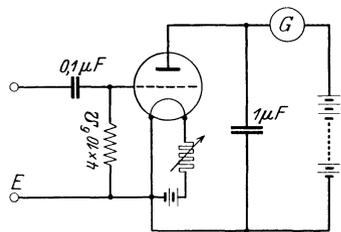


Abb. 75. Röhrenvoltmeter mit Audiongleichrichtung.

¹ Vgl. Manfred v. Ardenne, Einige Messungen über die Hochfrequenzspannungen an der Eingangsseite von Empfängern. Jahrb. d. drahtl. Telegr. und Teleph., Bd. 33, 1929.

d) **Röhrenvoltmeter mit Gittergleichrichtung.** Die Schaltung eines einfachen Röhrenvoltmeters, bei dem die Audiongleichrichtung mit Gitterkondensator und Ableitwiderstand benutzt wird, zeigt Abb. 75. Auch dieses wird wie die vorhergehende Anordnung durch Gleichspannungen in den Meßkreisen, an die es gelegt wird, nicht beeinflußt. Hierzu ist es erforderlich, daß der Gitterkondensator vorzügliche Isolation besitzt; wie die Untersuchungen von W. B. Medlam und U. A. Oswald¹ ergaben, muß der Isolationswiderstand 20000 Megohm bei einem Ableitwiderstand von zwei

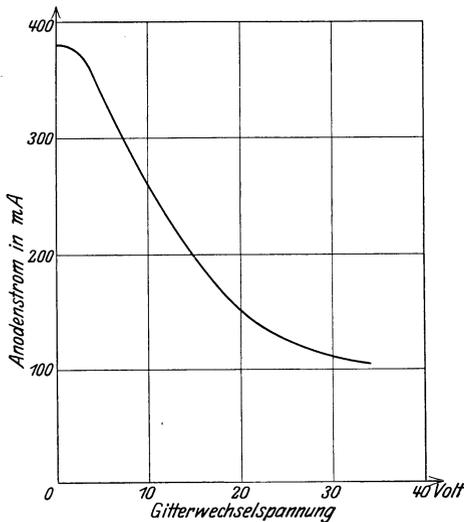


Abb. 76. Eichkurve eines Röhrenvoltmeters mit Audiongleichrichtung.

Megohm betragen, falls der Meßfehler nicht größer als 1% werden soll. Die Eichkurve des von den genannten Autoren beschriebenen Röhrenvoltmeters ist in Abb. 76 wiedergegeben; (bei der Gittergleichrichtung sinkt bekanntlich der Anodenstrom mit steigender Gitterwechselspannung.) Wie die Kurve zeigt, lassen sich auf einfache Weise nur Spannungen, die weniger als 30 Volt betragen, messen. Die Gittergleichrichtung hat gegenüber der zuerst beschriebenen reinen Anodengleichrichtung den Vorteil einer etwas größeren Empfindlichkeit.

Nach den Messungen von Medlam und Oswald ist die erste Art über dreimal so empfindlich wie die zweite Art. Vergleicht man die Audiongleichrichtung mit der im vorigen Absatz besprochenen Art der Anodengleichrichtung, so ist die Empfindlichkeit der ersteren, wie weiter unten als Beispiel wiedergegebene Kurven² zeigen, nur etwa doppelt so groß. Unter Zugrundelegung von Röhren mit gleicher Elektrodenart ist der Unterschied zwischen Audiongleichrichtung und der erwähnten Art der Anodengleichrichtung sogar noch erheblich geringer.

Die mit der Gittergleichrichtung erzielte Empfindlichkeit läßt sich ebenso wie bei Röhrenvoltmeters mit Anodengleichrichtung bis zu den besprochenen Grenzen vergrößern, wenn, wie schon im vorigen Abschnitt angegeben, zur Beseitigung des Anodengleichstromes eine Kompensationsanordnung benutzt wird. Die Anordnungen sind in diesem Falle

¹ The thermionic voltmeter, l. c.

² Vgl. den Abschnitt III D 3 des Buches.

nicht kritisch sein, falls bei veränderter Anodenspannung die Gleichspannung immer so eingestellt wird, daß das Galvanometer wieder



Abb. 78. Ansicht des Röhrevoltmeters von Klotz.

kompensiert ist. E. Klotz gibt an, daß die Spannung der Anodenbatterie um 10% im Betriebe abfallen und die Heizspannung gleichzeitig zwischen 2,7 und 4 Volt geändert werden kann, bevor der Meßfehler 5% erreicht. Die äußere Ansicht dieses Röhrevoltmeters zeigt Abb. 78.

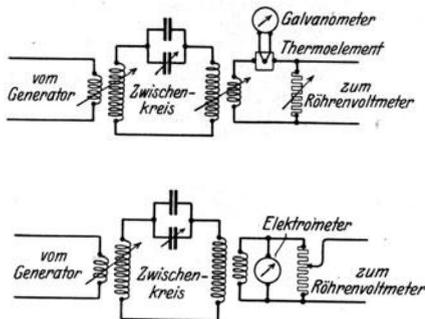


Abb. 79. Eichung von Röhrevoltmeters über einen abgestimmten Zwischenkreis.

eines Thermoamperemeters oder eines statischen Voltmeters durchführen, wie in Abb. 79 gezeigt wird.

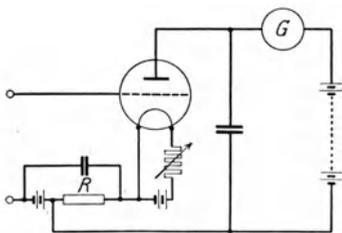


Abb. 80. Röhrevoltmeter in Reflexschaltung.

ε) **Röhrevoltmeter in Reflexschaltung.** Diese Type, deren Schaltung in Abb. 80 dargestellt ist, soll den Vorteil besitzen, daß sie einen größeren Meßbereich wie die oben beschriebenen Ausführungen hat; wie Medlam und Oswald¹ zeigen, beträgt dieser etwa 20 Volt. Der Anodenstrom fließt hier über einen hochohmigen Wider-

¹ The thermionic Voltmeter, I. c.

stand R und erzeugt auf diese Weise eine zusätzliche negative Gittervorspannung, die mit dem Anodenstrom und daher auch mit der Gitterwechselspannung steigt. Man kann bei dieser Schaltung das im Anodenkreis verwendete Mikroamperemeter direkt in Volt Wechselspannung eichen, wie dies die nachstehende Tabelle zeigt, bei deren Aufnahme die Anodenspannung 60 Volt, die Gittervorspannung 12 Volt und der Widerstand R 160000 Ohm betragen.

Wechselsp., Volt	Anodenstr., Mikroamp.
0	8,0
1	9,5
2	12,0
3	15,3
4	20,0
5	25
6	30
8	40
10	50
12	60
14	70
16	80
18	90
20	100

Diese wie auch die eingangs besprochenen Typen mit reiner Anodengleichrichtung können außerdem noch mit Gitterkondensator und Gitterableitwiderstand versehen werden, damit auch Wechselspannungen bestimmt werden können, die einer Gleichspannung überlagert sind.

3. Oszillographen.

a) Schleifenoszillographen.

Während die bisher beschriebenen Meßgeräte nur zur Feststellung der Amplituden bzw. Effektivwerte der zu untersuchenden Wechselspannungen oder Wechselströme dienen, lassen sich mit dem Oszillographen unmittelbar die Spannungs- und Stromkurven aufnehmen. Mit einem Oszillographen ist es deshalb möglich, aus der Kurvenform direkt die außer der Grundschwingung noch vorhandenen Oberschwingungen zu ermitteln. Außerdem lassen sich mit dem Oszillographen auch die Phasenverhältnisse der zu untersuchenden Kreise feststellen. Die

Schleifenoszillographen, bei denen auf mechanischem Wege die zu untersuchenden Wechselspannungen bzw. Ströme sichtbar gemacht werden, sind nur für Niederfrequenzmessungen geeignet. Für Hochfrequenz ist die Tragheit der beweglichen Teile zu groß und die Dämpfung zu gering.

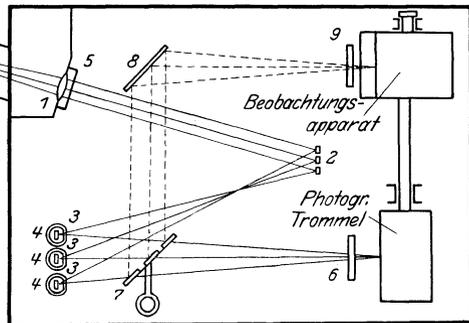


Abb. 81. Schleifenoszillograph von Siemens & Halske.

Für Hochfrequenz kommen deshalb nur die weiter unten beschriebenen Oszillographen, bei denen die Bewegungen von einem masselosen Körper ausgeführt werden, in Frage.

Die prinzipielle Anordnung des Schleifenoszillographen von Siemens & Halske mit drei Meßschleifen ist in Abb. 81 zu erkennen. Das Licht einer Bogenlampe geht durch eine Sammellinse 1 und drei verstellbare Spalten *S*. Die drei parallelen Lichtstrahlen werden dann durch die Spiegel 2 auf die Spiegel der Meßschleifen reflektiert. Eine solche Meßschleife, die in Abb. 82 schematisch dargestellt ist, besteht aus

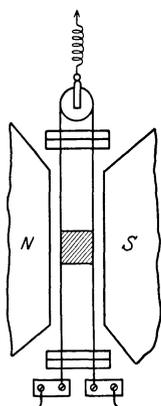


Abb. 82. Meßschleife des Oszillographen.

einem sehr dünnen Metalldraht, der über eine Elfenbeinrolle geführt ist und über zwei Stege durch eine Feder gespannt wird. Die Schleife befindet sich zwischen den Polschuhen eines kräftigen Elektromagneten. Sobald Ströme durch die Meßschleife fließen, schwingen die Drähte aus dem Magnetfeld heraus und drehen den Spiegel; bei veränderlichen Strömen führt der Spiegel entsprechende Schwingungen aus. Die durch die Spiegel abgelenkten Lichtstrahlen gelangen dann über die weiteren Spiegel 7 und 8 auf dem gestrichelten Wege zum Beobachtungsapparat. In dem Beobachtungsapparat befindet sich eine Trommel, die aus zwei Teilkörpern besteht; die beiden Teilkörper haben als Querschnitt eine logarithmische Spirale, so daß für den Beobachter, falls die Trommel die richtige Drehzahl besitzt, das Bild des in einer Ebene schwingenden Spiegels zu einer Kurve auseinandergezogen erscheint. Durch Umlegen des Spiegels 7 wird an Stelle des Beobachtungsapparates eine photographische Trommel mit lichtempfindlichem Papier in den Strahlenweg gelegt. Die Drehzahl der beiden Trommeln muß bei Untersuchung periodischer Vorgänge entsprechend der Frequenz der zu untersuchenden Schwingung gewählt werden. Dies geschieht durch Antrieb mit Hilfe eines Synchronwechselstrommotors. Außerdem sind noch besondere Vorrichtungen vorhanden, um entweder Zeit- oder Momentaufnahmen zu machen. Die Maximalstromstärke, mit der die Meßschleife belastet werden darf, beträgt 0,1 Ampere. Bei Messungen stärkerer Ströme oder bei Spannungsmessungen müssen mit den Meßschleifen Vor- oder Nebenwiderstände verbunden werden.

Bei der Untersuchung von Niederfrequenzverstärkern kommt der Schleifenoszillograph hauptsächlich für die Untersuchung der Kurvenform der betreffenden Schwingungen in Frage.¹ Aus den Kurvenbildern können dann nach einem der bekannten Verfahren die Amplituden und die Phasenverschiebungen der einzelnen Oberschwingungen festgestellt werden. Durch Untersuchen der Wechselspannungen vor und hinter einem Verstärker können so leicht die durch diesen Verstärker hervorgerufenen Amplitudenverzerrungen quantitativ ermittelt werden.

¹ Für die Aufzeichnung von Verstärkungskurven und ähnlichen Meßreihen sind die sehr viel billigeren registrierenden Instrumente der Elektrizitätswerke gut geeignet.

b) Kathodenstrahloszillographen.

Da für Hochfrequenzmessungen die Trägheit der beweglichen Teile des Schleifenszillographen zu groß und seine Dämpfung zu gering ist, kommen hier nur sogenannte masselose Oszillographen, bei denen ein Kathodenstrahl die aufzuzeichnende Bewegung ausführt, in Frage. Die bekannteste Anordnung dieser Art, die Braunsche Röhre, zeigt Abb. 83. Bei dieser stehen sich in einem luftleer gemachten Glasgefäß die Kathode K und seitlich die Anode A gegenüber. In dem erweiterten, kolbenförmigen Ende befindet sich ein Fluoreszenzschirm S . Schaltet man an Kathode und Anode eine Gleichstromquelle hoher Spannung, so treten von der Kathode Kathodenstrahlen aus, die bis auf einen dünnen Strahl durch eine Blende abgeblendet und durch die Spule Sp zusammengehalten werden. Der auf den Fluoreszenzschirm gelangende dünne Strahl bewirkt hier einen hellen Fleck. Die Ablenkung des Kathodenstrahles geschieht entweder durch das Plattenpaar P oder durch seitlich angeordnete Magnetspulen. Legt man an die Kondensatorplatten eine sinusförmige Schwingung, so wird der Kathodenstrahl periodisch abgelenkt, und auf dem Schirm erscheint eine helle Linie. Um die Sinuskurve zu erhalten, kann man diese Linie in einem rotierenden Spiegel betrachten, dessen Drehachse parallel zu dieser Linie liegt. Für Hochfrequenz ist der rotierende Spiegel jedoch nicht anwendbar und man muß hier auf elektrischem Wege eine zeitliche Auseinanderziehung der Lichtlinien bewirken. Man benutzt hier einen Hilfsstrom gleicher Frequenz wie der zu untersuchende Hochfrequenzstrom und bewirkt durch diesen die Auseinanderziehung. Durch dieses Zusammenwirken ergeben sich geschlossene Figuren, die in jeder Periode immer wieder durchlaufen werden und als Lissajousfiguren bekannt sind.

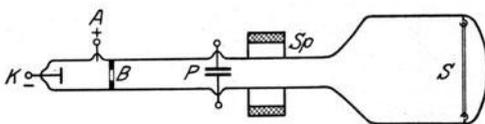


Abb. 83. Braunsche Röhre.

Nach dem gleichen Prinzip wie die Braunsche Röhre arbeitet die Oszillographenröhre der Western Electric Company. Bei dieser Röhre wird eine Glühkathode benutzt, so daß die Anodenbatterie nur eine verhältnismäßig geringe Spannung zu haben braucht, um einen genügend hellen Lichtfleck auf den Fluoreszenzschirm zu bewirken. Die Ablenkung des Kathodenstrahles geschieht durch ein Plattenpaar, an dem eine sinusförmige Schwingung angelegt wird. Um die Sinuskurve zu erhalten, kann man diese Linie in einem rotierenden Spiegel betrachten, dessen Drehachse parallel zu dieser Linie liegt. Für Hochfrequenz ist der rotierende Spiegel jedoch nicht anwendbar und man muß hier auf elektrischem Wege eine zeitliche Auseinanderziehung der Lichtlinien bewirken. Man benutzt hier einen Hilfsstrom gleicher Frequenz wie der zu untersuchende Hochfrequenzstrom und bewirkt durch diesen die Auseinanderziehung. Durch dieses Zusammenwirken ergeben sich geschlossene Figuren, die in jeder Periode immer wieder durchlaufen werden und als Lissajousfiguren bekannt sind.

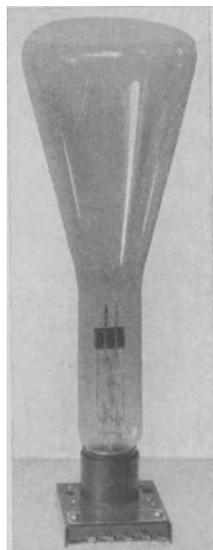


Abb. 84. Ansicht der Western-Röhre.

Nach dem gleichen Prinzip wie die Braunsche Röhre arbeitet die Oszillographenröhre der Western Electric Company. Bei dieser Röhre wird eine Glühkathode benutzt, so daß die Anodenbatterie nur eine verhältnismäßig geringe Spannung zu haben braucht, um einen genügend hellen Lichtfleck auf den Fluoreszenzschirm zu bewirken. Die Ablenkung des Kathodenstrahles geschieht durch ein Plattenpaar, an dem eine sinusförmige Schwingung angelegt wird. Um die Sinuskurve zu erhalten, kann man diese Linie in einem rotierenden Spiegel betrachten, dessen Drehachse parallel zu dieser Linie liegt. Für Hochfrequenz ist der rotierende Spiegel jedoch nicht anwendbar und man muß hier auf elektrischem Wege eine zeitliche Auseinanderziehung der Lichtlinien bewirken. Man benutzt hier einen Hilfsstrom gleicher Frequenz wie der zu untersuchende Hochfrequenzstrom und bewirkt durch diesen die Auseinanderziehung. Durch dieses Zusammenwirken ergeben sich geschlossene Figuren, die in jeder Periode immer wieder durchlaufen werden und als Lissajousfiguren bekannt sind.

reszenzschirm zu ergeben. Gleichzeitig hat die geringere Anodenspannung, worauf noch weiter unten näher eingegangen ist, eine wesentlich höhere Empfindlichkeit gegenüber der Braunschen Röhre mit kalter Kathode zur Folge.

Die im Lichtbild Abb. 84 gezeigt Röhre besitzt einen Aufbau der in ihr wirksamen Teile gemäß Abb. 85. Sie enthält sehr stark verdünntes Argongas. Die Verdünnung ist so hoch, daß normalerweise ein Lichtbogen durch Ionenstoß

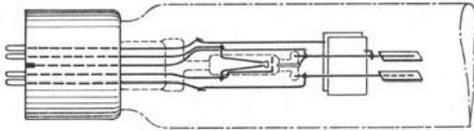


Abb. 85. Western-Oszillographenröhre.

nicht zu entstehen vermag. Dagegen ist eine geringe Ionisation infolge des Argongasgehaltes erwünscht, weil sie darauf hinwirkt, den Elektronenstrahl zusammenzuhalten, der sich sonst, infolge der gegenseitig abstoßenden Wirkung der einzelnen Elektronen aufeinander, stärker verbreitern würde. Die positive Ladung der Ionen wirkt dieser Verbreiterung offenbar entgegen. Um Lichtbogenbildungen zwischen der Anode und der Kathode sowie Beschädigungen der Kathode durch den starken Aufprall von Ionen zu vermeiden, die von der Anode ausgehen, ist zwischen Anode *A* und Kathode *K* ein Metallschirm *S* angeordnet, der mit dem einen Ende des Kathodenfadens verbunden ist. Dieser Metallschirm, der ein sehr kleines Loch zum Durchtritt der Elektronen besitzt, hat außerdem den Zweck,

den Elektronenstrahl zusammenzuhalten und eine Brennpunktbildung im Elektronenstrahl zu ermöglichen. Im übrigen wirkt in derselben Richtung die röhrenförmige Gestaltung der Anode.

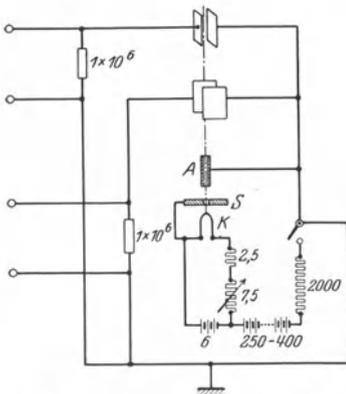


Abb. 86. Schaltung der Western-Röhre.

Die Kathode braucht einen Heizstrom von 1,2—1,7 Ampere bei ungefähr 2 Volt Spannung. Es wird empfohlen, als Heizstromquelle einen 6 Volt Akkumulator zu benutzen und ihm außer einem Regulierwiderstand von etwa 7 Ohm noch einen festen Widerstand von ungefähr 2,5 Ohm vorzuschalten (vgl. die Schaltung Abb. 86 und die Photographie Abb. 87), damit die Gefahr ver-

mieden wird, den Kathodenfaden durchzubrennen. Es ist wichtig, daß der Akkumulator und diese Regulierwiderstände, auch deren Betätigungsmittel, gut gegen Erde isoliert werden, weil nämlich der positive Pol der an den Heizstromkreis angeschlossenen Anodenbatterie geerdet werden muß, und weil infolgedessen der ganze Heiz-

stromkreis gegenüber Erde das Potential der Anodenbatterie erhält. Dagegen dürfte die Kapazität des Heizstromkreises und besonders des Heizakkumulators gegen Erde belanglos sein. Die Spannung der Anodenbatterie, deren negatives Ende mit dem positiven Pol der Heizbatterie verbunden wird, soll 250—400 Volt betragen; sie kann auch aus einem Netzanschlußgerät entnommen werden. Je geringer man in den erwähnten Grenzen die Anodenspannung wählt, desto höher ist natürlich die Empfindlichkeit der Kathodenstrahlröhre, weil mit der Anodenspannung die Geschwindigkeit der Elektronen abnimmt und daher zugleich die Durchgangszeit zwischen den Ablenkungsplatten zunimmt. Andererseits steigt jedoch mit der Geschwindigkeit der Elektronen, das ist mit der Anodenspannung, die Intensität des von den

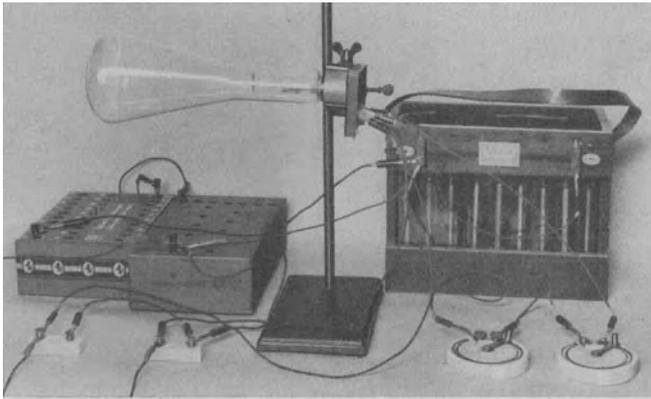


Abb. 87. Ansicht der Röhre mit Batterien und Regelwiderständen.

Elektronenstrahlen auf dem Fluoreszenzschirm erzeugten Lichtflecken sehr stark, so daß man gezwungen ist, einen Kompromiß zu schließen.

Der gesamte Anodenstromverbrauch der Kathodenstrahlröhre beträgt nur $\frac{1}{2}$ Milliampere, so daß als Anodenstromquelle kleine Trockenbatterien Benutzung finden können. Es empfiehlt sich trotzdem, im Anodenstromkreise einen Schutzwiderstand von etwa 2000 Ohm vorzusehen, damit die Röhre nicht zerstört werden kann, falls doch einmal ein Lichtbogen in der Röhre entstehen sollte. Da die Lebensdauer der Röhre von der Zeit abhängt, während der der Anodenstrom fließt, wird man diesen möglichst nur während der Beobachtungszeit einschalten. — Der Fluoreszenzschirm besteht aus einer weißen auf die innere Bodenwand der Kathodenstrahlröhre aufgetragenen Masse, die beim Aufprallen der Elektronen blau aufleuchtet. Die Helligkeit des Kathodenstrahlenflecks ist im allgemeinen nicht groß genug, um ihn bei Tageslicht beobachten zu können, namentlich in den Fällen,

in denen er Kurven beschreibt. Es ist bereits erwähnt worden, daß sich im Elektronenstrahl ein Brennpunkt erzeugen läßt. Dieser Brennpunkt liegt bei der Westerröhre innerhalb des Glasgefäßes, wenn die Heizung des Kathodenfadens zu schwach ist, und außerhalb der Röhre, wenn sie zu stark ist. Man kann also durch Regelung der Heizung bewirken, daß der Brennpunkt des Elektronenstrahles gerade auf den Fluoreszenzschirm gelangt. Dann bekommt man den schärfsten und hellsten Fleck. Unter der Voraussetzung, daß die Ablenkungsplatten keine Potentialdifferenz aufweisen, wird im allgemeinen der Kathodenstrahlenfleck als Folge kleiner Ungenauigkeiten in der Herstellung meist nicht genau auf die Mitte des Fluoreszenzschirmes fallen; man kann dann leicht durch einen permanenten Magneten eine Ablenkung des Elektronenstrahles herbeiführen und auf diese Weise den Kathodenstrahlenfleck genau in die Mitte des Fluoreszenzschirmes bringen. Natürlich wird der Elektronenstrahl senkrecht zu den magnetischen Kraftlinien abgelenkt. Beim Arbeiten mit Braunschen Röhren muß selbstverständlich vermieden werden, daß starke, fremde elektromagnetische Felder und namentlich Wechselfelder einen Einfluß auf den Elektronenstrahl ausüben.

Wenn zwei Ablenkungsplatten nicht gebraucht werden, sollen sie kurz geschlossen werden. Die Kapazität zwischen zwei Platten liegt in der Größenordnung von etwa 10 cm. Diese und folgende Tatsachen sind in manchen Fällen zu beobachten. Infolge der vom Fluoreszenzschirm zurückkehrenden Elektronen und auch in geringerem Maße infolge des Ionengehaltes der Röhre fließt zwischen zwei einander zugehörigen Ablenkungsplatten ein von ihrem Potentialunterschied abhängiger Strom, der bei 40 Volt $30 \cdot 10^{-6}$ Ampere erreicht. — Die Ablenkung des Elektronenstrahls mittels der Ablenkungsplatten beträgt in cm

$$Y = \frac{P \cdot L_1 \cdot L_2}{2 \cdot V \cdot D}, \quad (7)$$

worin P der Potentialunterschied zwischen den Ablenkungsplatten und V der Potentialunterschied zwischen Anode und Kathode, ferner L_1 die Länge der Platten in Richtung des Elektronenstrahls, L_2 der Abstand von der Mitte der Platten bis zum Fluoreszenzschirm und D der Abstand der beiden Platten voneinander bedeuten. Es ist $L_1 = 1,27$ cm, $L_2 = 20$ cm und $D = 0,475$ cm. Somit ergibt sich bei 11 Volt Potentialunterschied zwischen den Platten und bei 300 Volt Anodenspannung eine Ablenkung des Kathodenstrahles auf dem Fluoreszenzschirm von 1 cm.

Die Ablenkung durch ein Magnetfeld beträgt ebenfalls in cm:

$$Z = \frac{0,3 \cdot \mathfrak{H} \cdot S \cdot L_2}{\sqrt{V}}, \quad (8)$$

worin \mathcal{H} die magnetische Feldstärke und S der Weg des Elektronenstrahles durch das magnetische Feld sind. Es ergeben beispielsweise zwei Spulen von 4,3 cm Durchmesser, die auf verschiedenen Seiten der Kathodenröhre einander gegenüber, 4 cm von der Röhre entfernt angeordnet sind, bei einem Anodenpotential von 400 Volt eine Ablenkung von 1 mm pro Amperewindung.

Infolge der Krümmung des Glasbodens der Kathodenstrahlröhre und somit auch des Fluoreszenzschirmes erhält man auf diesem nicht genau die Ablenkungen, die sich aus den vorstehenden Formeln ergeben. Die Ablenkungsfehler betragen:

$$\Delta Y = \frac{Y^3}{2R \cdot L_2}. \quad (9)$$

Hierin ist $2R = 20$ cm, so daß für eine Ablenkung von $Y = 4$ cm der Fehler 1,6 mm beträgt. Es ist zu beachten, daß die vorstehende Formel jedoch für das Photographieren nicht gilt, sondern daß in diesem Fall die nachstehende Formel angewendet werden muß:

$$\Delta Y = \frac{(20 + D) \cdot Y^3}{400 \cdot D}. \quad (10)$$

Wenn auf den Elektronenstrahl senkrecht zueinander zwei sinusförmig verlaufende Spannungen (Ablenkungsplatten) oder Ströme (Ablenkungsspulen) bzw. eine Spannung und ein Strom einwirken und wenn die Spannungen oder Ströme gleiche Frequenz haben, so ergibt sich als Lichtfigur eine Ellipse. Besteht kein Phasenunterschied zwischen den beiden Wechselschwingungen, so wird die kleine Achse der Ellipse Null, das heißt, sie schrumpft zu einer geraden Strecke zusammen. Für den Fall einer vorhandenen Phasenverschiebung ergibt sich dagegen mit Bezug auf Abb. 88 folgendes. Sind die beiden Schwingungen

$$X = R \cdot \cos(\omega t) \quad (11)$$

und

$$\begin{aligned} X &= A \cdot \cos(\omega t) + B \cdot \sin(\omega t) \\ &= C \cdot \cos(\omega t - \alpha), \end{aligned} \quad (12)$$

so ergibt sich die Phasenverschiebung mit Hilfe von

$$A = \sqrt{a^2 - R^2} \quad (13)$$

und

$$B = \frac{a \cdot b}{R} \quad (14)$$

aus

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{B}{A} \quad (15)$$

oder

$$\cos \alpha = \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}}. \quad (15 a)$$

Wenn von den beiden der Kathodenstrahlröhre zugeführten Spannungen oder Strömen die eine sinusförmigen Verlauf, die andere aber irgendeinen nicht bekannten Verlauf hat, so kann es sich darum handeln,

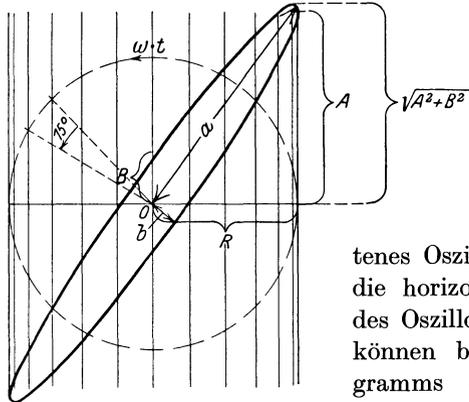


Abb. 88. Ermittlung der Phasenverschiebung zweier Schwingungen aus ihrer Lichtfigur.

aus dem erhaltenen Oszillogramm auf graphischem Wege den Verlauf der unbekanntenen Schwingung über einer gleichmäßig geteilten Zeitlinie aufzuzeichnen. Es sei beispielsweise Abb. 89 ein unter vorstehenden Umständen erhaltenes Oszillogramm.

Es seien X und Y die horizontale und die vertikale Achse des Oszillogramms. Diese beiden Achsen können bei der Aufnahme des Oszillogramms durch geeignete Maßnahmen, indem man nämlich nur eine der beiden Schwingungen auf die Röhre einwirken läßt, die andere aber abschaltet, mit erhalten werden.

Die Achse X entspreche der bekannten sinusförmigen Schwingung. Ihre Amplitude $OA = OB$ bekommt man im Oszillogramm,

indem man an dieses Parallelen zur Achse Y zieht. Man zeichne nun um O einen Kreis mit dem Radius OA und teile seinen Umfang durch die Punkte $a, b, c \dots$ in gleiche Abschnitte, von denen jeder einzelne etwa einem Winkel $\omega \cdot t = 15^\circ$ entsprechen möge. Zieht man jetzt durch die Punkte a, b, c usw. Parallelen zur Achse Y , so gehören den Abständen je zweier dieser Parallelen gleiche Zeitabschnitte, nämlich $\frac{1}{22}$ Periodenzeit, der bekannten Schwingung zu. Die einzelnen durch die Schnitte der

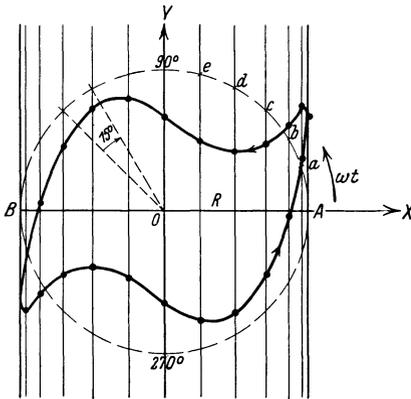


Abb. 89. Ermittlung der Kurvenform einer Schwingung.

Parallelen mit dem Oszillogramm auf den Parallelen erzeugten Abschnitte bis zur X -Achse sind dann nur über einer gleichmäßig geteilten Basislinie (vgl. Abb. 90) aufzuzeichnen, um den Zusammenhang zwischen der unbekanntenen Schwingung und der Zeit zu finden.

Da sich eine geschlossene Oszillogrammkurve nur unter der Bedingung ergibt, daß die beiden zugeführten Schwingungen gleiche Frequenzen haben, oder daß ihre Frequenzen in einem einfachen Verhält-

nis stehen, so kann die Kathodenstrahlröhre dazu benutzt werden, Frequenzen mittels einer bekannten Vergleichsfrequenz zu messen.

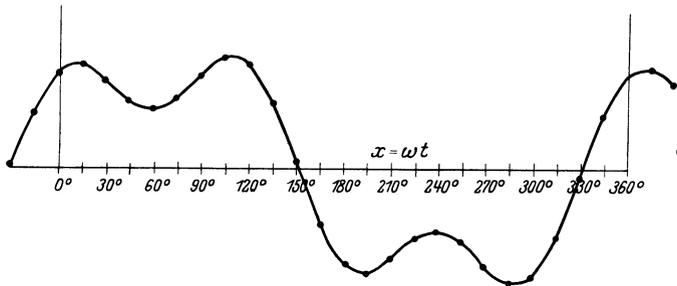


Abb. 90. Aus der Lichtfigur konstruierte Schwingung.

Die Verhältniszahl zweier verschiedener Frequenzen findet man aus dem Oszillogramm, indem man an dieses an der Seite eine gerade Linie zieht, an der es mehrere, nach außen gewendete Bogen oder Spitzen aufweist; die Zahl der Spitzen, welche die erwähnte Tangente berühren, gibt jene Verhältniszahl an.

Einige andere Aufgaben, für die die Kathodenstrahlröhre benutzt werden kann, sind folgende. Die Röhre kann beispielsweise Verwendung finden, die Hysteresis irgendeines Eisenmaterials festzustellen. Man bringt zu diesem Zweck das

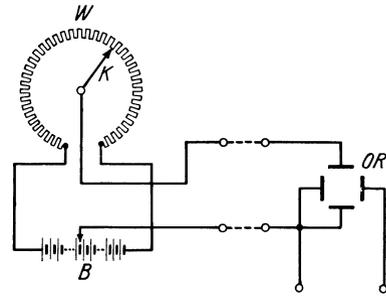


Abb. 91. Aufnahme von Kennlinien mit der Oszillographenröhre.

Eisenmaterial in eine von Wechselstrom durchflossene Spule und läßt das so entstehende Wechselfeld in einer Richtung auf den Elektronenstrahl einwirken. Senkrecht dazu wird der Elektronenstrahl durch eine Wechselspannung gesteuert, die man an einem in den Wechselstromkreis eingefügten Ohmschen Widerstand abgreift. In ähnlicher Weise sind dielektrische Messungen auszuführen. Man vergleicht die Spannung an einem Luftkondensator

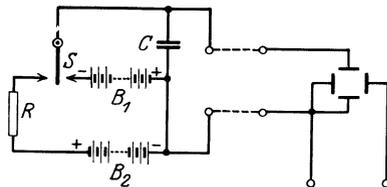


Abb. 92. Aufnahme von An- und Abklingvorgängen.

mit der Spannung an einem zweiten Kondensator, der das betreffende Dielektrikum enthält. Beide Kondensatoren werden natürlich von demselben Wechselstrom durchflossen.

Eine recht wichtige Anwendung der Kathodenstrahlröhre ist die zur Feststellung des Modulationsgrades von modulierter Hoch-

frequenz. Die Steuerung erfolgt in der einen Richtung durch die Niederfrequenz der Modulation und in der anderen Richtung durch die modulierte Hochfrequenz. Das Oszillogramm zeigt dann $\frac{1}{4}$ Periode der Schwebungsschwingung. — Wenn es sich darum handelt, die Änderung irgendeiner Größe in Abhängigkeit von einer zweiten Größe durch die Kathodenstrahlröhre aufzuzeichnen, und wenn die zweite Größe durch eine Einstellvorrichtung mit Drehbewegung zu verändern ist, so wird vorteilhafterweise die in Abb. 91 gezeigte Anordnung benutzt. Hier ist die gesamte Einstellvorrichtung mit einem Kontaktarm K gekoppelt, der auf einem kreisförmigen Widerstand W schleift. Dabei kann eventuell eine mechanische Übersetzung (großes und kleines Zahnrad usw.) zwischen der Einstellvorrichtung und dem Kontaktarm in Frage kommen. Bei der Drehung des Kontaktarms ergeben sich Änderungen des Potentialunterschiedes an dem einen Paar Ablenkungsplatten der Kathodenstrahlröhre. Gleichzeitig ändert sich die Ablenkung des Elektronenstrahles in der dazu senkrechten Richtung in der durch die Drehung der genannten Einstellvorrichtung gegebenen Weise.

Für die Aufnahme sehr schnell verlaufender Vorgänge, z. B. von abklingenden Schwingungen usw., kann eine Schaltung gemäß Abb. 92 in Frage kommen. Hier wird die Ablenkung des Elektronenstrahles in der einen Richtung beim Umlegen des Schalters S dadurch gesteuert, daß sich der Kondensator C , der vorher von der Batterie aufgeladen worden ist, über den hochohmigen Widerstand R entladet.

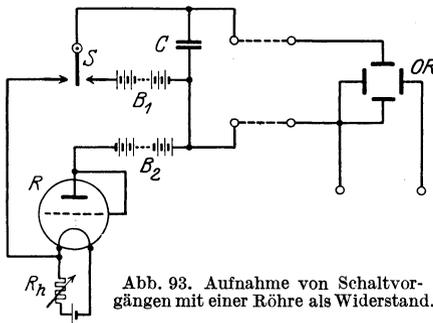


Abb. 93. Aufnahme von Schaltvorgängen mit einer Röhre als Widerstand.

Die Entladungszeit ist natürlich durch die Wahl der Größe des Kondensators und der Größe des Widerstandes zu bestimmen. Um diese Änderungen der Entladungszeit bequemer bewirken zu können, ist in Abb. 93 statt des Ohmschen Widerstandes eine Elektronenröhre vorgesehen, deren Widerstand durch stärkere oder geringere Heizung geändert werden kann.

Eine Schaltung zur Aufnahme dynamischer Kennlinien von Elektronenröhren bringt Abb. 94. Die zu untersuchende Röhre befindet sich in einer selbsterregenden Schaltung. In einer Richtung wird die Kathodenstrahlröhre mit Hilfe von zwei Spulen durch Anodenwechselstrom der Röhre gesteuert, dabei kann natürlich dem Anodenstromkreis irgend eine Belastung eingefügt werden. In der anderen Richtung dient zur Steuerung entweder die Anodenwechselspannung oder die Gitter-

wechselspannung, je nachdem nach welcher Richtung der gezeichnete Umschalter gelegt ist.

Was das Anlegen von Wechselfunctionen an die Ablenkungsplatten der Kathodenstrahlröhre betrifft, so muß noch darauf hingewiesen werden, daß hierbei die das Wechselfunction erhaltende Platte immer über einen hochohmigen Widerstand von etwa $1 \cdot 10^6$ Ohm mit Erde zu verbinden ist; vgl. hierzu auch Abb. 86.

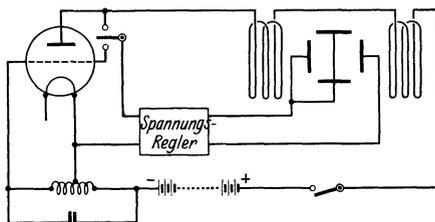


Abb. 94. Aufnahme dynamischer Kennlinien.

Während man den Verlauf eines veränderlichen Stromes oder einer veränderlichen Spannung üblicherweise über einer linear geteilten Zeitachse aufzeichnet, ist bei dem mit Kathodenstrahlröhren erhaltenen Oszillogramm die Zeitachse gewöhnlich nach dem Sinus der Kreisfrequenz geteilt, weil man nämlich dem Elektronenstrahl in der einen Richtung Ablenkungen durch den zu untersuchenden Strom oder die zu untersuchende Spannung, in der anderen Richtung aber Ablenkungen durch einen bekannten sinusförmigen Strom oder eine sinusförmige Spannung zu erteilen pflegt. Der Verlauf dieser bekannten Schwingung dient als Zeitbasis. Man kann zwar, wie bereits besprochen, ein auf diese Weise erhaltenes Oszillogramm durch ein zeichnerisches Verfahren in eine Darstellung mit linearer Zeitachse umformen. Abgesehen davon, daß diese Umformung eine Fehlerquelle werden kann, ist ein großer Mangel darin zu erblicken, daß die Umformung erst nachträglich und nicht sofort den Formcharakter der zu untersuchenden Strom- oder Spannungsveränderungen erkennen läßt.

H. A. Thomas¹ beschreibt Einrichtungen, die dazu dienen können, mit einem Kathodenstrahloszillographen Oszillogramme mit gleichmäßig geteilter Zeitlinie zu erhalten. Die betreffenden Einrichtungen erzeugen zu diesem Zweck eine periodische, sich proportional mit der Zeit ändernde Spannung; die Periodenzeit kann beliebig gewählt werden. Das schematische Schaltbild der Einrichtungen zeigt Abb. 95. Hier ist der durch die Spule L_a und den Drehkondensator C_a abstimmbare Anodenkreis der Röhre R_1 , deren

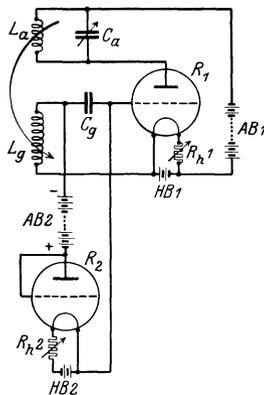


Abb. 95. Einrichtung zur Aufnahme von Oszillogrammen über einer gleichmäßig geteilten Zeitlinie.

¹ The delineation of alternating current wave forms, Experimental Wireless, IV, Nr. 40, S. 15, 1927.

Anodenbatterie $A B_1$ und deren Heizbatterie $H B_1$ sind, auf den Gitterkreis mit der Spule L_g und dem Gitterkondensator C_g zurückgekoppelt, so daß die Röhre sich in einer durch die Abstimmung gegebenen Frequenz selbsterregt. Auf diese Weise entsteht an dem Gitterkondensator C_g zunächst eine sinusförmige Wechselspannung. Die beiden Seiten des Gitterkondensators C_g sind über eine zweite als Einweggleichrichter geschaltete Röhre R_2 und eine zugehörige Anodenbatterie $A B_2$ miteinander verbunden. Durch die Röhre R_2 kann nur dann ein Strom fließen, wenn die rechte Seite des Kondensators C_g , die am Gitter der Röhre R_1 liegt, negative Spannung gegenüber der linken Seite des Kondensators besitzt. Der Strom durch die Röhre R_2 ist in diesem Fall konstant und vor dem momentanen Spannungsunterschied am Kondensator C_g sowie dessen Änderungen unabhängig. Sobald die rechte Seite des Kondensators und damit das Gitter der Röhre R_1 eine gewisse negative Spannung erreicht haben, setzen die Schwingungen der Röhre R_1 aus und es entlädt sich dann der Kondensator C_g derart über die Röhre R_2 , daß seine Spannung proportional zur Zeit sinkt. Hat sich auf diese Weise die negative Gitterspannung hinreichend vermindert, so setzen die Schwingungen der Röhre R_1 wieder ein, und es lädt sich dann der Kondensator C_g in einem im allgemeinen kürzeren Zeitintervall proportional zur Zeit wieder auf. Die Zeitdauer der Entladungen des Kondensators ist im wesentlichen durch seine Kapazität und durch den inneren Widerstand der Röhre R_2 bestimmt, der durch Einstellung ihrer Heizung mittels des Regelwiderstandes R_{h2} vor der Heizbatterie $H B_2$ geändert werden kann. Dagegen hängt die Aufladungszeit des Kondensators in der Hauptsache von der Periodenzeit der in der Röhre R_1 erregten Schwingung ab, so daß sie durch Änderung der Abstimmung des Kreises L_a, C_a zu beeinflussen ist. Man macht am besten die Aufladungszeit möglichst klein; sie beträgt vorteilhafterweise nur etwa

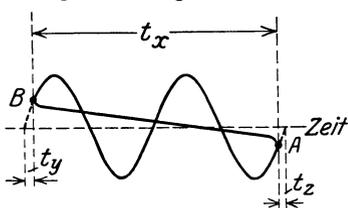


Abb. 96. Oszillogramm über gleichmäßig geteilter Zeitlinie.

$\frac{1}{10}$ der Gesamtzeit für Entladung und Aufladung. Handelt es sich um die Untersuchung periodischer Vorgänge, also eines Wechselstromes oder einer Wechselspannung, so wählt man die Gesamtzeit am besten zwei- oder dreimal so groß wie die Periodenzeit des Untersuchungsobjektes. Unter diesen Umständen bekommt man dann mit

einem an die Einrichtung angeschlossenen Oszillographen Diagramme der in Abb. 96 gezeigten Art. Hier ist t_x die Entladungszeit des Kondensators und $t_y + t_z$ die Aufladungszeit des Kondensators. Während der Aufladungszeit des Kondensators hat der Lichtfleck des Elektronenstrahles den Weg von A nach B zurückgelegt. Es muß besonders darauf hin-

gewiesen werden, daß man ein unveränderlich feststehendes und daher photographierbares Oszillogramm nur unter der Bedingung erhält, daß die Gesamtzeit der Entladung und der Aufladung wirklich ein genaues Vielfaches der Periodenzeit des untersuchten Stromes bzw. der untersuchten Spannung ist.

Die Zusammenschaltung der in Abb. 95 ihrem Prinzip nach dargestellten Einrichtung mit einer Kathodenstrahlröhre der Western Electric gibt Abb. 97. Der zu untersuchende Strom oder die zu unter-

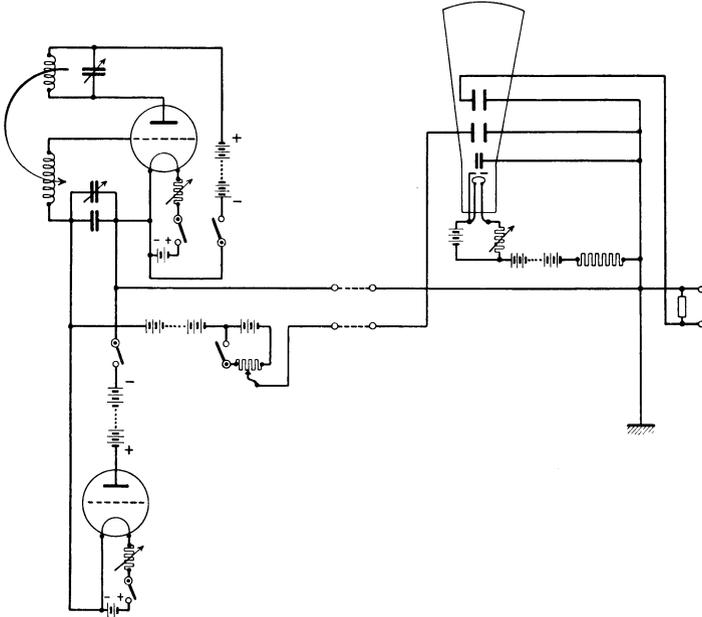


Abb. 97. Einrichtung zur direkten Aufnahme von Wechselstromkurven mit der Western-Röhre.

suchende Spannung sind an die beiden Klemmen ganz rechts anzuschließen. Zum Grobregeln des Entladungszeit dient der Heizregler der Hilfsröhre, während zum Feinregeln der Gitterkondensator veränderlich gemacht ist. Die Aufladungszeit wird durch den Drehkondensator im Schwingungskreise der Schwingröhre eingestellt. Die in der Verbindungsleitung zum Oszillographen gezeichnete Batterie mit Potentiometer hat den Zweck, die eine Platte des unteren Paares des Oszillographen auf dasselbe Gleichspannungspotential wie die andere Platte dieses Paares bringen zu können.

II. Methoden zu Verstärkungsmessungen.

A. Definition des Verstärkungsgrades.

Vor Untersuchung der verschiedenen Methoden zu Verstärkungsmessungen ist es erforderlich, erst einige Grundbegriffe, die bei der Untersuchung von Verstärkern von Wichtigkeit sind, näher zu definieren. Zunächst ist der Begriff des Verstärkungsgrades überhaupt, der sehr verschieden ausgelegt wird, genau festzustellen. Die Hauptschwierigkeit bei der Definition eines allgemeingültigen Begriffes liegt darin, daß bei den Verstärkern je nach dem Verwendungszweck eine Spannungs-, Strom- oder Leistungsverstärkung unterschieden wird. Als Verstärkungsgrad wird dann immer das Verhältnis der am Ausgang gemessenen Größe zu der entsprechenden, am Eingang des Verstärkers gemessenen Größe bezeichnet. Mit Rücksicht auf die Ausgangsleistung ist dies auch zutreffend, da man hier direkt von einer Ausgangsleistung usw. sprechen kann. Auf der Eingangsseite kann jedoch von einer Strom- oder Leistungsaufnahme im allgemeinen nicht die Rede sein, da, falls bestimmte Voraussetzungen erfüllt sind, in den Röhren eine Verstärkung ohne Leistungsaufnahme stattfindet.

Am besten ist es deshalb, wenn man für alle Verstärker als Verstärkungsziffer die Spannungsverstärkung, d. h. das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung definiert. Hierbei zeigt sich jedoch eine Schwierigkeit insofern, als die Spannung am Ausgangskreis des Verstärkers von dem Widerstand dieses Kreises abhängt. Eine einwandfreie Definition läßt sich trotzdem geben, wenn man hierbei nicht die Ausgangsspannung, sondern die in der letzten Röhre erzeugte

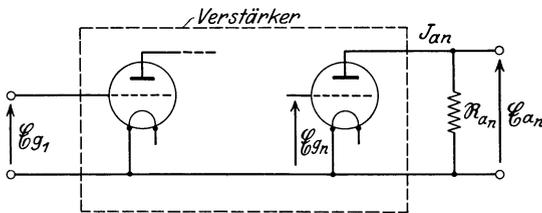


Abb. 98. Schema eines n -stufigen Verstärkers.

elektromotorische Kraft zur Spannung am Gitter der ersten Röhre in Beziehung setzt. Wie Abb. 98 zeigt, wird dann für einen beliebigen Verstärker mit n -Stufen die dort angegebene

Schaltung zugrunde gelegt; hierbei ist nur die erste und die letzte Röhre des zu untersuchenden Verstärkers gezeichnet worden. Nach Barkhausen ist bekanntlich die Verstärkerröhre als ein Wechselstromgenerator

mit der EMK \mathcal{E}_g/D und dem inneren Widerstand R_i aufzufassen. Sind diese Größen auf irgendeine Art für die letzte, die n te Stufe ermittelt worden, so läßt sich bei Belastung dieser Stufe durch einen beliebigen Wechselstromwiderstand R_{an} der von dieser Stufe abgegebene Strom \mathfrak{Y}_{an} bzw. die abgegebene Leistung N_n angeben. Die obige Definition für eine einzelne Stufe läßt sich ohne weiteres auf den ganzen Verstärker übertragen. Der einzige Unterschied besteht darin, daß die elektromotorische Kraft der letzten Röhre auf die Eingangsgitterwechselspannung zurückgeführt wird. Für die elektromotorische Kraft besteht in diesem Falle folgende Beziehung:

$$\frac{\mathcal{E}_{gn}}{D} = \mathfrak{B}_d \cdot \mathcal{E}_{g1} \quad (16)$$

An Stelle des Verstärkungsfaktors $\frac{1}{D}$ der letzten Stufe tritt jetzt eine dynamische Verstärkungszahl für den ganzen Verstärker

$$\mathfrak{B}_d = \frac{\mathcal{E}_{gn}}{D \cdot \mathcal{E}_{g1}}, \quad (17)$$

während der innere Widerstand R_i unverändert bleibt. Entsprechend der Gleichung $S = \frac{1}{R_i \cdot D}$ hat der Verstärker eine dynamische Steilheit

$$\mathcal{S}_d = \frac{\mathfrak{B}_d}{R_i}, \quad (18)$$

die als die Gesamtsteilheit des Verstärkers anzusehen ist. Nach dem Ersatzschema, Abb. 99, läßt sich dann ohne weiteres die eigentliche Spannungsverstärkung $V = \left| \frac{\mathcal{E}_{an}}{\mathcal{E}_{g1}} \right|$ für beliebige Belastungen des Ausgangskreises feststellen. Für den Fall, daß der Verstärker ausgangseitig nicht belastet wird, d. h. wenn $R_{an} \gg R_i$ ist, nähert sich V dem Grenzwert V_{\max} . Bei der obigen Definition ist jedoch zu beachten, daß unter Umständen, auf die noch näher eingegangen wird, die Belastung der letzten Stufe auf den Verstärkungsgrad der vorhergehenden Stufe, d. h. also auf die EMK $\mathfrak{B}_d \cdot \mathcal{E}_{g1}$ von Einfluß sein kann. In diesem Falle, der besonders bei Hochfrequenz von Bedeutung ist, ist es nicht mehr möglich, für beliebige Belastungen den Verstärkungsgrad zu errechnen. Trotzdem ist es vorteilhaft, auch in diesem Falle die Verstärkung entsprechend den obigen Angaben zu definieren.

Bei praktischen Messungen lassen sich also auf Grund der obigen Überlegungen die Eigenschaften eines Verstärkers nicht durch eine einzige Zahl, sondern wie bei allen Vierpolanordnungen durch zwei Zahlen angeben. Man könnte hier, ebenso wie es sonst in der

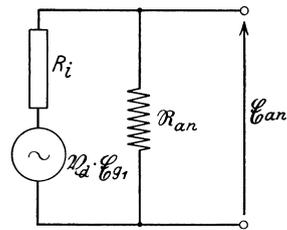


Abb. 99. Ersatzschema für einen n -stufigen Verstärker.

Starkstromtechnik gebräuchlich ist, diese Verstärkungseigenschaften durch einen Kurzschluß- und einen Leerlaufversuch ermitteln. Hierbei ist jedoch zu beachten, daß bei Verstärkern infolge des Auftretens von Rückwirkungen die erwähnte Methode keine einwandfreien Resultate ergibt, da bei Kurzschluß und Leerlauf der Verstärker so betrieben wird, wie es praktisch nicht vorkommt, insbesondere werden hierdurch auch die Gleichstrombedingungen der letzten Stufe verändert. Man wird deshalb Widerstände in den Anodenkreis dieser Stufe schalten, die von gleicher Größenordnung sind wie der beim Betriebe des Verstärkers eingeschaltete Verbrauchswiderstand. Bei der Einschaltung von bekannten Ohmschen Anodenwiderständen R_{an} und R_{am} und Messung der Ausgangsspannungen an diesem Widerstande bei gleicher Eingangsspannung \mathfrak{E}_{g1} bestehen folgende Beziehungen:

$$\mathfrak{E}_{an} = \frac{\mathfrak{E}_{gn}}{D} \cdot \frac{R_{an}}{R_{an} + R_i} \quad (19)$$

$$\mathfrak{E}_{am} = \frac{\mathfrak{E}_{gn}}{D} \cdot \frac{R_{am}}{R_{am} + R_i}, \quad (19a)$$

hieraus ergibt sich:

$$\frac{\mathfrak{E}_{an}}{\mathfrak{E}_{am}} = \frac{1 + \frac{R_i}{R_{am}}}{1 + \frac{R_i}{R_{an}}} \quad (20)$$

In dieser Gleichung ist nur R_i unbekannt und kann somit errechnet werden. Durch Einsetzen in eine der obigen Gleichungen erhält man dann auch $\frac{\mathfrak{E}_{gn}}{D}$, d. h. die elektromotorische Kraft der letzten Röhre. Da diese jetzt bekannt ist, kann man die Spannungsverstärkung¹ für beliebige Belastungen errechnen. Hierbei dürfen bei Hochfrequenzmessungen die beiden Verstärkungsgrade nur bei solchen Frequenzen und Anodenwiderständen festgestellt werden, bei denen einmal kapazitive Nebenschlüsse nicht in Frage kommen und außerdem die Rückwirkungen auf die vorhergehenden Verstärkerstufen vernachlässigt werden können.

Entsprechend der oben gemachten Definition ist bei mehrstufigen Verstärkern die Eingangsspannung gegenüber der elektromotorischen Kraft der Endröhre in der Phase verschoben. Für die Ermittlung der Gesamtverstärkung des Verstärkers ist jedoch diese Phasenverschiebung im allgemeinen belanglos, da es nur auf den absoluten Wert der Verstärkung ankommt. Infolgedessen können in den obigen Formeln die angegebenen dynamischen Verstärkungsziffern in den meisten Fällen durch ihre Beträge ersetzt werden. Die Phasenwinkel sind nur zu berücksichtigen, wenn eine genaue Untersuchung der innerhalb des Verstärkers stattfindenden Rückwirkungen und bzw. Rückkopp-

¹ Nach Messung von \mathfrak{E}_{g1} aus Formel (17).

lungen vorgenommen werden soll. Bei einer Rückkopplung, d. h. bei einer direkten Einwirkung der Ausgangskreise auf die Eingangskreise findet je nach Anzahl und Bemessung der einzelnen Verstärkerstufen und je nach der Frequenz der zu verstärkenden Schwingung eine Erhöhung oder Verringerung der Verstärkungsziffer statt. Diese Einflüsse, die an sich bei Verstärkern nicht erwünscht sind, lassen sich jedoch zahlenmäßig nicht einwandfrei festlegen, da sie insbesondere bei Hochfrequenzverstärkern je nach der Anordnung des Verstärkers stark differieren. Aus diesem Grunde soll von den Rückkopplungen abgesehen und bei der Untersuchung der Verstärker vorausgesetzt werden, daß bei ihnen durch richtige Anordnung der einzelnen Teile bzw. durch Abschirmung und sorgfältige Leitungsführung derartige Rückkopplungen vermieden werden.

Im Gegensatz zu den besprochenen direkten Einwirkungen des Ausgangskreises auf den Eingangskreis des Verstärkers findet außerdem eine Rückwirkung über den Verstärker selbst statt. Diese als Anoden-

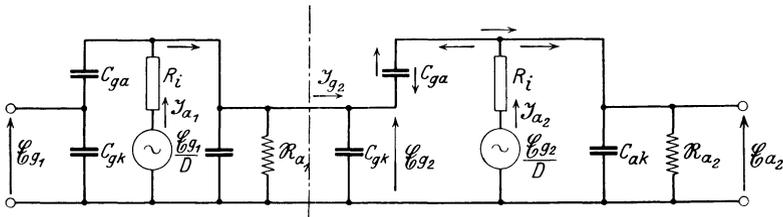


Abb. 100. Ersatzschema eines zweistufigen Verstärkers.

rückwirkung¹ bekannte Erscheinung ist außerordentlich schädlich und verhindert bei den Verstärkern die vollständige Ausnutzung der einzelnen Stufen. Zum besseren Verständnis sollen kurz die Beziehungen für die Anodenrückwirkung an Hand des Ersatzschemas Abb. 100 wiedergegeben werden. Hierbei sind zwei vollständige Röhrenstufen eingezeichnet und die Röhren nach der Barkhausenschen Definition durch einen Wechselstromgenerator mit der EMK $\mathcal{E}g/D$ und dem inneren Widerstand R_i ersetzt worden. Der Widerstand R_a enthält alle zwischen die beiden Röhren geschalteten Widerstände; bei abgestimmten Verstärkern ist er identisch mit einem sekundärseitig abgestimmten Hochfrequenztransformator. Bei Widerstandsverstärkern setzt er sich aus dem Ohmschen Anodenwiderstand, dem parallel liegenden Gitterableitwiderstand (bei hohen Frequenzen) und den Parallelkapazitäten zusammen. Betrachtet man zunächst die zweite Röhre, so ist der von der EMK $\mathcal{E}g_2/D$ gelieferte Strom durch den inneren Widerstand R_i

¹ Vgl. zu diesem Abschnitt: H. Barkhausen, Elektronenröhren, 2. Aufl., S. 98; M. v. Ardenne und W. Stoff, Die Berechnung der Scheinkapazität bei Widerstandsverstärkern, Jahrb.d.drahtl.Telegr.u.Teleph., Bd. 30, Heft 3, S. 86, 1927.

und sämtliche äußeren Widerstände gegeben. Zu dem äußeren Widerstand gehört außer dem in dem Anodenkreis vorhandenen Widerstand \Re_{a2} mit der Parallelkapazität C_{ak} auch der mit der Gitterwechselspannung \mathfrak{E}_{g2} in Reihe geschaltete Widerstand der Kapazität C_{ag} zwischen Gitter und Anode. Es findet also eine Stromverzweigung statt, wobei der eine Teil des Anodenstromes \mathfrak{J}_{a2} durch den Anodenkreis fließt. Der andere Teil fließt über die Kapazität C_{ga} in den Gitterkreis, so daß eine Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis stattfindet. Umgekehrt fließt auch ein Teil des Anodenstromes \mathfrak{J}_{a1} der ersten Röhre über die Kapazität C_{ga} in den Anodenkreis der zweiten Röhre. Hierbei wird vorausgesetzt, daß immer der Anodenkreis der einen Stufe mit dem Gitterkreis der folgenden Stufe identisch ist. Formelmäßig bestehen hiernach folgende Zusammenhänge:

$$\mathfrak{J}_{g2} = \mathfrak{E}_{g2} \cdot j\omega C_{gk} + \mathfrak{E}_{g2} \cdot j\omega C_{ga} - \mathfrak{E}_{a2} \cdot j\omega C_{ga}, \quad (21)$$

$$\mathfrak{J}_{a2} = \mathfrak{E}_{a2} \cdot j\omega C_{ak} + \frac{\mathfrak{E}_{a2}}{\Re_{a2}} + \mathfrak{E}_{a2} \cdot j\omega C_{ga} - \mathfrak{E}_{g2} \cdot j\omega C_{ga}. \quad (22)$$

Wie die Beziehungen zeigen, findet nicht nur eine Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis statt, sondern umgekehrt auch eine Rückwirkung des Gitterkreises auf den Anodenkreis. Zur besseren Übersicht und zur Berechnung des Verstärkungsgrades macht man Gitter- und Anodenkreis voneinander unabhängig, wenn man annimmt, daß die in den obigen Formeln auftretenden negativen Stromanteile im Gitterkreis von der Gitterspannung, im Anodenkreis von der Anodenspannung geliefert werden. Hierzu muß man parallel zum Gitter- und Anodenkreis einen zusätzlichen Widerstand annehmen. Im Gitterkreis setzt sich dieser Widerstand aus einer rein kapazitiven Komponente und einer Wirkkomponente zusammen. Für diesen scheinbaren Widerstand im Gitterkreis besteht die einfache Beziehung:

$$\frac{1}{\Re_{g_{sch}}} = \frac{\mathfrak{E}_a}{\mathfrak{E}_g} j\omega C_{ga}. \quad (23)$$

Durch Zerlegen der Anodenspannung \mathfrak{E}_a in zwei Komponenten, und zwar eine in Richtung \mathfrak{E}_g und eine dazu senkrechte erhält man die oben erwähnte kapazitive Komponente und die Wirkkomponente. Die Phasenverschiebung der Anodenwechselspannung gegenüber der Gitterwechselspannung ist von der Art der Anodenbelastung abhängig. Ist der Anodenwiderstand, d. h. insbesondere \Re_{a2} überwiegend kapazitiv, so ist die neben der Kapazität im Gitterkreise auftretende Wirkkomponente positiv, d. h. sie wirkt dämpfend im Gitterkreis. Im anderen Falle, wenn der Anodenwiderstand als überwiegend induktiv anzusehen ist, so tritt im Gitterkreis wieder eine Kapazität auf, jedoch wird die Wirkkomponente jetzt negativ. Falls diese Wirkkomponente größer wird als alle im Gitterkreis vorhandenen übrigen Leitwerte,

findet eine Selbsterregung der Stufe statt. Ähnliche Überlegungen würden für die Rückwirkung des Gitterkreises auf den Anodenkreis gelten. Diese Rückwirkung, die dem Spannungsverhältnis $\frac{\mathcal{E}_a}{\mathcal{E}_g}$ umgekehrt proportional ist, kann jedoch fast immer gegenüber den übrigen im Anodenkreis vorhandenen Widerständen vernachlässigt werden. Durch die Anodenrückwirkung auf den Gitterkreis wird bei abgestimmten Verstärkern für Hochfrequenz, wie schon erwähnt, Selbsterregung bewirkt. Die zusätzliche Kapazität im Gitterkreis addiert sich lediglich zu den Kapazitäten der vorhandenen Abstimmkondensatoren. Dagegen ist die zusätzliche Kapazität im Gitterkreis bei Verstärkern mit aperiodischen Kopplungsgliedern recht unangenehm, da durch sie die Frequenzabhängigkeit vergrößert und die Verstärkung herabgesetzt wird.

Bei Verstärkungsmessungen ist nach dem Vorhergehenden zu beachten, daß über die Gitteranodekapazität der einzelnen Röhren eines Verstärkers die Verhältnisse im Ausgangskreis auch mitbestimmend für die vorhergehenden Stufen werden. Besonders bei der Bestimmung des inneren Widerstandes der Endstufe nach der oben besprochenen Methode müssen die Messungen so ausgeführt werden, daß in der letzten Stufe keine merkliche Anodenrückwirkung stattfindet, da sonst die Voraussetzung für diese Methode, daß die Verstärkung der Spannungsverstärkerstufen unverändert bleibt, nicht erfüllt wäre. Hierbei soll noch erwähnt werden, daß es hinsichtlich der Anodenrückwirkung nicht auf die Größe der Anodenwechselspannung der letzten Röhre, sondern auf die Spannungsverstärkung in dieser Röhre, d. h. also das Verhältnis der Anodenwechselspannung zur Gitterwechselspannung ankommt. Man erhält also ein falsches Bild, wenn man bei Einschaltung zweier verschiedener Ausgangswiderstände auf konstante Ausgangsspannung einstellt. Bei Niederfrequenzverstärkern ist die Anodenrückwirkung über die Endröhre wegen der hier vorhandenen geringen Verstärkung zu vernachlässigen, da, falls die Messung für mittlere Frequenzen durchgeführt wird, eine Rückwirkung nicht mehr stattfindet. Bei Hochfrequenzverstärkern wird man einmal die Bestimmung des inneren Röhrenwiderstandes bei einer möglichst niedrigen Frequenz durchführen und andererseits den Ausgangswiderstand und damit auch die Verstärkung in der letzten Stufe klein halten, so daß auch in diesem Falle die Rückwirkung vernachlässigt werden kann. Voraussetzung für dieses Verfahren ist die Einstellung des gleichen Betriebszustandes, wie er in der Praxis vorhanden ist, d. h. die Bestimmung von R_i im Arbeitspunkt.

Falls auf diese Weise oder durch eine Gleichstrommessung der innere Widerstand der Endröhre bestimmt worden ist, kann man auch den Einfluß der Anodenrückwirkung für eine beliebige Frequenz untersuchen. Zu diesem Zweck mißt man für eine bestimmte Frequenz bei Einschalt-

tung verschiedener Ausgangswiderstände den Verstärkungsgrad und berechnet aus diesem für jeden Anodenwiderstand die Spannungsverstärkung der vorhergehenden Stufen. Durch Auftragen der so erhaltenen Verstärkungsgrade der Vorstufen in Abhängigkeit vom Verstärkungsgrad der Endstufe gewinnt man einen Überblick für den Einfluß bei Anodenrückwirkung bei der betreffenden Frequenz.

B. Messungen im Niederfrequenzgebiet.

1. Aufgaben der Messungen.

Bei den Niederfrequenzverstärkern ist ein Unterschied zwischen den Verstärkern, die in der Rundfunktechnik, und zwischen den Verstärkern, die in der Fernsprechtechnik üblich sind, zu machen. Bei den Verstärkern für Rundfunkzwecke handelt es sich entsprechend der obigen Definition darum, bei einer gegebenen Eingangsspannung dem Gitter der Endröhre eine möglichst hohe verstärkte Wechselspannung zuzuführen, d. h. es handelt sich also in diesem Falle um eine reine Spannungsverstärkung. Im Gegensatz hierzu soll die Endstufe bei gegebener Gitterwechselspannung eine möglichst hohe Leistung an den angeschlossenen Verbraucher, beispielsweise einen Lautsprecher, abgeben¹. Man wird auch hier immer, wie eingangs besprochen, aus zwei Messungen die EMK und den inneren Widerstand der Endröhre ermitteln und für beliebige Ausgangsbelastung die abgegebene Leistung berechnen und eventuell durch eine weitere Messung nachprüfen.

Anders liegen die Verhältnisse bei Verstärkern für Fernsprechzwecke. Diese Verstärker dienen dazu, die bei langen Leitungen auftretenden Verluste auszugleichen. Nimmt man an, daß an einer bestimmten Stelle der Leitung ein Zwischenverstärker eingeschaltet wird, so hat, wie Abb. 101 zeigt, die Leitung bis zum Verstärker den Wellenwiderstand

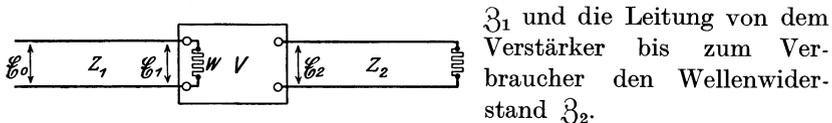


Abb. 101. Anordnung eines Zwischenverstärkers für Fernsprechkabel.

\mathfrak{Z}_1 und die Leitung von dem Verstärker bis zum Verbraucher den Wellenwiderstand \mathfrak{Z}_2 .

Man nimmt nun an, daß am Anfang der Leitung eine bestimmte Leistung $\mathfrak{G}_0 \cdot \mathfrak{S}_0$ aufgenommen wird. Durch die Widerstände und Ableitungen der Leitung ist am Eingang des Verstärkers nur noch ein Teil dieser Leistung vorhanden, und zwar nimmt die Leistung mit der Länge der Leitung nach einem Exponentialgesetz ab. Man kann angenähert setzen:

$$\mathfrak{G} \cdot \mathfrak{S} = \mathfrak{G}_0 \cdot \mathfrak{S}_0 \cdot e^{-2\beta l}. \quad (24)$$

¹ Vgl. hierzu M. v. Ardenne, Zur Theorie der Endverstärkung, Jahrb. der drahtl. Telegr. u. Teleph., Bd. 30, Heft 4, S. 116, 1927.

Hierbei ist βl ein Maß für die Dämpfung der Leitung, und zwar wird βl als Dämpfungsexponent bezeichnet. Durch Umformen ergibt sich aus der obigen Beziehung für βl :

$$b = \beta l = \ln \left| \frac{\mathcal{E}_0 \cdot \mathcal{I}_0}{\mathcal{E} \cdot \mathcal{I}} \right|. \quad (25)$$

Der in die Leitung eingeschaltete Verstärker hat nun die Aufgabe, diese Dämpfung aufzuheben, d. h. der eingeschaltete Verstärker ist gleich einer künstlichen Leitung zu setzen, die die Dämpfung $-\beta l$ besitzt. In der Fernmeldetechnik ist es deshalb gebräuchlich, diese Verstärker nicht durch den für gewöhnlich definierten Verstärkungsgrad:

$$V = \left| \frac{N_a}{N_g} \right| \quad (26)$$

zu charakterisieren, sondern direkt die durch den Verstärker bewirkte negative künstliche Dämpfung b , die deshalb auch als Betriebsverstärkung bezeichnet wird, anzugeben. Nach den obigen Beziehungen ist dann

$$b = \ln V, \quad (27)$$

entsprechend Abb. 101 ist bei Anpassung des Verstärkers für V zu setzen:

$$V = 2 \left| \frac{\mathcal{E}_2}{\mathcal{E}_1} \cdot \frac{W}{W + Z_1} \right| \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}, \quad (28)$$

somit beträgt die Betriebsverstärkung:

$$b = \ln \left(2 \left| \frac{\mathcal{E}_2}{\mathcal{E}_1} \right| \cdot \frac{W}{W + Z_1} \cdot \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \right). \quad (29)$$

Wie die Beziehungen zeigen, läßt sich die Betriebsverstärkung leicht durch die gewöhnlich untersuchte Spannungsverstärkung ausdrücken.

Da die Niederfrequenzverstärker hauptsächlich dazu dienen, einen großen Frequenzbereich gleichmäßig zu verstärken, genügt es bei der Untersuchung solcher Verstärker im allgemeinen nicht, wenn der Verstärkungsgrad für eine mittlere Frequenz festgelegt wird, sondern man muß die Abhängigkeit der Verstärkung von der zu verstärkenden Frequenz bestimmen. Die Frequenzabhängigkeit ist besonders bei Niederfrequenzverstärkern für Rundfunkzwecke von großer Bedeutung. Im allgemeinen sehen die Verstärkungskurven so aus, daß der Verstärkungsgrad für einen mittleren Frequenzbereich seinen höchsten Wert erreicht und nach beiden Seiten abfällt. Dieser Abfall der Verstärkung bei ganz hohen und bei ganz tiefen Frequenzen darf einen bestimmten Wert nicht übersteigen, da sonst die Klangfarbe der verstärkten Tongemische merklich geändert wird. Wie entsprechende akustische Untersuchungen zeigen, darf die Abnahme des Verstärkungsgrades für die höchste und tiefste in Frage kommende Frequenz

nicht mehr als etwa 15% betragen; die Ausgangsleistung würde in diesem Falle um 30% abnehmen. Hierbei sind als Grenzfrequenzen 20 Hertz als unterer Grenzwert und 10000 Hertz als oberer Grenzwert anzunehmen. — Bei Verstärkern für Fernsprechzwecke braucht nur ein kleinerer Frequenzbereich verstärkt zu werden. Der Bereich, innerhalb dessen noch eine einwandfreie Sprechübertragung möglich ist, geht etwa von 500—3000 Hertz.

Neben der Frequenzabhängigkeit ist auch die Amplitudenabhängigkeit des Verstärkers wichtig. Die Amplitudenabhängigkeit gibt das Verhalten des Verstärkers wieder, wenn ihm Eingangsspannungen derselben Frequenz, aber verschiedener Amplitude zugeführt werden. Die Verstärkung wird bei kleinen Amplituden zunächst annähernd konstant bleiben und dann mit zunehmender Amplitude allmählich abnehmen, da dann in der letzten oder auch schon in der vorletzten Röhre die Kennlinien in Gebieten ausgesteuert werden müssen, die nicht mehr gradlinig sind. Aus der Festlegung der Amplitudenabhängigkeit ergibt sich also ohne weiteres die Grenze, bis zu welcher ein Verstärker ausgesteuert werden darf. Ein Hinausgehen über diese Grenze ist im besonderen bei Rundfunkverstärkern unbedingt zu vermeiden, da bekanntlich durch das Arbeiten auf gekrümmten Teilen der Kennlinien eine Verzerrung ursprünglich sinusförmiger Wechselspannungen stattfindet. Wie oben erwähnt wurde, wird die Amplitudenabhängigkeit für eine bestimmte Frequenz untersucht. Im allgemeinen wird die Amplitudenabhängigkeit selbst auch von der zugeführten Frequenz abhängig sein. Man müßte demnach bei einer exakten Messung diese Abhängigkeit für eine ganze Reihe von Frequenzen untersuchen. In der Praxis wird man jedoch, um die Messung nicht zu umständlich zu machen, die Amplitudenabhängigkeit nur für eine bestimmte kritische Frequenz festlegen. Wie nähere Untersuchungen¹ zeigen, ist diese bei einer induktiven Belastung der Endstufe durch die tiefste zu verstärkende Frequenz gegeben, d. h. sie liegt etwa bei 20 Hertz, wenn Verstärker für Rundfunkzwecke zugrunde gelegt werden. Bei den Spannungsverstärkerstufen, die vor die Endstufe geschaltet sind, besteht eine analoge Sachlage. Im allgemeinen wird man die Verstärker jedoch so bemessen, daß zuerst die Endstufe übersteuert wird und eine Übersteuerung der vorhergehenden Stufen erst bei noch größeren Amplituden stattfindet.

Sehr wichtig ist bei Niederfrequenzverstärkern die Feststellung der Änderung der Frequenz- und Amplitudenabhängigkeit mit den Betriebsspannungen und den Einstellungen der Regelorgane. Während die Betriebsspannungen auf die Frequenzabhängigkeit einen relativ geringen Einfluß haben, sind sie außerordentlich wichtig für den Aussteuerungs-

¹ Vgl. hierzu M. v. Ardenne, Zur Theorie der Endverstärkung. I. c.

grad, d. h. für die Amplitudenabhängigkeit der Endstufe. Während jedoch die Messung der Frequenz- und Amplitudenabhängigkeit nur mit Wechselstrom der betreffenden Frequenz möglich ist, läßt sich der Einfluß der verschiedenen Betriebsspannungen meist schon durch eine Untersuchung der Gleichstromverhältnisse festlegen. — Die durch die Betriebsspannungen bewirkten Abhängigkeiten sind in der Praxis meist von untergeordneter Bedeutung, da man bei der Untersuchung von Verstärkern von vornherein die Betriebsspannungen so regeln wird, daß sie ihre für den praktischen Betrieb günstigsten Werte besitzen; wenn die Meßeinrichtung selbst genügend einfach wenigstens relative Messungen zu unternehmen gestattet, kann man den Verstärkungsgrad durch geeignete Maßnahmen in der Meßeinrichtung leicht auf ein Optimum bringen. In der Regel sind die günstigsten Betriebsspannungen und die günstigsten Abmessungen einer Empfangs- oder Verstärkereinrichtung auf diese Weise sehr viel schneller zu ermitteln als auf Grund entsprechender Messungen mit Hilfe der Gleichstromverhältnisse.

2. Untersuchung von Transformatoren.

Bei der Untersuchung von Niederfrequenzverstärkern mit Transformatoren als Kopplungsgliedern erweist es sich als vorteilhaft, nicht nur den Verstärker als Ganzes zu messen, sondern auch die Transformatoren für sich allein und ihre Zusammenwirkung mit den Röhren zu untersuchen. Zunächst sind hierbei die üblichen Messungen, wie Bestimmung der Kupferwiderstände, der Koeffizienten der Selbstinduktion und der gegenseitigen Induktion und der Parallelkapazität auszuführen. Auf diese Messungen soll hier nicht näher eingegangen werden, da die Bestimmung dieser Werte als bekannt vorauszusetzen ist. Hier soll nur erwähnt werden, daß man die Bestimmung der Selbstinduktionen entweder mit einer Wechselstrombrücke oder mit der Frankeschen Maschine durchführen kann. Die Kapazität dagegen läßt sich am leichtesten aus einem Resonanzversuch ermitteln.

Die Arbeitsweise des Transformators ist einmal abhängig von der Belastung durch die vorgeschaltete Röhre und von der durch den Anodenstrom dieser Röhre bewirkten Vormagnetisierung. Außerdem ist auch auf der Sekundärseite eine Belastung durch die statischen Kapazitäten und die Anodenrückwirkung zu berücksichtigen. Die Vormagnetisierung durch den Anodenstrom bewirkt im wesentlichen eine Änderung der Permeabilität μ des Eisens. Infolgedessen ändert sich auch der Eingangswiderstand des Transformators für Wechselströme mit der Vormagnetisierung¹. Daneben ist noch wichtig, daß infolge der Gleichstromvormagnetisierung der Arbeitspunkt auf der Magnetisierungskurve für

¹ Vgl. hierzu L. Müller und M. v. Ardenne, Transformatorenverstärker, Verlag R. C. Schmidt.

die dem Gleichstrom überlagerten Wechselströme in gekrümmte Teile verschoben werden kann. Infolgedessen treten in diesem Falle Amplitudenverzerrungen auf; die Vormagnetisierung darf daher nur einen bestimmten Wert erreichen. Bei der Einschaltung des Transformators in einen Verstärker wird durch die folgende Röhre der Transformator sekundärseitig kapazitiv belastet; außerdem kommt hier noch die Kapazität der Wicklungen hinzu, die meist ein Vielfaches der Röhrenkapazität beträgt. Infolgedessen ist der Transformator als ein resonanzfähiges Gebilde aufzufassen. Wie nähere Untersuchungen zeigen, besitzt der Transformator sogar zwei Resonanzstellen, und zwar ist die eine durch die Selbstinduktion der Sekundärwicklung und die Parallelkapazität, die andere durch die Streuinduktivität und die Parallelkapazität bedingt. Die zweite Resonanz, die auch als Streuresonanz bezeichnet wird, wird bei der praktischen Bemessung von Transformatoren dazu ausgenutzt, die Frequenzabhängigkeit an der oberen Grenze des Hörbereichs herabzusetzen. Zu der Untersuchung des Transformators in Abhängigkeit von der Vormagnetisierung kommt also die Untersuchung der Resonanzeigenschaften, d. h. die Aufnahme der Charakteristik.

Durch die Transformatorenresonanz wird gerade das Gegenteil von dem bewirkt, was eingangs von einem Verstärker gefordert wurde: eine gleichmäßige Verstärkung für alle Frequenzen. Man muß also eine Verflachung der Resonanzkurve durch eine Dämpfung des Transformators bewirken. Bei den Transformatorenverstärkern ist jedoch schon von selbst eine solche Dämpfung durch den inneren Widerstand der vorhergehenden Röhre gegeben, eine Dämpfung, die auch als Pseudodämpfung bezeichnet wird. Wie in dem oben erwähnten Buche gezeigt wird, ergibt sich hierbei aus dem Zusammenwirken von Röhre und Transformator, daß es vorteilhaft ist, Röhren kleinen Durchgriffs in Verbindung mit Transformatoren von kleinem Übersetzungsverhältnis zu benutzen. Bei dieser Dimensionierung erhält man bei gleicher Verzerrung eine wesentlich höhere Verstärkung als bei der gebräuchlichen Dimensionierung.

Eine einfache Methode zur Untersuchung des Übersetzungsverhältnisses von Transformatoren beschreibt Edward T. Dickey¹, bei der, wie die Abb. 102 zeigt, die beim praktischen Betriebe des Transformators vorhandenen Verhältnisse nachgebildet worden sind. Auf der Sekundärseite kann durch den gestrichelt eingezeichneten Parallelkondensator annähernd die gleiche Kapazität wie innerhalb des Verstärkers eingeschaltet werden. Bei dieser Parallelkapazität ist selbstverständlich auch die Scheinkapazität einer etwa dahintergeschalteten Röhre einzubeziehen. Auf der Primärseite ist in den Stromkreis eine besondere Batterie zur

¹ Notes on the testing of audio frequency amplifiers, Proceeding of the Institute of Radio Engineers, Vol. 15, Nr. 8, S. 687, Aug. 1927.

Gleichstromvormagnetisierung eingeschaltet worden. Außerdem befindet sich in dem Stromkreis noch der Widerstand R_2 entsprechend dem inneren Röhrenwiderstand beim Verstärker. Bei dieser Schaltung, die ganz der im praktischen Betriebe vorkommenden entspricht, wird nicht das Übersetzungsverhältnis, sondern gleich das Verhältnis der von einer Röhre gelieferten elektromotorischen Kraft Eg/D zu der vom Transformator an das Gitter der nächsten Röhre gelieferten Spannung bestimmt. Durch Verändern des Widerstandes R_2 kann man so leicht unabhängig von der Verstärkerröhre den Einfluß des inneren Widerstandes ermitteln. Falls man den Widerstand R_2 kurz schließt, kann man auch direkt das Übersetzungsverhältnis des Transformators messen.

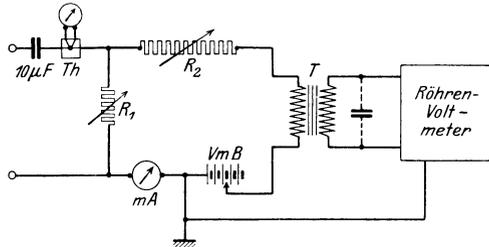


Abb. 102. Schaltung zur Untersuchung von Transformatoren.

Für die Ermittlung der beiden Widerstandskomponenten der Primärwicklung des Transformators benutzt E. T. Dickey eine andere Schaltung, die Abb. 103 zeigt; bei ihr wird vorausgesetzt, daß die Selbstinduktion der Drossel L groß gegen die Selbstinduktion der Primärwicklung des Transformators ist. Die Sekundärseite wird durch eine Kapazität belastet, die man zweckmäßig wieder gleich der tatsächlich in Frage kommenden Scheinkapazität der nachfolgenden Röhre und ihrer Belastung wählen wird. Da bei dieser Meßanordnung drei unbekannte Werte festzustellen sind, nämlich außer den beiden Widerstandskomponenten der Primärwicklung des Transformators R und X_1 auch die Stärke des primärseitig fließenden Wechselstroms, sind die drei Spannungsmessungen \mathcal{E}_1 , \mathcal{E}_2 und \mathcal{E}_3 gemäß der Abbildung 103 erforderlich. Hierbei ist \mathcal{E}_3 identisch mit der EMK einer vorgeschalteten Röhre, während \mathcal{E}_2 die Eingangsspannung des Transformators ist. Ist \mathfrak{I}_p der durch die Primärwicklung des Transformators fließende Strom, so ist für die Berechnung der Widerstandskomponenten von folgenden Grundgleichungen auszugehen:

$$\mathcal{E}_1 = \mathfrak{I}_p \cdot R_2 \tag{30}$$

$$\mathcal{E}_2 = \mathfrak{I}_p \cdot (R + jX_1) \tag{31}$$

$$\mathcal{E}_3 = \mathfrak{I}_p \cdot (R_2 + R) + \mathfrak{I}_p \cdot jX_1 \tag{32}$$

Eine ähnliche Meßanordnung ist in Abb. 104 wiedergegeben worden. Hierbei wird zwischen die Spannungsquelle und den zu messenden Transformator noch ein Hilfstransformator eingeschaltet. Infolgedessen wird

die Drossel L in Abb. 103 überflüssig, da die Batterie zur Vormagnetisierung jetzt direkt in den Stromkreis eingeschaltet werden kann. Selbstverständlich ist hierbei Voraussetzung, daß irgendwelche Verzerrungen

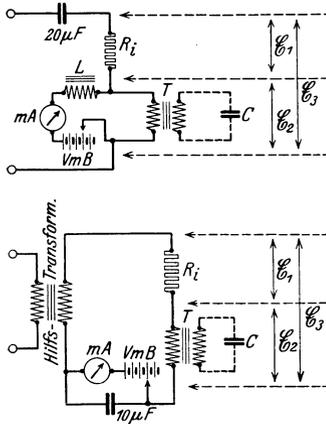


Abb. 103 u. 104. Anordnung zur Messung des Eingangswiderstandes von Transformatoren.

durch Vormagnetisierung des Hilfstransformators vermieden werden; dieser muß also einen entsprechend reichlich dimensionierten Eisenkern besitzen. Die Drossel in der Schaltung von Dickey hat den Nachteil, daß durch sie ein Nebenschluß zum Transformator, der allerdings klein gemacht werden kann, bewirkt wird. Wie Abb. 104 zeigt, werden die Wechselspannungen bei der zuletzt besprochenen Anordnung in der gleichen Weise wie in der obigen Anordnung gemessen. Infolgedessen sind auch die Widerstandskomponenten nach den oben angegebenen Formeln zu berechnen.

Die bisherigen Meßanordnungen dienen in der Hauptsache dazu, die Verstärkungseigenschaften von Zwischentransformatoren, d. h. von Transformatoren, die zwischen zwei Stufen eines Verstärkers geschaltet sind, zu bestimmen.

Für einen wesentlich anderen Verwendungszweck sind die Ausgangstransformatoren bestimmt. Diese dienen insbesondere bei Verstärkern für Rundfunkzwecke dazu, den Lautsprecher an die Endröhre des Verstärkers anzupassen. Für die Bemessung dieser Transformatoren ist neben der richtigen Anpassung des Lautsprechers an den inneren Widerstand der Röhre noch die Vormagnetisierung durch den meist sehr hohen Anodenstrom der Endröhre zu berücksichtigen. Die Messung solcher Ausgangstransformatoren kann ohne weiteres nach einer der oben angegebenen Methoden erfolgen. Die einzelnen Größen der Meßanordnung wie innerer Röhrenwiderstand, Vormagnetisierung und Sekundärbelastung sind dann entsprechend zu wählen. Die Sekundärbelastung ist in diesem Falle keine kapazitive, sondern sie ist durch den Widerstand des Lautsprechers für die betreffende Frequenz gegeben.

Neben den obigen Anordnungen werden auch die Schaltungen benutzt, bei denen vor den Transformator eine Verstärkerröhre geschaltet wird, und so die im praktischen Betriebe vorkommenden Verhältnisse direkt nachgebildet werden. Hierbei ist es jedoch meist nicht möglich, die Verstärkungseigenschaften des Transformators für sich unabhängig von der vorgeschalteten Röhre festzustellen. Diese Methode ist also hauptsächlich zu empfehlen, falls das Arbeiten des

Transformatorenverstärkers untersucht werden soll, ohne daß die Selbstinduktionen und Widerstände gemessen werden. Als Beispiel für diese Art der Untersuchung soll eine von der American Transformer Company benutzte Methode näher besprochen werden. Die Schaltung dieser Meßanordnung ist in Abb. 105 dargestellt; das rechts befindliche Röhrenvoltmeter ist schon in dem Abschnitt über Meßinstrumente (vgl. Abb. 62) gebracht worden; ein nochmaliges Eingehen hierauf erübrigt sich in folgedessen. Bei diesem Verfahren werden die Betriebsspannungen der Röhre entsprechend dem praktischen Betriebe gewählt; die Messung

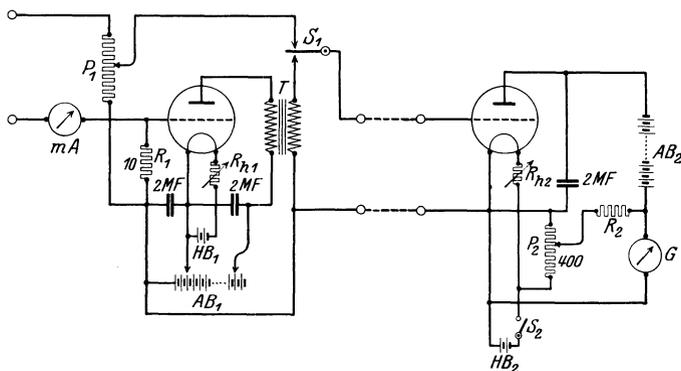


Abb. 105. Anordnung zur Messung der Verstärkung einer Transformatorstufe.

geschieht in der Weise, daß dem Gitter der Röhre eine bestimmte Wechselspannung E_1 zugeführt wird, und zwar soll diese Spannung 0,1 Volt betragen. Die Einstellung auf diesen Betrag geschieht mit Hilfe des in den Ausgangskreis des Tonfrequenzgenerators geschalteten Milliampereometers mA. Der parallel zum Eingang der Verstärkerröhre liegende Widerstand R_1 beträgt nur 10 Ohm, so daß kapazitive oder störende äußere Einflüsse nicht schädlich wirken. Durch Herunterdrücken des Morseschalters wird jetzt das Röhrenvoltmeter an den Ausgang des Transformators gelegt und das Galvanometer G mit Hilfe des Potentiometers P_2 auf einen bestimmten Anfangswert gebracht. Nach Umliegen des Schalters S_1 wird dann das Potentiometer P_1 so lange verändert, bis das Röhrenvoltmeter den gleichen Ausschlag wie vorher zeigt. In diesem Falle ist die Spannung E_2 gleich der Ausgangsspannung des Transformators, so daß für die Verstärkung die Beziehung besteht:

$$V = \frac{E_3}{E_1} = \frac{E_2}{E_1}. \quad (33)$$

Das Spannungsverhältnis $\frac{E_2}{E_1}$ kann direkt an der Skala des geeichten Potentiometers P_1 abgelesen werden.

Als Beispiel für die Frequenzabhängigkeit einer transformatorisch gekoppelten Verstärkerstufe zeigen die Abb. 106

und 107 zwei mit der in Abb. 111 dargestellten Meßanordnung des Verfassers gemessene Kurven. Im Prinzip findet bei dieser Anordnung die Messung nach der gleichen Methode, wie sie oben für die American

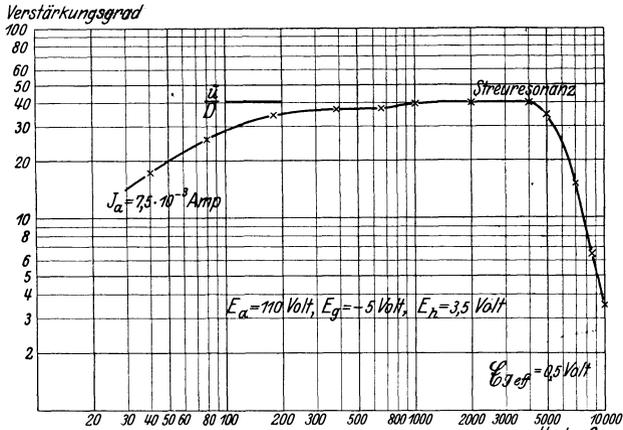


Abb. 106. Verstärkungskurve einer transformatorisch gekoppelten Stufe.

Transformer Company beschrieben wurde, statt. Die in Abb. 107 wiedergegebene Kurve ist insofern besonders interessant, als sie eine

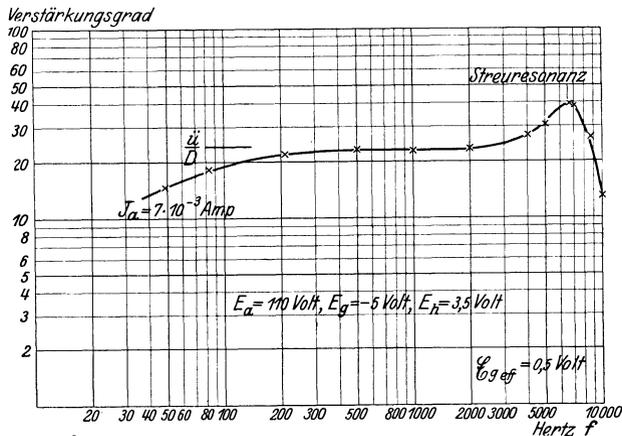


Abb. 107. Verstärkungskurve bei stark ausgeprägter Streuressonanz.

deutlich ausgeprägte Streuressonanz (vgl. oben) zeigt. Die Tatsache, daß für diesen Wert sogar der Grenzwert $\frac{ü}{D}$ überschritten wird, deutet darauf hin, daß sich hier auch das Übersetzungsverhältnis geändert hat.

3. Untersuchung von Niederfrequenzverstärkern.

Die Messung der Spannungsverstärkung bei mehrstufigen Niederfrequenzverstärkern geschieht fast immer in der Weise, daß dem

Verstärker eine bestimmte Eingangsspannung zugeführt und dann die sich ergebende Ausgangsspannung bestimmt wird. Der Einfachheit halber kann diese Messung als reine Vergleichsmessung durchgeführt werden, so daß eine Eichung der benutzten Meßinstrumente nicht erforderlich ist. Die grundlegende Anordnung dieser Art, die zuerst von M. Pirani¹ zur Verstärkungsmessung und schon früher zur Messung des Wirkungsgrades von Telephonen benutzt wurde, zeigt Abb. 108. Die Messung geschieht in der Weise, daß die Widerstände so abgeglichen werden, daß beim Umlegen des Telefons in

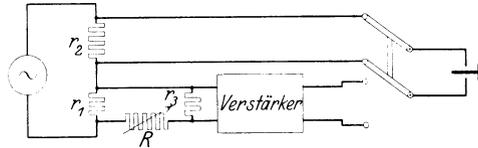


Abb. 108. Einrichtung zur Messung von Niederfrequenzverstärkungsgraden.

beiden Stellungen die gleiche Lautstärke angezeigt wird. Aus dem Verhältnis der eingeschalteten Widerstände läßt sich dann leicht das Verhältnis der Eingangs- zur Ausgangsspannung bestimmen, und zwar ergibt sich:

$$\left| \frac{\mathcal{E}_a}{\mathcal{E}_g} \right| = \frac{r_2}{\frac{r_1 \cdot r_3}{R + r_1 + r_3}} \quad (34)$$

Die Anordnung am Eingang des Verstärkers, die schon früher besprochen wurde, stellt den Spannungsteiler dar. Die Widerstände sind so gewählt, daß R mehr als 10 Ohm und die Widerstände r_3 und r_1 0,1 Ohm betragen. Man kann dann angenähert setzen:

$$V = \frac{R \cdot r_2}{r_1 \cdot r_3} \quad (34a)$$

Um einwandfreie Resultate zu erzielen, müssen die einzelnen Widerstände möglichst selbstinduktionsfrei und kapazitätsfrei sein. Außerdem muß unbedingt vermieden werden, daß eine direkte Einwirkung der einzelnen Teile der Meßanordnung aufeinander stattfindet. Die Störungsfreiheit läßt sich feststellen, wenn man den Widerstand R gleich ∞ macht, d. h. an dieser Stelle unterbricht. In diesem Falle darf ebenso, wenn man den Widerstand r_3 kurz schließt, im Telefon nichts zu hören sein. Diese Meßanordnung ergibt sehr viel genauere Resultate, wenn man als Anzeigeninstrument nicht ein Telefon, sondern ein Röhrenvoltmeter benutzt.

Sehr viele Meßanordnungen zur Untersuchung von Niederfrequenzverstärkern entsprechen den schon oben besprochenen Einrichtungen zur Untersuchung von Transformatoren. Eine Verstärkermeßeinrichtung von Dickey², welche der oben besprochenen Anordnung zur Mes-

¹ M. Pirani, Über die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Empfangsverstärkern, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph., Bd. 16, Heft 1, S. 9.

² Notes on the testing of audio frequency amplifiers, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 15, Nr. 8, S. 687, August 1927.

sung von Transformatoren entspricht, zeigt Abb. 108. Wie bei der schon erwähnten Einrichtung wird die Eingangsspannung an einem Widerstand abgegriffen und ihre Größe mit Hilfe eines Thermoelements aus dem durch den Widerstand fließenden Wechselstrom bestimmt. Die Ausgangsspannung dagegen wird mit Hilfe eines Röhrenvoltmeters, wie es schon früher besprochen wurde, an einem in den Anodenkreis der Endröhre geschalteten Widerstand gemessen. Um den im praktischen Betriebe vorkommenden Verhältnissen möglichst nahezukommen, kann hierbei auch ein Lautsprecher eingeschaltet und die Spannung über einen Kondensator und eine Drossel dem Röhrenvoltmeter zugeführt werden.

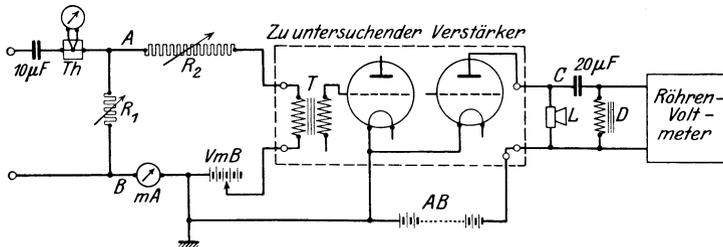


Abb. 109. Meßeinrichtung für hinter einer Gleichrichterröhre betriebene Verstärker.

Um Änderungen der Verhältnisse im Ausgangskreis zu verhindern, muß die gezeichnete, dem Röhrenvoltmeter vorgeschaltete Drossel D mindestens die 10fache Selbstinduktion, wie sie der Lautsprecher L besitzt, haben. Falls als Belastung ein Ohmscher Widerstand dient, kann an Stelle der Drossel ein Widerstand von dem 10fachen Betrage des Belastungswiderstandes treten.

Bei der Eingangsschaltung der Meßeinrichtung wird berücksichtigt, daß im allgemeinen der Verstärker hinter einer weiteren Röhre betrieben wird. Zur Nachbildung der Vorröhre ist vor den Eingangstransformator des Verstärkers wieder eine Anordnung zur Vormagnetisierung dieses Transformators und zur Nachbildung des inneren Röhrenwiderstandes der vorhergehenden Röhre vorgesehen worden. Der Widerstand R_1 , an dem die zur Messung erforderliche Wechselspannung abgegriffen wird, muß auch für die niedrigste vorkommende Frequenz klein gegenüber den übrigen, zwischen den Punkten A und B liegenden Wechselstromwiderständen sein. Die erwähnte, mit dem Thermo-Milliamperemeter T_h gemessene Wechselspannung entspricht also der EMK $\frac{\mathcal{E}_g}{D}$ einer vorgeschalteten Röhre. Wie schon erwähnt, ist hierbei Voraussetzung, daß der Widerstand R_1 klein gegenüber den parallel liegenden Widerständen des Eingangskreises ist, so daß man setzen kann:

$$\frac{\mathcal{E}_g}{D} = R_1 \cdot \mathfrak{S}_a. \quad (35)$$

Ebenso wie auf der Eingangsseite von der EMK der vorgeschalteten Röhre ausgegangen wird, ist es im allgemeinen auch an der Ausgangsseite vorteilhaft, die EMK der Ausgangsröhre durch Messung zu bestimmen. Wie schon oben näher ausgeführt wurde, ist dies durch Ausführung von zwei Messungen leicht möglich. Bei dem in der Abb. 109 dargestellten Verfahren wird die Messung dagegen nur für einen bestimmten Ausgangswiderstand, z. B. einen Lautsprecher, durchgeführt.

Ein anderes Verfahren zur Untersuchung mehrstufiger Niederfrequenzverstärker zeigt Abb. 110. Dieses von P. K. Turner¹ beschriebene Verfahren entspricht der oben von der American Transformer Company gewählten Anordnung zur Untersuchung von Transforma-

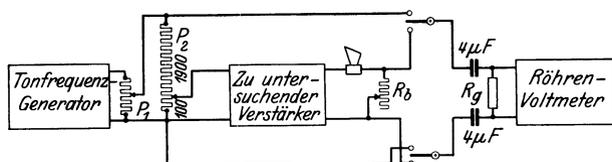


Abb. 110. Anordnung für Vergleichsmessungen mit einem Spannungsteiler.

toren. Das Potentiometer P_1 dieser Schaltung soll so eingestellt werden, daß das Moullin-Röhrevoltmeter (rechts auf der Abbildung) bei Anschluß an das Potentiometer P_2 gerade genau 1 Volt Wechselspannung anzeigt. Ferner soll das Potentiometer P_2 eine Einstellung erhalten, bei der der abgegriffene Abschnitt etwa $\frac{1}{20}$ des Widerstandes des ganzen Potentiometers besitzt. Hierdurch wird dem Eingangsgitter des zu untersuchenden Verstärkers eine niederfrequente Wechselspannung von $\frac{1}{20}$ Volt zugeführt.

Die Ausgangsspannung des zu untersuchenden Verstärkers wird nach dem Vorschlage von Turner in der Weise gemessen, daß die Endröhre außer mit einem Lautsprecher noch mit einem mit ihm in Serie gelegten Widerstand R_b von 100—1000 Ohm belastet wird. Die an diesem Widerstande mit dem Moullin-Röhrevoltmeter festgestellten Wechselspannungen dienen dann zur Errechnung der EMK der Endröhre des Verstärkers, wozu deren innerer Widerstand und die Widerstandskomponenten des Lautsprechers für den Bereich der in Betracht gezogenen Frequenzen bekannt sein müssen. Natürlich setzt diese Rechnung voraus, daß der Gitterableitungswiderstand R_g des Röhrevoltmeters ebenso wie der Widerstand der inneren Röhrenkapazität groß ist gegenüber dem Belastungswiderstand R_b .

In dem genannten Aufsatz wird außerdem ausgeführt, daß es praktisch ist, in den Verstärkungsdiagrammen nicht nur die horizontale Frequenzachse, sondern auch die vertikale Verstärkungsachse logarith-

¹ The performance of amplifiers. Experimental Wireless Vol. IV, Nr. 41, S. 77, 1927.

misch zu teilen, weil auf diese Weise der logarithmischen Empfindlichkeit des Ohres Rechnung getragen werden soll, die zur Folge hat, daß im allgemeinen das Ohr Schallstärkenänderungen erst festzustellen vermag, die mehr als 30% betragen. Diese Begründung ist jedoch nicht richtig, weil die Schalleistung von dem Quadrat der Spannung abhängt, die in dem Verstärkungsgrad enthalten ist. Rein vom Standpunkt des Empfindlichkeitsgesetzes beim menschlichen Ohr wäre es daher richtig, die Ordinate bei Verstärkungskurven linear zu teilen. Wenn jedoch sehr große Verstärkungsunterschiede bei den verschiedenen Frequenzen vorhanden sind, so wird es sich in vielen Fällen im Interesse der Ablesbarkeit der verschiedenen Punkte empfehlen, auch die vertikale Verstärkungsachse logarithmisch zu teilen.

Turner weist ferner darauf hin, daß im Ohr infolge einer gewissen Gleichrichtungswirkung, oder anders ausgedrückt, infolge seiner nicht linearen Empfindlichkeitscharakteristik die bekannten Tartinischen Differenztöne entstehen oder empfunden werden, die eben als Differenztöne geringe Frequenzen haben. Diese Differenztöne sind nach Turners Meinung ein gewisser Ersatz für einen etwaigen Mangel an tiefen Tönen bei der Lautsprecherwiedergabe. Hier muß aber entgegengehalten werden, daß bei richtiger Wiedergabe der tiefen Töne diese noch zu den Tartinischen Differenztönen hinzukommen, wie das ja auch beim Anhören der Originalmusik der Fall sein wird. Ebenso erscheint es sehr zweifelhaft, ob die Unterdrückung der hohen Töne durch Seitenbandbeschneidung infolge abgestimmter Schwingungskreise oder durch Gittergleichrichtung als Verbesserung der Wiedergabe tiefer Töne aufgefaßt werden kann.

Ein dem vorigen ähnliches Meßverfahren, das vom Verfasser¹ beschrieben wurde, zeigt Abb. 111. Bei dieser Anordnung wird die Aus-

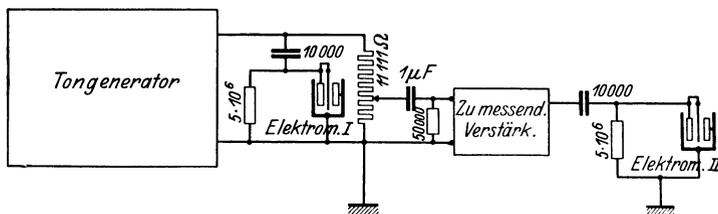


Abb. 111. Meßanordnung mit Ohmschem Spannungsteiler.

gangsspannung nicht mit einem Röhrevoltmeter, sondern mit einem Wulfschen Einfadenelektrometer gemessen. Zur Fernhaltung des Anodenstromes von dem Elektrometer wird in den Anodenkreis der Endröhre des Verstärkers ein Widerstand von 6000 Ohm geschaltet.

¹ Manfred v. Ardenne, Zur Messung der Spannungsverstärkung bei Niederfrequenzverstärkern, E. u. M. Jahrg. 1927, Heft 10.

Bei diesem Widerstand ist die durch die Eigenkapazität des Elektrometers bedingte kapazitive Belastung auch für die kürzesten, in Frage kommenden Frequenzen zu vernachlässigen. Das Elektrometer wird dann über einen Blockkondensator von 10000 cm und einen Ableitewiderstand von $5 \cdot 10^6$ Ohm angeschlossen. Wie in einem früheren Abschnitt gezeigt wurde, läßt sich mit dem Einfadenelektrometer eine solche Empfindlichkeit erzielen, daß die im Ausgangskreis des zu messenden Verstärkers auftretenden Wechselspannungen bis auf 0,5 Volt sicher abgelesen werden können. Bei der Messung ist selbstverständlich zu beachten, daß bei Feststellung der Frequenzabhängigkeit diese Ausgangsspannung nur so groß gewählt werden darf, daß eine Übersteuerung der Endröhre nicht stattfindet.

An den Eingang des zu messenden Verstärkers wird die in einem besonderen Tongenerator, wie er eingangs beschrieben wurde, erzeugte Niederfrequenz unter Zwischenschaltung eines Spannungsteilers gelegt. Als Spannungsteiler wird in diesem Falle ein Präzisionswiderstand mit möglichst selbstinduktions- und kapazitätsfreier Wicklung benutzt. Die Spannung an dem gesamten Widerstand, der bei der Anordnung des Verfassers 11111 Ohm betrug, wird durch ein zweites Elektrometer kontrolliert. Zur Fernhaltung des Anodengleichstromes der Ausgangsröhre des Tongenerators wird wieder ein Blockkondensator von 10000 cm und ein Ableitewiderstand von $5 \cdot 10^6$ Ohm vorgeschaltet. Bei dem Tongenerator wird für diese Messung der eingebaute Niederfrequenzverstärker benutzt, um eine genügend große Spannung an dem Potentiometer zu erzielen. Für die Messung wird vorteilhaft eine feste Spannung von 11,111 Volt benutzt, um die abgegriffene Teilspannung ohne weitere Rechnungen bestimmen zu können. Die Verstärkung des zu messenden Verstärkers ergibt sich dann einfach aus dem Verhältnis der mit dem Elektrometer II gemessenen Ausgangsspannung zu der am Spannungsteiler abgegriffenen Teilspannung. Wie schon mehrfach erwähnt, ist es auch hier vorteilhaft, zwei Messungen, und zwar für eine bestimmte Frequenz durchzuführen, um die Verstärkungseigenschaften für beliebige Ausgangsbelastungen ermitteln zu können. Sehr wichtig ist bei dieser Anordnung die richtige Anordnung der einzelnen Teile. Insbesondere müssen bei der Schaltung die Gehäuse der Elektrometer direkt an Erde gelegt werden. Gleichzeitig sind auch die Batterien und der eine Punkt des Spannungsteilers zu erden.

Die äußere Ansicht der beschriebenen Niederfrequenzmeßeinrichtung zeigt Abb. 112. Hierbei ist ganz links der schon früher ausführlich beschriebene Tonfrequenzgenerator zu erkennen; weiter rechts folgen dann das Elektrometer parallel zum Spannungsteiler und dieser selbst, dahinter der Kontrollausprecher. Weiterhin ist der zu messende Verstärker, eine Niederfrequenz-Dreifachröhre, und das Elektrometer

zum Messen der Ausgangsspannung zu sehen. Als Beispiel für die mit der Anordnung gemessenen Kurven zeigt die Abb. 113 die Verstär-

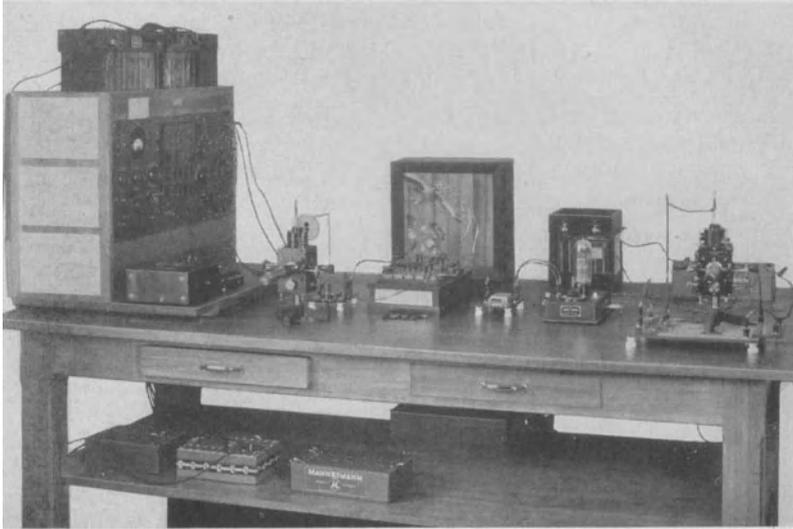


Abb. 112. Ansicht der Niederfrequenzmeßeinrichtung.

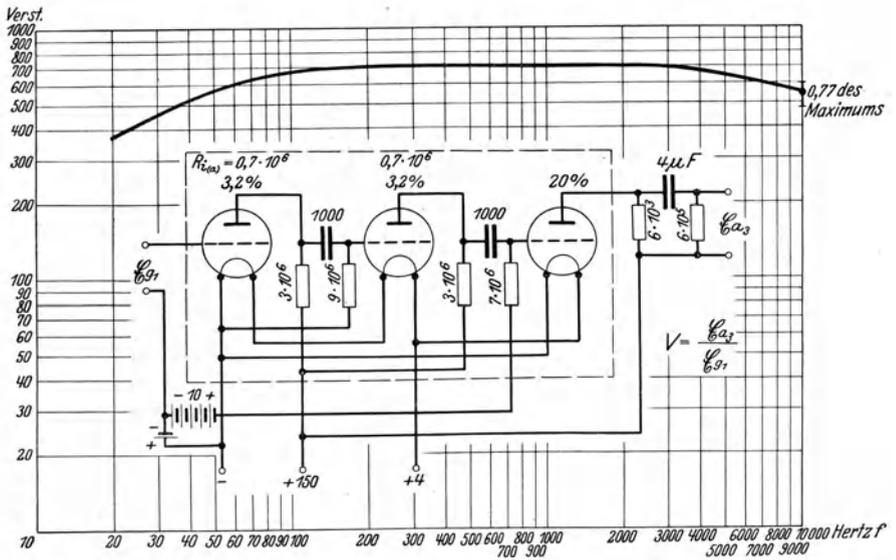


Abb. 113. Verstärkungskurve einer Dreifachröhre.

kungskurve einer Mehrfachröhre, wobei unter der Kurve gleichzeitig die Gesamtschaltung des gemessenen Verstärkers dargestellt ist. Wie

die Abbildung zeigt, erfolgt der Abfall der Verstärkung erst an den Grenzen des Hörbereiches, so daß dieser Verstärker ohne weiteres die oben geforderte Frequenzunabhängigkeit besitzt.

Bei den bisher beschriebenen Verfahren wurde die Kurve, die die Frequenzabhängigkeit des Verstärkers darstellt, immer punktweise aufgenommen. Diese Art der Messung ergibt zwar ein recht genaues Bild, besitzt jedoch den Nachteil, daß die Messung von vielen Verstärkern sehr viel Zeit in Anspruch nimmt. Für die Kontrolle der fabrikmäßig hergestellten Verstärker sind diese Anordnungen kaum brauchbar; hier sind Anordnungen erforderlich, die die Aufnahme der Verstärkungskurve mit einem Handgriff gestatten.

Ein oszillographisches Verfahren für diesen Zweck haben H. Diamond und J. S. Webb in der schon erwähnten Arbeit¹ angegeben. In Abb. 114 ist ein derartig erhaltenes Oszillogramm wiedergegeben. Durch Auswerten des Oszillogramms ergab sich die Kurve der Abb. 115, die die Abhängigkeit der Spannungsverstärkung des betreffenden Verstärkers von der Frequenz zeigt. Zu diesen Messungen bedienten sich Diamond und Webb des an anderer Stelle dieses Buches beschriebenen Kathodenstrahloszillographen der Western Electric. Ein Plattenpaar P_1 des Oszillographen KO wurde, wie in Abb. 116 dargestellt, mit dem Gitter der Endröhre G_e des zu untersuchenden Verstärkers ver-

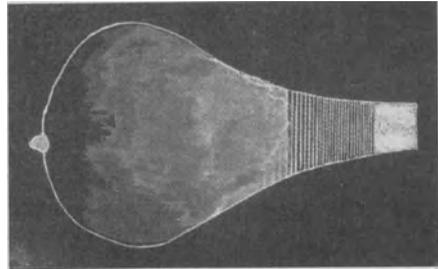


Abb. 114. Oszillogramm einer Verstärkungskurve.

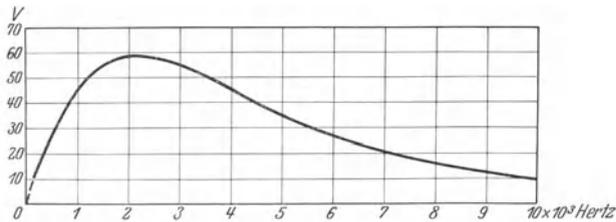


Abb. 115. Aus dem Oszillogramm erhaltene Verstärkungskurve.

bunden. Es wird auf diese Weise \mathcal{G}_{ge} oder \mathcal{G}_{ge}/D_e , das ist die EMK der Endröhre, in Abhängigkeit von der Frequenz und in Abhängigkeit von der Belastung der Endröhre festgestellt. Um die Verstärkungsziffern zu

¹ The testing of audio frequency transformer-coupled amplifiers, l. c.

erhalten, muß dann noch die Gitterspannung der Eingangsröhre des Verstärkers oder ihre EMK \mathcal{E}_{g1}/D_1 bekannt sein. In der amerikanischen Arbeit ist nicht angegeben, wie diese Gitterspannung der Eingangsröhre gemessen wurde; wie die Untersuchungen von Kirke zeigen, ist sie

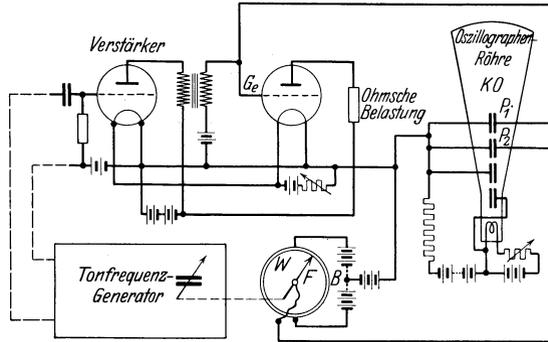


Abb. 116. Anordnung zur oszillographischen Aufnahme von Verstärkungskurven.

jedoch für alle erzeugten Frequenzen als nahezu konstant anzusehen¹. Dem zweiten Plattenpaar P_2 des Oszillographen, das eine Brechung des Kathodenstrahles senkrecht zu der durch das erste Plattenpaar bewirkten Ablenkung hervorruft, werden veränderliche Gleichspannungen in solchen Grenzen erteilt, daß die größte Brechung des Kathodenstrahles nach der einen oder anderen Seite nicht den Umfang der Beobachtungsfläche überschreitet.

Die Amerikaner erreichen nun durch eine besondere Hilfseinrichtung, daß sich diese Gleichspannung proportional zur Frequenz des dem Verstärker zugeführten Wechselstromes ändert. Hierzu dient ein aus zwei Kohlebügeln (jeder ungefähr 10000 Ohm) zusammengesetzter kreisförmiger Widerstand W , an den in der gezeichneten Weise eine Batterie B geeigneter Spannung (70 Volt) angeschlossen ist, und auf dem eine Kontaktfeder F gleitet. Die Achse dieser Kontaktfeder ist zugleich die Achse des Drehkondensators, mit dem die Frequenz des zur Messung benutzten Tonfrequenzgenerators eingestellt wird. Hat dieser Drehkondensator eine lineare Frequenzcharakteristik, so ergibt sich auch eine lineare Abhängigkeit der Kathodenstrahlenablenkungen von der Frequenz. Diamond und Webb erörtern auch die Möglichkeit, die Brechung des Kathodenstrahles logarithmisch von der Frequenz abhängig zu machen. Sie stellen zu diesem Zweck ziemlich verwickelte Rechnungen an, wie dann der Querschnitt des Kohlebügelwiderstandes verlaufen muß. Eine einfachere Lösung wird natürlich die sein, als Drehkondensator zur Frequenzeinstellung einen solchen mit logarithmischer Charakteristik zu wählen.

¹ Vgl. den Abschnitt über Tonfrequenzgeneratoren mit Hochfrequenzüberlagerung.

Interessant ist auch eine von Edward T. Dickey unter Mitarbeit von Irving Wolf entwickelte mechanische Einrichtung zum Zeichnen von Verstärkungskurven. Diese Einrichtung wurde in Verbindung mit dem auf Seite 68 von Dickey beschriebenen Röhrenvoltmeter benutzt. Die Grundidee dieser Einrichtung veranschaulicht Abb. 117. Die Frequenzeinstellvorrichtung des Niederfrequenzgenerators G ist durch Zahnräder Z mit einer Trommel T verbunden. Mit einer Handkurbel, oder auch durch einen kleinen Motor, kann das Getriebe sehr langsam gedreht werden. Da die Frequenzeinstellvorrichtung in einem Kondensator besteht, so wurde durch passende Formgebung der Kondensatorplatten erreicht, daß bei einer gleichmäßigen Drehung der Einstellvorrichtung eine logarithmische Frequenzänderung des erzeugten Wechselstromes erfolgt. Außerdem besitzt das auf die Trommel aufzuspannende Diagrammpapier auch längs des Trommelumfangs eine logarithmische Frequenzteilung. Der vom Generator erzeugte Wechselstrom wird über ein Gerät E , das zum Messen der Eingangsspannung dient, dem zu untersuchenden Verstärker V zugeführt. Zum Messen der Ausgangsspannung des Verstärkers dient dann das oben beschriebene Röhrenvoltmeter R , dessen Galvanometer M besonders gezeichnet ist. An dem Galvanometer ist ein von Hand zu betätigender Hebel H angebracht, der einen Gegenzeiger besitzt, mit dem man dem Zeiger des Galvanometers zu folgen vermag. Durch einen Zwischenhebel h steht der Handhebel in Verbindung mit einem Stift S , der sich auf einer Schiene quer zum Umfang der Trommel T bewegen kann und auf dem Diagrammpapier die gemessene Kurve aufzeichnet. Die Übereinstimmung zwischen der Teilung des Diagrammpapiers in Richtung der Stiftbewegung und der Teilung des Galvanometers bzw. der Meßcharakteristik des Röhrenvoltmeters wird durch eine Führungsschiene F erreicht, an der das Verbindungsgelenk des Handhebels und Zwischenhebels entlang gleitet.

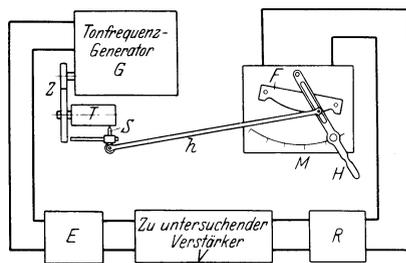


Abb. 117. Einrichtung zur mechanischen Aufzeichnung von Verstärkungskurven.

Für die Kabel- und Leitungstelephonie sind besondere Meßapparate zur Untersuchung der Verstärker entwickelt worden. Wie schon oben erwähnt wurde, geschieht die Beurteilung dieser Verstärker nach anderen Gesichtspunkten als die der Verstärker für Rundfunkzwecke. Eine Anordnung zur Messung der Größe βl , wie sie von M. Pirani¹ angegeben wurde, zeigt Abb. 118. Wie schon erwähnt, kann man

¹ Über die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Empfangsverstärkern, l. c.

annehmen, daß der Verstärker ein negatives βl besitzt, d. h. also die Dämpfung der Leitung wieder aufhebt. Hat man beispielsweise ein künstliches Kabel, dessen Dämpfung βl bekannt ist, und schaltet man einen Verstärker hiermit in Reihe, so kann man feststellen, wie

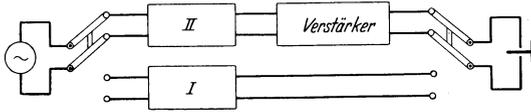


Abb. 118. Meßeinrichtung für Kabelverstärker von Pirani.

der Verstärker bemessen werden muß, um das vorhandene βl der Leitung gerade aufzuheben. Die Messung geschieht wieder durch Vergleich mittels Telephon. Eine wesentlich größere Empfindlichkeit läßt sich auch hier erzielen, wenn man als Anzeigeelement an Stelle des Telephons ein Röhrenvoltmeter benutzt. Wie Pirani zeigt, wird vorteilhaft in beide Zweige ein künstliches Kabel eingeschaltet, damit sich die Spannung der Stromquelle nicht mit der verschiedenartigen Belastung ändert. Das Kabel I soll hierbei zweckmäßig ein $\beta l = 1$ besitzen. Wie auch Pirani untersucht hat, besitzt diese Methode den Nachteil, daß infolge der langen Leitungen leicht Störungen durch äußere Wechselfelder aufgenommen werden können, und daß außerdem die Eichung der βl -Kästen Schwierigkeiten bereitet.

Von Siemens & Halske wird für die Untersuchung der Kabelverstärker die Frankesche Maschine benutzt. Wie schon weiter oben erwähnt wurde, beträgt die durch die Größe βl angegebene Leistungsverstärkung:

$$b = \ln \left(2 \frac{|\mathcal{E}_2|}{|\mathcal{E}_1|} \cdot \frac{W}{W + Z_1} \cdot \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \right). \quad (29)$$

Nach dieser Gleichung ist die Leistungsverstärkung nicht nur von dem Verhältnis der Wellenwiderstände der ankommenden und abgehenden Leitung, sondern auch vom Betrage des Wellenwiderstandes der ankommenden Leitung abhängig. Es enthält der Meßapparat deshalb

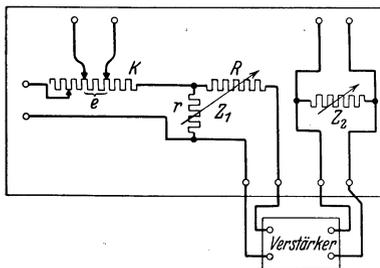


Abb. 119. $Z-r$ -Schaltung von Siemens & Halske.

eine Reihe verschiedener, an die Stelle von Z_1 und Z_2 zu setzender Kunstleitungen, die aus Anordnungen von Ohmschen Widerständen bestehen und im wesentlichen dieselben Eigenschaften aufweisen wie übliche Telephonleitungen. Nimmt man an, daß durch die an dem Apparat vorhandenen Schalter ein bestimmter Wellenwiderstand Z_1 und ebenso ein bestimmter Wellenwiderstand Z_2 zur Messung gewählt sind, so liegt dann insgesamt eine Schaltung vor, wie sie Abb. 119 zeigt. Es bilden hier die beiden Ohm-

schen Widerstände R und r zusammen den Wellenwiderstand Z_1 . Da infolgedessen $R = Z_1 - r$ ist, so heißt dieser Apparat der Firma Siemens, den das Lichtbild Abb. 120 wiedergibt, die „ $Z - r$ -Schaltung“.

In der einen zum Anschluß der Wechselstromquelle dienenden Leitungen liegt ein Ohmscher Widerstand K , der als Potentiometer ausgebildet ist, so daß ein beliebiger Abschnitt dieses Widerstandes abgegriffen werden kann. Als Stromquelle dient die untere Wicklung (Phasenanker) der Frankeschen Maschine, die an die Klemmen ganz links anzuschließen ist. Die obere Wicklung (Amplitudenanker) der Frankeschen Maschine ist dagegen zunächst über ein Telephon mit den beiden Klemmen zu verbinden, zwischen denen der Wellenwiderstand Z_2 liegt, und so einzustellen, daß die Wechselspannung, die der Verstärker an Z_2 hervorruft, gerade kompensiert wird. Darauf wird die obere Wicklung der Frankeschen Maschine über das Telephon an die beiden Abzweigungen



Abb. 120. Ansicht der „ $Z - r$ -Schaltung“.

des Potentiometers K gelegt und der Widerstand zwischen den Abzweigungen so lange geändert, bis auch hier wieder gänzliche Kompensation erreicht ist. Hierbei darf der Amplitudenanker der Maschine nicht verstellt werden. Bezeichnet man nun den Widerstand zwischen den Abzweigungen von K mit ϱ , so muß $\mathfrak{G}_2 = \mathfrak{J} \cdot \varrho$ sein, wo \mathfrak{J} den vom Phasenanker der Frankeschen Maschine gelieferten Wechselstrom bedeutet.

Es ist

$$\mathfrak{G}_1 = \mathfrak{J} \cdot \frac{(W + R) \cdot r}{W + R + r} \cdot \frac{W}{W + R}, \quad (36)$$

und, da $R + r = Z_1$ gewählt war,

$$\mathfrak{G}_1 = \mathfrak{J} \cdot \frac{W \cdot r}{W + Z_1}. \quad (36 a)$$

Hieraus folgt mit Hilfe von $\mathfrak{G}_2 = \mathfrak{J} \cdot \varrho$:

$$\frac{|\mathfrak{G}_2|}{|\mathfrak{G}_1|} = \frac{\varrho}{r} \cdot \frac{W + Z_1}{W}, \quad (37)$$

so daß sich ergibt:

$$V_N = l n \left(\frac{2\varrho}{r} \cdot \frac{W + Z_1}{W} \cdot \frac{W}{W + Z_1} \cdot \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \right) = l n \left(\frac{2\varrho}{r} \cdot \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \right). \quad (38)$$

ρ wird, wie oben beschrieben, gemessen, die Werte von Z_1 und Z_2 sind für die einzelnen in, dem Apparat vorhandenen Wellenwiderstände bekannt, desgleichen der zugehörige Wert r .

Bei den bisherigen Anordnungen wurden in der Hauptsache die Verstärkungsziffern festgestellt unter Vernachlässigung etwa vorhandener Phasenverschiebungen zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung. An sich sind für die Verstärkungseigenschaften diese Phasenverschiebungen belanglos, da sie insbesondere bei Telephonieverstärkern auf die Güte der Wiedergabe keinen Einfluß haben; das gleiche gilt für die Phasenverschiebungen der Oberschwingungen gegenüber den Grund-

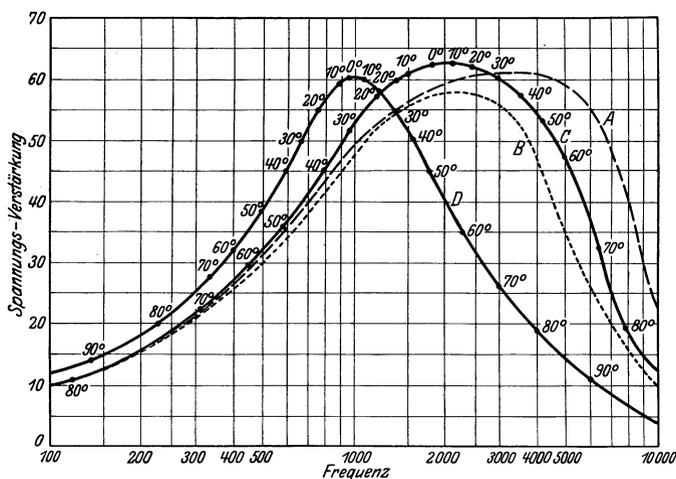


Abb. 121. Verstärkungskurven eines Verstärkers mit einem Telephatransformator und verschiedenen Anodenbelastungen in der Endstufe.

schwingungen. Die Phasenverhältnisse sind jedoch von wissenschaftlichem Wert, da sie einen Rückschluß auf die Rückwirkungen innerhalb des Verstärkers zulassen. Wie schon eingangs erwähnt wurde, sind hier einmal die Rückwirkungen infolge der Belastungen der Endröhre und außerdem die Rückkopplungen von der Ausgangsseite auf die Eingangsseite wichtig. In dem schon mehrfach erwähnten Bericht von H. Diamond und J. S. Webb¹ wird eine Methode und Einrichtung zur Untersuchung von mehrstufigen Niederfrequenzverstärkern unter besonderer Berücksichtigung der angeführten Phasenverhältnisse angegeben. Von Diamond und Webb wurde dieses Verfahren hauptsächlich benutzt, um die Phasenunterschiede, die als „phase distortion“, d. h. also als Verzerrungen angesehen werden, festzustellen. Wie schon angegeben, sind jedoch diese Verzerrungen auf die Wiedergabe ohne Einfluß.

¹ Testing of audiofrequency transformer-coupled amplifiers, l. c.

Die von den beiden Amerikanern gewonnenen Ergebnisse lassen deutlich den Einfluß erkennen, den eine Änderung der Belastung der Endröhre, d. h. des im Anodenkreis eingeschalteten Widerstandes auf die Spannungsverstärkung des vorgeschalteten Transforma-

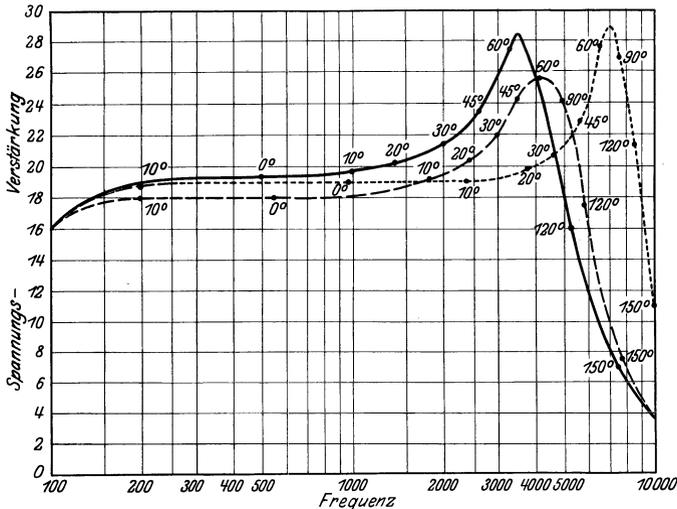


Abb. 122. Kurven eines Verstärkers für Telefonie bei verschiedenen Belastungen der Endröhre.

tors ausübt. Mit der Belastung der Endröhre wird ja zugleich ihre Anodenwechselspannung in Höhe und Phase gegenüber dem Gitter und somit die Rückwirkung, oder anders ausgedrückt, die Scheinkapazität, geändert, die infolge der Kapazitäten zwischen Anode und Gitter der Röhre der Sekundärwicklung des Transformators parallel liegt. Die

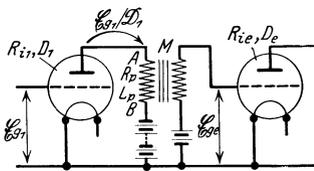


Abb. 123. Schaltung des untersuchten Verstärkers.

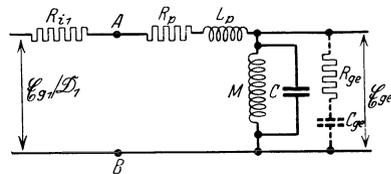


Abb. 124. Ersatzschaltung.

Bedeutung der Phasenverschiebung bei der Rückwirkung ist oben klar gelegt worden¹. Als Beispiel für den Einfluß der Belastungsänderung der Endröhre sind der amerikanischen Arbeit die Abb. 121 und 122 entnommen, die einer einfachen Schaltung gemäß Abb. 123 entsprechen, für die in Abb. 124 die Ersatzschaltung gegeben wird. Die gezeichneten Kurven geben die Spannungsverstärkung $\mathcal{G}_{ge}/\mathcal{G}_{g_1}$ an, und zwar in Abb. 121

¹ Vgl. S. 97—99.

bei einem infolge starker erster Resonanz (Parallelresonanz) besonders für Telegraphiezwecke geeigneten Transformator, dagegen in Abb. 122 bei einem auch für Telephonie zu verwendenden Transformator, der offenbar erhebliche zweite Resonanz (Streuresonanz) aufweist. Kurve *A* in Abb. 121 ist ohne Belastung der dem Transformator nachfolgenden Endröhre gemessen, während bei Kurve *B* ein Widerstand von 50 000 Ohm in den Anodenkreis der Endröhre gelegt war. Nachdem mittels einer Resonanzmethode festgestellt war, daß diese Belastung der Endröhre einer Scheinkapazität von ungefähr 75 cm entsprach, wurde die Messung der Spannungsverstärkung unter Parallelschaltung eines Kondensators von 75 cm Kapazität zur Sekundärseite des Transformators, aber ohne Belastung der Endröhre, wiederholt und Kurve *C* erhalten. Es sollte nun eigentlich Kurve *C* völlig mit Kurve *B* zusammenfallen. Die Amerikaner erklären die geringere Verstärkungsziffer der Kurve *B* aus dielektrischen Verlusten der Röhre, da bei Ohmscher Belastung der Endröhre die Änderung des Gitterkreiswiderstandes durch Anodenrückwirkung nur geringfügig sein kann.

Im allgemeinen wird, wie oben ausführlich gezeigt wurde, durch die Anodenrückwirkung der Endröhre neben einer kapazitiven Komponente auch eine Wirkkomponente im Gitterkreis hervorgerufen; an sich ist es gleichgültig, ob dieser Wirkwiderstand als Reihen- oder Parallelwiderstand angenommen wird. In der obigen Ersatzschaltung Abb. 124 ist der Scheinwiderstand R_{ge} als in Reihe liegend mit der Scheinkapazität C_{ge} angenommen worden; in dieser Schaltung muß R_{ge} außerdem noch den Verlustwiderstand der Endröhre enthalten. Für die Berechnung des Verstärkers, insbesondere für die Zusammensetzung mit den erwähnten Verlustwiderständen erscheint es jedoch vorteilhafter, die Scheinkapazität und einen entsprechenden Scheinwiderstand als parallelgeschaltet anzunehmen. Falls die Phasenverschiebung zwischen Anoden- und Gitterwechselspannung bekannt ist, kann man bei kapazitiver Anodenbelastung nach obigen Formeln (vgl. S. 98) den Scheinwiderstand und die Scheinkapazität berechnen und so durch eine Kombination aus Widerstand und Kondensator die Anodenrückwirkung exakt nachbilden; bei induktiver Belastung ist dies nicht möglich, da hierzu ein negativer Widerstand erforderlich wäre.

Eine weitere Kurve *D* der Abb. 121 ergab sich, indem der Sekundärseite des Transformators ein Kondensator von 225 cm bei unbelasteter Röhre parallel geschaltet wurde. — In Abb. 122 entspricht wieder Kurve *A* der unbelasteten Endröhre, Kurve *B* dagegen einer Belastung der Endröhre von 50 000 Ohm, während Kurve *C* dadurch erhalten wurde, daß der Transformator, auf den sich Abb. 121 bezieht, in den Anodenkreis der Endröhre gebracht wurde. Von Interesse ist noch ein Vergleich der Kurve *B* mit dem Verlauf des Eingangswiderstandes des

Transformators. Wie Abb. 125 erkennen läßt, fällt der zweite Schnittpunkt der Kurve der imaginären Widerstandskomponente, d. h. die zweite Resonanz, genau mit der Resonanzspitze der Kurve *B* zusammen. Wichtig ist hierbei, daß bei der Messung der Widerstandskomponenten, die nach einer der üblichen Brückenmethoden geschah, die oben ermittelte Kapazität von 75 cm der Sekundärseite parallel gelegt wurde. — Die den Kurven Abb. 121 und 122 angeschriebenen Winkelzahlen bedeuten Phasenverschiebungen, und zwar zwischen der EMK der Endröhre \mathcal{E}_{ge}/D_e und der EMK der Eingangsrohre \mathcal{E}_{g_1}/D_1 , also auch zwischen den Gitterspannungen der Endröhre und der Eingangsrohre. Wie schon

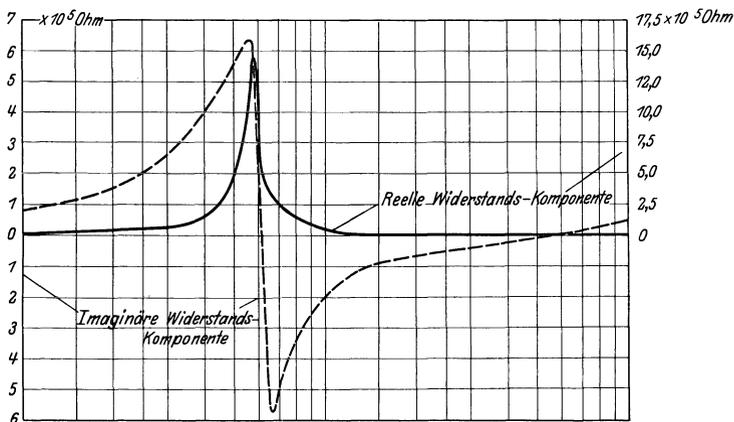


Abb. 125. Komponenten des Eingangswiderstandes eines Transformators.

erwähnt, geschah die Feststellung dieser Werte in der nicht zutreffenden Annahme, daß durch die Phasenverschiebungen Verzerrungen bewirkt werden. Für den Einfluß der Anodenrückwirkung innerhalb des Verstärkers sind jedoch die Phasenverhältnisse von Wichtigkeit; zur exakten Erfassung dieser Verhältnisse müßte man die Meßanordnung so erweitern, daß sich auch die Phasenverschiebung zwischen Anoden- und Gitterwechselspannung einer Röhre feststellen läßt.

Das Meßverfahren, welches Diamond und Webb zur Anwendung bringen, beruht auf einer Kompensation der EMK oder der Gitterspannung der Endröhre des Verstärkers. Da nun diese Kompensation offenbar die Anodenwechselspannungen und damit den Anodenwechselstrom der Endröhre aufhebt — diese Stromlosigkeit wird mit dem Telephon eingestellt — so kann die Endröhre selber unter diesen Umständen keine Anodenrückwirkungen ausüben. Um trotzdem die gewünschte Anodenrückwirkung zu erhalten, schalten Diamond und Webb hinter den zu untersuchenden Verstärker eine besondere, der Endröhre gleiche Hilfsröhre, die als „Belastungsröhre“ bezeichnet wird. Das Gitter der Belastungsröhre wird mit dem Gitter

der Endröhre verbunden und der Belastungswiderstand, der auch induktiver oder kapazitiver Natur sein kann, in den Anodenstromkreis der Belastungsröhre gelegt, in dem sich eine besondere Anodenbatterie befindet. Diese Anordnungen zeigen die Abb. 126 und 127. Man erkennt leicht, daß auf diese Weise durch die Belastungsröhre dieselbe Rückwirkung ausgeübt wird, die beim Fehlen der Belastungsröhre und der

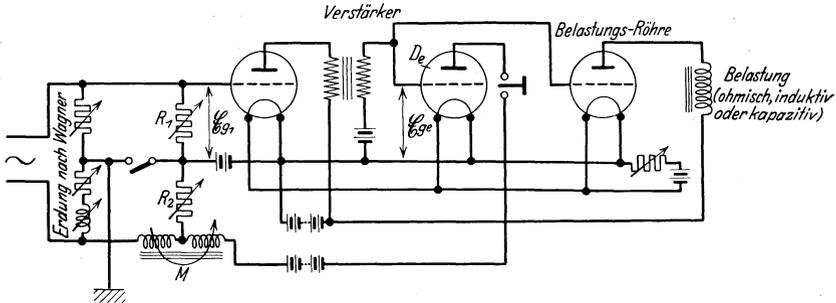


Abb. 126. Kompensation der EMK der Endröhre und Anschaltung einer Belastungsröhre.

Kompensation der Endröhre durch diese ausgeübt würde, wenn sich der Belastungswiderstand in ihrem Anodenstromkreise statt im Anodenstromkreis der Belastungsröhre befände. Die völlig kompensierte Endröhre kann, wie bereits gesagt, keinerlei Rückwirkung ausüben und somit auch nicht zu der Scheinkapazität beitragen, die der Sekundärwicklung des Transformators parallel gelegt erscheint. Die Kompen-

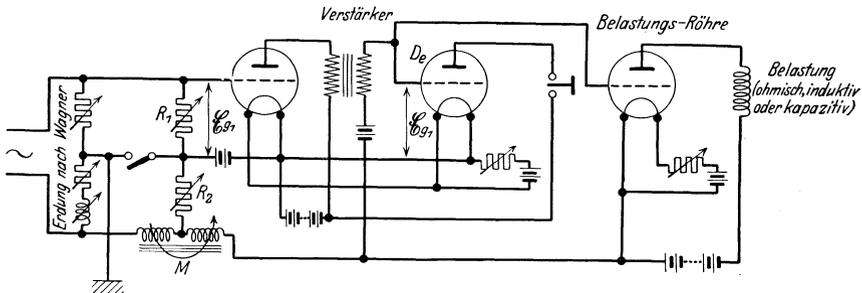


Abb. 127. Kompensation der Gitterwechselspannung der Endröhre.

sation der EMK bzw. der Gitterspannung der Endröhre wird mit Hilfe der beiden veränderlichen Widerstände R_1 und R_2 sowie der veränderlichen Kopplung M bewirkt, über die der zur Messung benutzte Wechselstrom fließt. Es ist nicht notwendig, Strom- oder Spannungsgrößen dieses Wechselstromes zu messen; es genügt, die zur völligen Kompensation erforderlichen Werte von R_1 , R_2 und M zu kennen. Dann betragen nämlich die Verstärkung

$$V_{e1} = \frac{|G_{ge}|}{|G_{g1}|}$$

und die Phasenverschiebung

$$\alpha_{e1} \text{ zwischen } \mathfrak{G}_{ge} \text{ und } \mathfrak{G}_{g1}$$

für die Schaltung der Abb. 123

$$V_{e1} = \frac{D_e \cdot \sqrt{R_2^2 + (\omega \cdot M)^2}}{R_1} \quad (39)$$

und

$$\alpha_{e1} = \text{arc tg} \cdot \left(\frac{\omega \cdot M}{R_2} \right), \quad (40)$$

und für die Schaltung Abb. 124

$$V_{e1} = \frac{\sqrt{R_2^2 + (\omega \cdot M)^2}}{R_1} \quad (39 \text{ a})$$

und

$$\alpha_{e1} = \text{arc tg} \cdot \left(\frac{\omega \cdot M}{R_2} \right). \quad (40 \text{ a})$$

Wenn die Frequenz über die zweite Resonanz hinausgeht, so wird die Phasenverschiebung größer als 90°; dann läßt sich die Kompensation mit den Schaltungen der Abb. 126 und 127 nicht mehr erreichen. Bringt man aber eine Selbstinduktion L in Serie mit R_1 , so kann man auf diese Weise auch eine über 90° Phasenverschiebung hinausgehende Kompensation ermöglichen. Man hat dann für den Fall der Abb. 123

$$V_{e1} = \frac{D_e \cdot \sqrt{R_2^2 + (\omega \cdot M)^2}}{\sqrt{R_1^2 + (\omega \cdot L)^2}} \quad (39 \text{ b})$$

und

$$\alpha_{e1} = \text{arc tg} \cdot \left(\frac{\omega \cdot L}{R_1} \right) + \text{arc tg} \cdot \left(\frac{\omega \cdot M}{R_2} \right), \quad (40 \text{ b})$$

und für den Fall der Abb. 124

$$V_{e1} = \frac{\sqrt{R_2^2 + (\omega \cdot M)^2}}{\sqrt{R_1^2 + (\omega \cdot L)^2}} \quad (39 \text{ c})$$

und

$$\alpha_{e1} = \text{arc tg} \cdot \left(\frac{\omega \cdot L}{R_1} \right) + \text{arc tg} \cdot \left(\frac{\omega \cdot M}{R_2} \right). \quad (40 \text{ c})$$

Die Belastung der Endröhre wird in Praxis immer aus einem Lautsprecher bestehen, also induktiver oder kapazitiver Art sein, trotzdem kann es, wie auch an anderen Stellen dieses Buches gezeigt wird, in Frage kommen, einen Verstärker mit verschiedenen rein Ohmschen Belastungen der Endröhre zu untersuchen, weil sich aus den so erhaltenen Ergebnissen auf seine Wirkungsweise bei anderen Belastungen schließen läßt. Für rein Ohmsche Belastung der Endröhre geben Diamond und Webb eine vereinfachte Meßanordnung an, die in Abb. 128 dargestellt ist. Hier fehlt die besondere Belastungsröhre; die Anodenrückwirkung wird durch die Endröhre selbst ausgeübt, deren Anodenstromkreis geteilt ist. In dem einen Zweige befindet sich der Belastungs-

widerstand R_b , in dem anderen die Kompensationseinrichtung sowie das zum Erkennen der Kompensation erforderliche Telefon. Hierbei handelt es sich um eine von der zuletzt besprochenen wesentlich verschiedene Kompensationsmethode. In Abb. 123 ist beispielsweise bei erreichter Kompensation die Kompensationswechselspannung in der Größe gleich und in der Phase genau entgegengesetzt der EMK der Endröhre; dadurch wird diese EMK aufgehoben und somit das Fließen eines Anodenwechselstromes und die Entstehung einer Anodenwechselspannung unmöglich. In Abb. 128 wird dagegen die EMK der Endröhre in keiner Weise beeinflusst, so daß ein Anodenwechselstrom über den Belastungswiderstand R_b fließt und an ihm eine normale Anoden-

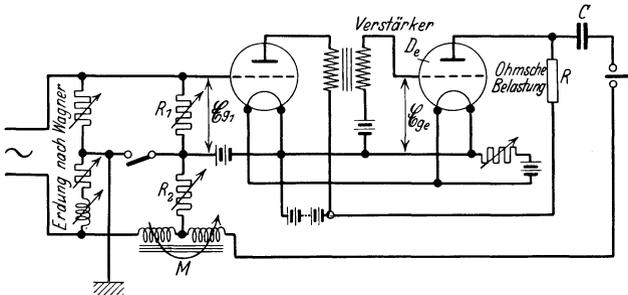


Abb. 128. Vereinfachte Kompensationsschaltung.

wechselspannung besteht. Ist nun die Kompensationsspannung dieser Wechselspannung gleich und hat sie dieselbe Phase, so schweigt das Telefon, da dann kein Strom durch das Telefon fließen kann. Unter diesen Bedingungen bekommt man, wie von Diamond und Webb angegeben, für die Schaltung Abb. 128

$$V_{e1} = \frac{D_e \cdot \sqrt{R_2^2 + (\omega \cdot M)^2}}{R_1 \cdot \left(\frac{R_b}{R_b + R_{ie}} \right)} \quad (39 \text{ d})$$

und

$$\alpha_{e1} = \arctg \cdot \left(\frac{\omega \cdot M}{R_2} \right). \quad (40 \text{ d})$$

Die Verwendung einer veränderlichen Kopplung bei der Kompensation erscheint nicht sehr vorteilhaft. Es ist vielleicht ratsamer, zur Kompensation die in Abb. 129 und 130 gezeigten Schaltungen zu verwenden. Hier ist eine austauschbare Selbstinduktion L bzw. ein austauschbarer Kondensator C einem veränderlichen Widerstande R_2 parallel geschaltet und mit dieser Anordnung ein weiterer veränderlicher Widerstand R_3 in Serie gelegt. Macht man $R_2 = 0$, d. h. schließt man die Selbstinduktion bzw. den Kondensator kurz, so daß dann nur der Ohmsche Widerstand R_3 zur Kompensation dient, so sind die Kompensationsspannung und die Wechselspannung am Eingangsgitter des

zu untersuchenden Verstärkers offenbar einander phasengleich. Wenn dagegen umgekehrt $R_3 = 0$ und R_2 möglichst groß gegenüber dem Wechselstromwiderstand der Selbstinduktion bzw. des Kondensators gemacht wird, so hat die Kompensationsspannung 90° Phasenverschiebung gegenüber der Eingangsgitterspannung. Werden über 90° hinausgehende Phasenverschiebungen verlangt, so muß auch der Widerstand R_1 im Eingangsgitterkreise des Verstärkers durch eine ähnliche oder gleiche Kombination aus einer Selbstinduktion bzw. Kapazität und Widerständen ersetzt werden. Die Gefahr eines höchst unerwünschten, fälschenden Einflusses kapazitiver Nebenschlüsse ist bei der Be-

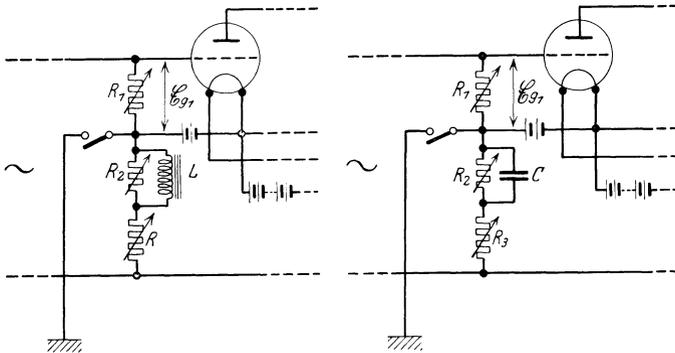


Abb. 129 u. 130. Herstellung beliebiger Phasenverschiebungen ohne veränderliche Kopplungen.

nutzung einer geeichten Kopplung viel größer als bei der Benutzung geeichter Selbstinduktionen, zumal wenn es sich wie im vorliegenden Falle bei Niederfrequenzspannungen um Spulen mit sehr hoher Windungszahl handelt.

Man könnte daran denken, das in Abb. 129 und 130 dargestellte Kompensationsverfahren auch bei Hochfrequenzmessungen zur Anwendung zu bringen, sofern es nur möglich wäre, geeignete veränderliche Widerstände mit einem höchsten Widerstandsbetrag von etwa 1000 Ohm herzustellen.

C. Messungen im Hochfrequenzgebiet.

1. Aufgaben der Messungen.

Im Gegensatz zur Niederfrequenzverstärkung handelt es sich bei Hochfrequenzverstärkern ausschließlich darum, die Spannungsverstärkung zu bestimmen, da die Hochfrequenzverstärker fast immer vor weitere Röhrenanordnungen geschaltet werden, und diesen Anordnungen möglichst hohe Eingangsspannungen zugeführt werden sollen. Ein weiterer Unterschied besteht insofern, als die Amplitudenabhängigkeit bei der Hochfrequenzverstärkung kaum eine Rolle spielt, da die hier zu verstärkenden Amplituden immer so klein sind, daß eine

Übersteuerung der Ausgangsröhre oder gar der vorhergehenden Röhre nicht stattfindet. Eine ausnahmsweise auftretende Übersteuerung des Hochfrequenzverstärkers bei zu großen Eingangsamplituden hat in der Regel eine Gleichrichtung zur Folge. Die hierdurch entstehende Niederfrequenz wird jedoch bei den meisten Anordnungen nicht auf die folgenden Stufen übertragen. Verzerrungen der Hochfrequenz entstehen also entgegen einer Ansicht, die gelegentlich geäußert wird, bei Übersteuerung des Hochfrequenzverstärkers nicht; durch Übersteuerung sinkt lediglich der Verstärkungsgrad. An und für sich ist es in den Fällen, wo die verstärkten Hochfrequenzspannungen sehr groß sein würden, widersinnig, hier eine Hochfrequenzverstärkung zu benutzen; in diesem Fall wird man in der Rundfunktechnik entsprechend einfache Geräte ohne Hochfrequenzverstärkung, die sogenannten Ortsempfänger, benutzen.

Ein weiterer Unterschied der Hochfrequenzverstärker gegenüber den Niederfrequenzverstärkern besteht darin, daß mit den Hochfrequenzverstärkern besondere Einrichtungen zur Einstellung einer ganz bestimmten Empfangsfrequenz zu verbinden sind, während man von den Niederfrequenzverstärkern im allgemeinen eine möglichst gleichmäßige Verstärkung über einen großen Frequenzbereich fordert. An und für sich ist es, wie weiter unten gezeigt werden wird, durchaus möglich, auch aperiodische Hochfrequenzverstärker, die in einem größeren Bereich eine gleichmäßige Verstärkung besitzen, herzustellen. Zur Einstellung auf bestimmte Wellenlängen müßten jedoch vor oder hinter diese Verstärker Selektionsmittel geschaltet werden. Da insbesondere die dahinter geschalteten Abstimmittel von großem Einfluß auf die Verstärkungseigenschaften des Verstärkers sind, ist es vorteilhaft, die Hochfrequenzverstärker in Verbindung mit den Abstimmitteln zu untersuchen. Zu der Untersuchung des Verstärkungsgrades kommt infolgedessen noch die Untersuchung der Abstimmstärke in dem gewünschten Wellenbereich. Außerdem ist bei Verstärkern für Telephoniezwecke der durch die Selektivität bedingte Einfluß auf die niederfrequente Frequenzabhängigkeit zu berücksichtigen. Noch wichtiger als bei Niederfrequenzverstärkern ist die Einstellung der Betriebsspannungen bei Hochfrequenzverstärkern, insbesondere bei nicht abgestimmten Verstärkern. Während bei Niederfrequenzverstärkern hauptsächlich die Amplitudenabhängigkeit des Verstärkers für die Wahl dieser Spannungen in Frage kommt, sind bei Hochfrequenzverstärkern diese Spannungen auf den Verstärkungsgrad selbst von großem Einfluß.

In vielen Fällen ist neben den Eigenschaften des Hochfrequenzverstärkers auch die Zusammenwirkung des Hochfrequenzverstärkers mit dem dahinter geschalteten Gleichrichter von Interesse. Der Wirkungsgrad des Gleichrichters ist bekanntlich abhängig von der zu-

geführten Hochfrequenzamplitude. Außerdem soll auf die bekannte Tatsache hingewiesen werden, das infolge der nahezu quadratischen Empfindlichkeitscharakteristik der Gleichrichter eine Verstärkung vor dem Gleichrichter eine etwa quadratfache Verstärkung hinter dem Gleichrichter ersetzt. Bei Empfangsgeräten für Rundfunkzwecke ist es deshalb naheliegend, nicht die einzelnen Teile für sich, sondern den Empfänger als Ganzes zu untersuchen.

2. Untersuchung von Hochfrequenzverstärkern.

Während sich die Untersuchung von Niederfrequenzverstärkern mit verhältnismäßig einfachen Mitteln durchführen läßt, zeigen sich bei der Untersuchung von Hochfrequenzverstärkern außerordentliche Schwierigkeiten. Einmal erfordert die Verstärkungsmessung, daß der Eingangsröhre des zu untersuchenden Verstärkers so kleine Hochfrequenzspannungen zugeführt werden, daß ihre direkte Messung nicht mehr möglich ist; infolgedessen muß also hier eine Spannungsteilung stattfinden. Wie schon in dem Abschnitt über Spannungsteiler gezeigt wurde, bestehen hier zahlreiche Fehlerquellen, die zu falschen Resultaten führen können. Eine weitere Schwierigkeit besteht insofern, als bei den Hochfrequenzmessungen das angeschaltete Spannungsmeßinstrument keine merkliche Belastung der Kreise, an denen die Spannung gemessen werden soll, bewirken darf. Infolge dieser Schwierigkeiten sind für die Ermittlung der reinen Hochfrequenzverstärkung bisher nur sehr wenige Apparaturen entwickelt worden. Da die für die Messung von Hochfrequenzverstärkungsgraden in Frage kommenden Anordnungen sich im wesentlichen auf einige wenige bekannte Einrichtungen zurückführen lassen, soll immer nur auf eine prinzipielle Anordnung näher eingegangen werden.

Die älteste Meßanordnung, wie sie von M. Pirani¹ angegeben wurde, zeigt Abb. 46 (vgl. dazu den Abschnitt über Spannungsteiler). Ganz entsprechend der schon in Abb. 108 wiedergegebenen Niederfrequenzmeßeinrichtung handelt es sich wieder um eine Vergleichsmethode. In diesem Falle findet jedoch nicht eine Ohmsche, sondern eine kapazitive Spannungsteilung statt. Die Messung geschieht in der Weise, daß eine bestimmte Wechselspannung einmal über den zu untersuchenden Hochfrequenzverstärker mit eingebautem Gleichrichter und andererseits eine weitere bestimmte Wechselspannung über ein Vergleichsaudion dem Telephon zugeführt wird. Es handelt sich also nicht um eine Hochfrequenzverstärkungsmessung, sondern es wird der Hochfrequenzverstärker in Verbindung mit dem dahintergeschalteten Gleichrichter als Ganzes untersucht. Auf weitere Einzelheiten

¹ Über die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Empfangsverstärkern, l. c. v. Ardenne, Verstärkermeßtechnik.

dieser Anordnung soll hier nicht eingegangen werden, da der kapazitive Spannungsteiler, der das Kennzeichen dieser Meßanordnung bildet, schon in dem betreffenden Abschnitt eingehend besprochen wurde.

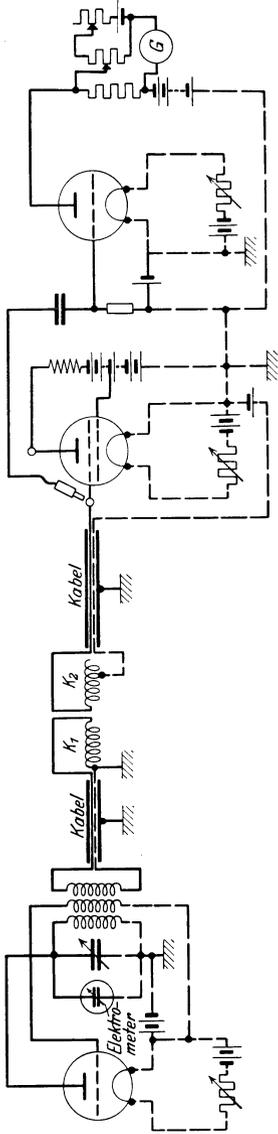


Abb. 131. Hochfrequenzmeßanordnung nach Bley mit geeichteter Kopplung.

Als Vertreter der Meßanordnungen mit einer geeichten Kopplung soll die von A. Bley¹ eingehend untersuchte Meßeinrichtung, die in Abb. 131 dargestellt ist, kurz in ihrem Prinzip wiedergegeben werden. Wie Abb. 131 zeigt, wird hier ein gewöhnlicher rückgekoppelter Hochfrequenzgenerator benutzt. Über eine aperiodische Kopplung wird dann die erzeugte Hochfrequenz den beiden Meßspulen zugeführt. An die zweite Meßspule wird die zu messende Verstärkerröhre und hinter diese ein gewöhnliches Röhrenvoltmeter mit Audiungleichrichtung und Kompensation im Anodenkreis gelegt. Die Messung geschieht in der Weise, daß die in der Kopplungsspule K_2 induzierte Spannung in Abhängigkeit von der Entfernung der Spule K_2 zur Spule K_1 bestimmt wird. Ist diese Eichung einmal durchgeführt, so könnte man die Messung in der Weise ausführen, daß man einen bestimmten Ausschlag des Röhrenvoltmeters einstellt und nach Einschalten der Verstärkerstufe die geeichte Kopplung solange verändert, bis man wieder den gleichen Ausschlag erhält; eine Eichung des Röhrenvoltmeters wäre also in diesem Falle nicht erforderlich. Aus dem Verhältnis der Kopplungsgrade ergibt sich dann ohne weiteres die Verstärkungsziffer der untersuchten Stufe. Hierbei können, wie Bley zeigt, noch Unterschiede von 1 : 1000 d. h. also Verstärkungszahlen bis zu 1000 festgestellt werden.

Die hier wiedergegebene Anordnung besitzt jedoch den Nachteil, daß leicht irgendwelche nicht mitgemessenen Energiemengen auf induktivem oder kapazitivem Wege unter Umgehung der Kopplung direkt in den

¹ Experimentelle Untersuchungen an Hochfrequenzverstärkerröhren, Archiv f. Elektrotechnik, Bd. XII, Heft 2, S. 127, 1923.

Verstärker oder in das Röhrenvoltmeter gelangen können. Um diese Einwirkungen zu vermeiden, wurden von Bley die drei Teile der Anordnung vollkommen getrennt voneinander aufgestellt und dann durch geerdete Kabel miteinander verbunden. Außerdem wurden auch noch verschiedene andere Punkte der Meßanordnung geerdet. Wie jedoch in dem Abschnitt über Spannungsteiler gezeigt wurde, können infolge der kapazitiven Erdschlüsse hierdurch die Fehlerquellen unter Umständen noch vergrößert werden. Wie schon Bley angibt, bewirkt das geerdete Bleikabel durch den kapazitiven Nebenschluß eine Frequenzabhängigkeit der übertragenen Spannung. Dieser Tatsache muß deshalb bei der Eichung des Röhrenvoltmeters Rechnung getragen werden. Außerdem ist jedoch, insbesondere wenn zur Messung Wellenlängen unter 1000 m benutzt werden, der Kopplungsgrad nicht mehr unabhängig von der eingestellten Frequenz. In diesem Falle müßte die Eichung der Kopplung für alle bei der Messung benutzten Frequenzen durchgeführt werden. Als Nachteil der Röhrenvoltmeter mit Kompensation des Anodengleichstromes ist noch zu erwähnen, daß es in der Praxis meist Schwierigkeiten bereitet, die Batteriespannungen zum Betrieb der Röhre so konstant zu halten, daß eine allmähliche Änderung des Ausschlages des empfindlichen Galvanometers nicht stattfindet.

Die Meßverfahren, bei denen ein Ohmscher Spannungsteiler am Eingang des Verstärkers benutzt wird, sind meist ähnlich den schon oben bei der Untersuchung von Niederfrequenzverstärkern besprochenen Anordnungen. Zwei einfache Schaltungen, wie sie von Friis und Jensen¹ beschrieben wurden, sind in den Abb. 132 und 133 dargestellt.

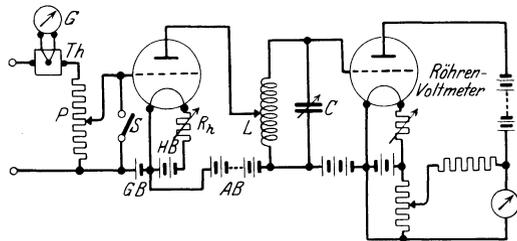


Abb. 132.

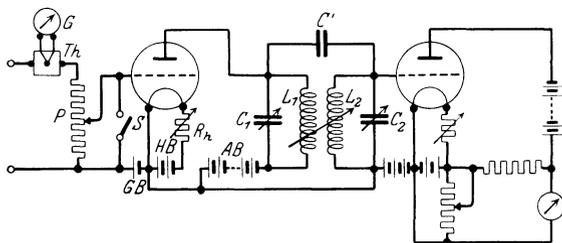


Abb. 133.

Abb. 132 u. 133. Hochfrequenzmeßeinrichtung mit Spannungsteiler.

Zur Messung der Ausgangsspannung dient das an anderer Stelle des Buches besprochene Röhrenvoltmeter von Friis und Jensen. Die Eingangsspannung wird dagegen mit Hilfe eines geeichten Potentiometers P von 500 Ohm Gesamtwiderstand und mittels eines Thermoelementes Th und eines

¹ l. c.

Galvanometers G eingestellt und gemessen. Um ermitteln zu können, ob keine unerwünschten kapazitiven oder induktiven Kopplungen zwischen der Hochfrequenzquelle und dem untersuchten Empfänger vorhanden sind, ist ein Schalter S angeordnet, mit dem das Gitter der Eingangsröhre kurzgeschlossen werden kann. Diese Maßnahme erscheint indessen nicht ausreichend, da dann immer noch die Möglichkeit besteht, daß dem Gitter der Eingangsröhre unter Umgehung des Potentiometers Wechselspannungen zugeführt werden. Mit Hilfe der gezeichneten Anordnungen haben die genannten Autoren die galvanische, die induktive und die kapazitive Kopplung von Hochfrequenzverstärkerstufen auf ihre Eigentümlichkeiten untersucht. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in Kurven dargestellt. Die Kurven zeigen namentlich die Abhängigkeit vom Kopplungsgrad und die Möglichkeit der Zweiwelligkeit.

Der Verstärkungsgrad wurde in den einzelnen Fällen auf folgende Weise festgestellt. Das Röhrenvoltmeter wurde zunächst unmittelbar an das Potentiometer angeschlossen, und dieses dann verändert, bis sich ein bestimmter Ausschlag des mit dem Röhrenvoltmeter verbundenen Instrumentes ergab. Hierauf wurde der Verstärker dazwischen geschaltet und nun die Potentiometereinstellung so weit verringert, daß das Instrument des Röhrenvoltmeters wieder denselben Ausschlag zeigte. Aus den beiden Widerstandswerten am Potentiometer wurde dann der Verstärkungsgrad erhalten. Wenn der Verstärkungsgrad so hoch war, daß dieses Verfahren nicht eingeschlagen werden könnte, so wurde folgender Umweg gewählt. Es wurde zunächst nur an einem Teil des Verstärkers dessen Verstärkungsziffer festgestellt. Es war dann nur ein kleiner Abschnitt des Potentiometers in den Gitterkreis der Eingangsröhre geschaltet. Nun wurde die Leistung des benutzten Hochfrequenzgenerators verringert und gleichzeitig der eingeschaltete Potentiometerwiderstand vergrößert, bis sich schließlich bei ziemlich voll eingeschaltetem Potentiometer wieder dieselbe Anzeige des Röhrenvoltmeters hinter dem benutzten Teil des Verstärkers ergab. Auf diese Weise kann eine sehr geringe Eingangsspannung bestimmt werden, zu deren Ermittlung das Thermoelement wegen zu kleinen Stromdurchgangs nicht mehr ausreicht. Es kann jetzt der ganze Verstärker angeschlossen und nun dessen Verstärkungsziffer einfach durch Verringern des Potentiometerteilwiderstandes (bis zum gleichen Ausschlag des Röhrenvoltmeters) ermittelt werden.

Bei der Meßanordnung des Verfassers¹ wird dem zu untersuchenden Verstärker ebenfalls die Hochfrequenzspannung über einen besonderen, als Dosierungsapparat bezeichneten Spannungsteiler zugeführt.

¹ M. v. Ardenne, Über eine Anordnung und Geräte zur Untersuchung von Hochfrequenzverstärkern, ETZ, 49. Jahrg., Heft 46, 1928.

In diesem Falle geschieht jedoch die Messung in der Weise, daß die Gesamtspannung am Spannungsteiler und die Ausgangsspannung gemessen wird. Die Gesamtschaltung der Meßanordnung ist in Abb.134 dargestellt. Als Hochfrequenzquelle dient ein kleiner rückgekoppelter Sender, der aus dem Lichtnetz gespeist wird. Um die direkten Einwirkungen des Senders auf die dahinter geschalteten Geräte zu verhindern, ist dieser vollkommen gepanzert worden. Die Übertragung der Hochfrequenz auf den Dosierungsapparat geschieht mit Hilfe eines Zwischenkreises, der veränderlich angekoppelt wird. Durch die Kopplung, wie auch durch die Abstimmung des Zwischenkreises, läßt sich eine Grobregulierung der übertragenen Hochspannungsamplitude ermöglichen.

Die Messung der eingestellten Wellenlänge geschieht nach der bekannten Absorptionsmethode. Eine im Meßkreis befindliche Spule außerhalb des Senders wird zu diesem Zweck lose mit einem vor den Sender gestellten Wellenmesser gekoppelt. Bei Resonanz tritt dann Energieentziehung ein, was mit Hilfe des an den Spannungsteiler angeschlossenen Meßgerätes festgestellt werden kann. Wie schon erwähnt, muß bei der Anordnung unbedingt darauf gesehen werden, daß keine unmittelbare Einwirkung des Senders auf den zu untersuchenden Verstärker und das angeschlossene zweite Spannungsmessgerät stattfindet. Zur Kontrolle für die unter Umgehung des Spannungsteilers in die Ausgangskreise gelangte Spannung dient der innerhalb des Senders angebrachte Schalter, der die Ausgangsklemmen des Senders kurz schließt. Bei Kurzschluß der

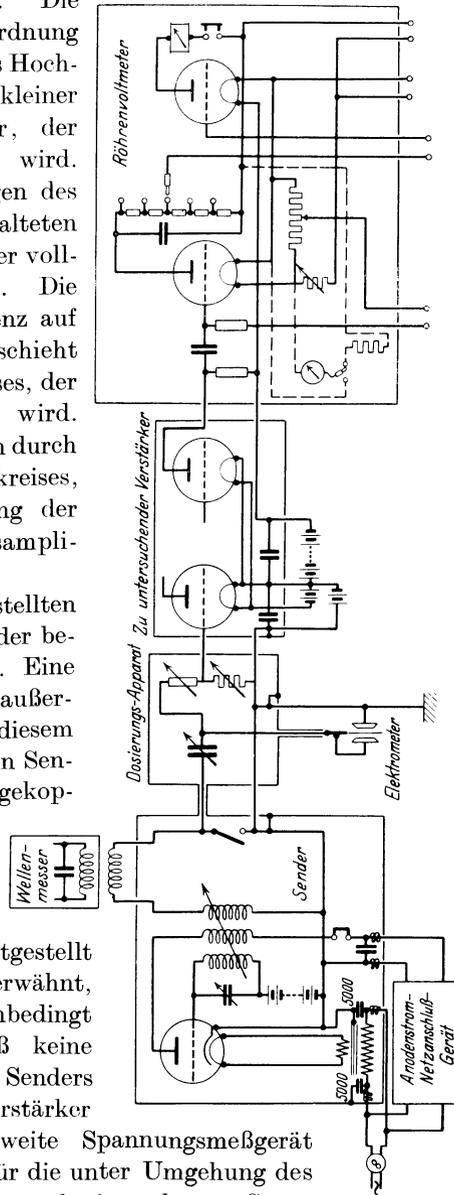


Abb. 134. Hochfrequenzmeßanordnung nach v. Ardenne mit Meßsender, Dosierungsapparat und Röhrenvoltmeter.

Ausgangsklemmen dürfen die Meßgeräte keine Wechselspannungen mehr anzeigen; hierbei ergab sich, daß die zur Wellenmessung außerhalb des Senders vorgesehene Spule bei der unten abgebildeten Aufstellung keine störende Strahlung bewirkte. Störungen waren in der Hauptsache dadurch gegeben, daß die Hochfrequenz durch die Batterie-zuleitungen des Senders bzw. über das Netzanschlußgerät ausgestrahlt wurde. Diese Störungen ließen sich jedoch leicht durch Überbrücken der kritischen Leitungen durch große Blockkondensatoren über 5000 cm Kapazität und durch Einschalten von Hochfrequenzdrosseln beseitigen.

Falls nur die Hochfrequenzverstärkung von Geräten festgestellt werden soll, ist darauf zu achten, daß der Sender nichtmodulierte Hochfrequenz liefert, da bei modulierter Hochfrequenz leicht Fälschungen des Meßresultates durch die Niederfrequenzkomponente auftreten können. Bei dem in der Abb. 134 gezeichneten Sender traten diese Störungen anfangs durch Modulation der Hochfrequenz mit dem 50-Periodenton auf, was durch Abhören mit einem Empfänger leicht festgestellt werden konnte. Durch Verbesserung der Siebkette des Anodenstrom-Netzanschlußgerätes ließ sich dieser Fehler ohne weiteres beseitigen.

Hinter den Sender wird der als Dosierungsapparat bezeichnete Teil der Meßanordnung geschaltet. Dieser enthält in der Hauptsache den schon besprochenen Ohmschen Spannungsteiler zum Abgreifen der Teilspannung für den zu untersuchenden Verstärker. Der Ohmsche Spannungsteiler ist nicht direkt an den Sender angeschlossen worden, sondern liegt, wie schon erwähnt, in einem Abstimmkreis, der veränderlich mit der Anodenkreisspule des Senders gekoppelt ist. Wie früher gezeigt wurde, wird hierdurch verhindert, daß auf kapazitivem oder induktivem Wege nicht mitgemessene Energien vom Generator in die Meßeinrichtung gelangen. Außerdem bietet diese Anordnung den Vorteil, daß sich die dem Spannungsteiler zugeführte Wechselspannungsamplitude in gewissen Grenzen durch Verändern der Ankopplung bzw. durch Verändern der Abstimmung des Zwischenkreises regulieren läßt, ohne daß hierdurch der Hochfrequenzgenerator beeinflusst wird. Wie in dem Abschnitt über Spannungsteiler gezeigt wurde, ergab sich nach eingehenden Untersuchungen als günstigste Anordnung für den Spannungsteiler eine Kombination aus einem auswechselbaren Hochohmwiderstand und vier wahlweise zuschaltbaren, bifilar angeordneten Drahtwiderständen von wenigen Zentimeter Länge.

Bei der Ausführung des Dosierungsapparates kommt es sehr auf möglichst kapazitätsfreie Anordnung an, da besonders durch die Kapazitäten, die parallel zu den Teilwiderständen liegen, die Spannungsteilung frequenzabhängig wird. Es soll hier nur kurz wiederholt werden, daß bei dem in den Spannungsteiler eingebauten Hochohmwiderstand von 1000 und 360 Ohm und den wahlweise benutzbaren Widerständen

von 100, 10, 5,4 und 1,57 Ohm die kapazitiven Nebenschlüsse auch bei der höchsten in Frage kommenden Frequenz von 3000000 Hertz entsprechend einer Wellenlänge von 100 m zu vernachlässigen sind. Wie eine nähere Rechnung zeigt, ergibt sich ein Meßfehler von 1 %, wenn beispielsweise bei einem vorgeschalteten Hochohmwiderstand von 1000 Ohm die hierzu parallelliegende Kapazität 5 cm beträgt. Voraussetzung hierbei ist, daß der Teilwiderstand des Spannungsteilers, an dem die Wechselspannung abgegriffen wird, klein gegenüber dem vorgeschalteten Widerstande von 1000 Ohm ist. Bei richtiger Leitungsführung bereitet es keine Schwierigkeiten, die Parallelkapazität so klein zu halten, daß sie nicht größer als der oben angegebene Wert von 5 cm wird.

Bei der in Abb. 134 dargestellten Anordnung wird nicht der Strom, der im Abstimmkreis fließt, sondern direkt die Spannung an dem Gesamtwiderstand des Spannungsteilers gemessen. Während Parallelkapazitäten zu den Teilwiderständen des Spannungsteilers außerordentlich schädlich sind, haben die durch das eingeschaltete Meßgerät bedingten Kapazitäten parallel zum gesamten Spannungsteiler keinen Einfluß auf die Spannungsteilung. An Stelle des Elektrometers kann man vorteilhaft auch das hinter den zu untersuchenden Verstärker geschaltete Röhrenvoltmeter zur Messung benutzen. Das Elektrometer hat den Nachteil, daß durch Überspannungen, die beim An- und Abschalten auftreten können, der Elektrometerfaden leicht zerstört wird, und für einen neuen Faden erst wieder eine neue Eichkurve aufgenommen werden muß. Nach den obigen Ausführungen sind die erforderlichen Zuführungsleitungen zum Röhrenvoltmeter an dieser Stelle ohne Einfluß. Für diese Art der Messung ist Voraussetzung, daß der Spannungsabfall am Spannungsteiler auch bei längeren Messungen annähernd konstant bleibt und deshalb eine Dauerkontrolle nicht erforderlich ist. Eine Dauerkontrolle ist durch das eingezeichnete Elektrometer möglich; dieses muß jedoch, um irgendwelche Einwirkungen auf den zu untersuchenden Verstärker usw. auszuschließen, dicht neben den Dosierungsapparat angeordnet werden. Außerdem empfiehlt es sich, wie Abb. 40 zeigt, die Zuleitung, die die Wechselspannungen ausstrahlen könnte, in einem Kupferrohr zu führen. Das gleiche gilt für die Verbindung zwischen dem Sender und dem Dosierungsapparat. Diese ist auch so kurz wie möglich und in einem geerdeten Metallrohr zu führen. Die äußere Ansicht des Spannungsteilers mit dem Elektrometer zur Kontrolle zeigt Abb. 40. Zu beachten sind besonders die gekapselten Leitungen oben zwischen dem Sender und dem Spannungsteiler und die Leitung oberhalb des Elektrometers.

Die Ausgangsspannung wird, wie die Gesamtschaltung zeigt, mit dem in einem früheren Abschnitt beschriebenen Röhrenvoltmeter des Verfassers gemessen. Das Röhrenvoltmeter wird an einen Wider-

stand im Anodenkreis der Endröhre des zu messenden Verstärkers angeschlossen. Zur Feststellung der EMK-Verstärkung der Endstufe muß die Messung in der schon mehrfach geschilderten Weise mit zwei verschiedenen Anodenwiderständen geschehen. Der Anodenwiderstand darf nur so hoch gewählt werden, daß bei der kürzesten zu messenden Welle der Nebenschluß durch die parallel liegenden Kapazitäten zu vernachlässigen ist. Da, wie früher erwähnt, die Eingangskapazität des Röhrenvoltmeters einschließlich der Zuleitungen im Höchsthalle etwa 10 cm beträgt, darf der Anodenwiderstand bei einer Welle von 100 m bis zu 1000 Ohm betragen. Bei allen Frequenzen wird dann die Verstärkung mit diesem Wert gemessen; die EMK-Verstärkung wird mit Hilfe nur einer Welle und zwar der höchsten vorkommenden Welle (z. B. von etwa 3000 m) ermittelt. Zu diesem Zweck wird bei dieser Wellenlänge eine Messung mit einem Anodenwiderstand von beispielsweise 5000 Ohm ausgeführt. Auch bei dem genannten Widerstand und der vorgeschlagenen Meßwelle sind die Einflüsse der parallel liegenden schädlichen Kapazitäten zu vernachlässigen. Praktisch geschieht die Messung in der Weise, daß, nachdem die elektromotorische Kraft der letzten Röhre $\frac{\mathcal{E}_g}{D}$ ermittelt worden ist, der Quotient $\frac{\mathcal{E}_g/D}{\mathcal{E}_a}$ bestimmt wird; um die EMK Verstärkung für die übrigen Wellenlängen zu erhalten, sind die mit dem gleichen Anodenwiderstand gemessenen Anodenspannungswerte einfach mit diesem Quotienten zu multiplizieren. Solange der Anodenwiderstand nicht kapazitiv belastet wird, ist dieser Quotient als konstant anzusehen.

Wie am Anfang des Abschnittes erwähnt wurde, ist im allgemeinen bei Hochfrequenzverstärkern die Amplitudenabhängigkeit nicht von Interesse, da die praktisch vorkommenden Wechselspannungsamplituden außerordentlich klein sind. Im Gegensatz hierzu wird man jedoch bei der Messung von Hochfrequenzverstärkern mit sehr viel höheren Spannungsamplituden arbeiten müssen, um diese Spannungen einwandfrei messen zu können. Hierdurch können leicht Übersteuerungen eintreten, die das Meßergebnis fälschen. Um festzustellen, ob eine Übersteuerung der letzten Stufe eines zu messenden Verstärkers stattfindet, kann man entweder ein Milliampereometer zur Anzeige des Gleichrichtereffekts einschalten, oder man kann die Verstärkung bei verschiedenen großen Eingangsspannungen messen. Eine Übersteuerung ist immer dann vorhanden, wenn bei kleineren Eingangsspannungen ein höherer Verstärkungsgrad festgestellt wird. Allerdings ist es auch möglich, wenn mit kleineren Teilwiderständen des Spannungsteilers ein höherer Verstärkungsgrad festgestellt wird, daß der induktive Anteil des Teilwiderstandes nicht mehr zu vernachlässigen ist und der Spannungsabfall an ihm größer wird als es seinem Ohmschen Widerstand

entspricht. Die Klärung der Frage, worauf der höhere Verstärkungsgrad zurückzuführen ist, gelingt leicht durch orientierende Messungen mit verschiedenen Spannungen an den Teilwiderständen.

Die Gesamtansicht der besprochenen Meßanordnung im Laboratorium des Verfassers zeigt Abb. 135. Da die kritischen Teile der Anordnung und auch die Verbindungsleitungen vollständig abgeschirmt sind, können die einzelnen Geräte dicht nebeneinander auf einem Tisch aufgestellt werden. Links befindet sich der Meßsender mit seinem Abstimmkondensator; die drei innerhalb des Senders angeordneten Spulen sind durch eine seitliche, links befindliche Tür zugänglich. Vor dem

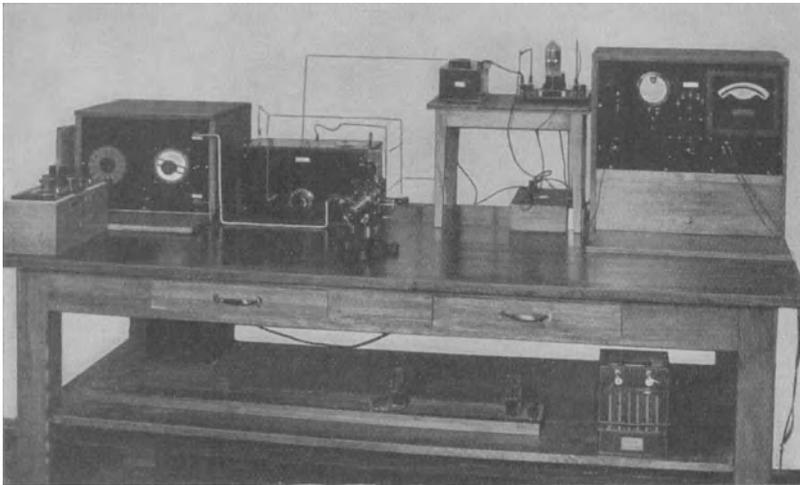


Abb. 135. Ansicht der Hochfrequenzmeßeinrichtung.

Sender befindet sich der Wellenmesser, der mit einer außen befindlichen Spule am Meßsender gekoppelt wird. An den Meßsender schließt sich das schon gezeigte Dosierungsgerät an. Von dem Spannungsteiler geht eine Leitung zum Eingang des zu messenden Verstärkers, der in diesem Falle eine Loewe-Hochfrequenzröhre Type 2 HF ist. Die Zuleitung zu dem zu messenden Verstärker bedingt keine Störungen, da sie nur außerordentlich kleine Wechselspannungen führt. Der zu messende Verstärker befindet sich auf einem kleinen Tisch, um die Leitung zum Gitter des Röhrenvoltmeters möglichst kurz zu halten. — Das Arbeiten mit der Anordnung ist sehr angenehm und schnell, da in der Hauptsache nur das Röhrenvoltmeter abzulesen ist. Wie die Abb. 135 außerdem erkennen läßt, befindet sich unter dem Tisch noch eine geeichte Kopplung, die hier nicht angeschlossen ist und früher als Spannungsteiler vorgesehen war. Wie in dem Abschnitt über Spannungsteiler schon erwähnt wurde,

ergaben sich jedoch mit der geeichten Kopplung keine einwandfreien Meßresultate.

Zum Schluß sollen als Beispiel einige Meßkurven, die mit der beschriebenen Meßanordnung aufgenommen wurden, wiedergegeben werden. Abb. 136 zeigt zwei Kurven für Verstärker mit aperiodischen Koppungsgliedern und zwar wurde hier nach dem oben besprochenen Verfahren die EMK-Verstärkung in Abhängigkeit von der Wellenlänge ermittelt. Untersucht wurden die beiden Mehrfachröhrentypen Loewe

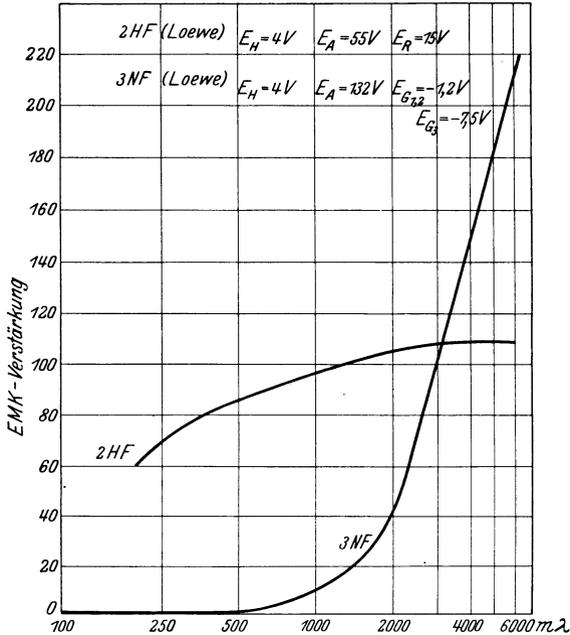


Abb. 136. Verstärkungskurven einer Hoch- und einer Niederfrequenzmehrfachröhre.

2 HF und Loewe 3 NF. Obwohl eigentlich die zuletzt genannte Type nur für die Niederfrequenzverstärkung bestimmt ist, ergibt sie bei höheren Wellen auch eine gute Hochfrequenzverstärkung. Von einer Wellenlänge von etwa 2000 m ab steigt die Kurve dieser Röhre sehr stark an. Ganz anders verläuft die Kurve für die Type 2 HF. Diese Type ergibt auch für Wellen unter 250 m noch eine ausreichende Hochfrequenzverstärkung. Mit zunehmender Welle nimmt die Verstärkungsziffer dann nur wenig zu. — Im Gegensatz hierzu zeigt Abb. 137 die Verstärkungskurve einer abgestimmten Stufe und zwar bei Benutzung einer Schirmgitterröhre. Die prinzipielle Schaltung einer solchen Stufe in der Sperrkreisschaltung zeigt Abb. 138. Hierbei ist besonders darauf zu achten, daß durch das angeschaltete Röhrenvoltmeter und

insbesondere durch den eingeschalteten Ableitwiderstand die Dämpfung des Schwingungskreises nicht vergrößert wird. Die Verstärkungskurve nach Abb. 137 zeigt ein deutlich ausgeprägtes Maximum bei einer

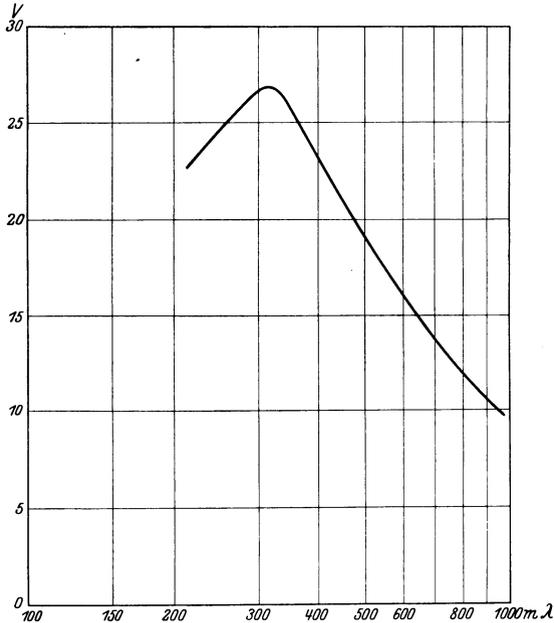


Abb. 137. Kurve einer abgestimmten Stufe mit einer Schirmgitterröhre.

Welle von 300 m; um Mißverständnissen vorzubeugen, soll noch besonders betont werden, daß bei allen Wellen immer auf Resonanz abgestimmt wurde. Der Verlauf dieser Kurve entspricht durchaus den Folgerungen, die man aus den weiter unten aufgeführten Dämpfungskurven ziehen kann.

Bei sehr hohen Hochfrequenzverstärkungsgraden bereitet es Schwierigkeiten, dem zu untersuchenden Verstärker sehr kleine hochfrequente Eingangsspannungen zuzuführen und ihren Betrag genau festzustellen. Bei den gewöhnlich benutzten Spannungsteilern kann man den Meßbereich

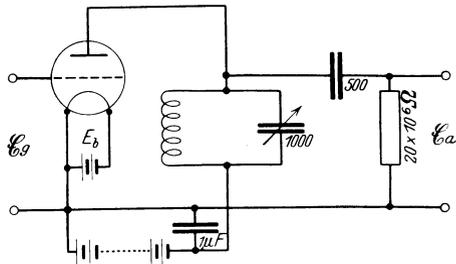


Abb. 138. Hochfrequenzverstärkerstufe in Sperrkreisschaltung.

in dieser Hinsicht dadurch erweitern, daß man hinter den ersten Spannungsteiler einen zweiten schaltet, d. h. mit einer doppelten Spannungsteilung arbeitet. Eine wesentlich andere Methode für diesen

Zweck ist von Albert W. Hull¹ zur Untersuchung mehrstufigen Hochfrequenzverstärkern mit Schirmgitterröhren angegeben worden. An Stelle eines Spannungsteilers wird hier ein sehr kleiner induktiver Widerstand an den Eingang des Verstärkers gelegt. Die fragliche Einrichtung besteht aus einem geraden Kupferstab, der sich in der Achse eines Kupferzylinders befindet und mit diesem verbunden ist. Stab und Zylinder werden unter Zwischenschaltung eines Thermoelementes über eine Spule geschlossen, der induktiv durch eine zweite Spule Hochfrequenz zugeführt wird. Infolge der Selbstinduktion des Stabes besteht zwischen zwei Punkten des Stabes ein Hochfrequenzspannungsabfall, der sich aus der Anzeige des Thermoelementes ergibt, wenn der Wechselstromwiderstand des eingeschalteten Stabteiles bekannt ist. Der Widerstand des Kupferstabes läßt sich jedoch auf einfache Weise rechnerisch ermitteln; die Oberflächenwirkungen spielen bei dem Kupferstab kaum eine Rolle, ebenso sind auch die durch den Kupferzylinder bewirkten Kapazitäten im allgemeinen zu vernachlässigen. Die durch die Zuführungsleitungen hinzukommenden Kapazitäten sind dagegen durch sorgfältige Leitungsführung möglichst klein zu halten. — Mit der beschriebenen Methode war es möglich, bei einem Verstärker mit sechs Schirmgitterröhren eine zweimillionenfache Hochfrequenzverstärkung für eine Welle von 300 m festzustellen.

3. Untersuchung von Empfängern.

Bei praktisch ausgeführten Empfangsapparaten ist es, wie schon ausgeführt, von Wichtigkeit, nicht nur die Wirkungsweise der einzelnen Teile für sich zu untersuchen, sondern auch durch eine Messung die Verstärkungseigenschaften des ganzen Empfängers festzulegen. Besonders für die Prüfung von serienmäßig hergestellten Apparaten, bei der eine eingehende Durchmessung der einzelnen Teile nicht in Frage kommt, ist diese Art der Untersuchung vorzuziehen. Über die Reihenfolge der einzelnen Untersuchungen, die hierbei zweckmäßig sind, machen die Amerikaner R. Smith und George Rodwin² interessante Angaben. Das von den Amerikanern entwickelte Verfahren läuft in der Hauptsache darauf hinaus, mit modulierter Hochfrequenz zu untersuchen, welche Größe diese Hochfrequenz haben muß, um am Ausgang des Niederfrequenzverstärkers eine bestimmte normale Lautstärke zu ergeben. Nach ihrer Ansicht sollte man zunächst eine Kurve zu erhalten suchen, wie sie Abb. 139 zeigt. Diese Kurve setzt eine ganz bestimmte Normallautstärke (d. i. Ausgangsleistung) des

¹ Measurements of high frequency amplification with shielded-grid plotrons, *Physical Review*, Vol. 27, Nr. 4, S. 439, April 1926.

² Notes on radio receiver Measurements, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Vol. 15, Nr. 5, S. 387, 1927.

Empfängers voraus, die beispielsweise in der Form eines Normalausschla-
ges des zur Lautstärkemessung dienenden Instrumentes zum Ausdruck

kommen kann. Unter dieser Be-
dingung gibt die Kurve die Feld-
stärke an, die am Empfangsort bei
verschiedenen Frequenzen (der Hoch-
frequenz) vorhanden sein muß, um
mit dem geprüften Empfänger die
Normallautstärke zu erhalten. Die
als Idealkurve gezeichnete Hori-
zontale kann selbstverständlich einer
beliebigen Feldstärke entsprechen;
da sich die Meßkurve aber augen-

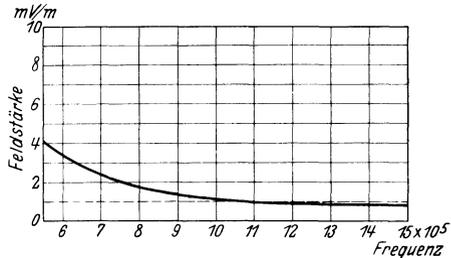


Abb. 139. Empfangsfeldstärke bei konstanter Ausgangsleistung.

scheinlich asymptotisch ebenfalls einer Horizontalen nähert, wird man
die Ideallinie in der Nähe dieses asymptotischen Verlaufes annehmen.
Man kann dann aus dem gezeichneten Diagramm beispielsweise ent-
nehmen, daß die Feldstärke für die größte in Frage kommende Wellen-
länge etwa viermal so groß sein muß wie für die kleinste Wellenlänge,
um dieselbe Lautstärke zu bekommen.

Das Diagramm in Abb. 140 bezieht sich auf die Selektivität der
Empfänger. Ein solches Diagramm kann auf zwei verschiedenen Wegen
erhalten werden. Der erste Weg setzt einen Meßsender voraus, dessen
Ausgangsleistung bei gleichbleibender Frequenz außerordentlich stark
(mehr als 1 : 10) verändert werden kann. Man wird daher besser den
zweiten Weg einschlagen, bei dem ein Meßsender Benutzung findet,
der eine konstante Ausgangsleistung besitzt. In diesem Fall muß die
Lautstärke des Empfängers gemessen und mit der Normallautstärke
verglichen werden. Beispielsweise soll der Meßsender Hochfrequenz
liefern, die zu 50% mit Niederfrequenz von 400 Hertz moduliert ist.
Sender und Empfänger werden zunächst möglichst genau auf die gleichen
Wellenlängen eingestellt. Darauf wird die Einstellung des Senders um
geringe Beträge verändert, während die Einstellung des Empfängers
ungeändert bleibt. Die in Abb. 140 als Darstellungen des Idealfalles
gezeichneten Rechtecke haben eine Frequenzbreite von 10000 Hertz.
Der Kunstgriff, die gezeichnete Kurve mit einer konstanten niedrigen
Modulationsfrequenz aufzunehmen, bietet eine wesentliche Erleichterung
des Meßverfahrens. Man kann nachträglich dem Umstand Rechnung
tragen, daß den einzelnen Seitenbandfrequenzen von 400 Hertz ab-
weichende Niederfrequenzschwingungen entsprechen, und daß diese
Niederfrequenzschwingungen in den zur Niederfrequenzverstärkung
dienenden Stufen des Empfängers nicht ganz gleichmäßig verstärkt
werden.

Es ist an dieser Stelle allerdings darauf hinzuweisen, daß man

zwei verschiedene Selektivitätskurven erhalten kann. Eine Selektivitätskurve erster Art entsteht, wenn bei unveränderter Einstellung des Empfängers auf eine bestimmte Frequenz die Wellenlänge der dem Empfänger zugeführten, nicht modulierten Hochfrequenz geändert wird. Diese Kurve ist maßgebend für die Trennung zweier in der Wellenlänge verschiedener Sender. Sie kann von der Kurve nur unerheblich abweichen, die man bekommt, wenn die Hochfrequenz mit einer bestimmten, möglichst niedrig zu wählenden Niederfrequenz

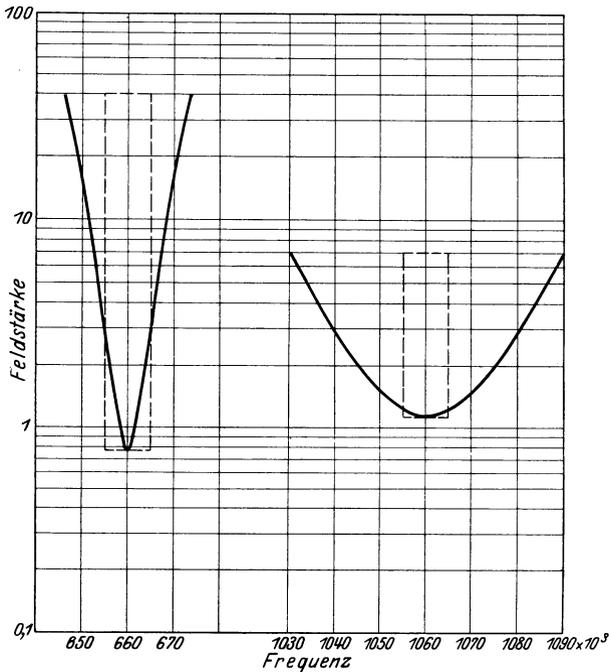


Abb. 140. Selektivitätskurven bei konstanter Ausgangsleistung und unveränderter Empfängereinstellung.

moduliert ist. Eine Selektivitätskurve zweiter Art bekommt man dagegen ebenfalls bei unveränderter Einstellung des Empfängers, wenn die Wellenlänge der zugeführten Hochfrequenz unverändert bleibt und nur die Frequenz der Modulation geändert wird. Eine Selektivitätskurve dieser Art ist maßgebend für die Güte der Tonwiedergabe des Empfängers. Sie weicht von der Selektivitätskurve erster Art nur dadurch ab, daß die verschiedenen Frequenzen im Niederfrequenzteil des Empfängers nicht gleichmäßig verstärkt werden.

Eine ähnliche Methode zur Untersuchung von Empfängern ist von W. Schäffer benutzt worden. Die dem zu messenden Empfänger zugeführte Hochfrequenz wird hierbei einmal mit einer Schwingung von

50 Hertz und außerdem mit einer Schwingung von 5000 Hertz moduliert. Bei genauer Abstimmung der Hochfrequenzkreise auf die ankommende Hochfrequenz wird dann hinter dem Niederfrequenzverstärker die Amplitude der beiden Niederfrequenzschwingungen gemessen. Unter Voraussetzung gleichen Modulationsgrades und unter Voraussetzung einer Frequenzunabhängigkeit des benutzten Niederfrequenzverstärkers kann man dann aus der Amplitude der beiden Modulationsfrequenzen direkt auf die in dem betreffenden Hochfrequenzverstärker stattfindende Seitenbandbeschneidung, d. h. auf die oben erwähnte zweite Art der Selektivitätskurven schließen.

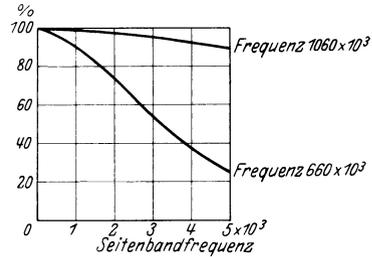


Abb. 141. Lautstärkeverhältnisse für gleiche Feldstärke und verschiedene Seitenbandfrequenzen.

Aus dem Diagramm Abb. 140 läßt sich ein Diagramm gemäß Abb. 141 rechnerisch bzw. graphisch ableiten, wenn vorausgesetzt wird, daß Abb. 140 eine Selektivitätskurve erster Art ist. Als Grundlinien dienen in Abb. 141 die Seitenbandfrequenzen, d. h. die Abweichungen von der Abstimmungsfrequenz. Über ihnen sind als Ordinaten für unveränderte Feldstärke Prozentwerte abgetragen. Diese Prozentwerte geben die Lautstärkenverhältnisse für gleiche Feldstärken an.

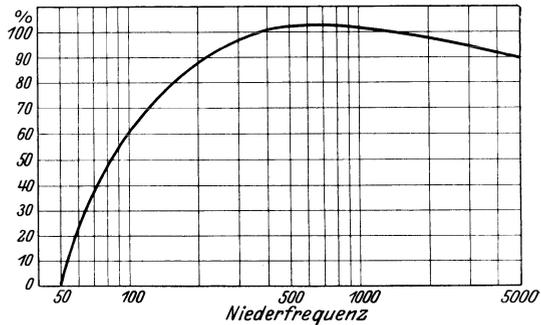


Abb. 142. Niederfrequenzabhängigkeit des ganzen Empfängers.

Eine etwas andere Darstellungsform der gleichen Sachlage zeigt Abb. 142. Bei dieser Kurve ist von einer Aufzeichnung der Niederfrequenzverstärkung in dem betreffenden Empfänger ausgegangen; als Grundlinie dient eine logarithmische Teilung für die Niederfrequenzen, oder was dasselbe ist, für die Seitenbandfrequenzen. Die Ausgangskurve ist dann zunächst in der Weise umgezeichnet, daß an die Stelle der Verstärkungszahlen selbst die Verstärkungsverhältnisse in Prozenten, gemessen an der Verstärkung für die Frequenz 400, gesetzt sind. Diese zweite Kurve ist schließlich abermals unter Berücksichtigung der Kurve in Abb. 140 oder Abb. 141 korrigiert.

Als künstliche Antenne benutzen Smith und Rodwin einen Kreis, der eine Spule von 28 Micro-Henry mit zwei Ohm Widerstand, einen

Kondensator von etwa 350 cm und einen besonderen Widerstand von 23 Ohm umfaßt. Es wird angegeben, daß die Eigenschaften dieses Kreises der einer guten Radioempfangsantenne gleich seien; als Effektivhöhe der Antenne sollen dabei 4 m angenommen werden. Ist dann \mathfrak{I} die Stromstärke in der Spule des Meßsenders, die mit der Spule der künstlichen Antenne gekoppelt wird, ist ferner M die gegenseitige Induktion der beiden Spulen, so ergibt sich für die verwendete Frequenz eine Spannung $2\pi f \cdot M \cdot |\mathfrak{I}|$ an der Spule der künstlichen Antenne. Dieselbe Spannung würde an dieser Stelle entstehen, wenn im Raume eine Feldstärke

$$|\mathfrak{E}_0| = \frac{2\pi f \cdot M \cdot |\mathfrak{I}|}{h} \text{ Volt/m} \quad (41)$$

vorhanden wäre. Hierin ist h die Höhe der Antenne, die, wie bereits gesagt, zu 4 m angenommen werden kann. Somit erhält man die für die einzelnen Diagramme notwendigen Feldstärken aus Meßwerten \mathfrak{I} , den Werten M der geeichten Kopplung, sowie dem gegebenen Wert h . Handelt es sich dagegen um einen Empfänger, der an eine Rahmenantenne angeschlossen ist, so ist die Feldstärke aus der nachstehenden Gleichung zu berechnen:

$$|\mathfrak{E}_0| = 18850 \cdot \frac{n \cdot r^2 \cdot |\mathfrak{I}|}{(a^2 + r^2)^{3/2}} \cdot \cos \alpha \text{ Volt/m.} \quad (42)$$

Hierin bedeutet r den Radius der Kopplungsspule, n ihre Windungszahl, a ihren Abstand von der Rahmenantenne und α den Winkel zwischen beiden. $|\mathfrak{I}|$ ist in beiden Fällen in Ampere einzusetzen, während alle Längen mit Ausnahme der Antennenhöhe in Zentimeter einzusetzen sind.

Eine andere Methode zur Prüfung von Empfängern findet sich in der schon erwähnten Arbeit von E. Klotz¹. Hierbei wird die Ausgangs- und Eingangsspannung direkt gemessen und zwar wird bei dieser Einrichtung dem Empfänger über einen eichbaren Kopplungstransformator modulierte Hochfrequenz zugeführt und

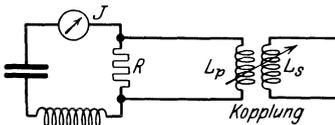


Abb. 143. Ankopplung des Empfängers an den Meßsender.

die an der Ausgangsseite sich ergebende Niederfrequenzspannung mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Eine zur Erzeugung der modulierten Hochfrequenz vorgeschlagene Methode und auch die Konstruktion und Wirkungsweise des benutzten Röhrenvoltmeters sind an anderer Stelle dieses Buches angegeben. Sehr bemerkenswert ist die von Klotz entwickelte eichbare Kopplung, deren schematisches Schaltbild Abb. 143 zeigt. Der Senderschwingungskreis, in dem sich der Strommesser J befindet, ist über einen Widerstand R geschlossen. Mit den

¹ Ein Beitrag zur quantitativen Messung von Empfängern, Telefunkenzeitung, I. c.

Enden dieses Widerstandes ist die Primärspule L_p der geeichten Kopplung verbunden. Der Widerstand R ist so klein gewählt, daß er für alle in Frage kommenden Frequenzen klein gegenüber dem Wechselstromwiderstand von L_p ist. Unter diesen Umständen wird die Wechselspannung an L_p unabhängig von der Frequenz und proportional der Anzeige des Strommessers.

Die Ausführungsform der geeichten Kopplung zeigt Abb. 144, in der die beiden Spulen wie zuvor bezeichnet sind. Die beiden Spulen sind vollständig von einem Blechkasten umgeben und durch ein Drahtnetz voneinander getrennt, das ebenso wie der Blechkasten geerdet ist. Die Sekundärspule tritt bei allerlosester Kopplung in einen Kurzschlußring ein. Durch die angegebene Abschirmung konnte zunächst eine vollständige kapazitive Entkopplung erreicht werden. Andererseits gestatten der gezeichnete Bewegungsmechanismus und der Kurzschlußring, auch eine vollständige magnetische Entkopplung herbeizuführen. Der Bewegungsmechanismus hat außerdem den Vorteil, daß durch ihn der Gang der Kopplung fast dem Drehwinkel proportional ist. Mit dieser Ausführungsform unter sehr verschiedenen Entwürfen gelingt es, das erwünschte Ziel völlig zu verwirklichen, daß nämlich bei der äußersten Stellung der Sekundärspule ein an diese angeschlossener Empfänger höchster Empfindlichkeit keinen Empfang mehr liefert.

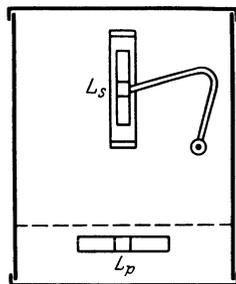


Abb. 144. Geeichte Kopplung nach E. Klotz.

Für die Eichung der Kopplung kann nach Klotz eine „Kurzschlußmethode“ benutzt werden. Die Primärwicklung wird in den Abstimmkreis einer selbsterregenden Röhrenschaltung gelegt. Eine zweite gleichartige, aber mit irgendeiner anderen Spule versehene und im übrigen als Schwingaudion geschaltete Einrichtung wird mit der ersten sehr lose gekoppelt und so eingestellt, daß hinter dem Audion ein bestimmter Überlagerungston zu hören ist. Hierauf wird die Sekundärwicklung kurz geschlossen und durch Änderung der Kapazität im erwähnten Abstimmkreis wieder der gleiche Überlagerungston herbeigeführt. Das Verhältnis der Kapazitäten vor und nach dem Kurzschluß muß dann gleich dem umgekehrten Verhältnis der Selbstinduktion vor und nach dem Kurzschluß sein. Dieses Verhältnis ist aber $1 - \kappa^2$, wo κ den Kopplungsgrad bedeutet.

Günstiger ist ein anderes Meßverfahren zur Ermittlung der Kopplungen, bei der die Messungen der zuvor beschriebenen Art einmal mit der Primärwicklung allein bei ganz entfernter Sekundärwicklung und dann mit der Primärwicklung und der Sekundärwicklung in Serie vorgenommen werden. Es ist wieder das Verhältnis der Kapazitäten gleich

dem umgekehrten Verhältnis der Selbstinduktionen. Aber dies Verhältnis der Selbstinduktionen ist hier $1 + \kappa \cdot \sqrt{\frac{L_{\text{sek}}}{L_{\text{prim}}}}$. Der Bruch unter dem Wurzelzeichen kann natürlich in ähnlicher Weise bestimmt werden.

Die kleinste Kopplung, die mit einem der beiden Verfahren noch genau genug bestimmt werden kann, beträgt etwa 2%. Die Bestim-

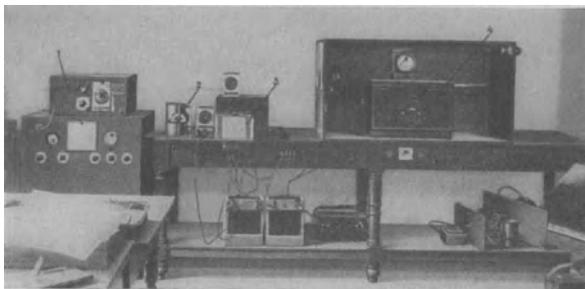


Abb. 145. Ansicht der Empfängermeßeinrichtung.

mung wesentlich kleinerer Kopplungen bis herab zu 10^{-5} bereitet erhebliche Schwierigkeiten. E. Klotz führte die Eichung auf folgendem Wege durch. Er schloß an die Kopplung einen empfindlichen Empfänger an und stellte ihn mit Hilfe des Röhrenvoltmeters auf eine bestimmte

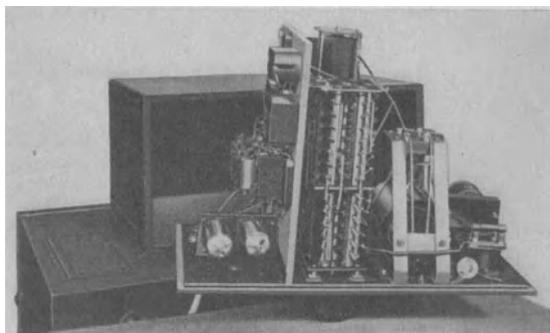


Abb. 146. Innenansicht des Meßsenders.

Lautstärke ein. Darauf wurde die Kopplung verringert und dann der Strom des Meßgenerators so weit erhöht, bis sich wieder die gleiche Lautstärke ergab. Auf diese Weise konnte aus der Änderung des Senderstromes auf die Änderung der Kopplung geschlossen werden. Dies Verfahren ließ sich weiterhin dadurch erweitern, daß Proportionalität zwischen der Kopplungsänderung und der mit dem Röhrenvoltmeter kontrollierten Empfangslautstärke angenommen wurde. — Die äußere

Ansicht der Meßanordnung ist auf Abb. 145 zu erkennen. Links befindet sich der Sender mit dem Zusatz zur Modulation (1), während rechts in dem Kasten der zu untersuchende Empfänger (4) aufgestellt ist. Das mit (3) bezeichnete Gerät ist das schon erwähnte Röhrenvoltmeter zur Lautstärkenmessung. Neben dem Röhrenvoltmeter ist außerdem die Kopplungseinrichtung (2) zu erkennen. Das Innere des Meßsenders zeigt Abb. 146.

Über ein Verfahren zur Untersuchung von Verstärkern, die mehrere Hoch- und Niederfrequenzstufen enthalten, bei dem nicht die Verstärkungsziffer selbst, sondern lediglich ihre Frequenzabhängigkeit festgestellt wird, berichtet Silvan Harris¹. Prinzipiell geschieht die Messung bei dieser Methode in der Weise, daß die von dem Empfänger gelieferte Spannung mit der Spannung verglichen wird, die eine Anordnung von bekannten Verstärkungseigenschaften liefert. Es sei

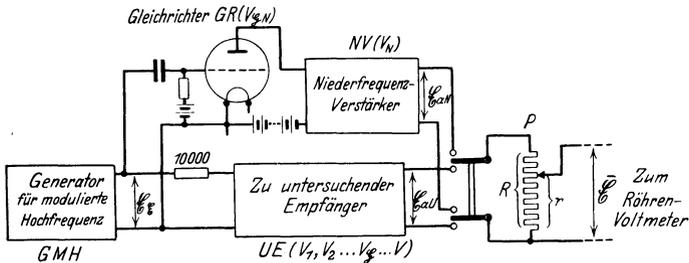


Abb. 147. Vergleichsmeßanordnung für Empfänger.

vorausgeschickt, daß die verwendete Meßmethode den Einfluß verschiedener Belastungen der Endröhre nicht berücksichtigt, sondern stets eine bestimmte Belastung der Endröhre nämlich 20000 Ohm des Potentiometers vorsieht, mit dem das an anderer Stelle dieses Buches beschriebenes Röhrenvoltmeter ausgerüstet ist. Bemerkenswert ist der bei dieser Methode eingeschlagene Weg, um die Aussteuerungsgrenzen des zu untersuchenden Empfängers festzustellen. Hierzu dient die in Abb. 147 gezeichnete Schaltung. Den Eingangsleitungen des zu untersuchenden Empfängers UE wird eine als Gleichrichter wirkende Röhre GR und hinter ihr ein Niederfrequenzverstärker NV parallel geschaltet. Die Ausgangsleitungen des zu untersuchenden Verstärkers und des Niederfrequenzverstärkers können abwechselnd an das Potentiometer des erwähnten Röhrenvoltmeters angeschlossen werden; zur Messung dient zu 100% modulierte Hochfrequenz.

Bei der Bestimmung der Aussteuerungsgrenzen wird die hochfrequente wie auch die niederfrequente Periodenzahl konstant gehalten

¹ Measurements of radio frequency amplification, I. c.

und lediglich die Eingangsspannung verändert. Die Aufzeichnung der Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung oder statt dessen der Ausgangsspannung des zu untersuchenden Verstärkers von der Ausgangsspannung des Niederfrequenzverstärkers muß dann bis zum Übersteuerungspunkt gradlinig verlaufen. Hierbei wird allerdings vorausgesetzt, daß eine Übersteuerung der Gleichrichterröhre und des Niederfrequenzverstärkers erst bei größeren Ausgangsspannungen eintritt als eine Übersteuerung des zu untersuchenden Verstärkers. Diese Bedingung wird immer dann erfüllt sein, wenn die Gleichrichtung in dem zu untersuchenden Verstärker nicht in seiner ersten, sondern erst in einer späteren Röhre stattfindet, so daß die Gleichrichterröhre GR wesentlich kleinere Wechselspannungen bekommt als die Gleichrichterröhre in dem zu untersuchenden Verstärker.

Nach Harris werden die Messungen in der Weise durchgeführt, daß mit Hilfe des bereits mehrfach erwähnten in Abb. 147 mit P bezeichneten Potentiometers stets derselbe Ausschlag des an das Röhrenvoltmeter angeschlossenen Milliampereometers herbeigeführt wird. Bezeichnet \mathfrak{G} die diesem Ausschlag des Amperemeters entsprechende Wechselspannung am Gitter der Röhre des Röhrenvoltmeters, ist ferner R der Gesamtwiderstand des Potentiometers und werden die eingestellten Abschnitte des Potentiometers mit r bezeichnet, so hat man für die am Potentiometer auftretende Ausgangsspannung des Niederfrequenzverstärkers

$$\mathfrak{G}_{aN} = \mathfrak{G} \cdot \frac{R}{r_N} = \mathfrak{G}_e^2 \cdot V_{GN} \cdot V_N, \quad (43)$$

worin \mathfrak{G}_e die Eingangsspannung und V_{GN} bzw. V_N die Spannungsverstärkung in der Gleichrichterröhre GR bzw. im Niederfrequenzverstärker bedeuten. Ebenso hat man, sobald die Wechselspannung am Potentiometer über den zu untersuchenden Verstärker bewirkt wird,

$$\mathfrak{G}_{aU} = \mathfrak{G} \cdot \frac{R}{r_U} = (\mathfrak{G}_e \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot V_3 \dots)^2 \cdot V_G \cdot V. \quad (44)$$

Hierin sind V_1, V_2, V_3 usw. die Spannungsverstärkungen der einzelnen Hochfrequenzstufen des zu untersuchenden Verstärkers und V_G bzw. V die Spannungsverstärkungen seiner Gleichrichterröhre bzw. der in ihm enthaltenen Niederfrequenzstufen. Hierbei wird vorausgesetzt, daß der benutzte Gleichrichter ein quadratisches Empfindlichkeitsgesetz besitzt, so daß man in der obigen Formel einfach die Quadrate der Hochfrequenzverstärkungen der einzelnen Stufen vor dem Gleichrichter einsetzen kann. Nach den vorstehenden Gleichungen besteht zwischen \mathfrak{G}_{aU} und \mathfrak{G}_{aN} die besagte lineare Beziehung, solange keine Übersteuerung des zu untersuchenden Verstärkers stattfindet. Somit ergibt sich die höchste zulässige Ausgangsspannung des zu untersuchenden Verstärkers, indem man die vorstehende Messung, wie bereits gesagt,

mit zunehmenden Eingangsspannungen durchführt und dann das Verhältnis r_U/r_N über der Eingangsspannung oder über r_N aufträgt. Der Punkt, in dem diese Linie von einer Horizontalen abzuweichen beginnt, bezeichnet die Spannungsgrenze, an der die Übersteuerung einsetzt.

Wenn es sich um Aufnahme von Verstärkungskurven handelt, d. h. um Messungen von Verstärkungen unter Änderung der Wellenlänge der Hochfrequenz oder aber der Periodenzahl der Niederfrequenz, so bedient sich Harris derselben oben angegebenen Einrichtungen. Die Eingangsspannung wird im Verlauf der Messungen so geregelt, daß bei Anschaltung der Gleichrichterröhre GR und des Niederfrequenzverstärkers an das Potentiometer des Röhrenvoltmeters sich stets bei der gleichen Potentiometerstellung auch der gleiche Ausschlag des an das Röhrenvoltmeters angeschlossenen Milliampereometers ergibt. Auf diese Weise soll die Eingangsspannung konstant gehalten werden; es ist indessen sehr fraglich, ob dieser Zweck auf jene Weise wirklich erreicht werden kann, weil meist sowohl die Gleichrichterröhre wie auch die Niederfrequenzverstärker nicht völlig frequenzunabhängig arbeiten. Da außerdem die Eingangsspannung nicht wirklich gemessen wird, sondern nur die über die Gleichrichterröhre und den Niederfrequenzverstärker erhaltene Einstellung r_N als Maßstab untergelegt ist, so werden auch nur relative Werte erhalten. Bezeichnet wieder r_U eine Einstellung des Potentiometers bei demselben immer einzustellenden Ausschlag des Milliampereometers für den Fall der Anschaltung des zu untersuchenden Verstärkers, so bestehen also die Ergebnisse einer Meßreihe nach Harris in verschiedenen Verhältniszahlen r_N/r_U für die einzelnen berücksichtigten Frequenzen. Eine derart gewonnene Verstärkungskurve zeigt Abb. 148 für den Hochfrequenzbereich von 230 bis 500 m.

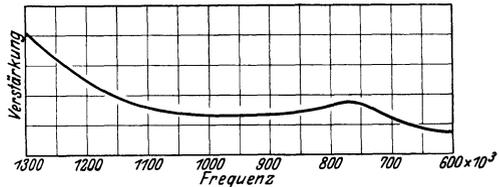


Abb. 148. Verstärkungskurve.

Weiterhin schlägt Harris vor, die Verstärkung der einzelnen Stufen des zu untersuchenden Verstärkers dadurch festzustellen, daß nacheinander die einzelnen Stufen, mit der ersten beginnend, bei der Messung fortgelassen werden. Man hat dann nämlich für den ganzen Verstärker die oben angeführte Gleichung

$$\mathcal{G}a_U = \mathcal{G} \cdot \frac{R}{r_U} = (\mathcal{G}_e \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot V_3 \dots)^2 \cdot V_G \cdot V, \quad (44)$$

ferner bei Fortlassung der ersten Stufe

$$\mathcal{G}a_U = \mathcal{G} \cdot \frac{R}{r_U} = (\mathcal{G}_e \cdot V_2 \cdot V_3 \dots)^2 \cdot V_G \cdot V, \quad (44a)$$

weiterhin bei Fortlassung auch der zweiten Stufe

$$\mathcal{G}_{aV} = \mathcal{G} \cdot \frac{R}{r_v} = (\mathcal{G}_e \cdot V_3 \dots)^2 \cdot V_G \cdot V \text{ usw.} \quad (44b)$$

Führt man diesen Gleichungen entsprechende Messungen durch, so kann man offensichtlich durch Division der Ergebnisse die einzelnen Werte von V_1 , V_2 , V_3 usw. für die verschiedenen bei der Messung zur Verwendung gelangten Frequenzen ziemlich genau bestimmen.

In diesem Zusammenhange soll noch erwähnt werden, daß es oft von Wichtigkeit ist festzustellen, ein wie großer Teil der Hochfrequenz bei Empfängern nicht gleichgerichtet, sondern im Niederfrequenzverstärker mitverstärkt wird. In den Fällen, wo eine solche unvollkommene Gleichrichtung im Empfänger vorhanden ist, hat die hinter dem Niederfrequenzverstärker auftretende Hochfrequenz meist eine Selbsterregung zur Folge, wenn diese Hochfrequenz auf irgendeine Weise auf die Eingangsseite zurückwirken kann. Für die Untersuchung derartiger Empfänger ist es wichtig, die Hoch- und Niederfrequenz zu trennen und die Amplituden der beiden Komponenten zu bestimmen. Umgekehrt ist diese Trennung auch erforderlich, um bei Hochfrequenzverstärkern festzustellen, in welchem Maße hier eine unerwünschte Gleichrichtung stattfindet, und ob neben der Hochfrequenz auch schon Niederfrequenz verstärkt wird. Für diese Zwecke benutzt man die als elektrische Weiche bekannte Anordnung zur Trennung der Hoch- und Niederfrequenz. Diese Einrichtung, die aus zwei entsprechend dimensionierten Siebketten besteht, ist von K. W. Wagner¹ eingehend untersucht worden. Auf die Dimensionierung der einzelnen Teile soll deshalb an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden.

4. Messung der Rückkopplungswirkung.

Bei der Untersuchung von Empfängern ist es von besonderem theoretischen Interesse neben der Gesamtwirkung auch den Anteil, den die einzelnen Verstärkungsgruppen an dieser haben, zu erfassen. Während die Messung der Hoch- und Niederfrequenzverstärkung und auch die Feststellung des Gleichrichterwirkungsgrades (vgl. weiter unten) für sich leicht möglich ist, bereitet es Schwierigkeiten, den Einfluß einer eventuell in dem Empfänger vorhandenen Rückkopplung zu ermitteln². Ein interessantes Verfahren, das die Rückkopplung in einem Empfänger zu erfassen gestattet, zeigt Abb. 149. Bei diesem von Friis und Jensen³ angegebenen Verfahren wird ein Rahmen L benutzt, der

¹ Kettenleiter und Wellensiebe, ENT Bd. 5, Heft 1, S. 1, 1928.

² Vgl. hierzu auch den Abschnitt über Dämpfungsmessungen.

³ High frequency amplifiers, l. c.

über einen veränderlichen Widerstand R und einen Drehkondensator C geschlossen wird. Mit dem Rahmen werden einerseits der zu untersuchende Empfänger und andererseits ein Röhrenvoltmeter verbunden. Der Widerstand R und die Röhren des Empfängers mögen zunächst ausgeschaltet sein. Führt man nun dem Rahmen durch Induktion Hochfrequenz zu, so kann er mit Hilfe des Röhrenvoltmeters auf die Wellenlänge der Hochfrequenz abgestimmt werden. Das Instrument des Röhrenvoltmeters gibt dann einen bestimmten größten Ausschlag, der einer Wechselspannung \mathcal{E} entspreche. Schaltet

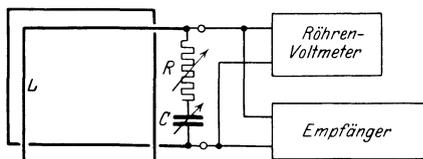


Abb. 149. Rückkopplungsmeßeinrichtung.

man jetzt die Röhren des Empfängers ein, so bekommt man durch Rückkopplungswirkung eine Entdämpfung des Rahmenkreises, die zur Folge hat, daß man bei Nachstimmung des Rahmenkreises mit dem Röhrenvoltmeter eine Spannung mißt, die größer als \mathcal{E} ist. Durch Einstellen des Widerstandes R und abermaliges Nachstimmen mit dem Drehkondensator ist weiterhin zu erreichen, daß das Röhrenvoltmeter wieder die Spannung \mathcal{E} anzeigt. Ist der eingeschaltete Widerstandsbetrag von R in diesem Fall r , so ist r die Entdämpfung des Rahmenkreises durch die Rückkopplungswirkung des Empfängers. Bezeichnet r' den Widerstand im Rahmenkreise bei dessen Abstimmung und bei fehlendem Widerstande R , so beträgt der durch die Rückkopplung bewirkte Verstärkungsfaktor:

$$V_r = \frac{r'}{r' - r}. \quad (45)$$

Hierbei wird von der meist zutreffenden Annahme Gebrauch gemacht:

$$r^2 < \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2.$$

Nach Angabe von Friis und Jensen wird die Messung durch den Parallelanschluß des Röhrenvoltmeters nicht beeinflusst, was in der Weise kontrolliert werden kann, daß statt eines Röhrenvoltmeters gleichzeitig zwei parallel angeschlossen werden. Der Widerstand r' des Rahmenkreises ist zu ermitteln, indem man das Röhrenvoltmeter allein an den Rahmenkreis anschließt und den Widerstand R verändert. Friis und Jensen weisen darauf hin, daß man in ähnlicher Weise die Rückkopplungswirkung in jeder einzelnen Stufe eines Hochfrequenzverstärkers zu untersuchen vermag. Man wird das natürlich in der Weise auszuführen haben, daß man zunächst die letzte Stufe untersucht, dann die beiden letzten, darauf die drei letzten und so fort.

D. Messungen verwandter Art.

1. Messung von Empfangsfeldstärken.

Eine große Zahl der oben beschriebenen Anordnungen zur Messung von Verstärkungsgraden läßt sich ohne Weiteres auch für einige andere in der Funktechnik häufig vorkommende Messungen anwenden. An einigen Beispielen soll gezeigt werden, welche Meßmethoden hier zur Anwendung gelangen können. Zunächst soll auf die Messung von Empfangsfeldstärken näher eingegangen werden. Bei der Messung von Empfangsfeldstärken handelt es sich oft weniger darum, im Laboratorium die Feldstärken einiger Sender festzustellen, sondern es interessiert vielmehr die durch einen bestimmten Sender an den verschiedensten Punkten erzeugte Feldstärke. Die hierher gehörenden Anordnungen sind deshalb möglichst so auszuführen, daß sie überall leicht mitgenommen und aufgestellt werden können. Außerdem sind Methoden zu entwickeln, mit denen die Messungen auch von theoretisch nicht vorgebildeten Hilfskräften ausgeführt werden können.

Ein einfaches Vergleichsverfahren zur Messung ungedämpfter Hochfrequenzfelder geben L. W. Austin und E. B. Judson¹ an. Die mit Hilfe einer Antenne im Hochfrequenzfeld entnommene Wechselspannung wird einem Schwingaudion zugeführt, das so eingestellt ist, daß sich ein Überlagerungsstrom mit der Frequenz 1000 ergibt; dieser wird dann in einem angeschlossenen Telephon abgehört. Durch einen Umschalter kann das Telephon andererseits an einen einfachen Tonfrequenzgenerator angeschlossen werden, der ebenfalls Schwingungen der Frequenz 1000 erzeugt und mit Einrichtungen ver-

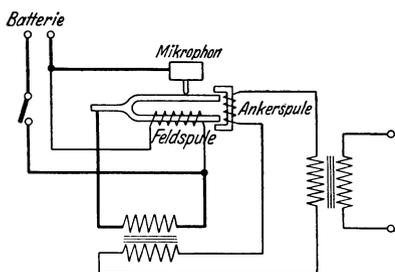


Abb. 150. Stimmgabel-Generator der General Radio Company.

sehen ist, um den Wechselstrom durch das Telephon zu ändern und zu messen. Der Tonfrequenzgenerator wird so eingestellt, daß das Telephon bei der Verbindung mit dem Tonfrequenzgenerator ebenso laut wie bei der Verbindung mit dem Schwingaudion ist. Das Schwingaudion muß zusammen mit der verwendeten Antenne für die in Frage kommenden Wellenlängen geeicht werden;

dies geschieht mit Hilfe eines Hochfrequenzoszillators, mit dem der Antenne eine meßbare Hochfrequenzenergie aufgedrückt werden kann.

¹ A method of measuring radio field intensities and atmospheric disturbances, Proceedings of the Institute of Radio Engineers Vol. 12, Nr. 5, S. 521, Oktober 1924.

Abb. 150 zeigt den zu den Messungen benutzten Stimmgabel-Tonfrequenzgenerator der General Radio Company, der imstande sein soll, an einen Nutzwiderstand von 100 Ohm 15 Milliampere Strom zu liefern. Im übrigen soll sich dieser Tonfrequenzgenerator dadurch auszeichnen, daß sein Wechselstrom ziemlich überschwingungsfrei ist, und daß sich an ihm keine Rückwirkungserscheinungen bemerkbar machen. Er besitzt aber den Nachteil, daß er außerhalb des Meßraumes angeordnet werden muß, da man sonst das Tönen der Stimmgabel hört.

Die Verbindungen zwischen dem Tonfrequenzgenerator und dem Telephonumschalter sind in Abb. 151 wiedergegeben. Der Wechselstrom

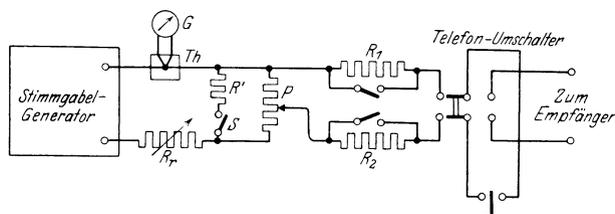


Abb. 151. Spannungsteiler mit Umschalter.

des Tonfrequenzgenerators fließt zunächst über einen Regulierwiderstand R_r , dann über ein Potentiometer P von insgesamt 100 Ohm und schließlich über ein Thermoelement mit Millivoltmeter, das zur Messung der Stromstärke dient. An das Potentiometer schließen sich die beiden eventuell kurzschließbaren Widerstände R_1 und R_2 von je 100 000 Ohm und an diese der erwähnte Umschalter an. Durch die beiden hohen Widerstände soll bewirkt werden, daß

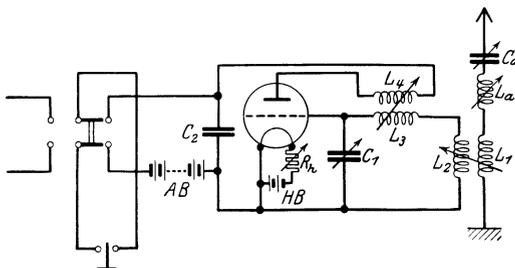


Abb. 152. Schwingaudion mit Umschalter.

Änderungen des Wechselstromwiderstandes des Telephons ohne Einfluß auf die Messung bleiben. Dieser Zweck dürfte indessen insofern nicht erreicht werden, als die Lautstärke des Telephons nicht allein von der das Telefon durchfließenden Wechselstromstärke abhängig ist, sondern auch vom Wirkungsgrad des Telephons, der wieder mit seinem Wechselstromwiderstand zusammenhängt.

Das Schwingaudion und seine Kopplung mit der Antenne, sowie andererseits seine Verbindung mit dem Telephonumschalter ist in Abb. 152 gezeichnet. Der Kondensator C_2 hat etwa 2000 cm Kapazität.

Abb. 153 zeigt schließlich den kleinen zur Eichung der ganzen Ein-

richtung verwendeten Hochfrequenzoszillator, der vollständig in einen Blechkasten eingeschlossen ist. Mit einem Thermoelement T_h und zugehörigem Galvanometer G wird der Hochfrequenzstrom gemessen, der über den Widerstand R_o von 1 Ohm fließt. Die an diesem Widerstand auftretende Wechselspannung wird den Enden einer Antennenspule zugeführt.

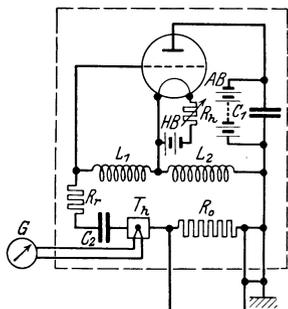


Abb. 153. Hochfrequenzoszillator zur Eichung.

Aus den einzelnen Meßresultaten ergibt sich die vorhandene Hochfrequenzfeldstärke mit Hilfe nachstehender Rechnungen. Die der Antenne durch den Hilfsoszillator zugeführte Energie beträgt in Watt

$$N = \frac{(\Im \cdot R_o)^2}{2 R_a} \text{ (Watt)}. \quad (46)$$

Hierin bedeuten: R_o den Widerstand im Oszillator (1 Ohm), \Im den gemessenen Hochfrequenzstrom in diesem Widerstand und R_a den gesamten Widerstand der Antenne einschließlich ihres Strahlungswiderstandes und des Widerstandes ihrer Spulen für den Fall der Abstimmung auf die Empfangswellenlänge. Dieser Widerstand ist nach einem der hierfür bekannten Verfahren zu ermitteln. Es mögen nun weiterhin R_p den am Potentiometer eingestellten Widerstand, \Im_p den Wechselstrom durch das Potentiometer und R_t den Wechselstromwiderstand des Telephons bezeichnen. Dann ist der Telephonstrom

$$\Im_t = \frac{\Im_p \cdot R_p}{R_1 + R_2 + R_t} \text{ (Ampere)}. \quad (47)$$

Es wird vorausgesetzt, daß das Telephon, wie oben gesagt, bei der Verbindung mit dem Tonfrequenzgenerator ebenso stark tönt wie bei der Verbindung mit dem Schwingaudion, sobald der mit diesem gekoppelten Antenne vom Hilfsoszillator Energie zugeführt wird. Nach Austin und Judson ist dann der Telephonstrom dem Quadrat der Antennenenergie in Watt proportional. Somit kann man schreiben

$$K = \frac{\sqrt{2N}}{\Im_t}, \quad (48)$$

wo K die Empfindlichkeitskonstante der ganzen Anordnung ist.

Ist \mathfrak{E}_a die Wechselspannung an der Antenne, ist ferner \mathfrak{E}_o die Hochfrequenzfeldstärke und h_E ihre wirksame Höhe (in Metern), so hat man

$$N = \frac{\mathfrak{E}_a^2}{2 R_a}, \quad \text{ferner} \quad \mathfrak{E}_o = \frac{\mathfrak{E}_a}{h_E}.$$

Hieraus ergibt sich

$$\mathfrak{E}_o = \frac{K \cdot \Im_t \cdot \sqrt{R_a}}{h_E}. \quad (49)$$

Der Widerstand R_a der Antenne wird bestimmt, indem man diese

mit Hilfe eines Oszillators erregt und mit einem Thermoelement und Galvanometer den Antennenstrom mißt und dann diese Messung wiederholt, nachdem ein bekannter, am besten rein Ohmscher Widerstand in die Antenne eingefügt ist.

Die Ermittlung der wirksamen Antennenhöhe h_E erfolgt unter Benutzung eines Hilfssenders und einer Hilfsantenne, die wenigstens in etwa einer Wellenlänge Entfernung aufgestellt sein sollen. Bedeuten \mathfrak{I}_H den Antennenstrom der Hilfsantenne und h_H ihre wirksame Höhe, ferner \mathfrak{I}_E den Antennenstrom in der empfangenden Antenne und schließlich d die Entfernung in Metern, so ist h_E zu berechnen aus

$$h_E = \frac{\mathfrak{I}_E \cdot \lambda \cdot d \cdot R_A}{120 \cdot \pi \cdot |\mathfrak{I}_H| \cdot h_H} \quad (50)$$

In dieser Gleichung muß h_H auch noch bestimmt werden. Hierzu empfängt man den Sender der Hilfsantenne außer mit der Antenne am Meßorte noch mit einer Rahmenantenne. Man bekommt

$$h_H = \frac{|\mathfrak{I}_R| \cdot \lambda^2 \cdot d \cdot R_R}{240 \cdot \pi^2 \cdot |\mathfrak{I}_H| \cdot n_R \cdot h_R \cdot b_R} \quad (51)$$

Hierin sind d der Abstand zwischen der Hilfsantenne und dem Rahmen in Metern, \mathfrak{I}_R der Wechselstrom im Rahmen und R_R der Widerstand des Rahmens. n_R , h_R und b_R bedeuten die Windungszahl, die Höhe und Breite des Rahmens, in Metern gemessen.

Im Gegensatz zu der vorher beschriebenen Einrichtung beschreibt S. Klimke in seinem schon erwähnten Aufsatz¹ eine Anordnung zur Feldstärkenmessung, bei der direkt die Feldstärke bestimmt wird.

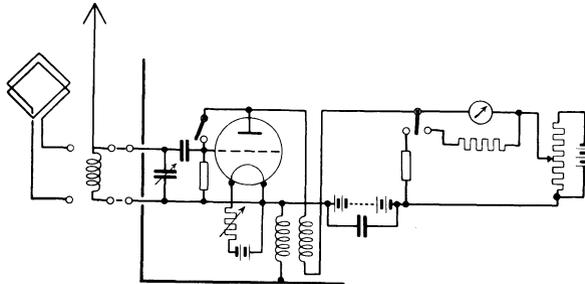


Abb. 154. Röhrenvoltmeter mit Rückkopplung für Feldstärkemessungen.

Die tragbare Meßeinrichtung besteht im wesentlichen aus einem tragbaren Röhrenvoltmeter, das entsprechend Abb. 154 mit einer schwachen Rückkopplung und mit Kompensation versehen ist. Die verwendete Röhre besitzt einen kleinen Durchgriff, um auf diese Weise Schwankungen der Anodenspannung unwirksam zu machen. Naturgemäß ist die Einrichtung nur zur Messung des Feldes in der Nähe

¹ Die Störung des elektromagnetischen Feldes eines Senders durch Gebäude und ähnliches, ENT Bd. 4. H. 11, S. 458, 1927.

eines Senders geeignet; die untere Grenze für die Feldstärke beträgt etwa 8 mV/m.

Für elektrische Feldstärkemessungen wurde das Röhrenvoltmeter mit einer kleinen 1,5 m hohen Antenne verbunden. Die Antenne besitzt an ihrer Spitze einen Drahtschirm und in ihrer Mitte eine brezel-förmig gewickelte Spule; der starke Kupferblechbeschlag des Röhrenvoltmeters dient als Gegengewicht. Für Messungen der magnetischen Feldstärke wurde dagegen eine Rahmenantenne zur Anwendung gebracht. Klimke weist darauf hin, daß diese Rahmenantenne stets auch als gewöhnliche Antenne wirkt, also vom elektrischen außer vom elektromagnetischen Feld beeinflußt wird. Die Wirkung der Rahmenantenne als Antenne ergibt sich durch die Erdkapazität des an die Rahmenantenne angeschlossenen Röhrenvoltmeters.

Die Messungen von Klimke haben ergeben, daß in der Nähe von Gebäuden wie auch in der Nähe von eisernen Masten eine ganz erhebliche Schwächung des elektrischen Feldes eintritt. Nach dem Erdgeschoß eines Gebäudes nimmt im Innern desselben die elektrische Feldstärke allgemein auf etwa 10—20% der Außenfeldstärke ab. Die magnetische Feldstärke wird dagegen nur durch Eisenmassen beeinflußt und bleibt auch im Innern der Gebäude in der Hauptsache ungeändert, sofern das Gebäude nicht irgendwelche Leiterschleifen in sich birgt, die je nach den Umständen sowohl eine Verkleinerung wie auch eine Vergrößerung der magnetischen Feldstärke zur Folge haben können.

Eine weitere interessante Meßanordnung für elektrische Feldstärken beschreibt G. Anders in seiner Arbeit¹.

Wenn es sich um die Messung großer Feldstärken handelt, wie sie in unmittelbarer Nähe eines Senders auftreten, so ver-

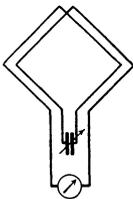


Abb. 155. Messung großer Feldstärken mit dem Thermoelement.

wendet man nach Anders am besten gemäß Abb. 155 einen Rahmen, der durch einen Drehkondensator zu einem Schwingungskreis ergänzt wird. Aus der Stromstärke \mathfrak{J} , die von dem Sender in diesem Schwingungskreis hervorgerufen wird und die am bequemsten mit Hilfe eines Thermoelementes und eines Galvanometers zu messen ist, ergibt sich die Feldstärke unter Benutzung der nachstehenden Formel:

$$\mathfrak{E}_o = \frac{\mathfrak{J} \cdot R \cdot \lambda}{2\pi \cdot F \cdot n} \text{ Volt/m.} \quad (52)$$

Hierin bedeuten F die Fläche des benutzten Rahmens in m^2 , n die Windungszahl des Rahmens und R seinen Ohmschen Widerstand, ferner λ die Wellenlänge in Metern und schließlich \mathfrak{J} die Stromstärke des

¹ Geräte zur Messung von Empfangsfeldstärken in der drahtlosen Telegraphie und Telephonie, Zeitschr. f. Techn. Physik Bd. 8, Nr. 11, S. 64, 1927.

Schwingungskreises in Ampere. Natürlich gilt die Formel nur unter der Voraussetzung, daß die Rahmenfläche zu den magnetischen Feldlinien senkrecht ist und daß der Rahmen keine „Antennenwirkung“ ausübt. Diese Wirkung des Rahmens als Antenne kann vermieden werden, wenn gemäß Abb. 155 sämtliche Elemente des Schwingungskreises völlig symmetrisch geschaltet werden. Diese einfache Feldstärkemessung ist indessen nur für sehr große Feldstärken, d. h. solche von über 30 mV/m zu verwenden.

Setzt man an Stelle der Messung der Stromstärke bei dem zuvor beschriebenen Verfahren zur Feststellung von Empfangsfeldstärken eine Messung der Spannung am Rahmen oder am Drehkondensator und verwendet man für diesen Zweck ein empfindliches Röhrenvoltmeter, so ist eine derartige Apparatur, die in Abb. 156 dargestellt ist, nach Anders für Feldstärken bis herab zu 3 mV/m verwendbar. Bei dem verwendeten Röhrenvoltmeter

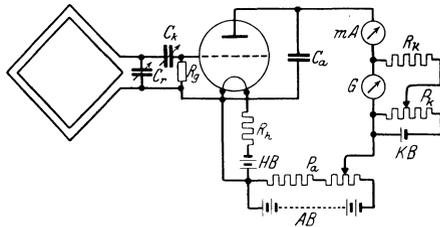


Abb. 156. Feldstärkemeßeinrichtung mit Röhrenvoltmeter.

wird eine bestimmte Arbeitsweise der Röhre auf die Art sichergestellt, daß man mit Hilfe des der Anodenbatterie AB parallel geschalteten Potentiometers P_a eine an einem Voltmeter abzulesende bestimmte Anodenspannung einstellt und darauf mit Hilfe des Heizwiderstandes R_h den Heizstrom der Röhre so einregelt, daß ein bestimmter am Milliampereometer mA zu erkennender Anodenruhestrom sich ergibt. Die Röhre besitzt Audiongleichrichtung (C_k , R_g); der Anodenkreis ist hier kapazitiv durch den Kondensator C_a kurzgeschlossen. Die Änderungen des Anodenruhestromes werden mittels des Galvanometers G in einer Kompensationsschaltung gemessen, die die Kompensationsbatterie KB , das Potentiometer P_k und den Widerstand R_k umfaßt. Das Potentiometer muß so eingestellt sein, daß das Galvanometer auf Null weist, solange am Gitter der Röhre keine Wechselfspannungen liegen.

Die Eichung der Einrichtung nach Abb. 156 geschieht am besten mit Hilfe eines zweiten, dem ersten gleichen Rahmens, der in einigen Metern Entfernung aufgestellt und dem ein mittels Thermoelementes gemessener Hochfrequenzstrom zugeführt wird. Dabei muß darauf geachtet werden, daß die beiden Rahmen nur induktiv gekoppelt sind. Dies erkennt man, indem man den Senderahmen kurzschließt und den Empfängerrahmen umpolt. Es ist klar, daß auf dem beschriebenen Wege die Meßanordnung Abb. 156 unmittelbar nach Feldstärken, d. h. in Millivolt pro Meter zu eichen ist.

Wenn noch geringere Feldstärken zu messen sind, die zwischen $3 \mu \text{ V/m}$ und 3 m V/m liegen mögen, wie sie bei großen Entfernungen vom Sender (mehrere hundert Kilometer) auftreten mögen, so ist es notwendig, die vom Rahmen aufgenommene Hochfrequenz einem Verstärker zuzuführen; der hinter dem Verstärker auftretende Hochfrequenzstrom oder die durch ihn hervorgerufene Spannung ist dann mit dem Strom bzw. der Spannung zu vergleichen, die man hinter dem Verstärker erhält, wenn ihm eine bekannte Eingangsspannung zugeführt wird. Eine derartige von Anders angegebene Einrichtung zeigt Abb. 157.

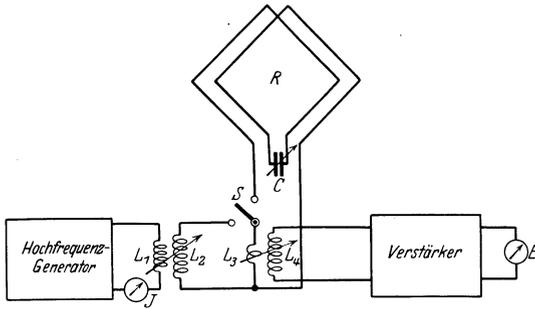


Abb. 157. Vergleichsmeßeinrichtung für kleine Feldstärken.

Hier bildet bei der oberen Stellung des Schalters S der Rahmen R mit dem Drehkondensator C und der aus wenigen Windungen bestehenden Spule L_3 den Empfangsschwingungskreis, der durch die Spule L_4 unveränderlich mit dem Verstärker gekoppelt ist. An diesen ist das Einfadenelektrometer E angeschlossen. Zur Eichung des Verstärkers und Elektrometers dient ein Hochfrequenzgenerator mit einem abgestimmten Kreis, in dem sich die Spule L_1 und das Strommeßinstrument J befinden, das wieder ein Thermoelement sein mag. Die Spule L_1 ist veränderlich mit der Spule L_2 gekoppelt, die bei der unteren Stellung des Schalters S an die Spule L_3 angeschlossen ist. Anders faßt die Kopplung zwischen L_1 und L_2 als einen veränderlichen Stromwandler auf und nimmt an, daß jeder Kopplungseinstellung unabhängig von der Frequenz und den etwaigen Widerstandsänderungen des Spulenkreises ein bestimmtes Stromübersetzungsverhältnis entspricht. Demnach ist die Kopplung zwischen L_1 und L_2 mit zwei geeichten Hochfrequenzstrom-Meßinstrumenten zu eichen. Vorausgesetzt, daß die Anwendung des Stromwandlerprinzips hier zulässig ist, kann die Kopplung L_1 , L_2 bequem für ein Stromübersetzungsverhältnis $1 : 1000$ geeicht werden und dieses Stromübersetzungsverhältnis dann auch für den Fall Anwendung finden, daß der Strom in der Spule L_1 sehr klein ist. Verwendet man für das Instrument J einen Baretter, so sind noch Stromstärken von 10^{-4} Ampere in der Spule L_1 meßbar und folglich Stromstärken von 10^{-7} Ampere in der Spule L_3 . Hiernach erlaubt die Einrichtung noch Hochfrequenzfeldstärken zu erfassen, die im Rahmen einen Strom der zuletzt genannten Stärke ergeben.

Den verwendeten Verstärker zeigt Abb. 158; er besitzt zwei Hoch-

frequenzstufen, ein Audion und zwei Niederfrequenzstufen. Die beiden Hochfrequenzstufen sind in bekannter Weise neutralisiert. Zur Verringerung der Empfindlichkeit ist in der zweiten Hochfrequenzstufe eine Dämpfung vorgesehen, die aus mehreren wahlweise einschaltbaren Hochohmwiderständen besteht.

Die Messung einer Empfangsfeldstärke geht nun so vor sich, daß zunächst der Schalter S nach oben umgelegt wird, daß dann nach Einstellung des Rahmenkreises und des Verstärkers auf die Untersuchungswellenlänge der Ausschlag des Elektrometers durch Drehen des Rahmens auf ein Maximum gebracht wird. Hierauf wird der Schalter nach unten umgelegt und durch Änderung der Kopplung zwischen L_1 und L_2 sowie durch Regeln des Hochfrequenzgenerators derselbe Elektrometerausschlag herbeigeführt. Natürlich muß dabei die vom Hochfrequenzgenerator erzeugte Schwingung in der Wellenlänge mit der Empfangsschwingung übereinstimmen. Man erhält somit den im Rahmenkreise durch den fernen Sender hervorgerufenen Hochfrequenzstrom, da er dem im Kreise L_2, L_3 bewirkten gleich sein muß.

Ähnlich wie die in Abb. 157 dargestellte Meßanordnung von G. Anders arbeitet eine Einrichtung zur Messung von Empfangsfeldstärken von Ludwig Bergmann¹. Auch bei dieser Meßanordnung wird ein besonderer Hochfrequenzgenerator benutzt. Die Hochfrequenzspannung wird in diesem Fall über eine geeichte Kopplung dem Hochfrequenzverstärkerzugeführt. Hierdurch

soll es möglich sein, der Antenne eine veränderliche und zugleich genau festzustellende Energiemenge aus dem Generator zuzuführen. Zur Messung der Feldstärke kann der Apparat entweder an eine offene

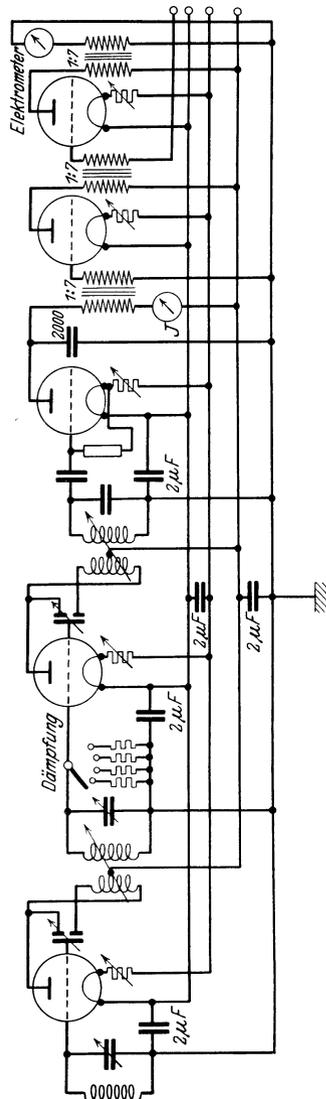


Abb. 158. Hochfrequenzverstärker mit anschließendem Audion und Niederfrequenzverstärker.

¹ Eine Anordnung zur Messung der absoluten Empfangsenergie in der drahtlosen Telegraphie, l. c.

oder eine Rahmenantenne angeschlossen werden. An die Antenne wird dann ein Hochfrequenzverstärker angeschlossen, dem eine Einrichtung zur Messung der in der letzten Stufe des Verstärkers vorhandenen Hochfrequenzamplitude folgt. Für die Messung schwacher Hochfrequenzfelder, wie etwa derjenigen sehr entfernter Stationen, ist es wünschenswert, neben der Hochfrequenzverstärkung auch noch eine Niederfrequenzverstärkung anzuwenden, man erhält dann auch in diesem Falle genügend große Stromstärken oder Spannungen am Ausgange des Verstärkers. Da es sich andererseits meist um ungedämpfte Hochfrequenzfelder handeln wird, empfiehlt es sich, den Empfänger noch mit einem Überlagerer zu versehen. Auf die schon erwähnte veränderliche und geeichte Kopplung soll hier nicht noch einmal eingegangen werden, sondern auf den Abschnitt über Spannungsteiler, wo diese Anordnung eingehend besprochen wurde, hingewiesen werden.

Für die Messung ist ein Eingangsgerät vorgesehen, bei dem durch Umschaltungen einerseits die Antenne und andererseits der Überlagerer und der Hochfrequenzverstärker anzuschließen sind. Zum näheren

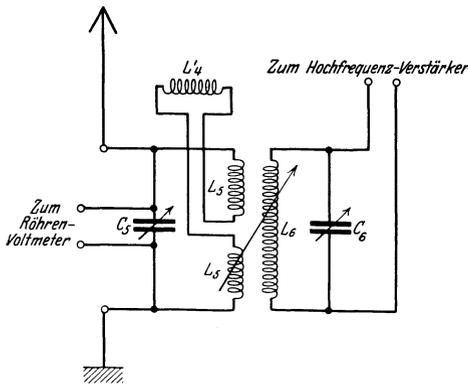


Abb. 159. Schaltung zur Abstimmung auf die ankommende Hochfrequenz.

Verständnis sollen die drei Schaltungen, die nacheinander durch Drehen des eingebauten Schalters eingestellt werden können, kurz besprochen werden. Die erste dieser Schaltungen zeigt Abb. 159. Hier sind Antenne und Erde an einen Schwingungskreis angeschlossen, der die Spule L_5 und in ihrer Mitte ohne Kopplung die Spule L_4' sowie den Drehkondensator C_5 enthält. Dieser Kreis ist auf die zu messende Hochfrequenzfeldstärke abzustimmen. Zu diesem Zweck ist er mit dem Kreis L_6, C_6 gekoppelt, der am Eingangsgitter des Hochfrequenzverstärkers liegt und ebenfalls abgestimmt werden kann. Die vorhandene Abstimmung erkennt man am größten Ausschlag des hinter den Hochfrequenzverstärker bzw. einen nachfolgenden Niederfrequenzverstärker geschalteten Röhrenvoltmeters.

Bei der zweiten Schaltstellung Abb. 160 ist die Antennen- und Erdleitung abgetrennt und an die Spule L_5 , die jetzt an Stelle der Ersatzspule L_4' die Spule L_4 gleicher Größe enthält, der Drehkondensator C_7 angeschlossen. Außerdem befindet sich der veränderliche Widerstand W

im Schwingungskreis. Dadurch, daß man bei eingeschaltetem Überlagerer das Röhrenvoltmeter einmal an C_5 und andererseits an C_7 anschließt, kann man den Schwingungskreis in Abb. 160 auf dieselbe Ab-

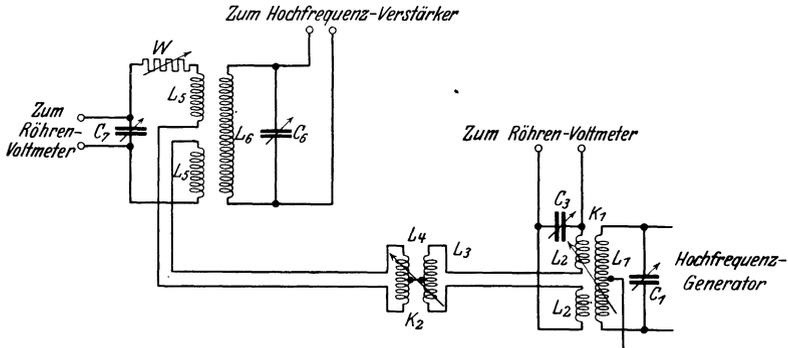


Abb. 160. Einstellung auf gleiche Feldstärke mit Hilfe der geeichten Kopplung.

stimmung und dieselbe Dämpfung bringen, wie sie der Schwingungskreis in Abb. 159 besitzt. Es wird C_7 auf einen etwas größeren Kapazitätswert als C_5 eingestellt werden müssen, um bei der gleichen Wellenlänge den der Resonanz entsprechenden größten Ausschlag des Röhrenvoltmeters

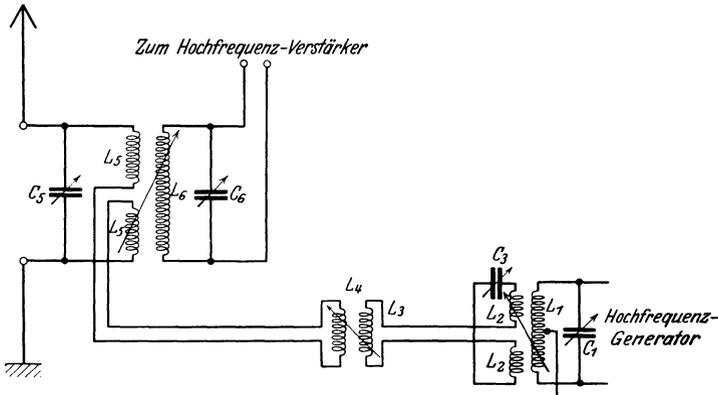


Abb. 161. Abstimmung des Hochfrequenzgenerators auf die ankommende Hochfrequenz!

zu erhalten; in der Schaltung nach Abb. 160 fehlt die Antennenkapazität. Andererseits wird der Maximalausschlag des Röhrenvoltmeters bei der Schaltung nach Abb. 160 zunächst größer sein als bei der Schaltung nach Abb. 159, bis der Widerstand W so eingestellt ist, daß er der durch die Antenne bewirkten Dämpfung entspricht. Von dem Hochfrequenzgenerator mit dem Schwingungskreis L_1 , C_1 kann dann über die Kopplung K_1 , den Schwingungskreis L_2 , L_3 und C_3 , sowie über die Kopplung K_2 dem Kreise L_5 , C_7 W Hochfrequenz zugeführt werden. Die Kopplung K_2 ist darauf zu verändern, bis die mit dem Röhrenvoltmeter ge-

messene Wechselspannung hinter dem an den Kreis L_6, C_6 angeschlossenen Verstärker gleich der mit Antenne und Erdleitung aus der zu messenden Feldstärke erhaltenen Wechselspannung ist.

Die Schaltung Abb. 161, die sich bei der dritten Schaltstellung ergibt, hat den Zweck, den Generator und den Überlagerer auf die Wellenlänge des zu untersuchenden Hochfrequenzfeldes abstimmen zu können.

Die Berechnung der Feldstärke des Hochfrequenzfeldes hat wie folgt zu geschehen. Bezeichnen \mathfrak{J} und \mathfrak{E} die Strom- und Spannungsamplitude im Zwischenkreis, so ist dessen Energiegehalt $\frac{1}{2}L\mathfrak{J}^2 = \frac{1}{2}C \cdot \mathfrak{E}^2$. Hieraus ergibt sich:

$$|\mathfrak{J}| = \sqrt{\frac{C \cdot \mathfrak{E}^2}{L}} = \sqrt{\frac{C \cdot C \cdot \mathfrak{E}^2}{C \cdot L}} = \frac{C \cdot |\mathfrak{E}|}{\sqrt{C \cdot L}} = 2\pi f \cdot C \cdot |\mathfrak{E}|. \quad (53)$$

Hat der Koeffizient der gegenseitigen Induktion der Kopplung K_2 den Wert M , so wird in der Spule L_4 eine Spannung \mathfrak{E}' hervorgerufen; sie beträgt

$$\begin{aligned} |\mathfrak{E}'| &= 2\pi f \cdot M \cdot |\mathfrak{J}| = (2\pi f)^2 \cdot M C \cdot |\mathfrak{E}| = \frac{(2\pi)^2 \cdot c^2 \cdot M \cdot C \cdot |\mathfrak{E}|}{\lambda^2}, \\ &= \frac{3,553 \cdot M \text{ Mikrohenry} \cdot C \text{ Mikrofarad} \cdot |\mathfrak{E}| \text{ Volt}}{\lambda^2 \text{ Meter}} \cdot 10^6 \text{ Volt}. \end{aligned} \quad (54)$$

Da \mathfrak{E}' zugleich die durch das Hochfrequenzfeld an der Antenne erzeugte Spannung bedeutet, so beträgt die Spannung des Hochfrequenzfeldes pro m, wenn h die wirksame Höhe der Antenne in m ist,

$$|\mathfrak{E}_0| = \frac{3,553 \cdot M \cdot C \cdot |\mathfrak{E}|}{h \cdot \lambda^2} \cdot 10^6 \text{ Volt/m}. \quad (55)$$

Die vorstehende Rechnung setzt Resonanzabstimmung im Zwischenkreise voraus; es ist deshalb darauf zu achten, daß diese Bedingung erfüllt ist. Ebenso ist es wichtig, daß nicht etwa die Frequenz des zu messenden Feldes und die Frequenz des Hochfrequenzgenerators einen Unterschied aufweisen; es kann sich nämlich mit der Hochfrequenz des Überlagerers trotzdem derselbe Überlagerungston ergeben. Mit besonderer Sorgfalt muß noch die Eichung des Drehkondensators im Zwischenkreis erfolgen; hier sind die Eigenkapazitäten der Spulen und Leitungen mit zu berücksichtigen.

2. Messung von Dämpfungsdekrementen.

Dämpfungsmessungen sollten bei der Untersuchung von Empfängern und Verstärkern eine große Rolle spielen. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, die Selektionseigenschaften der Empfangseinrichtungen zu untersuchen und außerdem experimentell den hinsichtlich Verstärkung und Selektion günstigen Kopplungsgrad zwischen zwei Röhren eines abgestimmten Verstärkers zu finden. Ebenso erlauben sie die Beurteilung der Abhängigkeiten und der Größe der Rückwirkungen über die Gitter-

anodekapazität in einer oder beliebig vielen Stufen, und es ist mit ihrer Hilfe leicht der Resonanzwiderstand der Schwingungskreise in der Betriebsschaltung und somit (unter Zugrundelegung des aus statischen Röhrenkennlinien ablesbaren Durchgriffes und inneren Widerstandes) die Verstärkung zu bestimmen. Die zuletzt angegebene indirekte Methode der Bestimmung von Verstärkungsgraden durch die Ermittlung der Resonanzwiderstände von Sperrkreisen hat besondere Bedeutung bei der Untersuchung von Kurzwellenverstärkern, wo es oft Schwierigkeiten bereitet, eine kleine und genau definierbare Eingangsspannung herzustellen.

Um Dämpfungsmessungen vornehmen zu können, sind eine ganze Reihe von Meßmethoden entwickelt worden. Auf die zahlreichen Methoden soll an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden, da sie bereits in den verschiedenen Lehrbüchern ausführlich behandelt sind¹. Für die Messung von Empfängerschwingungskreisen und insbesondere für die Messung von Schwingungskreisen, die mit weiteren Schaltungsteilen (Röhren, Röhrensockel usw.) verbunden sind, sind neben der Brückenmethode besonders die bekannte Halbwertsmethode und die Methode der Zusatzwiderstände geeignet. Die Halbwertsmethode ist von W. Runge² durch einen Kunstgriff in eine einfache technische Meßmethode umgewandelt worden, die sehr schnelle und genaue Messungen gestattet. Dieser Kunstgriff besteht darin, daß die Strommessung am Sender erfolgt, wo die große Energie quantitative Strommessungen sehr erleichtert.

Als Sender dient bei der Einrichtung von W. Runge ein kleiner Röhrengenerator von etwa 10 Watt Leistung, der durch einsteckbare Spulen auf den gewünschten Wellenbereich gebracht und mit einem Drehkondensator abgestimmt wird. Im Schwingungskreis liegt ein Hitzdrahtamperemeter. Der Strom im Schwingungskreis ist durch einen Spannungsteiler, durch den die Anodengleichspannung beliebig eingestellt werden kann, stets regelbar. Jede Spule trägt einen drehbaren Kurzschlußring, dessen Stellung an einer Skala abgelesen werden kann, die an dem Spulenkörper angebracht ist. Auf dieser Skala sind die Kurzschlußringstellen gekennzeichnet, bei denen die Senderfrequenz gegen eine Mittellage um 1, 2, 3 und mehr Prozent verstimmt wird. Um das Dämpfungsdekrement eines Kreises zu bestimmen, wird an den zu messenden Kreis ein Röhrenvoltmeter angekoppelt, das lediglich als Indikator benutzt wird und daher nicht geeicht zu sein braucht. Mit dem Kurzschlußring in Mittelstellung wird am Drehkondensator des Meßsenders auf Resonanz abgestimmt, so daß das angeschlossene Röhrenvoltmeter ein Maximum des Ausschlages gibt. Dann wird mit

¹ Vgl. z. B. Rein-Wirtz, Radiotelegraphisches Praktikum.

² W. Runge, Telefunkenzeitung Jahrg. VIII, Nr. 47, S. 50, 1927.

Hilfe einer höheren Anodenspannung der Schwingungskreisstrom auf den $\sqrt{2}$ -fachen Wert gesteigert. Man findet nun zwei Stellungen des Kurzschlußringes, eine Verstimmung nach oben und eine Verstimmung nach unten, für die der durch die Steigerung des Sendestromes vergrößerte Ausschlag des Röhrenvoltmeters auf seinen früheren Maximalwert zurückgeht. Das Dämpfungsdekrement des Kreises in Prozenten ist dann gleich der Summe dieser beiden Verstimmungen in Prozenten, die unmittelbar an der Skala abgelesen werden können, multipliziert mit dem Faktor π .

Es wäre heute, wo die Zeit der gedämpften Schwingungen bereits nahezu vorbei ist, vielleicht zu erwägen, einem Vorschlage von W. Runge zu folgen und an Stelle des Dämpfungsdekrementes mit einem als Dämpfungsmaß bezeichneten Ausdruck $d = \frac{R}{\omega L}$ zu rechnen, das sich von den Dämpfungsdekrementen nur um den Faktor π unterscheidet. Das Dämpfungsmaß hat unter anderem den Vorteil, daß es unmittelbar aus der Resonanzkurve entnommen werden kann. Es ist nämlich, wie eine einfache Rechnung zeigt, das Dämpfungsmaß gleich der Breite der Resonanzkurve bei dem Punkt, wo die Spannung oder der Strom bereits auf seinen $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fachen Wert abgenommen hat.

Soll in einem Empfänger ein Kreis gemessen werden, der bereits mit einer weiteren Röhre verbunden ist, so läßt sich diese Röhre bei dieser Methode ohne weiteres als Indikatorinstrument benutzen. Es läßt sich somit das Dämpfungsdekrement ermitteln, ohne daß in die Schaltung irgendwelche Eingriffe notwendig werden. Diese Methode ist daher recht gut geeignet zur Bestimmung des Einflusses der Anodenrückwirkung und verschiedener Schaltungsteile auf die Dämpfung von Schwingungskreisen. Damit durch Gitterströme im Röhrenvoltmeter sich keinerlei Amplitudenabhängigkeit ergibt, muß es bei dieser Einrichtung möglich sein, extrem lose Kopplungen zwischen Sender und Schwingungskreis einzustellen. Wird der Sender, wie dies vielfach geschieht, aus dem Lichtnetz mit Anoden- und Heizstrom versorgt, so genügt es, um unerwünschte Kopplungen zu vermeiden, nicht, den Sender vollkommen abzuschirmen, und die Zuleitungen mit Hilfe großer Kondensatoren zu überbrücken, sondern es ist notwendig, im Innern der Abschirmung noch besondere Hochfrequenzdrosseln vorzusehen. Durch diese Maßnahme läßt sich auch bei Messungen mit sehr kurzen Wellen jede unerwünschte Ausstrahlung sicher vermeiden. Mit der Halbwertsmethode in der beschriebenen Durchbildung können auch an Kurzwellenschwingungskreisen sehr genaue Messungen vorgenommen werden. Etwas schwieriger gestalten sich Dämpfungsmessungen an Kurzwellenkreisen mit der Methode der Zusatzwiderstände, auf die im folgenden eingegangen werden soll.

Auch bei der Methode der Zusatzwiderstände wird ein Meßsender extrem lose mit dem zu messenden Schwingungskreis gekoppelt. In der Regel wird bei diesem Verfahren aus der Änderung des Stromes bei Einschaltung eines bekannten Zusatzwiderstandes der die Dämpfung bewirkende Verlustwiderstand mit Hilfe folgender Beziehung bestimmt:

$$R_v = R_z \cdot \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1 - \mathfrak{I}_2}. \quad (56)$$

In diesem Ausdruck bedeutet \mathfrak{I}_1 den Strom, der sich einstellt ohne den Zusatzwiderstand R_z , und \mathfrak{I}_2 den Strom mit Zusatzwiderstand. Da heute empfindliche Röhrenvoltmeter mit hinreichend genauer Eichung oft leichter vorhanden sind als Strommeßinstrumente, wird es in vielen Fällen willkommen sein, die Dämpfung statt durch eine Strommessung durch eine Spannungsmessung zu bestimmen. Die Spannungsmessung kann dadurch erfolgen, daß ein geeignetes Röhrenvoltmeter, wie die Schaltung Abb. 162 zeigt, parallel zum Abstimmkondensator gelegt wird¹. Der Verlustwiderstand bestimmt sich dann aus der der Strommessung analogen Beziehung

$$R_v = R_z \cdot \frac{\mathfrak{E}_2}{\mathfrak{E}_1 - \mathfrak{E}_2}. \quad (57)$$

Wichtig ist bei dieser Methode, daß es nichts schadet, wenn der Zusatzwiderstand, der in der Regel in der Größenordnung 10 Ohm liegen wird, neben seinem Ohmschen Widerstand auch einen induktiven Widerstand ωL hat. Die meist sehr geringe Induktivität des Zusatzwiderstandes addiert sich einfach zu der Selbstinduktion des Schwingungskreises und bewirkt nur eine kleine Änderung der Resonanzfrequenz, die durch Nachstimmen am Meßsender leicht ausgeglichen werden kann. Schwierigkeiten bereitet es, bei Messungen von Wellen unter 100 m einen Zusatzwiderstand zu finden, der auch bei diesen hohen Frequenzen hinreichend genau seinen Ohmschen Widerstand beibehält. Nur bei Anwendung sehr feiner Widerstandsdrähte etwa 0,1 mm, läßt sich diese Voraussetzung erfüllen. Auch mit der Methode

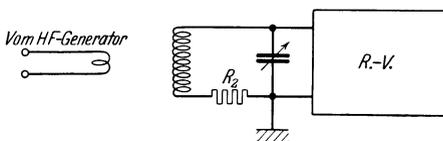


Abb. 162. Dämpfungsmessung mit Zusatzwiderständen.

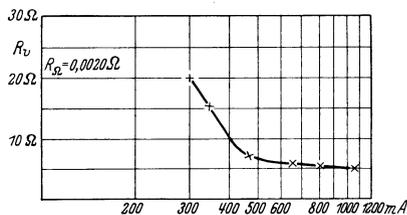


Abb. 163. Verlustwiderstand eines Schwingungskreises.

¹ Vgl. Manfred v. Ardenne, Die Eignung der Spulen und Kondensatoren im Empfänger. Funk, Jahrg. 5, Nr. 48, S. 747, 1928.

der Zusatzwiderstände lassen sich vorzüglich Dämpfungsmessungen an Schwingungskreisen ausführen, die mit weiteren Schaltungsteilen belastet sind.

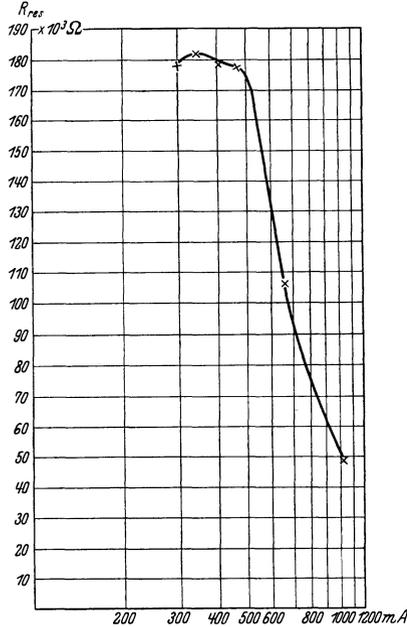


Abb. 164. Kurve des Resonanzwiderstandes.

Einige Messungen, die mit Hilfe der Methode der Zusatzwiderstände durchgeführt wurden, zeigen Abb. 163, 164 und 165. Der konstanten Neigung der Dämpfungskurve Abb. 165 in Richtung kürzerer Wellen entspricht, wie die entsprechende Kurve Abb. 164 zeigt, ein konstanter Resonanzwiderstand von etwa 180000 Ohm. Die Konstanz ergibt sich aus dem Ohmschen Widerstand, der parallel zum gemessenen Schwingungskreise liegt, und der gegeben ist durch die dielektrischen Verluste der Lagerung des benutzten Abstimmkondensators und der Spulenwicklung. Die Dämpfungskurve des gleichen Schwingungskreises wurde aufgenommen, als dieser mit einer Röhre verbunden wurde, deren Gitter stark vorgespannt war. Die resultierende Kurve zeigt die Messung A als weiteres Beispiel in Abb. 166, 167 und 168. Durch die Zuschaltung von

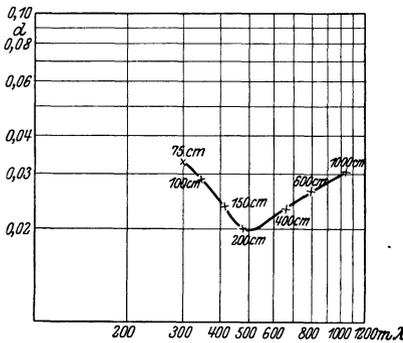


Abb. 165. Dämpfungskurve.

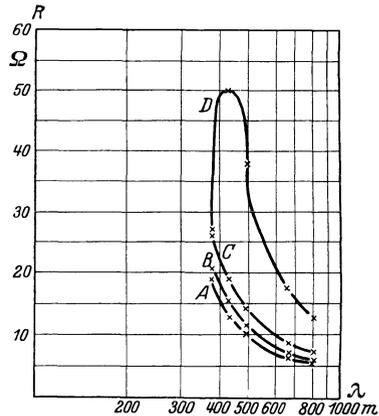


Abb. 166. Verlustwiderstand des durch eine Röhre belasteten Schwingungskreises.

Röhrensockel und Röhre sinkt, wie die Messung erkennen läßt, der durch die dielektrischen Verluste gegebene Parallelwiderstand von

180000 Ohm auf etwa 115000 Ohm. Die weiteren Kurven *B*, *C* und *D* in Abb. 166, 167 und 168 lassen den Einfluß mehr oder weniger starker Gitterströme auf die Dämpfung des Schwingungskreises erkennen. Diese Messungen sind als Beispiel etwas ausführlicher behandelt worden, weil sie die Wichtigkeit von Dämpfungsmessungen insbesondere für den Bau

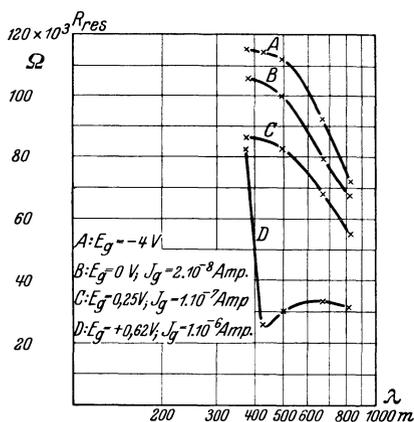


Abb. 167. Kurve des Resonanzwiderstandes.

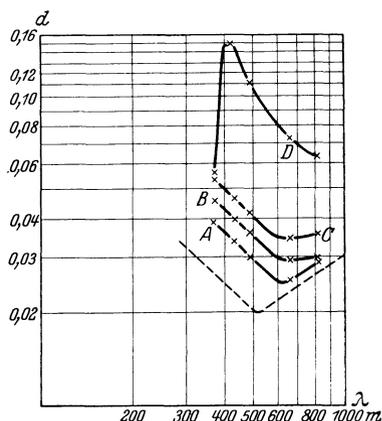


Abb. 168. Dämpfungskurve.

abgestimmter Hochfrequenzverstärker deutlich erkennen lassen. Dämpfungsmessungen sind deswegen besonders notwendig, weil sich die verschiedenen, eine Dämpfung bewirkenden Faktoren kaum theoretisch

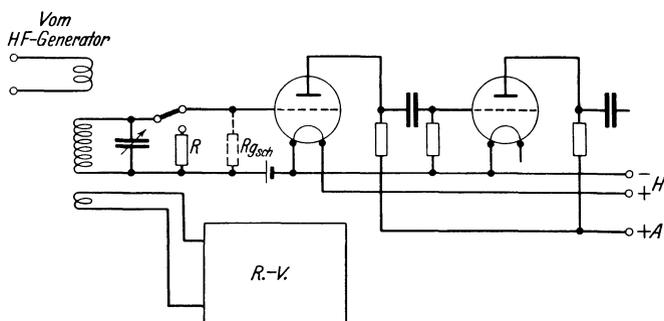


Abb. 169. Meßeinrichtung für den Rückwirkungswiderstand.

genügend übersehen lassen. Besonders gilt dies auch für die praktisch sehr wesentliche Dämpfung durch die Rückwirkung über die Gitteranodekapazität.

Die Rückwirkung über die Anodekapazität, die bei Kaskadenverstärkern kaum mehr theoretisch vorauszuberechnen ist, läßt sich mit Hilfe der in Abb. 169 dargestellten Einrichtung verhältnismäßig leicht messen. Über eine extrem lose Kopplung wird von dem Meßsender in einem Schwingungskreis eine Hochfrequenzspannung induziert, die in

einem lose induktiv angekoppelten Röhrenvoltmeter gemessen werden kann. Es wird dann an dem Röhrenvoltmeter, das rein als Indikatorinstrument dient, der Rückgang der Spannung beobachtet, der sich bei Einschaltung der Anodenspannung des Verstärkers ergibt. Wird dann durch den Schalter S der Schwingungskreis statt durch den Gitterkreis des Verstärkers mit einem Widerstand R belastet, und wird dieser Widerstand R so bemessen, daß die Resonanzspannung gerade wieder auf denselben Betrag abnimmt, so ist der Ohmsche Rückwirkungswiderstand gleich dem hinzugeschalteten Widerstand R . Bei der Messung des durch die Anodenrückwirkung im Gitterkreis hervorgerufenen Scheinwiderstandes ist natürlich zu beachten, daß nach der Einschaltung des Ersatzwiderstandes die Sendewelle etwas nachgestimmt werden muß, weil bei dem Ersatzwiderstand die scheinbare Gitterkapazität C_{sch} fortfällt. Durch die losere Ankopplung des Röhrenvoltmeters ergibt sich der Vorteil, der besonders bei Messungen auf dem Bereich unter 100 m wichtig ist, daß die dielektrischen Verluste des Röhrenvoltmeters nicht ebenfalls merklich die Dämpfung des zu untersuchenden Schwingungskreises beeinflussen. Bei der losen Ankopplung des Röhrenvoltmeters besteht allerdings die Gefahr, daß eine zu große Spannung am Gitter der ersten Röhre des angeschlossenen Verstärkers liegt und dann eine zusätzliche und außer-

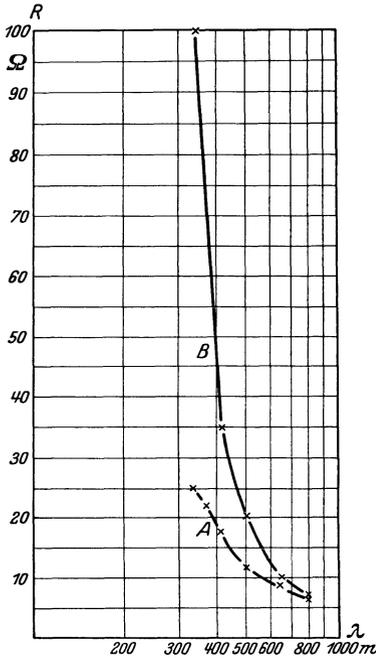


Abb 170. Verlustwiderstand eines Schwingungskreises mit und ohne Rückwirkungswiderstand.

dem stark amplitudenabhängige Belastung des Schwingungskreises durch die Wirkung der Gitterströme eintritt.

Bei Widerstandshochfrequenzverstärkern, bei denen der Anodenkreis durchweg nicht rein ohmsch sondern kapazitiv ist, entsteht, worauf schon wiederholt hingewiesen wurde, durch die Rückwirkung über die Gitteranodekapazität im Gitterkreis ein Ohmscher Scheinwiderstand, dessen Größe stark von der Dimensionierung des betreffenden Verstärkers abhängt¹. Die Kenntnis der Größe dieses Ohmschen Scheinwiderstandes ist von grundlegender Bedeutung für die Entwicklung se-

¹ Vgl. M. v. Ardenne und W. Stoff, Die Berechnung der Scheinkapazität bei Widerstandsverstärkern, l. c.

lektiver Empfangsschaltungen mit diesen Verstärkern. Eine Messung des Rückwirkungswiderstandes eines aperiodischen Verstärkers ist als Beispiel in den Abb. 170 und 171 wiedergegeben. Sobald in dem angeschlossenen aperiodischen Verstärker, der als Mehrfachröhre sehr kapazitätsarm aufgebaut war, die Anodenspannung angeschlossen wurde, stieg, wie aus den Messungen Abb. 170, 171 und 172 erkennbar ist, der Verlustwiderstand und entsprechend die Dämpfung stark an. Mit Hilfe der Meßschaltung Abb. 169 wurde festgestellt, daß der Ohmsche Schein-

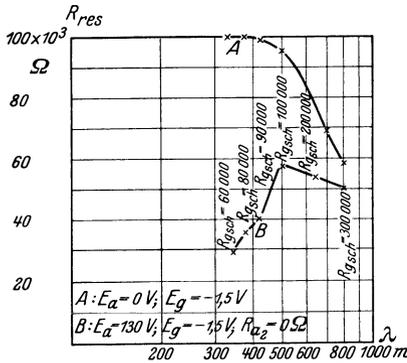


Abb. 171. Kurve des Resonanzwiderstandes.

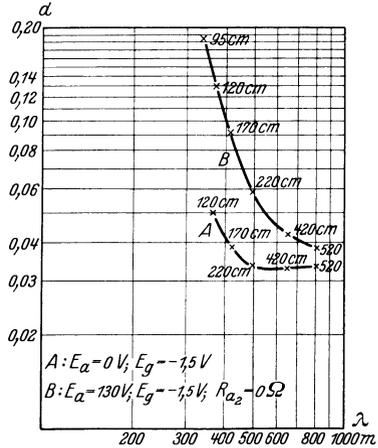


Abb. 172. Dämpfungskurve.

widerstand im Gitterkreis dieses Verstärkers bei den Frequenzen des Rundfunkwellenbereiches zwischen etwa 40000 und 200000 Ohm schwankte, als der Anodenwiderstand der zweiten Stufe des Verstärkers kurzgeschlossen war. Mit Hilfe der Dämpfungsmessungen lassen sich die Rückwirkungen über die verschiedenen Stufen eines Kaskadenverstärkers verhältnismäßig einfach ermitteln, solange durch die Rückwirkungen, wie in dem Fall der Widerstandshochfrequenzverstärker, positive Ohmsche Widerstände entstehen. Etwas schwieriger ist es, die Rückwirkung zu bestimmen, wenn im Gitterkreis als Folge einer induktiven Belastung des Anodenkreises neben der Scheinkapazität ein Ohmscher negativer Widerstand erscheint. Entweder ist man in einem solchen Falle darauf angewiesen, den negativen Rückwirkungswiderstand aus der Abnahme der Dämpfung des angeschlossenen Schwingungskreises rechnerisch zu bestimmen, oder es ergibt sich die Notwendigkeit als Vergleichswiderstand ein Dynatron bekannter Charakteristik zu verwenden.

3. Messung von Gleichrichtereffekten.

Obwohl die Gleichrichtereffekte schon bei der Messung der Gesamtverstärkung einer Empfangsanordnung mitberücksichtigt wurden, soll

hier noch einmal kurz die Untersuchung des Wirkungsgrades einer Gleichrichterstufe für sich besprochen werden. Hierbei soll zunächst kurz auf die zwei verschiedenen Arten der Gleichrichtung, wie sie schon bei der Einteilung der Röhrenvoltmeter zugrunde gelegt wurden, eingegangen werden. Bei der einfachsten Art der Gleichrichtung, bei der Anodengleichrichtung, findet die Gleichrichtung infolge Verlegung des Arbeitspunktes in gekrümmte Teile der Röhrencharakteristik statt. Für den Fall, daß im Anodenkreis kein Widerstand liegt, ist in diesem Falle der Gleichrichtereffekt direkt proportional der Krümmung der Anodenstromkennlinie und außerdem proportional dem Quadrat der zugeführten Gitterwechselspannung, d. h. also die Verstärkerröhre als Gleichrichter besitzt ein quadratisches Empfindlichkeitsgesetz. Die Formel für diesen Fall lautet:

$$\delta I_a = \frac{\partial S}{\partial E_g} \cdot \frac{E_g^2}{4}. \quad (58)$$

In der Praxis handelt es sich meist darum, die nach der Gleichrichtung modulierter Hochfrequenz auftretende Niederfrequenzkomponente hinter dem Gleichrichter weiter zu verstärken. Infolgedessen muß für diesen Zweck in dem Anodenkreis des Gleichrichters ein Verbrauchswiderstand R_a (vgl. Abb. 173) angenommen werden. Im allgemeinen ist dieser Widerstand nicht rein ohmisch und für den Gleichrichtereffekt besteht folgende Beziehung:

$$\delta I_a = \frac{\partial S}{\partial E_g} \cdot \frac{R_i^2}{(R_a + R_i)^2} \cdot \frac{E_g^2}{4} \cdot \frac{R_i}{R_a + R_i} \cdot * \quad (59)$$

Der in der Formel mit „A“ gekennzeichnete Ausdruck kann, wie nähere Betrachtungen zeigen, als Krümmung der dynamischen Arbeitskennlinie aufgefaßt werden. Es liegt hier nahe zu untersuchen, ob der Gleichrichtereffekt für bestimmte Werte des Ohmschen Anodenwiderstandes R_a einen Größtwert erreicht. Aus theoretischen Überlegungen¹ ergibt sich hierbei, daß das Optimum einmal in Richtung hoher Anodenwiderstände liegt, und daß andererseits eine bestimmte kapazitive Belastung des Anodenkreises erforderlich ist, um eine wirksame Gleichrichterwirkung zu erhalten. Voraussetzung für diese Betrachtungen ist, daß hinter dem Gleichrichter direkt ein Niederfrequenzverstärker, dem möglichst hohe Eingangsspannungen zugeführt werden sollen, vorhanden ist. Während die Anodengleichrichtung erst in neuerer Zeit benutzt wird, hat die zweite Art der Gleichrichtung, die Gittergleichrichtung schon seit langem weitgehende Verbreitung gefunden. Für die Gittergleichrichtung, die bekanntlich auf die Krümmung der Gitterstromkennlinie zurückzuführen ist, gelten verwickeltere Beziehungen, so daß ein näheres Eingehen hierauf zu weit führen würde.

Die wiedergegebenen Gleichungen für die Anodengleichrichtung und

* M. v. Ardenne, Über Röhrenverzerrungen bei Verstärkern, I. c.

¹ Über Anodengleichrichtung I und II, I. c.

die entsprechenden Beziehungen für die Gittergleichrichtung sind zwar durchaus übersehbar und geben wertvolle Richtlinien. Es empfiehlt sich jedoch, nicht mit Hilfe der Gleichungen umfangreiche Rechnungen über die Güte dieser oder jener Dimensionierung anzustellen, weil die Rechnungen für jeden einzelnen Punkt langwierig sind und die zugrundeliegenden Faktoren, insbesondere die Krümmung der Röhrenkennlinie meist nicht genau genug für den betreffenden Arbeitspunkt bekannt sind. Hier greift die Messung helfend ein, die es sehr schnell ermöglicht, unter Berücksichtigung aller Faktoren die Kennlinien und Empfindlichkeitskurven in Abhängigkeit von den verschiedenen Faktoren aufzunehmen. Meist genügen bei Messungen des Gleichrichtereffekts

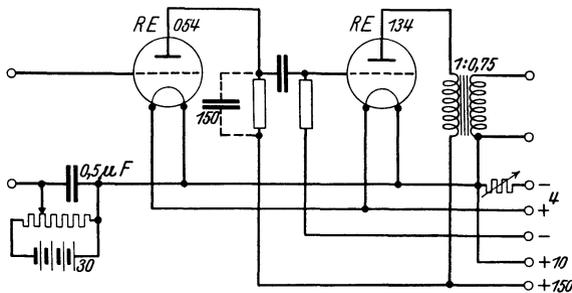


Abb. 173. Messung des Anodengleichrichtereffektes bei kapazitiver Belastung.

Vergleichsmessungen. Sollen jedoch absolute Werte erhalten werden und soll nicht immer auf eine bestimmte dem Gleichrichter zugeführte Spannung Bezug genommen werden, so ist es mit Rücksicht auf die durch das Gleichrichtergesetz bedingte Amplitudenabhängigkeit vorteilhaft, einen Gleichrichterkoeffizienten zu definieren, in dem die Krümmung der maßgebenden Kennlinien vorkommt.

Relative Messungen lassen sich auf sehr einfache Weise durchführen. Wie die Abb. 173 und 174 zeigen¹, kann die betreffende Gleichrichterstufe mit einer angekoppelten Niederfrequenzstufe zusammengeschaltet werden und dann die Amplitude der zugeführten modulierten Hochfrequenz und die Niederfrequenzspannung am Ausgangstransformator gemessen werden. Voraussetzung hierbei ist, daß der Modulationsgrad für alle Messungen den gleichen wohldefinierten Wert besitzt. Die Messung geschieht am besten so, daß die Eingangsspannung mit Hilfe eines Spannungsteilers (wie bei den Verstärkermeßanordnungen) zugeführt und gemessen wird, während die Ausgangsspannung mit einem Röhrenvoltmeter bestimmt werden kann. Der in Abb. 173 dargestellten Anordnung entsprechen die in Abb. 175 gezeigten Kurven. Hierbei wurde nicht der Gleichrichtereffekt selbst,

¹ M. v. Ardenne, Anodengleichrichtung oder Audiogleichrichtung, Funk Jahrg. 5, Nr. 46, S. 717, 1928.

sondern die für die folgende Stufe maßgebende Spannung im Anodenkreis der Gleichrichterröhre in Abhängigkeit von der Gittervorspannung und zwar für 4 verschiedene Werte des Anodenwiderstandes¹ aufgetragen.

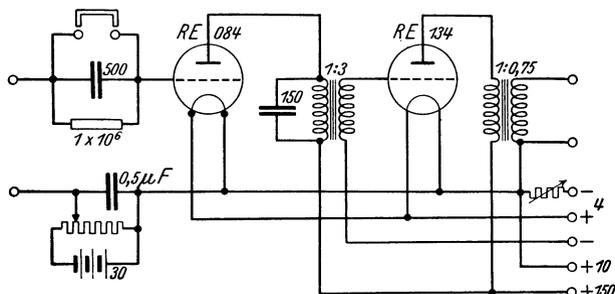


Abb. 174. Messung des Audiongleichrichtereffektes.

Wichtig ist hierbei die Tatsache, daß für einen größeren Gittervorspannungsbereich die Gleichrichterwirkung annähernd konstant bleibt, d. h. also, daß Änderungen der Betriebsspannungen in diesem Bereich nur geringen Einfluß besitzen. Dies ist besonders in der Empfangstechnik und, wie früher ausgeführt, bei Röhrenvoltmetern von großer Bedeu-

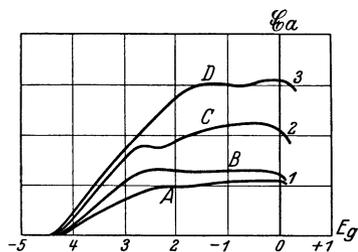


Abb. 175. Kurven des Anodengleichrichtereffektes (Type REO 54).

tung. Die Messung wurde so ausgeführt, daß die kapazitive Belastung des Anodenwiderstandes durch einen Kondensator etwa den gleichen Wert wie bei den in der Praxis vorkommenden Verstärkern erhielt. Nur bei dem kleinsten Widerstand von 0,5 Megohm mußte die kapazitive Belastung durch einen Zusatzkondensator von 150 cm auf einen günstigen Wert gebracht werden. Aus den Kurven geht die schon oben angeführte Tatsache hervor, daß die Gleichrichterwirkung mit zunehmendem Anodenwiderstand günstiger wird.

Die zur Feststellung der Audiongleichrichterwirkung benutzte Einrichtung zeigt Abb. 174. Im Anodenkreis liegt hierbei ein Transformator, hinter den die gleiche Verstärkerstufe wie oben geschaltet ist. Die bei der gleichen Welle des Rundfunkbereichs von 400 m, bei einer Modulationsfrequenz von 775 Hertz und bei der gleichen Hochfrequenz- und Modulationsspannung aufgenommene Kurve für diesen Gleichrichter zeigt Abb. 176. Wie deutlich zu erkennen ist, bleibt die Audiongleichrichtung nicht in einem größeren Bereich konstant, sondern besitzt für einen bestimmten Wert der Gittervorspannung ein ausgeprägtes

¹ $\lambda = 400$ m, $\mathcal{E}_N = 775$ Hertz; $E_a = 132$ Volt, $E_h = 3,5$ Volt; Kurve A: $R_a = 0,5 \cdot 10^6 \Omega$, Kurve B: $R_a = 1 \cdot 10^6 \Omega$, Kurve C: $R_a = 3 \cdot 10^6 \Omega$, Kurve D: $R_a = 10 \cdot 10^6 \Omega$.

Maximum. Die erheblich höhere Empfindlichkeit der Audiongleichrichtung in diesem Fall ist auf die Benutzung der modernen Röhrentype *RE 084* mit Bariumfaden zurückzuführen¹. Berücksichtigt man weiterhin die Tatsache, daß man im praktischen Betriebe meist nicht an der höchsten Stelle der Gleichrichtercurve, sondern auf einem Ast derselben arbeiten wird, so kann man annehmen, daß die Audion- und Anodengleichrichtung mit hohem Anodenwiderstand in ihrer Empfindlichkeit nicht wesentlich verschieden sind. Gegenüber der Audiongleichrichtung hat jedoch die Anodengleichrichtung den Vorteil, daß sie nicht wie die Audiongleichrichtung bei großen Hochfrequenzamplituden Verzerrungen bewirkt. Diese Verzerrungen treten besonders hervor, falls nahe Rundfunksender empfangen werden, oder vor die mit Audiongleichrichtung arbeitende Stufe ein sehr wirksamer Hochfrequenzverstärker geschaltet wird. Aus diesem Grunde ist man beispielsweise im Auslande dazu übergegangen, die normale Anodengleichrichtung ohne Widerstand im Anodenkreis bei Empfangsschaltungen zu benutzen. Die Wirksamkeit dieser Anordnung kann man sehr einfach prüfen, falls man, wie in Abb. 174 angedeutet, den

Gitterblockkondensator und den parallel liegenden Ableitwiderstand kurzschließt. Wie

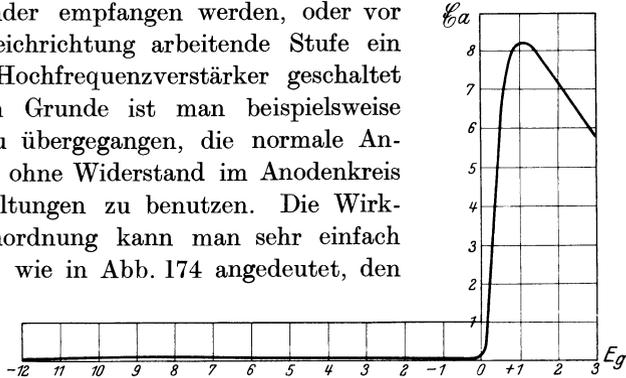


Abb. 176. Kurve des Audiongleichrichtereffektes.

auch theoretisch ohne weiteres einzusehen ist, ist die dann benutzte Art der Gleichrichtung wesentlich unempfindlicher als die beiden vorher untersuchten Arten. Aus diesem Grunde wird die Anodengleichrichtung mit hohen Anodenwiderständen, die schon jetzt bei Ortsempfängern fast ausschließlich benutzt wird, auch beim Bau von Fernempfängern eine wesentlich größere Anwendung finden müssen.

Zur Feststellung des Gleichrichtereffektes bei modulierter Hochfrequenz dient gleichfalls eine Meßanordnung, die sich in einer Arbeit von E. L. Chaffee und G. H. Browning² findet. Wie Abb. 177 zeigt, findet hierbei eine niederfrequente Kompensation mit Hilfe der Gegeninduktivität M statt. Der zu untersuchenden Gleichrichterröhre wird modulierte Hochfrequenz, die in einem besonderen Meßsender erzeugt wird, zugeführt. Die Modulation kommt dadurch zustande, daß in den Anodenkreis ein Wechselstromgenerator für eine Frequenz von 1000 Hertz eingeschaltet wird. Die modulierte Hoch-

¹ $\lambda = 400$ m, $E_N = 775$ Hertz; $E_a = 127,5$ Volt, $E_h = 3,5$ Volt; $R_a = 1 \cdot 10^8 \Omega$.

² A theoretical and experimental investigation of detection for small signals, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 15, No. 2, Februar 1927.

frequenz wird im Gitterkreis des Senders an einem kleinen induktionsfreien Widerstand R_a abgegriffen. In dem Gitterkreis liegt außer diesem Widerstand noch ein Meßgerät, so daß die dem Gleichrichter zugeführte Spannungsamplitude festgestellt werden kann. Falls Anodengleichrichter untersucht werden sollen, wird einfach die eingezeichnete Kombination aus Blockkondensator und Ableitwiderstand fortgelassen.

Die durch die Gleichrichtung im Anodenkreis der Gleichrichterröhre wiederauftretende Niederfrequenz von 1000 Hertz wird über die Gegeninduktivität M_b dem Eingang eines Zweifachverstärkers zugeführt. Zur Kompensation wird gleichzeitig (unter Benutzung einer Serienschaltung) diesem Verstärker ein Teil der in der 1000 Periodenmaschine erzeugten Niederfrequenz zugeführt. Zur Einstellung der richtigen Phasen und Amplitudenverhältnisse wird die veränderliche Gegeninduktivität M

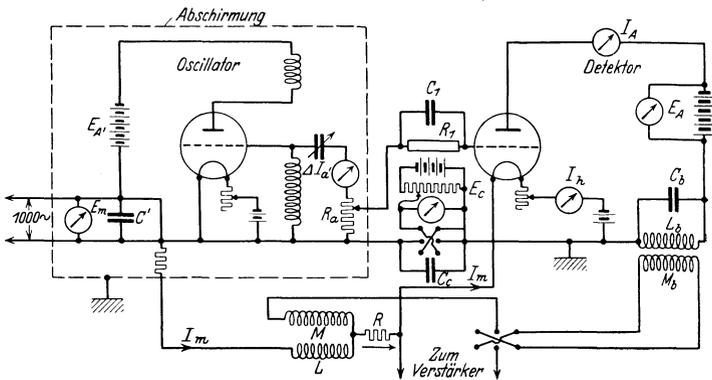


Abb. 177. Meßeinrichtung für Gleichrichtereffekte mit niederfrequenter Kompensation.

in Verbindung mit dem Ohmschen Widerstand R eingeschaltet. Der außerdem vorgeschaltete Widerstand R' ist so groß gegenüber den anderen Widerständen im Kreise bemessen, daß der hier fließende Strom J_m angenähert zu $\frac{E_m}{R'}$ angenommen werden kann.

Durch einfache Umrechnungen ist es dann möglich, den gesuchten Zusammenhang zwischen der zugeführten Gitterwechselspannung und dem Gleichrichtereffekt bei der betreffenden Frequenz zu untersuchen. Die Einstellung der genauen Kompensation der 1000 Periodenschwingung ist sehr genau durch die Einschaltung des Zweifachverstärkers vor das eigentliche Ableseinstrument; in den meisten Fällen genügt hier einfach ein Telefon.

Um Meßfehler zu vermeiden, muß einmal der Meßsender vollkommen abgeschirmt und andererseits darauf geachtet werden, daß die Röhre zur Schwingungserzeugung nur auf gradlinigen Teilen ihrer Charakteristik angesteuert bzw. moduliert wird. Außerdem sind alle Kathodenpunkte und die Abschirmung des Meßsenders an Erde zu legen.

Die im Sender erzeugte Hochfrequenz besaß bei der Anordnung von Chaffee eine Welle von 250 m. Die zugeführte Niederfrequenzspannung von 1000 Hertz hatte eine Scheitelspannung von 12 Volt. Die veränderliche Gegeninduktivität M war bis zu 10000 μ H, der veränderliche Widerstand R bis auf Hundertstel Ohm einstellbar. Der in dem Schwingungskreis fließende Wechselstrom betrug etwa 30 Milliampere. Die beschriebene Meßeinrichtung wurde von Chaffe und Browning dazu benutzt, die von ihnen abgeleiteten Formeln für die Gleichrichter-effekte bei modulierten Schwingungen nachzuprüfen.

Eine ähnliche Einrichtung erscheint nicht nur zur Untersuchung von Gleichrichtern, sondern auch zur Untersuchung von Gleichrichtern in Verbindung mit Hoch- und Niederfrequenzverstärkern, d. h. also zur Untersuchung von Empfängern vorteilhaft. Falls man dafür sorgt, daß die Hochfrequenz in allen Teilen der Anordnung sorgfältig abgeschirmt wird, erscheint es möglich, hier einwandfreie Resultate zu erzielen. Eine Schwierigkeit besteht dann nur insofern, als die von dem Meßsender an den Eingang des betreffenden Empfängers gelegte Hochfrequenzamplitude außerordentlich klein sein muß. Hierzu muß einmal der Strom an dieser Stelle sehr genau gemessen werden; außerdem muß die Größe des Widerstandes R_a mit großer Genauigkeit ermittelt werden.

4. Messung von Modulationsgraden.

Zu den Messungen, die mit den oben beschriebenen Anordnungen ausgeführt werden können, gehört auch die Messung von Modulationsgraden. Hierbei ist zunächst zu unterscheiden zwischen der Kontrolle des Modulationsgrades bei Meßsendern und zwischen der Feststellung des Modulationsgrades bei ankommenden Hochfrequenzwellen. Bei Hochfrequenzgeneratoren für modulierte Hochfrequenz ist es erforderlich, den Modulationsgrad einmal festzustellen und dauernd zu kontrollieren. Wie bei der Besprechung des Hochfrequenzgenerators von F. Gabriel¹ gezeigt wurde, läßt sich das mit Hilfe eines Thermoelementes und eines Röhrenvoltmeters leicht ermöglichen; die Kontrolle des Modulationsgrades kann dann einfach durch Messung der zugeführten Hoch- und Niederfrequenzamplitude geschehen. Ein anderes Verfahren, auf das hier nicht näher eingegangen werden soll, benutzt zur Feststellung des Aussteuerungsgrades einen Kathodenszillographen². Dieses Verfahren, daß bei dem schon besprochenen Hochfrequenzgenerator von Kuhlmann benutzt wird, hat den Nachteil, daß zur Ermittlung des Modulationsgrades erst die mit der Braunschen Röhre festgestellte Schwingungsfigur ausgearbeitet werden muß. Allerdings ist es in diesem Falle möglich, auch Rückschlüsse auf den Anteil der Oberschwingungen

¹ Vgl. S. 35.

² Vgl. S. 89.

an der Niederfrequenz zu machen. Die Überwachung der Modulation kann auch in diesem Fall einfach durch ein Röhrenvoltmeter geschehen. Für bestimmte Messungen, bei denen eine genaue Kenntnis des Modulationsgrades nicht erforderlich ist, kann man weitere Messungen umgehen, indem man die Hochfrequenz vollkommen durchmoduliert; für exakte Messungen kommt jedoch diese Methode kann in Frage.

In der Empfangstechnik ist es oft erwünscht, den Modulationsgrad ankommender Hochfrequenzwellen festzustellen. In diesem Fall ist es nur schwer möglich, diese Messung durch getrennte Feststellung von Hoch- und Niederfrequenzamplitude durchzuführen. Außerdem sind die ankommenden Hochfrequenzamplituden so klein, daß in der Regel wirksame Hochfrequenzverstärker vorgeschaltet werden

müssen, um genügend große Wechselspannungen zur Messung zu erhalten.

Ein für den vorliegenden Zweck geeignetes Verfahren ist von L. B. Turner¹ beschrieben worden. Nach hinreichender Hochfrequenzverstärkung werden die aufgenommenen Schwingungen der in Abb. 178 dargestellten Einrichtung zugeführt. In dieser Zeichnung ist mA ein Milliampere-meter, μA ein Galvanometer und RV ein Röhrenvoltmeter. Dieses muß so angeschlossen werden, daß es lediglich die Wechselspannung, nicht aber auch die

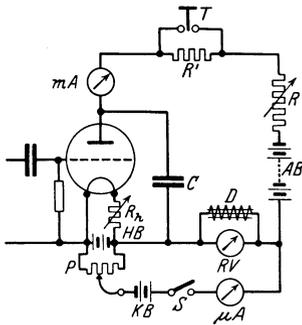


Abb. 178. Messung des Modulationsgrades ankommender Hochfrequenzwellen.

Wechselspannung, nicht aber auch die Gleichspannung an den Enden der Drosselspule D anzeigt. P ist ein Potentiometer und KB die zugehörige Kompensationsbatterie. Der Meßvorgang spielt sich folgendermaßen ab. Es wird zunächst der Widerstand R ganz ausgeschaltet und dann nach Schließen des Schalters S das Galvanometer mit Hilfe des Potentiometers P auf einen passenden Ausschlag gebracht. Nun wird die ganze Einrichtung in einem Moment an den Hochfrequenzverstärker angeschaltet, in dem die beobachtete Station ohne Modulation sendet. Es ergibt sich dann infolge der Gleichrichterwirkung der Röhre eine Änderung des Ausschlages des Galvanometers, deren Betrag mit δI_a bezeichnet werde. Das Röhrenvoltmeter zeigt dagegen jetzt keinen Ausschlag. Nun ist die Einrichtung wieder abzutrennen und der Widerstand R so einzustellen, daß das Galvanometer wieder auf denselben Ausschlag kommt, den es zuvor hatte, als die Röhre unmodulierte Hochfrequenz erhielt. Der eingestellte Widerstandsbetrag von R sei mit r bezeichnet. Jetzt ist schließlich der Schalter S zu öffnen und die Röhre wieder mit dem Verstärker zu verbinden und zwar zu einem

¹ Telephone transmitter modulation measured at the receiving station, Experimental Wireless IV, Nr. 40, S. 3, 1927.

Zeitpunkt, in dem die ankommenden Hochfrequenzschwingungen moduliert sind. Infolge der Modulation ergibt sich ein Ausschlag am Röhrenvoltmeter, der mit \mathfrak{G} bezeichnet sei. Die Berechnung der Modulation geschieht nun in folgender Weise.

Im Anodenkreis der Gleichrichterröhre muß das Verhältnis der niederfrequenten Anodenspannung zu der durch die Hochfrequenz bewirkten Gleichspannungsänderung an der Anode den Modulationsgrad angeben. Die niederfrequente Anodenspannung, deren weitaus größter Teil am Röhrenvoltmeter liegt, beträgt effektiv $|\mathfrak{G}|/\sqrt{2}$. Dagegen ist die Gleichspannungsänderung an der Anode infolge der Hochfrequenz nach Turner

$$r \cdot I_a - \delta I_a - r_o \cdot \delta I_a = r \cdot I_a - (r + r_o) \cdot \delta I_a.$$

Somit wäre der Modulationsgrad gegeben durch

$$m = \frac{|\mathfrak{G}|/\sqrt{2}}{r \cdot I_a - (r + r_o) \cdot \delta I_a}. \quad (60)$$

r_o ist in diesen Gleichungen der Ohmsche Widerstand des Anodenkreises, mit Ausnahme des an R eingestellten Widerstandes.

Die vorstehende Rechnung ist bemängelt worden, weil sie den Umstand nicht berücksichtigt, daß beim Empfang der unmodulierten Hochfrequenzschwingungen, wenn ein Widerstand $R = O$ eingestellt ist, im Anodenkreise ein Spannungsabfall $r_o \cdot \delta I_a$ auftritt. Die Gleichung für den Modulationsgrad muß dann wie folgt lauten:

$$m = \frac{|\mathfrak{G}|/\sqrt{2}}{r \cdot (I_a - \delta I_a)}. \quad (60 a)$$

5. Ermittlung von Oberschwingungen.

In diesem Zusammenhang soll noch ein Verfahren beschrieben werden, bei dem die Oberschwingungen selbst durch Überlagerung mit einer besonderen Suchfrequenz als ein tonfrequenten Frequenzgemisch festgestellt werden. Diesem Verfahren, das von Martin Grützmacher¹ beschrieben worden ist, liegt folgendes Prinzip zugrunde. Dem zu untersuchenden Frequenzgemisch wird eine (möglichst) rein sinusförmige Tonfrequenz überlagert und das sich ergebende neue Frequenzgemisch (möglichst) quadratisch gleichgerichtet. Hinter dem Gleichrichter hat man dann unter der Voraussetzung rein quadratischer Gleichrichtung die Grundfrequenzen des ursprünglichen Frequenzgemisches, ihre Obertöne, die zugesetzte Frequenz, verschiedene Summenfrequenzen und die Differenzfrequenzen aus den ursprünglichen Frequenzen und der zugesetzten Frequenz. Unter diesen Differenzfrequenzen muß sich eine sehr niedrige Frequenz befinden, sobald die zugesetzte Frequenz, die als Suchfrequenz bezeichnet wird, mit einer der

¹ Eine neue Methode der Klang-Analyse, ENT Bd. 4, Heft 12, S. 533, 1927.
v. Ardenne, Verstärkermeßtechnik.

Frequenzen in dem ursprünglichen Frequenzgemisch nahezu übereinstimmt. Die Amplitude dieser sehr niedrigen Frequenz muß, wieder unter der Voraussetzung gut quadratischer Gleichrichtung, den beiden Frequenzen, aus denen sie entstanden ist, proportional sein. Man kann

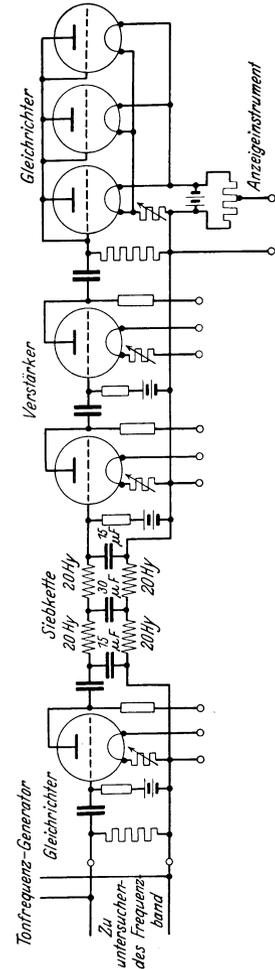


Abb. 179. Ermittlung von Oberschwingungen mit einer Suchfrequenz.

hinter dem Gleichrichter eine Drosselkette anordnen, die z. B. nur für Frequenzen unterhalb 20 Hertz durchlässig ist und bekommt dann hinter dieser Drosselkette nur die eine niedrige Differenzfrequenz, von der zuvor die Rede war, und zwar nur dann, wenn die Suchfrequenz um weniger Frequenzen von einer Frequenz des ursprünglichen Frequenzgemisches abweicht, als die Grenzfrequenz der Drosselkette beträgt. Steigert man die Suchfrequenz langsam und gleichmäßig von ganz geringen Frequenzen zu immer höheren Werten, so erhält man hinter der Drosselkette nur in den Augenblicken und so lange einen Wechselstrom, als der augenblickliche Frequenzwert der Suchfrequenz um 20 Hertz oder weniger in einem oder anderen Sinne von einer Frequenz im zu untersuchenden Frequenzgemisch abweicht. Unter der Voraussetzung, daß die Suchfrequenz unabhängig von ihrem Frequenzwert gleichbleibende Amplituden hat — dies ist leicht zu erreichen, wenn ein Überlagerungstonfrequenz-Generator benutzt wird, wo die Tonfrequenz aus zwei überlagerten Hochfrequenzschwingungen entsteht — ist der Wechselstrom hinter der Drosselkette in seiner Amplitude der Frequenz des untersuchten Frequenzgemisches proportional, aus der er herrührt. Man hat also die Möglichkeit, sukzessive die einzelnen Frequenzen des zu untersuchenden Frequenzgemisches aufzufinden, ihre Fre-

quenz an der Einstellung des Überlagerungs-Tonfrequenzgenerators, d. h. an der Frequenz der Suchfrequenz zu erkennen und ihre Amplitude aus der Amplitude des Wechselstromes hinter der Drosselkette festzustellen.

Da der durch die Drosselkette durchtretende Wechselstrom immer eine Frequenz von weniger als 20 Hertz besitzt, so kann er bequem mit einem Vibrationsgalvanometer oder nach nochmaliger Gleichrichtung

mit einem ziemlich stark gedämpften Drehspulinstrument gemessen werden.

Abb. 179 zeigt die Schaltung des Gleichrichters I, der Drosselkette, des zweistufigen aperiodischen Verstärkers und des Gleichrichters II. In Abb. 180 ist dagegen die Zusammenschaltung der einzelnen Apparate wiedergegeben, und zwar für den Fall, daß die Untersuchung des Frequenzgemisches möglichst schnell erfolgen und auf photographischem Papier aufgenommen werden soll. Hier dreht ein kleiner Elektromotor über ein passendes Untersetzungsgetriebe den Drehkondensator, der die Wellenlänge des einen Hochfrequenzgenerators im Überlagerungs-Tonfrequenzgenerator und damit die Frequenz der vom Tonfrequenzgenerator abgegebenen Niederfrequenz bestimmt. Auf diese Weise wird die Suchfrequenz gleichmäßig von der Frequenz Null auf einen oberen

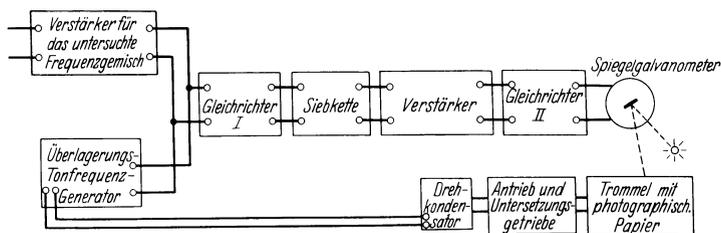


Abb. 180. Schema der Gesamtanordnung.

Wert, der z. B. 10000 Hertz betragen mag, erhöht. Mit dem Drehkondensator zugleich dreht sich eine Trommel, auf der in entsprechender Weise nach Frequenzen eingeteiltes photographisches Papier aufgebracht ist. Sobald die Suchfrequenz mit einer Frequenz in dem zu untersuchenden Frequenzgemisch übereinstimmt, bewirkt der hinter der Drosselkette auftretende, gleichgerichtete Wechselstrom einen Ausschlag des Spiegelgalvanometers, der sich auf dem photographischen Papier als Strich aufzeichnet. Die Länge des Striches gibt die Amplitude der im Frequenzgemisch vorhandenen Frequenz an.

Bei der beschriebenen Methode ist zur Gewinnung einwandfreier Ergebnisse lediglich darauf zu achten, daß der Überlagerungs-Tonfrequenzgenerator rein sinusförmige Wechselströme liefert, und daß zur Gleichrichtung ein Teil der Kennlinie der betreffenden Röhre benutzt wird, an dem diese Kennlinie quadratischen Charakter aufweist. Das Verfahren ist besonders zweckmäßig für die Untersuchung der Obertonbildung in Lautsprechern, Transformatoren, Drosseln, Mikrofonen usw., also in solchen Fällen, in denen, wie bereits erwähnt, das zu untersuchende Frequenzgemisch längere Zeit unterhalten werden kann. Grützmaker hat aber nach seiner Methode auch die Klangbilder einzelner Vokale aufgenommen, also Messungen durchgeführt, bei

denen nur eine außerordentlich kurze Zeit zur Aufnahme des Diagramms zur Verfügung stand. Bei diesen schnellen Messungen spielt die Einschwingzeit der Drosselkette bereits eine Rolle, und es werden unter diesen Umständen relative und keine absoluten Amplitudenwerte erhalten. In allen anderen Fällen, in denen die Diagrammaufnahme mit mäßiger Geschwindigkeit geschehen kann, oder in denen sogar jede Einstellung eine Weile bestehen bleiben kann, spielt die Einschwingzeit der Drosselkette keine Rolle mehr.

6. Messung kleiner Kapazitäten.

Für die theoretische Untersuchung der Verstärkungseigenschaften von Kaskadenschaltungen ist es von Wichtigkeit, die Kapazitäten zwischen den einzelnen Elektroden der benutzten Röhren zu kennen. Wie schon früher gezeigt wurde, können diese Kapazitäten, trotzdem sie außerordentlich klein sind, sehr schädlich wirken. Die Messung dieser kleinen Kapazitäten mit Hilfe der gewöhnlichen Brückenordnungen bereitet jedoch große Schwierigkeiten, da es kaum möglich ist, hierbei irgendwelche störenden Einflüsse der einzelnen Teile aufeinander zu vermeiden. Für die Messung von Röhrenkapazitäten oder überhaupt von Kapazitäten, die 10 cm und weniger betragen, kommen in der Hauptsache nur Anordnungen in Betracht, bei denen durch Anschalten des zu messenden Kondensators die Einstellung eines Abstimmkreises geändert und die Änderung der Hochfrequenzabstimmung durch eine hochfrequente Überlagerung hörbar gemacht wird. Zur Feststellung des Kapazitätswertes muß außerdem ein Normalkondensator vorhanden sein, der

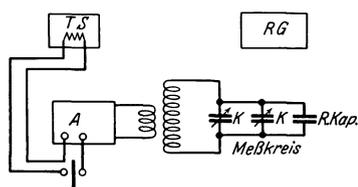


Abb. 181. Messung kleiner Kapazitäten im Absorptionskreis.

so verstellt wird, daß er die Einstellung um den gleichen Wert wie der zu messende Kondensator ändert. Ein Verfahren dieser Art, wie es von E. Schrader¹ entwickelt wurde, zeigt Abb. 181. Ein Röhrengenerator wird als Sender *RG* benutzt und in dem Schwingaudion *A* ein bestimmter Interferenzton eingestellt. Außerdem wird

ein Tonsender *TS* auf den gleichen Interferenzton mit Hilfe des Telefons eingestellt, das hinter das Schwingaudion geschaltet ist; hierbei kann die Intensität des vom Tonfrequenzgenerator gelieferten Tones reguliert werden, um vollständige Schwebungen zu ermöglichen. Mit dem Schwingaudion wird dann ein abgestimmter Kreis, der eigentliche Meßkreis, gekoppelt. Falls dieser Meßkreis annähernd auf die gleiche Welle wie das Schwingaudion abgestimmt wird, besteht bekanntlich eine

¹ Über Kapazitäten in Elektronenröhren, Jahrb. f. drahtl. Telegr. u. Teleph. Bd. 24, Heft 2, S. 28, 1924.

Beeinflussung der Abstimmung des Schwingaudions, d. h. eine Zieherscheinung. Die Messung geschieht dann so, daß ein bestimmter Interferenztone eingestellt und der Tonsender nach der Schwebungsmethode auf den gleichen Ton nachgestellt wird. Durch Zuschalten der zu messenden kleinen Kapazität parallel zum Kondensator K des Abstimmkreises tritt eine Tonänderung im Schwingaudion auf, die durch Verändern des Fein-

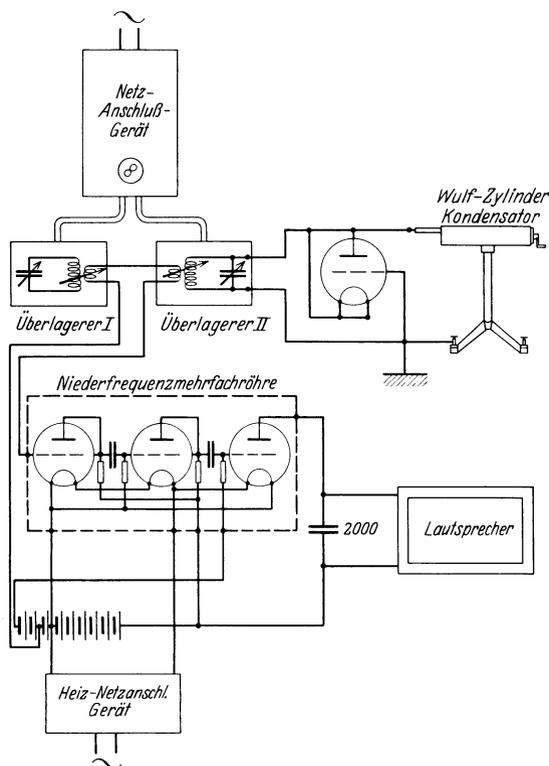


Abb. 182. Messung kleiner Kapazitäten nach einer Substitutions- und Schwebungsmethode.

einstellkondensators FK wieder ausgeglichen wurde. An dem geeichten Kondensator FK kann dann direkt die Kapazität abgelesen werden.

Während bei der vorher beschriebenen Meßeinrichtung durch die Zuschaltung der zu messenden Kapazität eine Abstimmänderung durch eine Zieherscheinung bewirkt wurde, kann man auch durch den zu messenden Kondensator direkt die Abstimmung des einen Hochfrequenzgenerators verändern. Die Schaltung einer solchen Meßeinrichtung¹, mit der sich auf einfache Weise sehr genaue Messungen ausführen lassen, zeigt Abb. 182. Hierbei werden zwei Überlagerer benutzt,

¹ M. v. Ardenne, Zur Messung von Röhrenkapazitäten, Funk, Jahrg. 5, Heft 23, S. 349, 1928.

die mit ihren Schwingungskreisen in Abb. 182 schematisch dargestellt sind. Die Kopplungsspulen dieser Überlagerer sind hintereinander geschaltet und an den Eingang eines Niederfrequenzverstärkers geführt worden. Da eine Niederfrequenzmehrfachröhre zur Verstärkung benutzt wird, findet gleichzeitig in der ersten Stufe dieser Röhre eine Gleichrichtung der Hochfrequenz statt, so daß man im Lautsprecher den durch die Verstimmung der beiden Überlagerer gegeneinander gegebenen Interferenzton abhören kann. Die Ankopplung der beiden Überlagerer ist sehr lose, um eine gegenseitige Mitnahme bei tiefen Frequenzen zu vermeiden. Bei dieser Anordnung sind Oberwellen nicht so schädlich, als wenn diese Methode zur Erzeugung von modulierter Hochfrequenz benutzt wird. Während bei Hochfrequenzgeneratoren Oberschwingungen unbedingt zu vermeiden sind, handelt es sich bei der Kapazitätsmessung nur darum, einen bestimmten Ton festzulegen. — Die Messung geschieht wieder in der Weise, daß durch die hinzugeschaltete, zu messende Kapazität die Kapazität der Schwingungskreise des Überlagerers II etwas geändert wird. Für diesen Zweck ist der Schwingungskreis des einen Überlagerers mit einer umschaltbaren Röhrenfassung und einem Wulfschen Normalkondensator verbunden worden.

Zur Erzielung einer großen Meßgenauigkeit ist einmal die Wellenlänge der Überlagerer möglichst kurz zu wählen und andererseits in dem Überlagerer II der Drehkondensator auf seinen kleinsten Wert einzu-

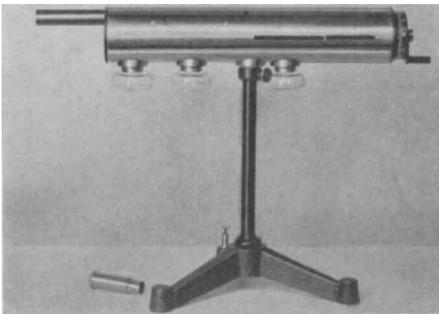


Abb. 183. Ansicht des Wulfschen Zylinderkondensators

stellen; in diesem Fall wird durch Zuschaltung einer Kapazität eine große Frequenzänderung bewirkt. Der Wulfsche Normalkondensator, dessen äußere Ansicht Abb. 183 zeigt, stellt einen Zylinder dar, der mittels einer im Innern befindlichen Spindel über die als zweite Elektrode dienende Nadel geschoben werden kann. Die zylindrische Anordnung des Wulfschen Normalkondensators bietet den Vorteil, daß

die Eichkurve nahezu gradlinig verläuft. Solange es nur auf die Differenzen der Kapazität ankommt, solange also die durch die Spitze des Drahtes gegebene Randwirkung sich heraushebt, lassen sich die Kapazitätsänderungen unmittelbar aus den benutzten Abmessungen mit guter Genauigkeit berechnen. Die Ablesung geschieht mittels der vorn sichtbaren Marke, die sich in einem Schlitz verschiebt, und durch eine Mikrometerteilung am Umfang der rechts befindlichen Trommel. Um Beein-

flussung von außen zu verhindern, wird der Fuß und der ganze Mantel des Kondensators geerdet. Außerdem können die auf dem Bilde sichtbaren Glasgefäße mit hydroskopischen Substanzen gefüllt werden, um auch bei feuchter Luft keine Beeinflussung zu erhalten. Die gesamte Meßanordnung ist auf Abb. 184 zu erkennen. Links befinden sich die beiden Überlagerer, in der Mitte hinten das Überlagerer-Netzanschlußgerät, im Vordergrund der Normalkondensator und rechts der Mehrfachröhrenempfänger, die Netzanschlußgeräte für diesen und der Lautsprecher. An der Wand über der Meßanordnung befinden sich die dazugehörigen Eichkurven. Die Meßanordnung ist dadurch dauernd betriebs-

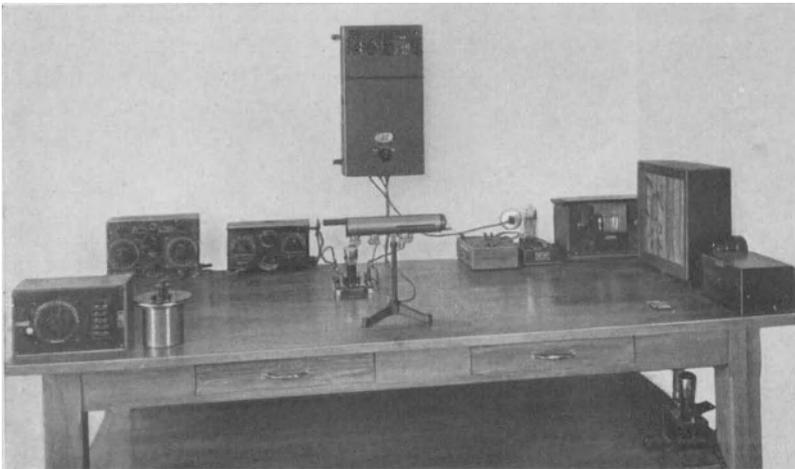


Abb. 184. Gesamtansicht der Kapazitätsmeßeinrichtung.

bereit, daß alle Betriebsspannungen aus dem Lichtnetz entnommen werden; die Inkonstanz der Netzspannung wirkt hier nicht schädlich, da es sich immer nur um kurz hintereinander folgende Vergleichsmessungen handelt. Außerdem ist zu bedenken, daß sich die Frequenz der beiden Überlagerer nahezu gleichmäßig ändert.

Die genaue Einstellung geschieht dann so, daß zunächst ohne die zu messende Röhre ein ganz bestimmter Interferenztone eingestellt wird. Dieser Interferenztone kann beispielsweise mit einer Stimmgabel nach der Schwebungsmethode kontrolliert werden. Diese an sich einfache Methode erfordert jedoch immerhin noch einige Aufmerksamkeit beim Einstellen der Schwebungen. Auf sehr viel leichtere Weise läßt sich die Einstellung erzielen, wenn als Normalton das durch ungenügende Siebwirkung im Netzanschlußgerät bedingte 50 Periodengeräusch benutzt wird. Nachdem ein Interferenztone von 50 Hertz eingestellt ist, wird die

Röhre in den Sockel gesetzt und durch den Wulfschen Kondensator die aufgetretene Tonänderung wieder aufgehoben. Aus der Änderung des Vergleichskondensators ergibt sich dann direkt die gesuchte Kapazität. Da mit dem Wulfskondensator noch Kapazitätsänderungen von einem hunderstel cm festgestellt werden können, läßt sich auch bei der Kapazitätsmessung diese Genauigkeit erreichen. Selbstverständlich darf man bei der Tonänderung nicht über das Minimum hinausgehen, da man sonst zu falschen Resultaten gelangt.

Irgendwelche Kapazitäten innerhalb der Meßanordnung sind solange unschädlich, als sie während der Messung unverändert

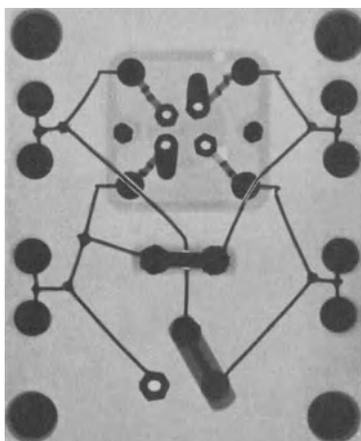


Abb. 185. Röntgenaufnahme des Röhrenmeßsockels.

bleiben, da es bei dieser Methode nur auf die Kapazitätsänderung ankommt. In diesem Zusammenhang soll darauf hingewiesen werden, daß es infolge der eigenartigen Schaltung der Kapazitäten innerhalb einer Verstärkerröhre nicht möglich ist, diese unmittelbar zu messen. Die Messung kann nur so vorgenommen werden, daß immer die Kapazität zweier parallel geschalteter Elektroden gegen die dritte ermittelt wird und aus den drei gemessenen Werten die einzelnen Kapazitäten berechnet werden. Mit Rücksicht auf diese Art der Messung empfiehlt es sich, den Röhrensockel so einzurichten, daß durch eine einfache Umschaltung die drei

Messungen leicht auszuführen sind. Ein Ausführungsbeispiel läßt die Röntgenaufnahme Abb. 185 erkennen.

Zum Schluß sollen noch einige gemessene Werte von Röhrenkapazitäten wiedergegeben werden, um einen Anhaltspunkt für die Größenordnung der Kapazitäten bei einer handelsüblichen Type zu geben.

Für die Type Telefunken *RE 144* ergaben sich folgende Werte:

$$\begin{array}{ll}
 C_{ga} = 1,77 \text{ cm} & C_{ga} = 0,96 \text{ cm} \\
 C_{gk} = 2,90 \text{ ,, (vollständig),} & C_{gk} = 1,18 \text{ ,, (Sockel m. Quetschung),} \\
 C_{ak} = 2,62 \text{ ,,} & C_{ak} = 2,25 \text{ ,,} \\
 & C_{ga} = 0,81 \text{ cm} \\
 & C_{gk} = 1,72 \text{ ,, (System allein)}^1. \\
 & C_{ak} = 0,37 \text{ ,,}
 \end{array}$$

¹ Zum Vergleich soll auf die von Sutton angegebene Tabelle auf S. 59 des Buches hingewiesen werden.

Die Messung geschieht in der Weise, daß zuerst die unbeschädigte Röhre gemessen, sodann der Glasballon zerschlagen und das System abgeschnitten wird. Aus der folgenden Messung ergibt sich die Kapazität des Sockels einschließlich der Durchführung in dem Quetschfuß; in der Differenz beider Messungen ist die Kapazität des Systems dann gegeben. Aus den angegebenen Meßwerten geht ohne weiteres hervor, daß ein sehr hoher Prozentsatz der Röhrenkapazität durch Sockel und besonders durch die Durchführungen im Quetschfuß bewirkt wird. Diese Tatsache zeigt besonders den Vorteil des Mehrfachröhrenaufbaues nach S. Loewe, durch den diese Sockelkapazitäten und besonders die schädlichen Durchführungen weitgehend vermieden werden.

Eine weitere Meßeinrichtung, die weitgehend von der vorher beschriebenen Anordnung abweicht, ist von Erich Offermann¹ angegeben

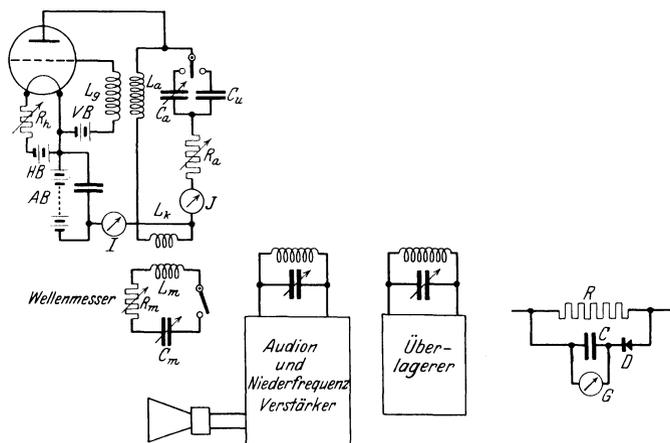


Abb. 186 u. 187. Einrichtung zur Messung von dielektrischen Verlusten.

worden. Mit dieser Meßeinrichtung ist es möglich, nicht nur Kapazitäten selbst, sondern auch ihre dielektrischen Verluste zu bestimmen. Die Meßeinrichtung, die in Abb. 186 dargestellt ist, besteht aus einer induktiv über die Spulen L_a und L_g rückgekoppelten Röhre, in deren Anodenkreis sich außer der Spule L_a noch eine kleine Spule L_k zur Kopplung mit dem Wellenmesser sowie der zu untersuchende Kondensator C_u , an dessen Stelle ein annähernd verlustfreier Drehkondensator C_a eingeschaltet werden kann, ferner ein austauschbarer Ohmscher Widerstand R_a und das Wechselstrommeßinstrument J befinden: (das Instrument I mißt den Anodengleichstrom). Die Kopplung zwischen L_u und L_g muß äußerst fein einstellbar sein, damit die Röhre in das indifferente Schwingungsgleichgewicht gebracht werden kann, das heißt

¹ Erich Offermann, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. Bd. 26, Heft 6, S. 153, 1925.

in den Zustand, bei dem die Rückkopplung gerade eben genügt, Schwingungen aufrechtzuerhalten. Nimmt man noch die Bedingung hinzu, daß der Arbeitspunkt der Röhre in ein gradliniges Stück der Kennlinie verlegt ist, so müssen theoretisch unendlich kleinen Änderungen des Widerstandes im Anodenkreise endliche Stromänderungen entsprechen. Mit anderen Worten, bei der gekennzeichneten Einstellung wirken sich geringe Widerstandsänderungen des Anodenkreises als verhältnismäßig erhebliche Änderungen des in diesem Kreise fließenden mit dem Instrument J zu messenden Schwingungsstromes aus. Es decken sich dann nach Möller die Rückkopplungsgrade und die Schwingkennlinien von deren Anfangspunkt aus über eine gewisse kleine Strecke. Wenn unter diesen Voraussetzungen eine hohe Meßgenauigkeit erreicht werden soll, so muß der Wechselstrom im Anodenkreis ganz konstant bleiben, solange die ganze Meßeinrichtung unter unveränderten Umständen sich selber überlassen ist. Dazu ist erforderlich, daß nicht nur die Röhrenheizung genau gleichbleibenden Wert behält, sondern auch, daß das Vakuum in der Röhre vorzüglich ist. Die meisten Röhren genügen dieser Anforderung nicht und weisen dann unregelmäßige Schwankungen des Stromes im Anodenkreis auf.

Beim indifferenten Schwingungsgleichgewicht sind die Ströme im Anodenkreis stets sehr klein; das Instrument J muß daher außerordentlich empfindlich sein. Als empfindliche Strommeßeinrichtung benutzt Offermann die in Abb. 187 dargestellte Anordnung. Sie umfaßt einen Widerstand R , einen Detektor D , eine große Kapazität C ($10 \mu\text{F}$) und ein Spiegelgalvanometer G (150 Ohm , Stromempfindlichkeit $4,5 \cdot 10^{-9}$ Ampere). Wenn Siliziumdetektoren mit Gold- oder Bronze-Stift verwendet wurden, bei denen die empfindlichste Einstellung einen ziemlich kräftigen Druck des Stiftes erfordert, so blieb die Eichung monatelang auf 1% konstant und konnte auch durch starke Erschütterungen nicht geändert werden. Es zeigte sich, daß die Strommessung mit Detektor mindestens ebenso empfindlich ist, wie die Messung mit einem Thermoelement. Ein Ausschlag von 100 mm des Galvanometers entsprach bei $R = 2,2 \text{ Ohm}$ einem Strom von $4,5 \cdot 10^{-3}$ Ampere, bei $R = 5,1 \text{ Ohm}$ einen Strom von $2,0 \cdot 10^{-3}$ Ampere und bei $R = 18,0 \text{ Ohm}$ einen Strom von $0,55 \cdot 10^{-3}$ Ampere.

Es kann also durch Auswechseln der Shunte R die Empfindlichkeit in weiten Grenzen angepaßt werden. Durch eine besondere Ausbildung der einzelnen Teile der Anordnung ist es möglich, eine völlige Frequenzunabhängigkeit zu erreichen. Hierzu waren folgende Bedingungen zu erfüllen: 1. Freiheit der Shunts vom Skineffekt, 2. Induktionsfreiheit der Shunts, 3. Vermeidung von Schleifen, in denen durch äußere Felder eine E M K induziert werden könnte, 4. Unschädlichmachung der Induktivität der Galvanometerspule. Der Bedingung 1 kann dadurch genügend

entsprochen werden, daß sehr dünne Widerstandsdrähte verwendet werden. Punkt 2 wird erfüllt, wenn man den Widerstandsdraht bifilar anordnet und außerdem verdreht. Auf diese Weise wird die Schleifenbildung gemäß 3 von selber vermieden, wenn man die Zuleitungen zum Detektor und zum Kondensator äußerst kurz wählt. Anderenfalls müssen die Zuleitungen zum Shunt mit den Zuleitungen zum Detektor und Kondensator verdreht werden. Die Bedingung 4 ist bereits durch den Kondensator C erfüllt, wenn dieser genügend groß gewählt ist. Der Galvanometerausschlag muß völlig Null werden, wenn man den Shunt kurz schließt.

Der Verlustwinkel des zu untersuchenden Kondensators ergibt sich folgendermaßen. Es wird zunächst mit L_a , L_k , J und C_u im Anodenkreis das indifferente Schwingungsgleichgewicht eingestellt und der Strom im Anodenkreise gemessen. Darauf wird an die Stelle des zu untersuchenden Kondensators ein verlustfreier Drehkondensator C_a gebracht und zugleich ein Ohmscher Widerstand R_a in den Anodenkreis geschaltet. Der Drehkondensator ist so einzustellen, daß die Frequenz im Anodenkreis mit der bisherigen übereinstimmt; andererseits ist der Widerstand so zu wählen, daß der Strom im Anodenkreis ebenfalls derselbe ist wie zuvor. Bezeichnet nun ρ diesen Widerstand, so ist

$$\operatorname{tg} \delta = \rho \cdot \omega \cdot C. \quad (61)$$

Zur Messung der Wellenlänge dient der durch die Spulen L_m und L_k lose angekoppelte Wellenmesser, in dessen Schwingungskreis zunächst der veränderliche Ohmsche Widerstand R_m ganz fehlen mag. Sobald die Einstellung des Wellenmessers mit der Frequenz im Anodenkreis übereinstimmt, wirkt die Ankopplung des Wellenmessers wie eine rein Ohmsche Belastung des Anodenkreises, was durch einen Rückgang des von J angegebenen Stromes kenntlich wird. Es ist

$$R' = \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_{w,m}}, \quad (62)$$

worin M die gegenseitige Induktion der Spulen L_k und L_m und $R_{w,m} = R_w + R_m$ den gesamten Wirkwiderstand im Wellenmesserschwingungskreis bedeutet. Offermann gibt folgende Methode zur Bestimmung von M an. Im Anodenkreis wird nach Einsetzung eines sehr kleinen Widerstandes R_a durch Regeln der Kopplung zwischen L_a und L_g ein bestimmter kleiner Strom herbeigeführt. Darauf wird R_a wieder entfernt und der Wellenmesser angekoppelt. Die Kopplung des Wellenmessers, der sich natürlich wieder in Resonanz befinden muß, kann dann so eingestellt werden, daß sich derselbe Strom im Anodenkreis ergibt. Dann muß offenbar der im Anodenkreis induzierte Widerstand $\omega^2 \cdot M^2 / R_{w,m}$ die Größe des Widerstandes R_a haben. Da R_a und $R_{w,m}$ bekannt sind, erhält man hieraus $\omega^2 \cdot M^2$.

Offermann benutzt ferner die im indifferenten Gleichgewicht

schwingende Röhre zur genauen Messung der Wellenlänge eines entfernten Senders. Der entfernte Sender wird mit einem normalen Empfänger aufgenommen, der mit der im indifferenten Gleichgewicht schwingenden Röhre überlagert wird. Die Frequenz des Überlagerungstones wird bestimmt. Darauf läßt sich in der oben angegebenen Weise die Frequenz des Überlagerers mit einem Wellenmesser sehr genau feststellen. Um die Wellenlänge des fernen Senders zu erhalten, sind die Frequenz des Überlagerers und die durch die Überlagerung entstandene Tonfrequenz zu addieren oder zu subtrahieren.

Das in Abb. 186 angegebene Audion mit Niederfrequenzverstärker und der zugehörige Überlagerer haben den Zweck, eine einmal eingestellte Frequenz genauestens wieder reproduzieren zu können.

Nach einem ganz anderen Prinzip arbeitet ein von Albert W. Hull und N. H. Williams¹ angegebenes einfaches Vergleichsverfahren,

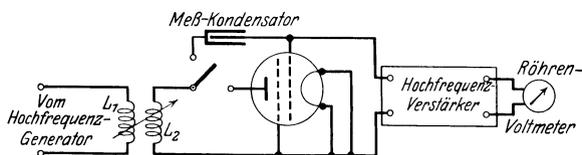


Abb. 188. Messung kleiner Kapazitäten nach A. W. Hull.

das für die Messung kleiner Kapazitäten, insbesondere der Gitteranodekapazität von Verstärkerrohren ganz vorzüglich geeignet ist.

Abb. 188 zeigt die Anwendung des Verfahrens zur Messung der Gitteranodekapazität einer Schirmgitterröhre bei kalter Kathode. Es wird vorausgesetzt, daß durch die Kopplung zwischen den Spulen L_1 und L_2 eine konstante Hochfrequenzspannung zugeführt wird. Diese Hochfrequenzspannung wird dann, natürlich unter sorgfältiger Vermeidung jedes kapazitiven Nebenschlusses, über die Gitteranodekapazität der zu untersuchenden Röhre an einen Verstärker gebracht, an den ein Instrument zur Messung der Ausgangsleistung, etwa ein Röhrenvoltmeter, angeschlossen ist. Das Instrument gibt unter diesen Umständen eine bestimmte Anzeige, deren Bedeutung nicht bekannt zu sein braucht, da es sich, wie bereits erwähnt, um ein Vergleichsverfahren handelt. Man beachte, daß die Gitterkathodekapazität einen Nebenschluß zum Eingang des Verstärkers bedeutet.

Es ist nun weiterhin die Anode derart von der Spule L_2 abzutrennen, daß keine kapazitive Hochfrequenzleitung durch die Röhre mehr stattfinden kann, was mit Hilfe des Instrumentes hinter dem Verstärker kontrolliert werden kann. Darauf wird der Meßkondensator angeschlos-

¹ Characteristics of shielded grid plotrons, The physical Review Vol. 27, Nr. 4, S. 432, April 1926.

sen und seine Kapazität solange verändert, bis die Ausgangsleistung des Verstärkers dieselbe ist wie oben. Dann muß die jetzt eingestellte Kapazität gleich der Gitteranodekapazität der Röhre sein, da auch hier wieder die Gitterkathodekapazität in derselben Weise wie zuvor dem Eingang des Verstärkers parallel liegt.

Der benutzte Meßkondensator bestand aus einem Draht von 0,125 mm Durchmesser in der Achse eines Zylinders von 2,5 mm Durchmesser; der Draht war axial verschiebbar. Im vorliegenden Fall betrug die erforderliche Verschiebung 2,5 mm, was einer Kapazität von 0,025 cm entsprach. Die hier benutzte Anordnung entspricht also dem weiter oben beschriebenen Wulfkondensator.

Diese außerordentlich empfindliche Methode zur Messung kleiner Kapazitäten ist neuerdings von W. Runge¹ weitgehend durchgebildet worden. In der Meßanordnung von Runge ist der von E. Klotz konstruierte Hochfrequenzschalter von besonderem Interesse, da dieser sich auch in vielen anderen Hochfrequenzmeßeinrichtungen vorteilhaft verwenden läßt. Das Prinzip dieses Schalters ist aus Abb. 189 zu erkennen. Durch einen Schirm und durch die Art der Ausbildung der Schalterelektroden wird vermieden, daß bei der Betätigung des Schalters eine merkliche Kapazitätsänderung eintritt. Die Schaltverbindung geschieht dadurch, daß sich zwei Nadeln, die ihre mechanische Führung durch eine Bohrung in einen Isolator erhalten, berühren.

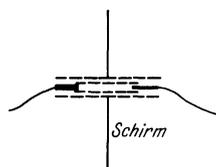


Abb. 189.
Hochfrequenzschalter.

Nach Runge ist es vorteilhaft, parallel zu der Kopplungsspule L_2 in Abb. 188 noch einen Kondensator einzuschalten, der groß gegen die Erdkapazitäten der Zuführungsleitungen zum Kondensator ist. Die Empfindlichkeit, die sich mit dieser Anordnung erzielen läßt, beträgt nach Runge etwa ein tausendstel Zentimeter; Kapazitätsunterschiede in dieser Höhe können noch mit 10% Genauigkeit ermittelt werden.

Eine weitere empfindliche Anordnung von Dowling zur Messung besonders kleiner Kapazitäten zeigt Abb. 190. Es handelt sich hierbei um eine Selbsterregungsschaltung mit einem kompensierten Anodenstrommeßinstrument. Bei ganz geringfügigen Frequenzänderungen treten erhebliche Änderungen des Anodengleichstromes auf, die am Instrument,

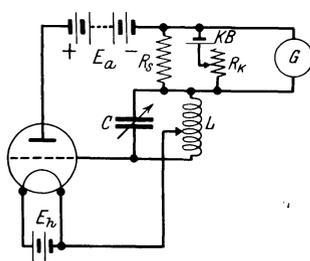


Abb. 190. Messung sehr kleiner Kapazitäten im Schwingungszustand.

¹ Vgl. Telefunkenzeitung Jahrg. IX, H. 50, 1928.

ferenz ΔE_g . Da in einer Röhre der gleiche Anodenstrom stets bei derselben Gitterspannung fließen muß, wenn die anderen Verhältnisse ungeändert bleiben, so ist die Spannungsdifferenz ΔE_g gleich dem Spannungsabfall am Gitterableitewiderstand, d. h.:

$$\Delta E_g = I_g \cdot R_g.$$

Da R_g bekannt ist, kann der Gitterstrom J_g aus folgender Beziehung ermittelt werden:

$$I_g = \frac{\Delta E_g}{R_g}. \quad (63)$$

Bezeichnet man in Abb. 191 den Abstand der Punkte B und C mit ΔI_a , dann ergibt sich für die Steilheit S , die in diesem kleinen Bereich meist als konstant angenommen werden kann, folgender Ausdruck:

$$S = \frac{\Delta I_a}{I_g \cdot R_g}. \quad (64)$$

In dieser Formel gibt das Verhältnis $\frac{\Delta I_a}{I_g}$ die Empfindlichkeit der Meßmethode an. Aus dieser Zahl geht hervor, mit wieviel mal größeren Strömen im Anodenkreis die Gitterströme gemessen werden können. Da

$$\frac{\Delta I_a}{I_g} = S \cdot R_g$$

ist, gibt die rechte Seite dieses Ausdruckes ein einfaches Maß für die Empfindlichkeit des Meßverfahrens und gleichzeitig auch die Gesichtspunkte für eine Steigerung der Empfindlichkeit. Durch Anwendung entsprechend großer Gitterableitewiderstände könnte theoretisch die Empfindlichkeit bis in das Unendliche gesteigert werden. Praktisch ist es jedoch wegen der Isolationswiderstände, die in Verstärkern bei sorgfältigem Aufbau in der Größenordnung von 500—5000 Megohm liegen, nicht empfehlenswert, größere Gitterableitewiderstände als etwa $30 \cdot 10^{-6}$ Ohm für die Messungen zu nehmen.

Bei einer mittleren Steilheit von $S = 5 \cdot 10^{-4}$ Ampere/Volt und einem Gitterableitewiderstand von $20 \cdot 10^{-6}$ Ohm ist eine Empfindlichkeit vorhanden von

$$S \cdot R_g = 10\,000;$$

das bedeutet, daß beispielsweise mit einem Milliampereometer, das noch eine Stromänderung von $\frac{1}{10}$ Milliampere hinreichend genau erkennen läßt, Gitterströme gemessen werden können von 10^{-8} Ampere. Da Gitterströme unter 10^{-8} Ampere selbst für Niederfrequenzverstärker in der Regel unschädlich sind, bietet die Messung mittels eines normalen Milliampereometers im Anodenkreis ausreichende Möglichkeiten für die Praxis.

Wenn Gitterstrommessungen in den Spannungsverstärkerstufen eines Widerstandsverstärkers unter den tatsächlichen Arbeitsverhält-

nissen vorgenommen werden sollen, so scheint diese Methode sehr unempfindlich zu sein, da die Steilheit S_r der dann in Frage kommenden Arbeitskennlinie im Mittel etwa $1 \cdot 10^{-5}$ Ampere/Volt beträgt. Man kann sich jedoch hier leicht helfen, indem man die Spannungsverstärkung einer solchen Stufe, die bei gegebenem Anodenwiderstand mit S_r konstant ist, ausnutzt und die Spannungsänderung an der Röhre ΔE_a mißt, die entsprechend der Verstärkung V größer als die Gitterspannungsdifferenz ΔE_g ist. Es gilt dann folgende einfache Beziehung

$$I_g = \frac{\Delta E_a}{V \cdot R_g} \quad (65)$$

Abb. 192. Einrichtung zur indirekten Messung von Gitterströmen nach v. Ardenne.

Bei geeigneter Dimensionierung lassen sich auf diesem Wege z. B. mit einem Elektrometer, das noch Spannungsunterschiede von 0,1 Volt abzulesen gestattet, die Gitterströme von 10^{-10} bis 10^{-9} Amper

messen. Eine einfache Meßanordnung für die beschriebene Methode zeigt Abb. 192. Der Schalter S dient hier zur Zwischenschaltung des Gitterableitwiderstandes R_g . In Abb. 193 sind Kurven wiedergegeben, die in der besprochenen Weise an der Röhre $RE\ 084$ bei verschiedenen Gitterableitwiderständen aufgenommen wurden. Im Einsatzgebiet der Gitterströme ist es empfehlenswert, den Gitterableitwiderstand so groß zu wählen, wie es die Isolationswiderstände erlauben. In Gebieten schwach negativer oder positiver Gitterspannungen ist dagegen ein kleinerer Gitterableitwiderstand nicht nur ausreichend, sondern sogar mit Rücksicht auf die Einfachheit der Messung vorteilhaft. Die aus Abb. 193 erhaltene Gitterstromkennlinie zeigt Abb. 194 in logarithmischem Maßstabe.

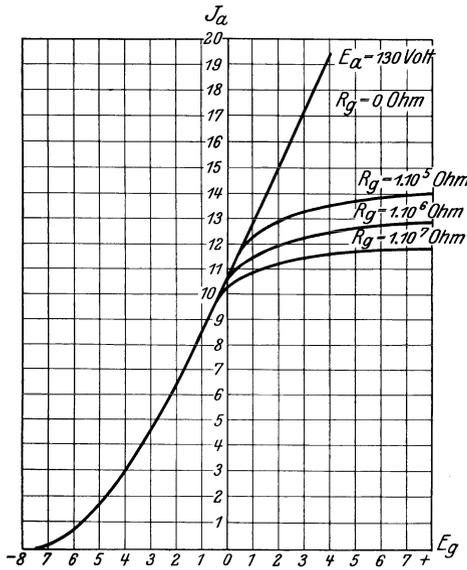


Abb. 193. Verzerrung der Anodenstromkennlinien bei verschiedenen Gitterableitwiderständen.

Um die Gitterstromkennlinie einer Röhre zu erhalten genügt es für

viele Fälle, nur einen Punkt der Gitterstromkennlinie zu bestimmen und auf ein Papier, dessen Ordinate logarithmisch geteilt ist, durch diesen Punkt eine Gerade mit der aus Abb. 194 erkennbaren Neigung zu legen. Bei den verschiedenen Röhrentypen weichen bekanntlich die Neigungen der im einseitig logarithmischen Maßstabe aufgetragenen Gitterstromkennlinien nicht erheblich voneinander ab. Selbstverständlich ist mit der beschriebenen Methode sehr leicht in bekannter Weise der Gasgehalt einer Röhre aus der Gitterstromkennlinie festzustellen. Besitzt eine Röhre Gas, so verläuft, solange negative Gitterströme vorhanden sind, die mit Gitterableitewiderstand aufgenommene Kennlinie zunächst oberhalb der normalen Charakteristik, um diese bei $I_g = 0$ zu schneiden. Für viele Fälle genügt es zu wissen, ob überhaupt und in welcher Richtung in einer Anordnung Gitterströme vorhanden sind. Um dies zu ermitteln, ist es lediglich notwendig, ein Indikatorinstrument in den Anodenkreis einzuschalten und festzustellen, ob sich der Anodenstrom durch die Einschaltung des Gitterableitewiderstandes ändert. Steigt der Anodenstrom, wenn der Ohmsche Gitterableitewiderstand in den Gitterkreis gelegt wird, so überwiegen die durch Gasionen verursachten negativen Gitterströme, sinkt dagegen der Anodenstrom, so überwiegen positive Gitterströme, die durch Elektronen bedingt sind.

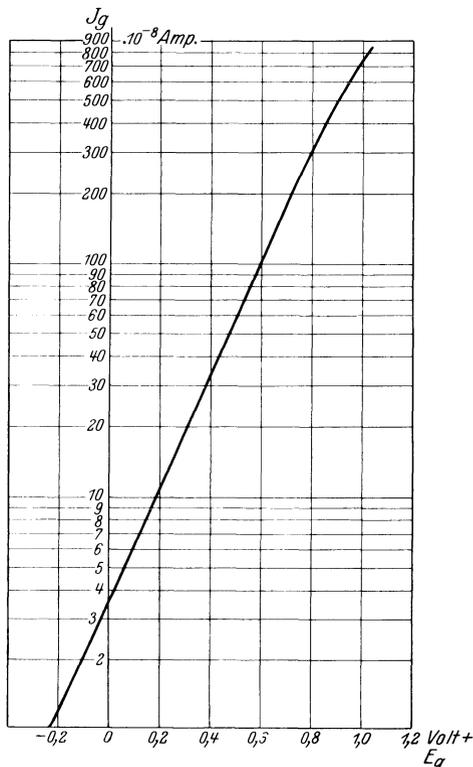


Abb 194. Gitterstromkennlinie.

8. Messung des Verzerrungsgrades von Lautsprechern.

Als Beispiel für eine weitere Meßeinrichtung, bei der die oben besprochenen Anordnungen für Verstärkermeßzwecke sich anwenden lassen, soll die von Erwin Meyer¹ benutzte Einrichtung zur Untersuchung von Lautsprechern besprochen werden. Das Meßverfahren

¹ Über die nichtlineare Verzerrung von Lautsprechern und Fernhörern, ENT Bd. 4, Heft 12, S. 509, 1927.

dient dazu, das Verhältnis der Summe der effektiven Druckamplituden der Obertöne zur Effektivdruckamplitude des Grundtones zu ermitteln. Dieses Verhältnis, das von Küpfmüller als „Klirrfaktor“ bezeichnet wird, soll einen Anhaltspunkt für das Auftreten von Oberschwingungen geben, wenn dem Lautsprecher oder Fernhörer ein sinusförmiger Wechselstrom zugeführt wird.

Man läßt den Schall des Lautsprechers auf ein Kondensatormikrophon einwirken. Aus den Schwingungen der Membrane dieses Kondensatormikrophons (Membrandurchmesser 2,5 cm, 0,04 mm starkes Duraluminium) wird die Grundfrequenz dadurch beseitigt, daß ihm außer dem Schall eine Wechselspannung zugeführt wird, die nur die Grundfrequenz in geeigneter Phase und Stärke enthält. Auf diese Weise bleiben von den Schwingungen der Membrane lediglich die den Ober-

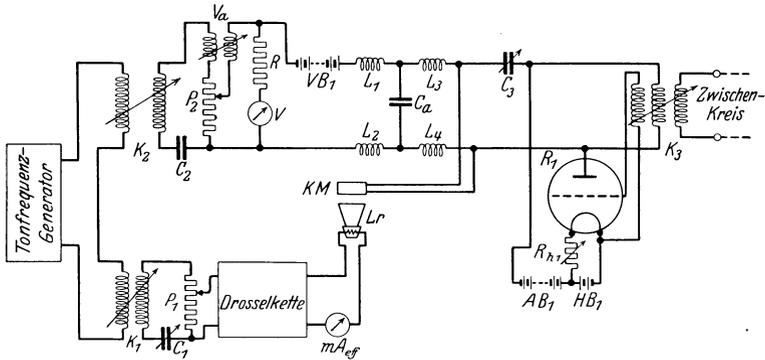


Abb. 195. Anordnung zur Messung des Verzerrungsgrades von Lautsprechern von E. Meyer.

tönen entsprechenden erhalten. Wird nun das Kondensatormikrophon in den Schwingungskreis eines Hochfrequenzgenerators (Rieggersche Anordnung) gelegt, so liefert dieser mit den Obertönen modulierte Hochfrequenz. Diese Hochfrequenz wird dann gleichgerichtet und die erhaltene Niederfrequenz, die genau jenen Obertönen entspricht, verstärkt und zum Beispiel mit Hilfe eines Thermoelementes und Galvanometers gemessen. Die sich ergebenden Werte sind mit denen zu vergleichen, die man bekommt, wenn die Kompensationseinrichtung für die Grundtöne ausgeschaltet wird, so daß dann das gesamte Frequenzgemisch an das Meßinstrument gelangt.

Die von E. Meyer verwendete Meßeinrichtung ist in Abb. 195 und 196 wiedergegeben. Der verwendete Tonfrequenzgenerator muß natürlich schon an sich möglichst sinusförmige Schwingungen liefern; er enthält deswegen nur Luftspulen und keine Spulen mit Eisenkern. Der dem Lautsprecher L_r zugeführte Wechselstrom, der mit dem Poten-

tiometer P_1 geregelt und mit dem Milliampereometer mA gemessen werden kann, muß außerordentlich sorgfältig Oberschwingungsfrei gehalten werden, weil diese Oberschwingungen sonst, namentlich bei tiefen Tönen, in verstärktem Maße in dem Schall des Lautsprechers hervortreten können. Die Wechselstromzuführung geschieht deshalb über eine lose Kopplung K_1 , einen mit dem Kondensator C_1 abstimmbaren Schwingungskreis und außerdem noch über eine Drosselkette. Diese Drosselkette ist austauschbar und wird in jedem Fall so gewählt, daß ihr Durchlässigkeitsbereich immer dicht oberhalb derjenigen Frequenz aufhört, auf die der Tonfrequenzgenerator eingestellt ist. Die Notwendigkeit, mehrere solcher Drosselketten vorrätig zu haben und sie bei jeder Meßreihe auszutauschen, ist ein Nachteil dieser Meßmethode. Die dem Kondensatormikrophon KM anzulegende Kompensationsspannung wird über eine sehr lose Kopplung K_2 und einen mit dem Drehkondensator C_2 abstimmbaren Schwingungskreis erhalten. In diesem Schwingungskreis liegt das Variometer Va und das Potentiometer P_2 , beide dienen dazu, die Phase und zugleich die Stärke der Kompen-

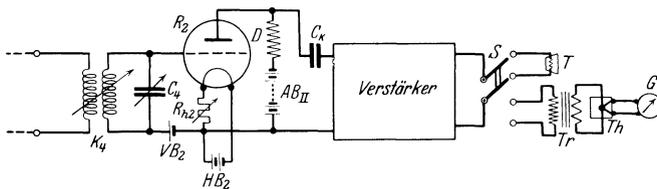


Abb. 196. Anordnung zur Messung des Verzerrungsgrades von Lautsprechern von E. Meyer.

sationsspannung zu regeln, die mit Hilfe des Voltmeters V über den Widerstand R zu messen ist.

Das Kondensatormikrophon befindet sich andererseits in dem mit C_3 auf Hochfrequenz abstimmbaren Anodenschwingungskreis der Röhre R_1 . Um den Übergang der Hochfrequenz in die zur Kompensation dienenden Schaltungselemente zu verhindern, ist eine Drosselkette mit den Spulen L_1 — L_4 und dem Kondensator C_a vorgesehen. Über den die Kopplungen K_3 und K_4 verbindenden Zwischenkreis gelangt die vom Kondensatormikrophon modulierte Hochfrequenz zur Röhre R_2 , die als Gleichrichter wirkt, und von dieser zu einem Niederfrequenzverstärker. Dem Niederfrequenzverstärker schließt sich ein Umschalter an, der die verstärkte Niederfrequenz wahlweise einem Abhörtelefon — als solches wird am besten ein Reiszches Kondensatortelephon benutzt — oder über einen Transformator T_r dem Thermoelement T_h zuzuführen gestattet; mit dem Thermoelement steht das Galvanometer G in Verbindung.

Die Untersuchung eines Lautsprechers mit der angegebenen

Einrichtung geht folgendermaßen vor sich. Nachdem der Tonfrequenz-generator auf eine bestimmte Frequenz abgestimmt und eine zu dieser Frequenz passende Drosselkette eingesetzt ist, wird mit Hilfe der Kopplung K_1 und des Potentiometers P_1 eine geeignete Lautstärke des Lautsprechers eingeregelt. Ob die Drosselkette wirksam genug ist, kann dadurch geprüft werden, daß man hinter die Drosselkette noch eine Kondensator-kette bringt, die für die Obertöne durchlässig ist, aber die Grundfrequenz nicht durchläßt; es dürfen dann hinter dieser Kondensator-kette weder die Obertöne noch die Grundfrequenz im Telephon nicht hörbar sein.

Das Kondensatormikrophon wird in mäßiger Entfernung vor dem Lautsprecher aufgestellt. Hiernach erstreckt sich die Untersuchung also nur auf die senkrechte Schallabstrahlung des Lautsprechers und nicht auf dessen seitliche Abstrahlung. Zur Kompensation der Grundfrequenz an der Membrane des Kondensatormikrophones ist nun die Kompensationseinrichtung mit C abzustimmen und dann mit Hilfe von K_2 sowie P_2 und V_a hinsichtlich Amplitude und Phase der Gegenspannung einzuregeln. Das Verschwinden der Grundfrequenz wird mit dem Telephon am Ausgang der ganzen Meßeinrichtung erkannt. Dies ist ein Mangel der Einrichtung, weil das menschliche Ohr die Grundfrequenz bekanntlich ergänzt, so daß deren Verschwinden nicht leicht zu erkennen sein dürfte. Es dürfte vorzuziehen sein, statt des Telephons einen Kathodenstrahlenoszillographen hinter die Meßeinrichtung zu schalten und mit diesem das Verschwinden der Grundfrequenz zu konstatieren. Die Messung der Ausgangsleistung mit dem Thermoelement hat einmal bei Auslöschung der Grundfrequenz und andererseits einschließlich der Grundfrequenz zu erfolgen. Es ist aber auch möglich, die Stärke des Grundtones selbst zu messen, indem man nämlich nach erfolgter Kompensation den Lautsprecher ausschaltet.

Das ganze Verfahren ist nicht leicht durchführbar; es bedarf sehr sorgfältiger Handhabung, wenn Fehler vermieden werden sollen. Die erlangten Resultate sind indessen sehr interessant, weil sie zeigen, daß selbst die besten, heute gebräuchlichsten Lautsprecher in erheblichem Maße Obertöne von den ihnen zugeführten Wechselströmen erzeugen. Es seien folgende Meßresultate angeführt:

Elektromagnetischer Membran-Lautsprecher.

- A) mit Blechtrichter,
- B) mit konusförmiger Papiermenbran.

Hertz:	160	200	250	300	400	500	700	1000	1400
Klirrfaktor A:	2,8	1,2	0,6	0,5	0,1	0,02	0,02	0,005	0,005
Klirrfaktor B:	0,3	0,6		0,5	0,3		0,1	0,4	0,04

Elektromagnetischer Lautsprecher mit gepolten
Magneten und freischwingendem Anker.

- A) bei guter Einstellung,
B) bei schlechter Einstellung.

Hertz: 160 300 600 800 1400

Klirrfaktor A: 0,1 0,1 0,03 0,02 0,01

Klirrfaktor B: bis zum fünffachen.

Bei elektrodynamischen Lautsprechern bleibt der Klirrfaktor durchweg unterhalb von 0,01.

III. Fehlerquellen bei Verstärkungsmessungen und ihre Vermeidung.

1. Allgemeine Fehlerquellen.

Bei dem Aufbau von Verstärkermeßeinrichtungen bereitet es häufig Schwierigkeiten, die Anordnungen vollständig von allen Fehlerquellen zu befreien. Besonders bei Hochfrequenzmessungen können diese Fehlerquellen außerordentlich leicht zu falschen Meßresultaten führen, ohne daß man sofort die Ursache und Wirkung übersieht. In der Hauptsache sind solche Fehlerquellen durch Eindringen von Wechselspannungen in irgendwelche Teile der Meßanordnung auf einem nicht vorgesehenen Wege gegeben. Andererseits kann es leicht vorkommen, daß die Eichung der benutzten Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsinstrumente nicht konstant bleibt, sondern sich je nach den Betriebsverhältnissen und je nach der benutzten Frequenz ändert. Obwohl diese Fehlerquellen schon bei den verschiedenen oben gebrachten Meßeinrichtungen mehr oder weniger ausführlich gebracht wurden, ist es sicher besonders dem Praktiker erwünscht, wenn noch einmal zusammenfassend die wichtigsten Fehlerquellen besprochen werden.

Zunächst soll versucht werden, die besonders schädlichen kapazitiven Kopplungen systematisch als Fehlerquellen zu untersuchen. Die kapazitiven Kopplungen machen sich einmal durch ihre Zusammenwirkung mit irgendwelchen induktiven Kopplungen, außerdem als Erdschlüsse und als hochfrequente Überbrückung von verschiedenen Teilen der Meßanordnung, die große Spannungsunterschiede aufweisen, schädlich bemerkbar.

Die kapazitiven Kopplungen bei induktiv gekoppelten Hochfrequenzkreisen sind eingehend von Alfred Herzog¹ untersucht worden. Als allgemeinsten Fall kann der betrachtet werden, daß ein Generatorkreis über einen abstimmbaren Zwischenkreis mit einem Indikatorkreis gekoppelt ist. Es können dann namentlich folgende beiden Störfälle eintreten. Der Generatorkreis ist kapazitiv mit Erde und mit dem Zwischenkreis gekoppelt und zugleich der Zwischenkreis kapazitiv mit Erde. Diese Kapazität bildet dann einen nicht abstimmbaren Nebenschluß zum Generatorkreis. In ähnlicher Weise kann ein

¹ Über kapazitive Kopplungen in induktiv gekoppelten Hochfrequenzkreisen, Telefunkenzeitung Jahrg. VI, Nr. 36, S. 27, 1924.

nicht abstimmbarer Nebenschluß auch zum Resonanzkreis entstehen. Der zweite Fall ist der, daß der Generatorkreis an zwei verschiedenen Punkten in verschiedenem Grade kapazitiv mit dem Zwischenkreis gekoppelt ist. Hier wird dem Zwischenkreis kapazitiv abstimmbare Energie zugeführt. In der gleichen Weise kann das auch beim Indikatorkreis eintreten. Je nachdem, worauf es bei der betreffenden Messung ankommt, kann ein „Nebenschluß“ oder die „kapazitive Energieübertragung“ als stärkere Störung bemerkbar werden. Die beiden verschiedenen Störfälle sind ihrer Eigenart nach in den Abb. 197 und 198 dargestellt.

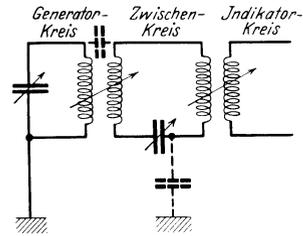


Abb. 197. Kapazitiver Nebenschluß.

In weit größerem Maße wird eine solche kapazitive Überbrückung bei Anordnungen schädlich, die zu Übertragung bestimmter kleiner Wechselspannungen als geeichte Kopplungen ausgeführt werden. Wie schon früher im Abschnitt über Spannungsteiler erwähnt wurde, können die Fehler, die durch solche kapazitive Kopplungen bewirkt werden, sehr groß werden, und nach den Untersuchungen von H. G. Möller mehrere Prozent betragen.

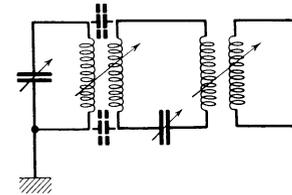


Abb. 198. Kapazitive Kopplung.

Besonders sorgfältig ist bei den Meßanordnungen darauf zu achten, daß eine möglichst weitgehende Erdung der einzelnen Teile der Anordnung durchgeführt wird. Außerdem empfiehlt es sich, grundsätzlich bei Hochfrequenzeinrichtungen, die Leitungen, die Hochfrequenzspannungen führen, möglichst kurz zu machen und außerdem durch die Batterien gegebene Leitungen mit Hilfe von großen Blockkondensatoren zu überbrücken.

Sehr schädlich wirken zusätzliche Kapazitäten bei Spannungsteilerschaltungen, besonders wenn nur ein kleiner Teil der Gesamtspannung abgegriffen wird. Es ist leicht möglich, daß Hochfrequenz unter Umgehung des Spannungsteilers direkt in die hinter den Spannungsteiler geschalteten Meßeinrichtungen gelangt. Bei der Leitungsführung ist deshalb sorgfältig darauf zu achten, daß die Zuführungsleitungen, die einen großen Wechselspannungsunterschied aufweisen, so geführt werden, daß eine gegenseitige Einwirkung ausgeschlossen ist. Unter Umständen empfiehlt es sich, diese Leitungen abzuschirmen. Außerdem ist es wichtig, immer den einen Punkt des Spannungsteilers, an dem gleichzeitig die abgegriffene Spannung abgenommen wird, zu erden. Als Beispiel dafür, daß nicht nur bei Hochfrequenz, sondern auch bei Nieder-

frequenz solche störenden Einwirkungen auftreten können, dient Abb.199. Die Abbildung zeigt die Schaltung des Spannungsteilers eines Tonfrequenzgenerators. Bei der ersten Ausführung (A) wurde der gesamte Potentiometerwiderstand direkt parallel zum Schwingungskreis gelegt. Hinter dem Abgriff wurde dann erst der Sperrkondensator mit Ableitwiderstand, der zur Ankopplung des Verstärkers dient, angeordnet. Hierbei zeigten sich bei Einstellung hoher Frequenzen starke Störspannungen, die auch auftraten, wenn die Zuleitung zum Spannungsteiler abgetrennt wurde. Diese Störspannungen sind im wesentlichen darauf zurückzuführen, daß der Gitterwiderstand der Röhre bei der zuerst benutzten

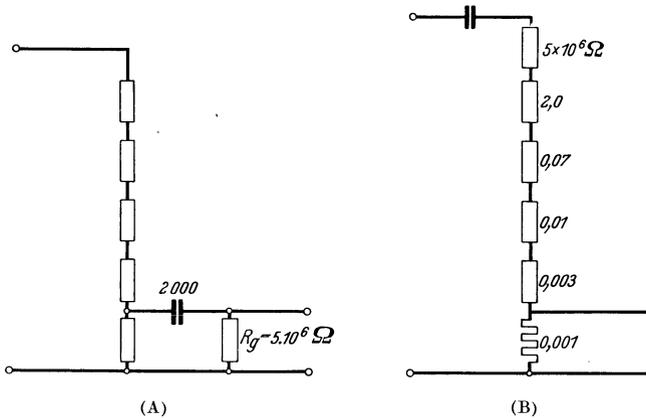


Abb. 199. (A) Falsche und (B) richtige Anordnung eines Spannungsteilers.

Schaltung verhältnismäßig hoch ist. Bei der später gewählten Anordnung (B) wird der Kopplungskondensator von 10000 cm vor den Spannungsteiler geschaltet, so daß die Teilspannungen direkt an dem betreffenden Widerstände abgegriffen werden können. Bei Benutzung des kleinsten Widerstandes von 1000 Ohm ist das Gitter der Röhre dann nahezu kurz geschlossen, so daß sich hier störende Wechselspannungen nicht mehr bemerkbar machen.

Noch schädlicher sind, wie schon mehrfach betont wurde, die kapazitiven Kopplungen bei Hochfrequenzmeßanordnungen, insbesondere bei Spannungsteilern für Hochfrequenz. Beispielsweise zeigt Abb. 200 eine ältere Ausführungsform der schon früher auf S. 132 beschriebenen Hochfrequenzmeßanordnung des Verfassers. Wie die Abbildung bei dem in der Mitte befindlichen Spannungsteiler ohne weiteres erkennen läßt, sind die Leitungen hier noch verhältnismäßig lang geführt. Obwohl die kritischen Leitungen verhältnismäßig weit voneinander entfernt sind, ergaben sich trotzdem bei dieser Ausführung falsche Meßresultate.

Bei dem hier dargestellten Spannungsteiler soll besonders noch auf die Abschirmung der vom Sender kommenden Leitung durch einen

Bleimantel hingewiesen werden. Falls es bei Meßeinrichtungen irgendwie möglich erscheint, daß eine Leitung zu Störungen Anlaß geben kann, empfiehlt es sich immer, wenn sonst keine Bedenken dagegen vorliegen, die betreffende Leitung in einer geerdeten Mantelhülse zu führen. In diesem Sinne sei nochmals auf den in Abb. 40 wiedergegebenen Spannungsteiler hingewiesen.

In diesem Zusammenhange soll noch erwähnt werden, daß sich die Erdung an einem Punkte bei der auf S. 132 beschriebenen Meßanordnung als nicht ausreichend erwies, sondern daß alle kritischen Leitungen noch innerhalb der Abschirmung des Hochfrequenzgenerators überbrückt werden mußten.

Während bisher nur die Meßeinrichtungen auf kapazitive Neben-

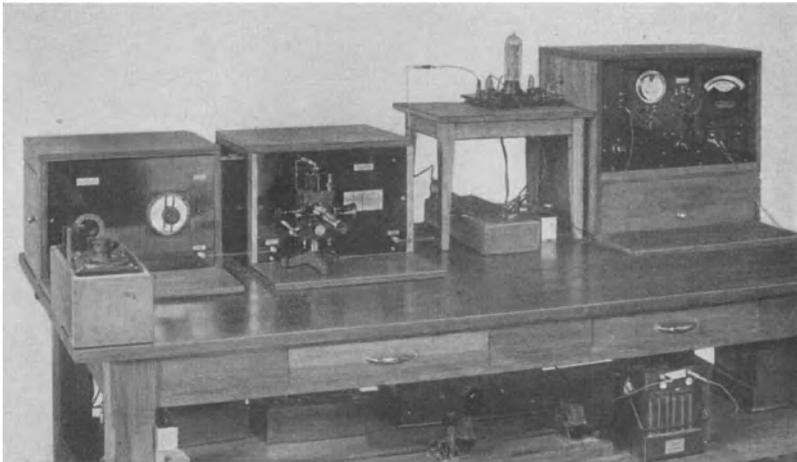


Abb. 200. Ältere Ausführung einer Hochfrequenzmeßanordnung nach v. Ardenne.

wege hin betrachtet wurden, müßten solche Nebenwege auch bei dem zu untersuchenden Verstärker selbst unbedingt vermieden werden. Bei Verstärkern mit abgestimmten Kopplungsgliedern wird bekanntlich bei Vergrößerung der Gitteranodekapazität einer Stufe infolge ungünstiger Leitungsführung die Neigung zur Selbsterregung bei der betreffenden Stufe vergrößert. Bei aperiodischen Verstärkern dagegen wird die Selbsterregung hauptsächlich dadurch hervorgerufen, daß geringe Bruchteile der verstärkten Wechselfspannungen vom Ausgang des Verstärkers an den Eingang zurückgelangen.

Eine weitere Fehlerquelle, die sich jedoch leichter übersehen läßt als die kapazitiven Kopplungen, ist durch die kapazitiven Nebenschlüsse zu irgendwelchen Teilen der Meßanordnung gegeben. Diese Nebenschlüsse spielen keine Rolle in allen den Fällen, in denen ent-

weder an der betreffenden Stelle durch die Schaltung bereits eine große Kapazität parallel liegt, oder in den Fällen, in denen der kapazitive Nebenschluß parallel zu einem abgestimmten Kreis vorhanden ist. Bei den Meßanordnungen ist deshalb darauf zu sehen, solche unvermeidlichen Nebenschlüsse möglichst auf die beiden genannten Fälle zu verteilen (z. B. bei Abschirmung von Leitungen). Außerordentlich schädlich wirken diese Nebenschlüsse, wenn sie bei Anordnungen, die rein Ohmsche Widerstände enthalten, auftreten. Besonders bei den hohen Widerständen, die für manche Anordnungen zu benutzen sind, können schon wenige Zentimeter Kapazität das Meßresultat außerordentlich fälschen. Hierbei kann nicht eindringlich genug davor gewarnt werden, solche Nebenschlüsse ohne eine einwandfreie Nachrechnung der bestehenden Verhältnisse einfach zu vernachlässigen. Bei Anordnungen mit Ohmschen Widerständen ist es im Gegenteil unbedingt erforderlich, immer eine Rechnung durchzuführen, bei der der Kapazitätswert ermittelt wird, den der kapazitive Nebenschluß haben darf, ohne daß der Fehler eine bestimmte, vorher festgelegte Grenze überschreitet. Diese Rechnung, die an verschiedenen Stellen des Buches (vgl. S. 40) durchgeführt wurde, ist dann daraufhin zu kontrollieren, ob der errechnete Kapazitätswert in der Praxis nicht überschritten wird. Diese Rechnung ist besonders bei Röhrenvoltmetern durchzuführen, wenn diese an einen Spannungsteiler oder eine Anordnung mit einem hohen Ohmschen Widerstand als Ausgangskreis angeschlossen werden. Bei Ohmschen Spannungsteilern soll gleichzeitig darauf hingewiesen werden, das eine unsymmetrische kapazitive Belastung des Spannungsteilers unbedingt zu vermeiden ist, bzw. daß diese Belastung einen bestimmten Wert nicht überschreitet. Dagegen ist eine gleichmäßige kapazitive Belastung des gesamten Spannungsteilers nicht weiter schädlich, da das Teilverhältnis in diesem Falle unverändert bleibt.

Weiterhin ist bei empfindlichen Hochfrequenzmeßanordnungen darauf zu achten, daß nicht irgendwelche Leitungen, die verschiedenen Kreisen angehören, einen merklichen Spannungsabfall besitzen; dies gilt bei den Meßsendern, den Spannungsteilern und den Verstärkern für Hochfrequenz besonders für die Batterieleitungen. Bei den Anordnungen des Verfassers zeigte sich beim Arbeiten mit kürzeren Wellen (unter 200 m) verschiedentlich, daß durch die Selbstinduktionen derartiger Leitungen bei den genannten hohen Frequenzen Meßfehler bedingt waren. Auf einfache Weise kann man diese Fehler oft dadurch feststellen, daß man die betreffenden Leitungen durch einen großen Blockkondensator überbrückt; hierbei dürfen sich die Ausschläge der angeschalteten Meßgeräte nicht ändern.

Ebenso schädlich wie die oben besprochenen kapazitiven Kopplungen und Nebenschlüsse sind irgendwelche unerwünschten induktiven

Kopplungen infolge von Spulenfeldern. Die induktiven Kopplungen können ebenso wie die kapazitiven Kopplungen dadurch beseitigt werden, daß die betreffenden Teile der Meßanordnung metallisch vollkommen abgeschirmt werden. Hierbei ist die Abschirmung so auszuführen, daß die Dämpfungsverhältnisse in den betreffenden Kreisen durch die Abschirmung nicht wesentlich verändert werden.

Da das Problem der Abschirmung nicht nur für die Verstärkermeßtechnik, sondern auch für die Verstärkertechnik selbst von weitgehender Bedeutung ist, soll in einem besonderen Abschnitt auf die hier maßgebenden Theorien näher eingegangen werden; dies um so eher, als bisher zu diesem Thema nur wenige Veröffentlichungen¹ bekannt geworden sind.

2. Abschirmung elektrischer und magnetischer Felder.

Konstante elektrische Felder.

In dem Raum, der eine elektrische Ladung umgibt, hat man einen radialen Feldverlauf, vorausgesetzt daß die Ladung von anderen Körpern isoliert ist. Wenn man einen Raum in der Nähe einer solchen

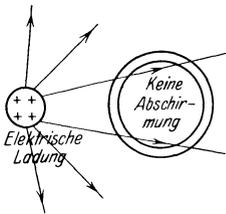


Abb. 201 a. Feldverlauf ohne Abschirmung.

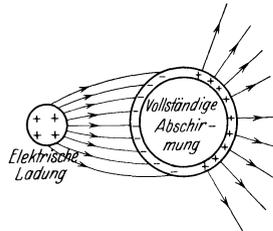


Abb. 201 b. Abschirmung des konstanten elektrischen Feldes.

elektrischen Ladung abschirmen will, so kann dies vollständig geschehen, indem man ihn gänzlich in einen Metallkasten einschließt, wie das in Abb. 201 angedeutet ist. Es entstehen dann auf der Außenseite des Metallkastens induzierte elektrische Ladungen solcher Stärke und Verteilung, daß das elektrische Feld innerhalb des Metallkastens verschwindet. Dies Verschwinden des elektrischen Feldes in dem Metallkasten ist darauf zurückzuführen, daß die ursprüngliche Ladung (die sich außerhalb des Metallkastens befindet) und die Ladung auf dem Metallkasten einander in der Einwirkung auf das Innere des Metallkastens aufheben.

Konstante magnetische Felder.

Bei der Abschirmung konstanter magnetischer Felder sind zwei Fälle zu unterscheiden; die Abschirmung gegen elektromagnetische Felder

¹ John H. Morecroft and Alva Turner, The shielding of electric and magnetic fields. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 13, Nr. 4, S. 477, August 1925. — Manfred v. Ardenne, Ein Beitrag zur Spulenabschirmung, Radiomarkt Pößneck, 1928.

muß gesondert von der Abschirmung gegen permanente Magneten behandelt werden. Der Kraftlinienfluß, der von einem permanenten Magneten ausgeht, liegt quantitativ fest. Er kann durch Änderungen

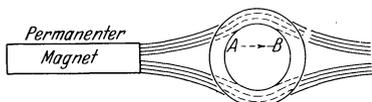


Abb. 202. Abschirmung durch eine Eisenhülle.

in der Umgebung weder verstärkt, noch verringert werden. Abb. 202 zeigt die räumliche Verteilung des Kraftlinienflusses, wenn eine eiserne Hülle in das Feld eines permanenten Magneten gebracht wird. Diese Abschirmung ist aber keine vollständige, weil zwei Punkte innerhalb der eisernen Hülle (A und B) verschiedene magnetische Potentiale besitzen müssen, die sich aus dem magnetischen Fluß und dem Widerstand auf dem Kraftlinienwege ergeben.

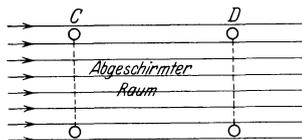


Abb. 203. Abschirmung mit Hilfe Helmholtz'scher Spulen.

Der Betrag des Kraftlinienflusses zwischen A und B kann dadurch klein gehalten werden, daß man eine ziemlich dicke Eisenhülle benutzt, oder noch besser, indem man eine Reihe ineinandergeschalteter Eisenschirme verwendet. Wenn es sich darum handelt, einen verhältnismäßig großen Raum gegen ein gleichmäßiges magnetisches Feld, wie etwa das der Erde, abzuschirmen, so kann diese Aufgabe sehr gut mit Hilfe Helmholtz'scher Spulen erfüllt werden. In Abb. 203 sind zwei runde Spulen C und D koaxial angeordnet, und zwar so, daß ihre Achse mit der Richtung des Erdfeldes zusammenfällt. Die gewünschte Abschirmwirkung wird erreicht, wenn man einen hinreichenden Strom in richtiger Richtung durch diese Spulen schickt.

Fließt durch einen Leiter ein Strom, so entsteht um ihn ein magnetisches Feld. Der Betrag dieses magnetischen Flusses ist bei gegebener Stromstärke nicht ohne weiteres bestimmt wie bei einem permanenten Magneten, sondern er ist festgelegt durch die magnetischen Widerstände des den Leiter umgebenden Raumes. Wenn in Abb. 204 der abzuschirmende Raumabschnitt bei E liegt, so kann die Aufgabe mit Hilfe einer den Raumabschnitt umgebenden Eisenhülle erfüllt werden, namentlich wenn man diese hinreichend stark macht.

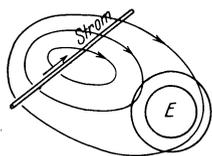


Abb. 204. Abschirmung eines stromdurchflossenen Leiters.

Man könnte denken, daß diese Aufgabe auch gemäß Abb. 205 dadurch zu lösen sei, daß man den betreffenden Leiter selbst mit einer Eisenhülle umgibt. Aber die Annahme, daß alle von dem Leiter ausgehenden Kraftlinien infolge des geringen Widerstandes der umgebenden Hülle in dieser verlaufen müßten, so daß außerhalb der Hülle zum Beispiel bei F, keine Kraftlinien mehr übrig-

bleiben, ist ein Irrtum. Eine Abschirmung nach Abb. 205 versagt vollkommen; der Kraftlinienfluß am Punkte F ist mit Abschirmung ebenso groß wie ohne diese. Der gesamte Kraftlinienfluß in der Umgebung des Drahtes wird durch die hohe Permeabilität der Eisenhülse vergrößert und der Kraftlinienfluß in der umgebenden Luft bleibt ungeändert. Eine Vorstellung von der Schirmwirkung von Eisenblechen, die Röhrenform oder ähnliche Gestalt aufweisen, mag Abb. 206 vermitteln. Wenn man annimmt, daß eine magnetische Krafttröhre nach Faraday im Punkt G ihren Ursprung hat, durch den Punkt X läuft und im Punkt H endet, so kann man den Widerstand, den sie auf diesem Weg findet, ansetzen und daraus die magnetische Feldstärke im Punkt X schätzen. Wenn der Punkt X abgeschirmt werden soll, so müssen die beiden Punkte G und H auf eine geringe magnetische Potentialdifferenz gebracht werden. Sobald die eiserne Röhre den Leitungsdraht vollständig umgibt, ist die Potentialdifferenz zwischen G und H dieselbe, wie wenn die Röhre nicht vorhanden wäre. Wenn man aber von dem Eisenblech derart einen Teil fortschneidet, daß der größere Teil der magnetomotorischen Kraft, die im Stromdurchgang des Leiters ihren Ursprung hat, zur Überbrückung des Luftspaltes aufgewendet wird, so wird auf diese Weise eine gewisse Schirmwirkung auf der rechten Seite möglich.

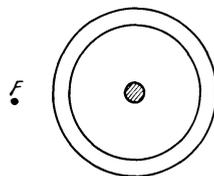


Abb. 205. Konzentrische Abschirmung des Leiters.

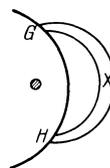


Abb. 206. Magnetische Krafttröhre nach Faraday.

Diesen Effekt zeigt Abb. 207 nach Morecroft und Turner. Ein rechteckiges Stück Eisenblech von 1,1 mm Stärke wurde um den stromführenden Draht gelegt, so wie es im unteren Teil des Diagramms näher angegeben ist. Die Feldstärke an dem Punkt, der abgeschirmt werden sollte, wurde mit Hilfe einer kleinen Spule von 2 cm Durchmesser gemessen, die an ein ballistisches Galvanometer angeschlossen war. Zur Erzeugung des Magnetfeldes dienten 20 Drähte, von denen jeder von demselben Strom durchflossen wurde; die Ampereleiterzahl (Ampere pro Leiter mal Leiterzahl) wurde bis auf 220 gebracht. Das Eisenblech wurde zunächst entmagnetisiert und dann der Strom in den Drähten stufenweise erhöht; dabei wurde die Feldstärke für jeden Stromwert gemessen. Dann wurde der Strom in entsprechenden Stufen vermindert und wieder die Feldstärke gemessen. Diese Messungen wurden einmal mit der eisernen Abschirmung und andererseits ohne diese ausgeführt. Die „Abschirmung“ ist dann definiert als das Verhältnis:

$$\frac{\text{Feldstärkeänderung infolge des eisernen Schirmes}}{\text{Feldstärke ohne Eisenschirm}}$$

Die Kurven in Abb. 207 zeigen deutlich, daß bei gegebener Länge des Eisenschirmes dieser um so besser wirkt, je weniger er den Leiter umgibt. Man beachte die Pfeile an den Kurven und besonders auch die Tatsache, daß sich unter Umständen eine negative Schirmwirkung

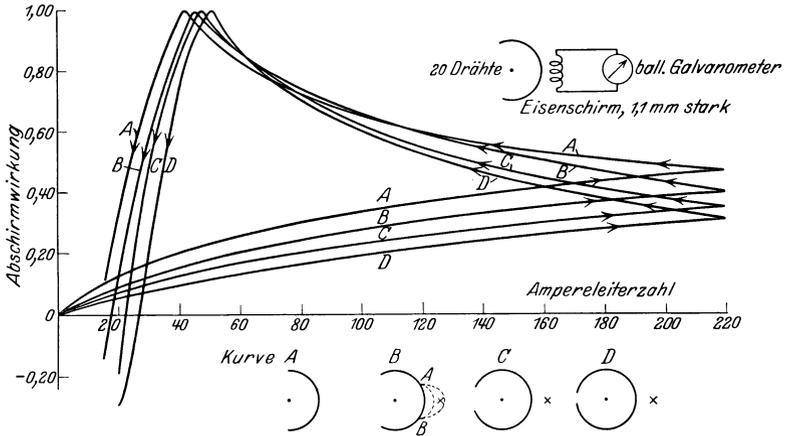


Abb. 207. Abschirmwirkung aufgeschnittener konzentrischer Hülsen.

ergeben kann. In diesem Fall verstärkt der eiserne Schirm die Feldstärke an der abgeschirmten Stelle. Für den eigentümlichen Verlauf der Kurven sind hauptsächlich die Hysteresiseigenschaften der benutzten Eisensorte verantwortlich zu machen. — Die Abb. 208, die die Abhängig-

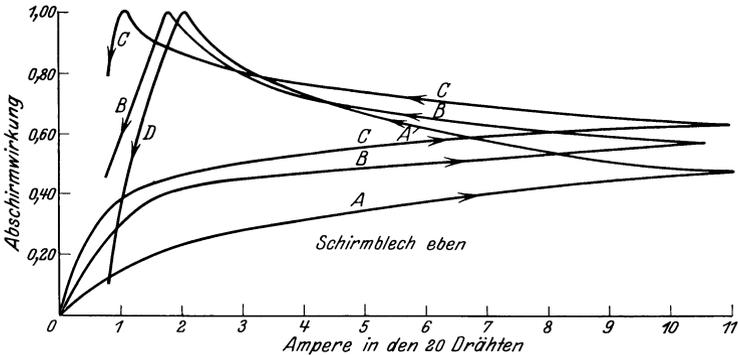


Abb. 208. Die „Abschirmung“ in Abhängigkeit von der Dicke der Schirmbleche. Schirmblechstärke: A=1,1 mm, B=2,2 mm, C=3,3 mm.

keit der Abschirmwirkung von der Dicke der verwandten ebenen Platte zeigt, läßt erkennen, daß die naheliegende Annahme, nach der die Abschirmwirkung mit der Dicke der Platte zunimmt, nur bedingt zutrifft. Dies ist darauf zurückzuführen, daß zwar der Fluß in der Platte, jedoch nicht immer die magnetische Induktion bei dickeren Blechen größer wird.

Elektrische Wechselfelder.

Bei der Besprechung der Abschirmung elektrostatischer Felder wurde gesagt, daß ein Raum, der vollständig von leitendem Material umgeben ist, völlig abgeschirmt ist. Alle auf dem einhüllenden Leiter influenierten Ladungen können im Innern keinerlei Wirkung hervorrufen, da alle Kraftlinien auf dem umhüllenden Leiter endigen und so im Innern kein Feld entstehen kann. Bei rein elektrostatischer Abschirmung spielt die Stärke des benutzten Abschirmmaterials, sofern es überhaupt eine Leitfähigkeit besitzt, keine Rolle. Bei elektrischen Wechselfeldern dagegen hängt die Güte der Abschirmung einerseits von der Leitfähigkeit des Materials

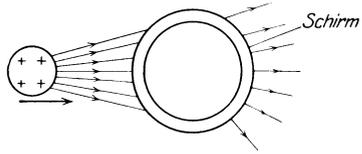


Abb. 209. Abschirmung elektrischer Wechselfelder.

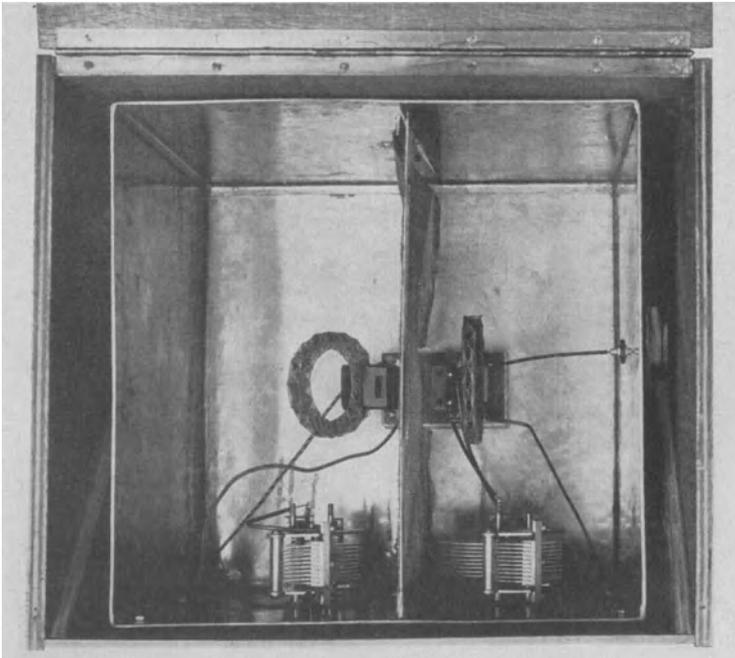


Abb. 210. Elektrische Abschirmung zweier Flachspulen durch ein Drahtnetz.

und andererseits von der Frequenz des elektrischen Wechselfeldes ab. Im Gegensatz zu der weiter unten besprochenen magnetischen Abschirmung liegen in der Praxis die Größenordnungen so, daß

bereits eine hinreichende elektrische Abschirmung auch bei sehr hohen Frequenzen erhalten wird, wenn gut leitende, metallische Materialien

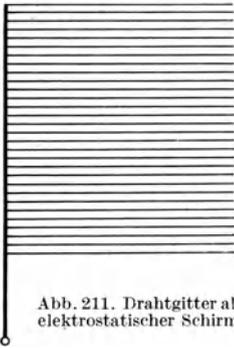


Abb. 211. Drahtgitter als elektrostatischer Schirm.

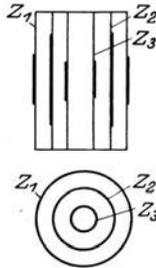


Abb. 212. Abschirmung zweier Zylinderspulen.



Abb. 213. Zylinderspule als elektrostatischer Schirm.

verwendet werden. Bei Vorhandensein eines metallischen Schirmes

ist daher, wie in Abb. 209 angedeutet, auch eine vollständige Abschirmung für elektrische Wechselfelder gegeben.

In den meisten Fällen handelt es sich darum, Apparaturen oder Meßeinrichtungen elektrisch abzuschirmen. Dieses Ziel lässt sich leicht durch Blechkästen erreichen, die die betreffenden Teile oder Apparaturen umgeben. In manchen Fällen gewinnt jedoch auch das Problem Bedeutung, bei Kopplungen lediglich das elektromagnetische Feld durchzulassen und das elektrische Feld möglichst vollständig abzuschirmen. Für Meßzwecke, für bestimmte Peilerschaltungen und für Hochfrequenzverstärker mit sehr hohen Verstärkungsgraden ist die Anwendung dieser Abschirmmethode vorteilhaft. Handelt es sich darum, zwei Flachspulen elektrostatisch voneinander abzuschirmen, so kann dies in Abb. 210 dadurch geschehen,

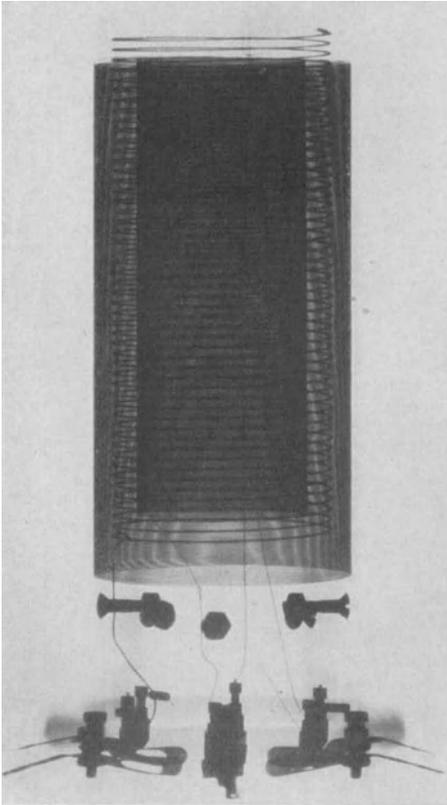


Abb. 214. Röntgenaufnahme einer Spulenkopplung mit Schirmspule.

daß zwischen die betreffenden Spulen ein flaches Drahtnetz gebracht wird. Um das elektromagnetische Feld gleichzeitig möglichst wenig abzuschwächen, muß das Netz so ausgebildet sein, daß Kreisströme nicht auftreten können. Es empfiehlt sich daher, in solchen Fällen nicht einfach ein Drahtnetz zu verwenden, sondern ein Netz aus voneinander isolierten Drähten zu benutzen oder ein Drahtgitter vorzusehen, das nach Art der Abb. 211 gestaltet ist.

In konstruktiver Hinsicht bereitet die Abschirmung zylindrischer Spulen größere Schwierigkeiten. Sollen zwei Zylinderspulen, die wie in Abb. 212 auf zwei Körper Z_1 und Z_3 aufgebracht sind, elektrisch voneinander abgeschirmt werden, so muß zwischen die beiden Zylinderspulen auf einen dritten dazwischengesetzten Zylinder Z_2 ein Drahtsystem aufgebracht werden. Dieses System kann beispielsweise wie in Abb. 213 durch eine Spule mit großer Steigung gebildet sein, deren Selbstinduktion kleiner als die Selbstinduktion jeder der beiden Kopplungsspulen ist. Eine Röntgenaufnahme einer solchen Spulenkopplung zeigt Abb. 214, in der die verschiedenen Zylinder deutlich erkennbar sind. Durch die Bedingung hinsichtlich der Selbstinduktion der mittleren Spule ist eine gewisse Beschränkung gegeben. Diese Beschränkung fällt fort, wenn das Drahtsystem nach Art der Abb. 215 oder 216 ausgeführt wird. Bei allen wiedergegebenen Ausführungen der Abschirmspule sind Kurzschlußwindungen, die das magnetische Feld beeinträchtigen würden, vermieden. — Bei der Abschirmung zylindrischer Spulen ist noch zu beachten, daß nicht nur die Spulenwicklungen, sondern auch die Zuführungen abgeschirmt sein müssen.

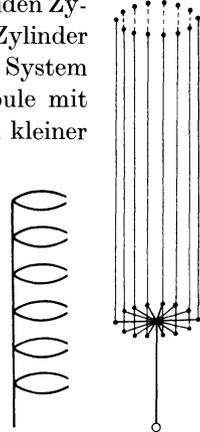


Abb. 215. Abb. 216.
Drahtgitter zur elektrostat-
ischen Abschirmung von
Spulen.

Magnetische Wechselfelder.

Wenn ein Solenoid von einem sich ändernden Strom oder einem Wechselstrom durchflossen wird, so besteht in seiner Nachbarschaft ein

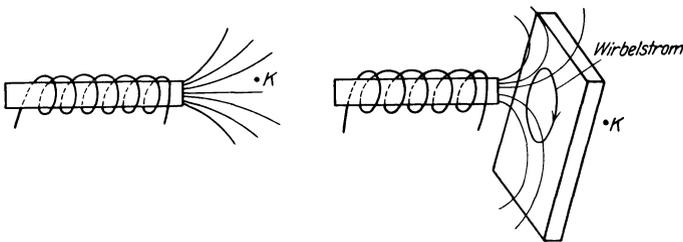


Abb. 217. Abschirmung eines magnetischen Wechselfeldes durch einen Metallschirm.

magnetisches Feld und infolge der Änderung des magnetischen Feldes

auch ein elektrisches Feld. Bringt man gemäß Abb. 217 einen Metallschirm zwischen das Solenoid und den Punkt K , so tritt die gezeichnete Verschiebung des magnetischen Feldes ein, und dieses erreicht dann den Punkt K praktisch nicht mehr. Es entstehen dann in dem Metallschirm Wirbelströme, deren Wirkung auf den Punkt K die Einwirkung des Solenoids auf diesen Punkt aufhebt. Wenn der Metallschirm genügend stark ist und hinreichend große (Strom-) Leitfähigkeit besitzt, so hebt die magnetomotorische Kraft der Wirbelströme die des Solenoids praktisch auf, so daß am Punkt K kein Magnetfeld vorhanden ist.

Ein interessantes Beispiel, bei dem es von vornherein nicht ganz klar erscheint, ob eine magnetische oder elektrische Abschirmung vorhanden ist, zeigt Abb. 218; hier ist ein Stück eines unendlich langen, mit einer

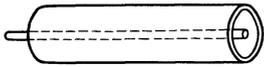


Abb. 218. Schema eines einadrigen Kabels.

Blechhülle versehenen Drahtes dargestellt, wie er etwa bei einem Unterwasserkabel vorhanden ist. Wenn ein Wechselstrom in dem Draht fließt, so werden Spannungen in der Hülle induziert, d. d. es fließt von dem Draht zur Hülle ein Verschiebungsstrom. Gleichzeitig findet entsprechend den obigen Betrachtungen eine elektrische Abschirmung des Leiters durch die Blechhülle statt. Im Gegensatz hierzu werden durch das magnetische Wechselfeld des Drahtes weder in der Hülle Spannungen induziert, noch durch einen etwa in der Blechhülle fließenden Strom in dem Innenleiter Spannungen hervorgerufen; demnach ist also bei unendlicher Länge die gegenseitige Induktion zwischen den beiden Leitern gleich Null. Es ergibt sich somit die Tatsache, daß zwei konzentrische Leiter durch ihre magnetischen Felder sich gegenseitig nicht beeinflussen, d. h. magnetisch gegeneinander, aber nicht gegen äußere magnetische Felder abgeschirmt sind.

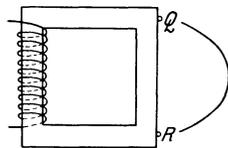


Abb. 219. Streuung des magnetischen Flusses.

Für gewöhnlich ist ein magnetisches Feld nur innerhalb einer bestimmten Bahn bzw. einem magnetischen Leiter erwünscht; so soll bei einem Transformator das magnetische Feld möglichst nur innerhalb des Eisenkernes verlaufen. Da jedoch die Luft nur ein elektrischer, aber kein magnetischer Isolator ist, muß, wie das Abb. 219 erkennen läßt, zwischen zwei Punkten Q und R entsprechend dem magnetischen Spannungsabfall zwischen diesen Punkten ein Teil des Flusses innerhalb der Luft verlaufen, d. h. eine Streuung des Flusses stattfinden.

Es ist häufig behauptet worden, daß Toroidspulen keine magnetische Streuung, d. h. kein äußeres magnetisches Feld besitzen. Abb. 220 zeigt eine solche Spulenform. Man kann leicht erkennen, daß bei ihr zwischen zwei Punkten U und V in der Peripherie des Toroids keine Potentialdifferenz existiert. Wenn nämlich eine Potentialdifferenz

bestehen würde, so müßte sie mit der Vergrößerung des Abstandes zwischen den beiden Punkten zunehmen. Würde man den Abstand mehr und mehr vergrößern, so käme man schließlich auf der anderen Seite des Toroids mit den beiden Punkten wieder zusammen.

Das Vorstehende trifft jedoch nicht exakt zu¹; das Toroid besitzt tatsächlich ein äußeres Feld und dieses steht senkrecht auf der Ebene des Toroids. Die Stärke dieses magnetischen Feldes ist, was ohne weiteres einleuchtet, genau so groß, als bestände das Toroid aus einer einzigen Drahtwindung mit dem Durchmesser, den die Toroidspule besitzt.

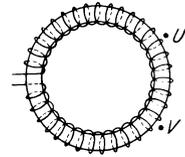


Abb. 220.
Toroidspule.

Einen elektrischen Kreis, der tatsächlich keine elektrischen Verluste aufweist, also kein äußeres elektrisches Feld besitzt, zeigt Abb. 221 A. Hier sind eine große Zahl elektrischer Batteriezellen mit einer gleichen Zahl Widerstände zu einem geschlossenen Kreis verbunden. Es haben die beiden Punkte X und Y keine Potentialdifferenz, so daß auch zwischen ihnen kein elektrisches Feld vorhanden sein kann. Ein anderer Kreis, in dem starke Ströme fließen

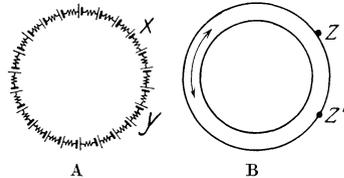


Abb. 221. Kreise ohne elektrisches Feld.

können und der doch keine meßbare Potentialdifferenz zwischen irgend zwei Punkten aufweist, ist in Abb. 221 B dargestellt. Wenn man nämlich ein magnetisches Wechselfeld mit Hilfe eines Solenoids auf einen Kupfering einwirken läßt, so daß die Achse des Feldes zur Fläche des Ringes senkrecht steht, so entstehen in dem Ringe starke Ströme und doch haben zwei Punkte des Ringes keinen Spannungsunterschied.

Theorie der Abschirmung zweier Spulen gegeneinander.

Wenn man zunächst Schirme aus ferromagnetischem Material unberücksichtigt läßt, so kann man sagen, daß die Schirmwirkung auf die Entstehung von Wirbelströmen zurückzuführen ist. Im allgemeinen Fall sind die Bahnen der Wirbelströme nicht genau bestimmt. Daher soll hier der einfachste Fall betrachtet werden, bei dem der Betrag und die Strombahn des Wirbelstromes genau feststeht. Abb. 222 zeigt eine kurze Solenoidspule A und eine andere Spule B , zwischen denen sich eine dritte Spule C befindet. Wenn A von Strom durchflossen wird, so muß das magnetische Feld dieser Spule natürlich in der Spule B Spannungen induzieren. Aber das induzierende Feld geht auch durch die Spule C , so daß, wenn in dieser Ströme entstehen können,

¹ Auch deswegen nicht, weil bei dieser Wicklungsart aus mechanischen Gründen zwischen den einzelnen Windungen außen immer noch Zwischenräume bestehen.

deren magnetische Wirkung dem magnetischen Fluß von A nach B entgegengesetzt ist. Man sagt dann, daß die Spule C die Spule B abschirmt. Je stärker der Wirbelstrom in C ist und je näher seine Phase einer Verschiebung von 180° gegenüber dem Strom in A entspricht, desto vollständiger ist die Abschirmung von B gegenüber A . Das Maß der Abschirmwirkung kann wie folgt abgeleitet werden. Es sei M der Koeffizient der gegenseitigen Induktion zwischen A und B bei Abwesenheit von C . Dann ist die Spannung, die in B infolge eines Stromes i in A entsteht, gegeben durch $e = M \cdot di/dt$. M' sei der entsprechend definierte Wert der gegenseitigen Induktion bei Gegenwart der Spule C ; man kann dann die Schirmwirkung durch den Ausdruck $(M - M') / M$ definieren. Um also die Schirmwirkung einer bestimmten Anordnung anzugeben, hat man nur die gegenseitige Induktion mit und ohne den Schirm zu messen und dann die vorstehende Formel zu benutzen. Die beste Methode zur Messung von M hängt von den Konstanten der Spulen A und B und von der Frequenz ab. Für Tonfrequenzen mißt man am besten die Selbstinduktionen der beiden Spulen einmal in Reihenschaltung und dann in Gegeneinanderschaltung. Es ist dann ein Viertel des Unterschiedes der so für die Selbstinduktion gefundenen Werte gleich der gegenseitigen Induktion der beiden Spulen. Oberhalb der Tonfrequenzen benutzt man am besten die Brückenmethode und bestimmt durch Überlagerung, wann die Brücke abgeglichen ist. Für noch höhere Frequenzen kommt die Resonanzmethode in Frage.

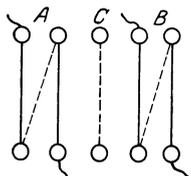


Abb. 222. Abschirmung zweier Spulen durch eine dritte Spule.

Berechnung der Schirmwirkung einer kurzgeschlossenen Spule. Die Ableitung allgemein gültiger Beziehungen für die Abschirmwirkung stößt auf erhebliche Schwierigkeiten. Auf verhältnismäßig einfache Weise läßt sich eine solche Beziehung für den Fall einer kurzgeschlossenen Spule als Abschirmanordnung ermitteln. Diese Rechnung ist von Morecroft und Turner durchgeführt und an Hand von Messungen nachgeprüft worden¹.

Es seien zwei Spulen mit den Selbstinduktionskoeffizienten L_1 und L_2 in Serie geschaltet, und es sei ihnen eine Wechselfspannung $\mathfrak{E} \cdot \sin \omega t$ angelegt. Das Feld der Spule L_2 soll hinsichtlich des Feldes der Spule L_1 umgekehrt werden können. Eine dritte Spule L_3 soll sich zwischen den beiden befinden. Die Berechnung der Änderung der gegenseitigen Induktion M_{12} ist am leichtesten in der Weise durchzuführen, daß man die in den Spulen induzierten Spannungen betrachtet. Nimmt man an, daß ein Strom \mathfrak{J} durch die Spulen 1 und 2 fließt, so ist

¹) Die amerikanische Betrachtungsweise, die etwas von der bei uns gebräuchlichen abweicht, soll im folgenden beibehalten werden.

zunächst die in diesem Kreise hervorgerufene Spannung, die dem Strom um 90° nacheilt, ein Maß für den induktiven Widerstand des Kreises. Diese Spannung ist zu einem Teil abhängig von der Selbstinduktion der Spulen 1 und 2 und ihrer wechselseitigen Induktion, dagegen zum anderen Teil von der Wirkung des Stromes, der in der Spule 3 entsteht und auf den Kreis der Spulen 1 und 2 zurückwirkt.

Zunächst sollen nur zwei Spulen betrachtet werden, von denen die zweite kurz geschlossen sein möge. Der Strom in der Spule 1 habe den Wert \mathfrak{I}_1 , so daß sich für die in der Spule 2 induzierte Spannung ergibt:

$$\mathfrak{E}_2 = \mathfrak{I}_1 \cdot j\omega M. \tag{66}$$

Für den Strom in der Spule 2 folgt hieraus:

$$\mathfrak{I}_2 = \frac{\mathfrak{E}_2}{Z_2} = \mathfrak{I}_1 \frac{j\omega M}{Z_2}. \tag{67}$$

Diejenige Komponente dieses Stromes, die der Spannung \mathfrak{E}_2 um 90° nacheilt, beträgt:

$$\mathfrak{I}_1 \cdot \frac{j\omega M}{Z_2^2} j\omega L.$$

Dieser Strom ruft in der Spule 1 eine Spannung hervor, die den Wert hat:

$$- \mathfrak{I}_1 \cdot \frac{\omega M}{Z_2^2} \omega L \cdot j\omega M.$$

Diese Spannung in Spule 1 eilt dem Strom in der Spule 2 wieder um 90° nach, so daß diese Spannung gegenüber der ursprünglich in der Spule 1 vorhandenen Spannung entgegengesetzte Phase besitzt. Die gesamte Spannung in der Spule 1, die ihrem Strom um 90° nacheilt, ist folglich

$$\mathfrak{I}_1 \cdot \left(j\omega L_1 - j\omega L_2 \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \right).$$

Dieser Ausdruck gibt zugleich den tatsächlichen induktiven Widerstand der Spule 1 an. Die tatsächliche Selbstinduktion erhält man dann durch Division durch ω . Somit vermindert also die Gegenwart der Spule 2 die Selbstinduktion der Spule 1 um den Betrag

$$\left(\frac{\omega M}{Z_2} \right)^2 L_2.$$

Die Spulenanordnung in Abb. 223 kann genau in derselben Art behandelt werden, wobei daran zu denken ist, daß der Strom in der Spule 3 einmal von der Spannung herrührt, die die Spule 1 in ihm erzeugt und andererseits von der Spannung, die die Spule 2 in ihm hervorruft. Es mögen nun R_1 , R_2 und R_3 die Widerstände der drei Spulen, und M_{12} , M_{12}' , M_{23} und M_{13} die verschiedenen gegenseitigen Induktionskoeffizienten bedeuten. Dabei soll M_{12} sich auf den Fall beziehen, daß die Spule 3 offen ist, während M_{12}' dem Fall entspricht, daß die Spule kurz geschlossen ist.

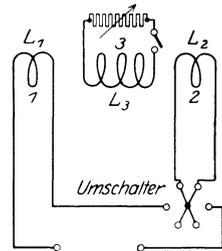


Abb. 223. Messung der Schirmwirkung einer Kurzschlußspule.

Nehmen wir nun an, daß zunächst die Spulen 1 und 2 so geschaltet sind, daß ihre Felder gleiche Richtung haben und daß der Strom in den Spulen 1 und 2 den Wert \Im besitze, wenn die Spule 3 kurz geschlossen ist. Unter dessen Umständen beträgt die effektive Spannung in der Spule 3 infolge des Wechselstromes in den Spulen 1 und 2

$$\mathcal{E}_3 = \Im \cdot j \omega \cdot (M_{13} + M_{23}) \quad (68)$$

und eilt dem Strom um 90° nach.

Diejenige Komponente des Stromes in Spule 3, der infolge dieser Spannung auftritt, und die ihr gerade um 90° nacheilt, ist

$$\Im \cdot j \omega L_3 \frac{j \omega \cdot (M_{13} + M_{23})}{Z_3^2}.$$

Hieraus folgt weiterhin in dem aus den Spulen 1 und 2 bestehenden Kreise infolge der vorstehenden Stromkomponente eine ihr um 90° nacheilende Spannung

$$\Im \cdot j \omega \frac{[j^2 \omega^2 \cdot (M_{13} + M_{23})^2 \cdot L_3]}{Z_3^2}.$$

Diese Spannung bleibt um 270° hinter dem Strom \Im zurück, der in dem Kreise der Spulen 1 und 2 vorausgesetzt wurde. Somit eilt sie um 180° hinter der Induktionsspannung $\omega(L_1 + L_2 + 2 \cdot M_{12})$ hinterher. Auf diese Weise nimmt die tatsächliche induktive Spannung in dem Kreise der Spulen 1 und 2 folgenden Wert an:

$$\Im \cdot j \omega \cdot (L_1 + L_2 + 2 \cdot M_{12}) - \Im \cdot j \omega \frac{[\omega^2 \cdot (M_{13} + M_{23})^2 L_3]}{Z_3^2}.$$

Somit hat die Induktivität dieses Kreises bei Kurzschluß der Spule 3 den Wert

$$L_I = L_1 + L_2 + 2 \cdot M_{12} - \frac{\omega^2 \cdot (M_{13} + M_{23})^2 L_3}{Z_3^2}. \quad (69)$$

Es sei nun andererseits der Fall betrachtet, daß die Felder in den beiden Spulen 1 und 2 einander entgegengerichtet sind und daß wieder die Spule 3 kurz geschlossen ist. Es werden dann in der Spule 3 durch den Strom \Im , der die Spulen 1 und 2 durchfließt, entgegengesetzte Spannungen hervorgerufen. Deswegen beträgt die tatsächliche Spannung in der Spule 3

$$\mathcal{E}_3 = \Im \cdot j \omega \cdot (M_{13} - M_{23}). \quad (68a)$$

Diejenige Komponente des Stromes in der Spule 3, die um 90° dieser Spannung nacheilt, ist

$$\Im \cdot j \omega L_3 \frac{j \omega \cdot (M_{13} - M_{23})}{Z_3^2}.$$

Weiterhin beträgt die Spannung, die in den Spulen 1 und 2 infolge dieser Stromkomponenten entsteht, und die ihr um 90° nacheilt,

$$\Im \cdot j \omega \frac{[j^2 \cdot \omega^2 \cdot (M_{13} - M_{23})^2 \cdot L_3]}{Z_3^2}.$$

Wie im vorhergehenden Fall liegt diese Spannung 180° hinter der Induktionsspannung und die tatsächliche Selbstinduktion dieses Kreises beträgt bei Kurzschluß der Spule 3

$$L_{II} = L_1 + L_2 - 2 \cdot M_{12} - \frac{\omega^2 \cdot (M_{13} - M_{23})^2 L_3}{Z_3^2}. \quad (69a)$$

Wie oben bereits angeführt wurde, muß nun der Koeffizient der gegenseitigen Induktion zwischen den Spulen 1 und 2, der mit M_{12}' bezeichnet wurde, $(L_I - L_{II})/4$ betragen. Mit Hilfe der entwickelten Gleichungen bekommt man hierfür

$$M_{12}' = M_{12} - \frac{\omega^2 L_3}{Z_3^2} M_{13} \cdot M_{23}. \quad (70)$$

Die Änderung des Koeffizienten der gegenseitigen Selbstinduktion für die Spulen 1 und 2 infolge der Schirmwirkung der kurzgeschlossenen Spule 3 beträgt mithin

$$\Delta M_{12} = M_{12} - M_{12}' = \frac{\omega^2 L_3}{Z_3^2} M_{13} \cdot M_{23}. \quad (71)$$

Als Maß für die Abschirmwirkung soll nun folgender Ausdruck dienen

$$\frac{\Delta M_{12}}{M_{12}} = \frac{\omega^2 L_3}{Z_3^2} \cdot \frac{M_{13} \cdot M_{23}}{M_{12}} = \frac{\omega^2 L_3^2}{Z_3^2} \frac{k_{13} \cdot k_{23}}{k_{12}} = \frac{\omega^2 \cdot L_3^2}{Z_3^2} \cdot K. \quad (72)$$

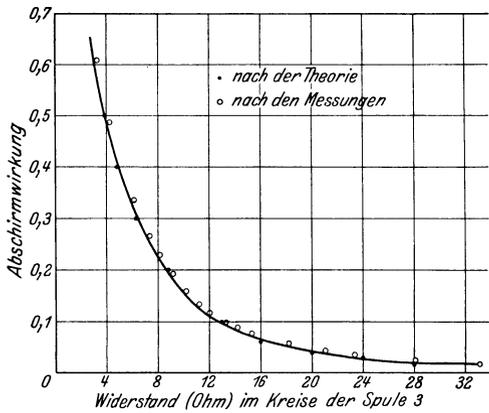
Hierin ist K eine Konstante für eine gegebene gegenseitige Anordnung der Spulen, d. h. für gegebene Kopplungsfaktoren k . Es hängt also die Schirmwirkung von der Frequenz des elektromagnetischen Wechselfeldes und im übrigen von der Selbstinduktion und dem Ohmschen Widerstand der abschirmenden Spule ab.

Meßergebnisse.

Durch Versuche wurde lediglich der Einfluß der Frequenz und des Widerstandes nachgeprüft, weil es nicht gut durchführbar ist, die Selbstinduktion zu ändern und dabei den Widerstand konstant zu halten. Die theoretischen Werte wurden dagegen mit Hilfe der zuletzt angeführten Formel berechnet.

Die für die Versuche benutzten Spulen bestanden aus isoliertem Kupferdraht (Nr. 24) auf Hartgummikörpern von 1,3 cm Breite und 12 cm Durchmesser. Die Spulen, die für Frequenzen bis zu 50000 benutzt wurden, bestanden aus drei Lagen und hatten folgende Selbstinduktionswerte: $L_1 = 0,000777$ Henry, $L_2 = 0,000732$ Henry und $L_3 = 0,000760$ Henry. Als Abschirmspule L_3 wurde bei allen Frequenzen dieselbe Spule benutzt. Dagegen besaßen die Spulen, die für Frequenzen zwischen 50 und 100000 verwendet wurden, nur zwei Lagen, und ihre Selbstinduktionswerte waren $L_1 = 0,0002160$ Henry und $L_2 = 0,0002413$ Henry. Für noch höhere Frequenzen traten an ihre Stelle Spulen mit einer Lage, deren Selbstinduktionswerte $L_2 = 0,000075$ Henry und $L_2 = 0,000077$ Henry waren.

Die drei Spulen wurden so angeordnet, daß die Kopplung jedes Paares möglichst eng war. Die Umschaltung der Spulen erfolgte durch



einen Umschalter wie in Abb. 223 dargestellt. Die Abschirmspule 3 war mit einem veränderlichen Widerstand in Reihe geschaltet. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in den Abb. 224 u. 225 dargestellt.

Bei den weiteren Messungen von Morecroft und Turner wurde die Abschirmspule L_3 durch quadratische Platten verschiedener Stärke aus Kupfer, Messing und Zink ersetzt.

Abb. 224. Abschirmung durch eine über einen Widerstand geschlossene Spule.

Der Strom in der Abschirmung hat in diesem Fall die Gestalt eines Kreisringes und weist an verschiedenen Stellen der Platte verschie-

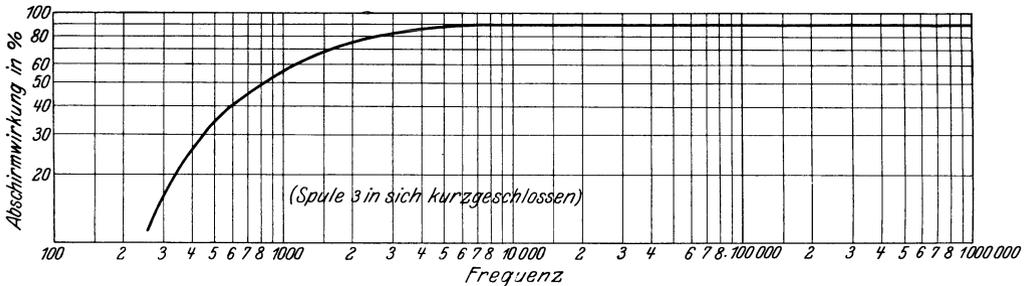


Abb. 225. Abschirmung durch eine kurzgeschlossene Spule bei verschiedenen Frequenzen.

dene Stärken auf, wie das in Abb. 226 angedeutet ist. Die Stromstärke ist am größten da, wo die Oberfläche des Metallschirmes der Spule A am nächsten kommt.

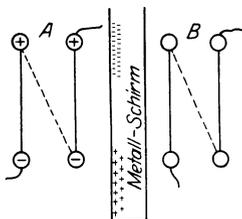


Abb. 226. Abschirmung durch einen Metallschirm.

Aus den Diagrammen Abb. 227, 228 und 229, die ebenfalls der zitierten Arbeit entnommen sind, ist die Abhängigkeit der Abschirmwirkung von der Frequenz bei verschiedener Stärke und verschiedenem Material des Schirmes zu ersehen und zwar für die Frequenzen 500—18000. Die Abb. 230 und 231 zeigen dagegen diese Beziehungen für die Frequenzen 1000—1000000.

Wie weit die Stärke der Abschirmung ihre Wirkung beeinflusst, ist aus den Kurven der Abb. 232, 233 und 234 zu ersehen. Der Widerstand

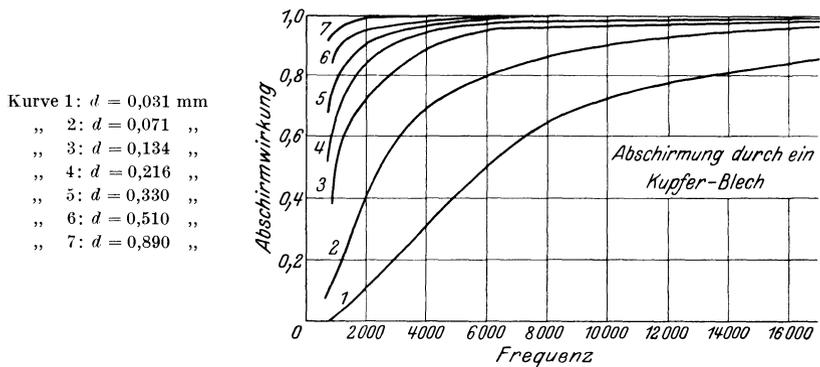


Abb. 227. Abschirmung durch Kupferbleche verschiedener Stärke.

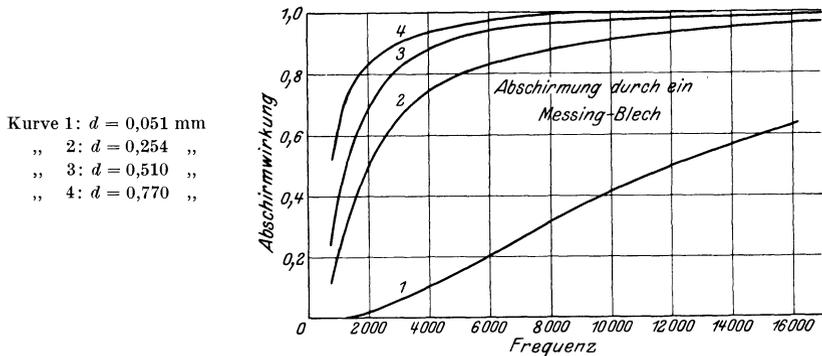


Abb. 228. Abschirmung durch Messingbleche verschiedener Stärke.

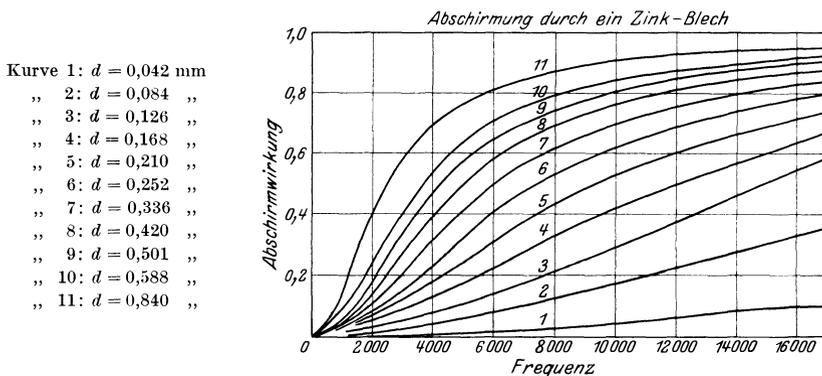
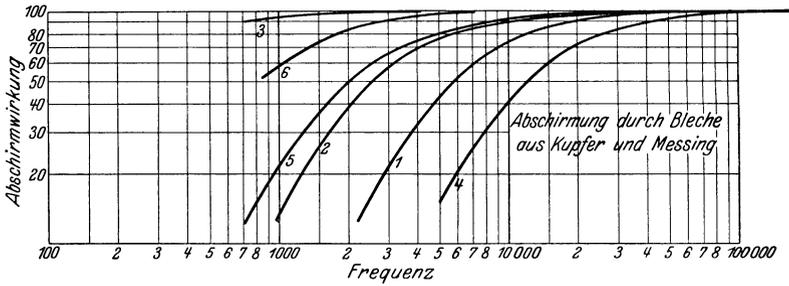
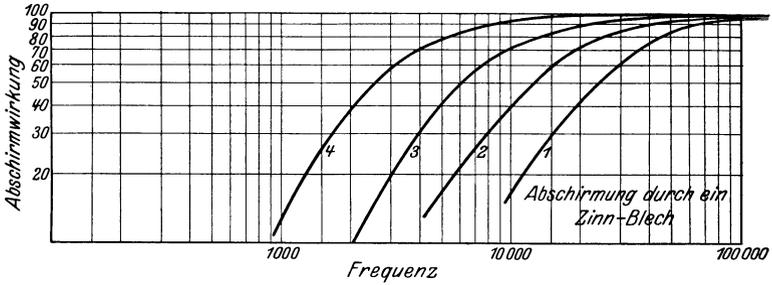


Abb. 229. Abschirmung durch Zinnbleche verschiedener Stärke.



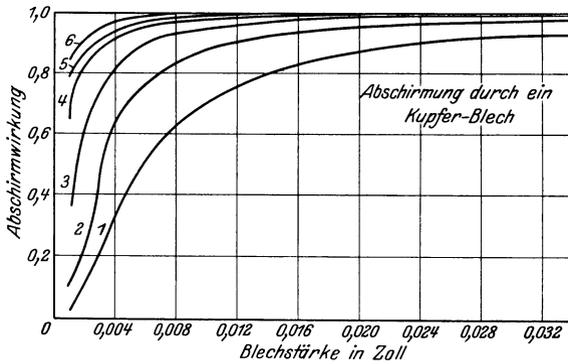
Kurve 1: Kupfer $d = 0,031$ mm Kurve 4: Messing $d = 0,051$ mm
 „ 2: „ $d = 0,071$ „ „ 5: „ $d = 0,254$ „
 „ 3: „ $d = 0,890$ „ „ 6: „ $d = 0,770$ „

Abb. 230. Abschirmwirkung bei Mittelfrequenz.



Kurve 1: $d = 0,084$ mm Kurve 3: $d = 0,336$ mm
 „ 2: $d = 0,168$ „ „ 4: $d = 0,840$ „

Abb. 231. Abschirmwirkung bei Mittelfrequenz.



Kurve 1: $f = 1000$ Hertz Kurve 4: $f = 8000$ Hertz
 „ 2: $f = 2000$ „ „ 5: $f = 12000$ „
 „ 3: $f = 4000$ „ „ 6: $f = 16000$ „

Abb. 232. Abschirmung durch Kupferbleche bei verschiedenen Frequenzen.

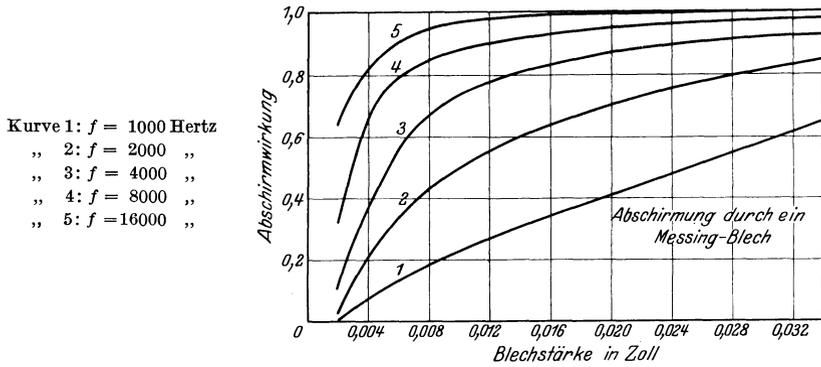


Abb. 233. Abschirmung durch Messingbleche bei verschiedenen Frequenzen.

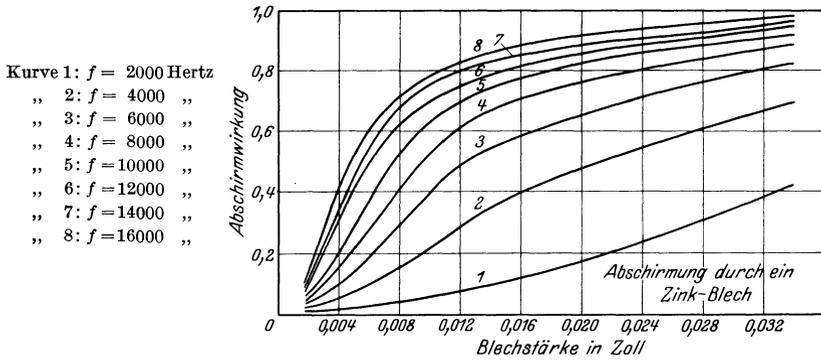


Abb. 234. Abschirmung durch Zinnbleche bei verschiedenen Frequenzen.

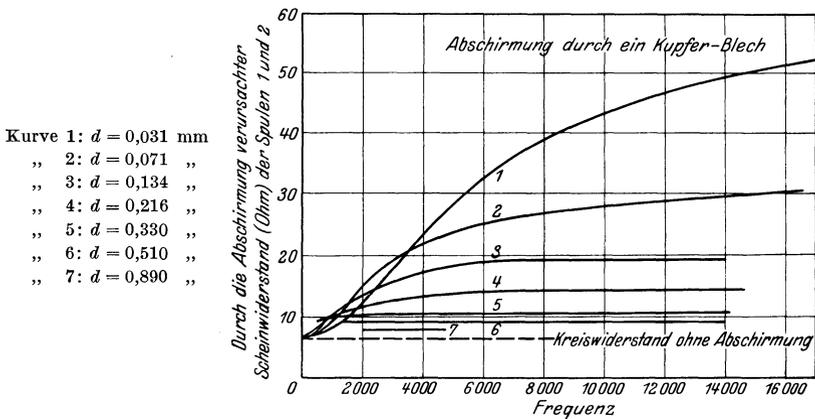


Abb. 235. Erhöhung des Verlustwiderstandes der Spulen 1 und 2 durch Kupferbleche verschiedener Stärke.

der Spulen 1 und 2 hängt, sobald sich der Schirm zwischen den Spulen befindet, von der Frequenz des elektromagnetischen Wechselfeldes ab, vorausgesetzt daß die Felder der Spulen dieselbe Richtung haben. Diese Sachlage geben die Abb. 235, 236 und 237 wieder. Es ist wohl zu beachten, daß bei gegebener Frequenz eine ganz bestimmte Stärke des Schirmes den größten Widerstandswert in den abgeschirmten Kreis bringt. In Abb. 238 kommt noch der Einfluß des spezifischen Widerstandes des benutzten Schirmmaterials zum Ausdruck. Zusammen-

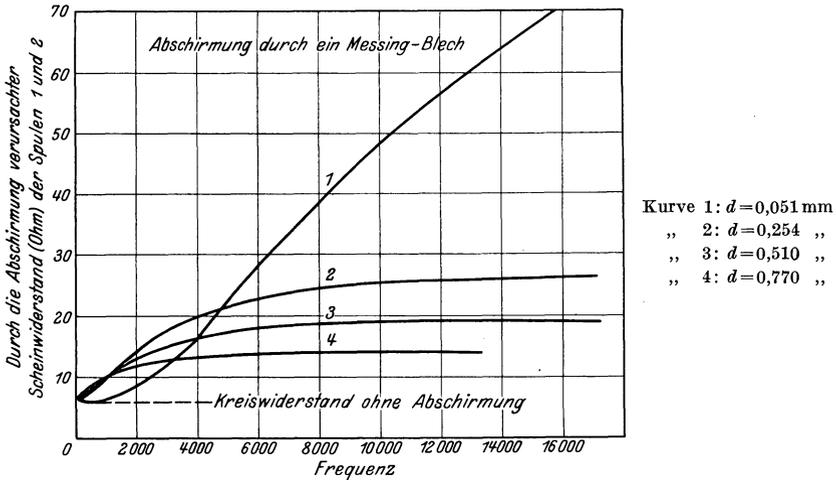
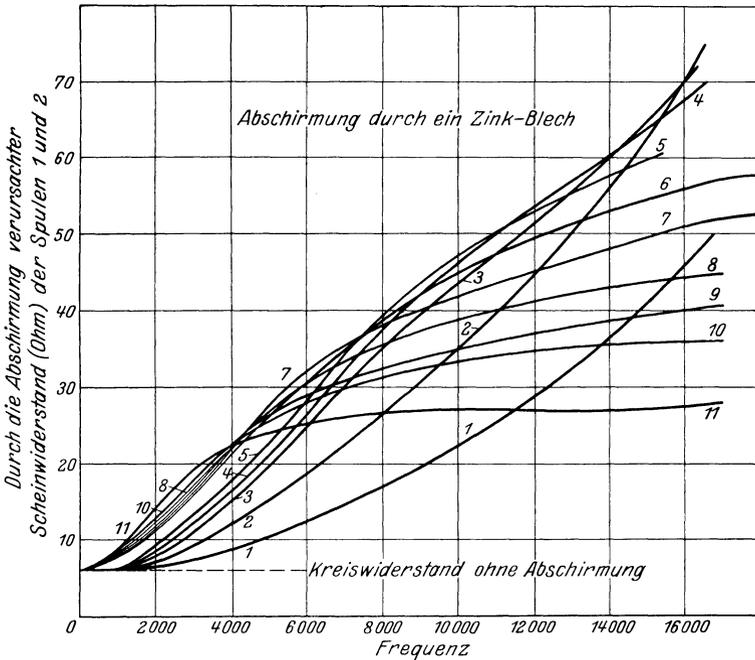


Abb. 236. Erhöhung des Verlustwiderstandes durch Messingbleche verschiedener Stärke.

fassend ergibt sich, daß die beste Schirmwirkung bei geringster Dämpfung dann eintritt, wenn man eine dicke Platte gut leitfähigen Materials verwendet.

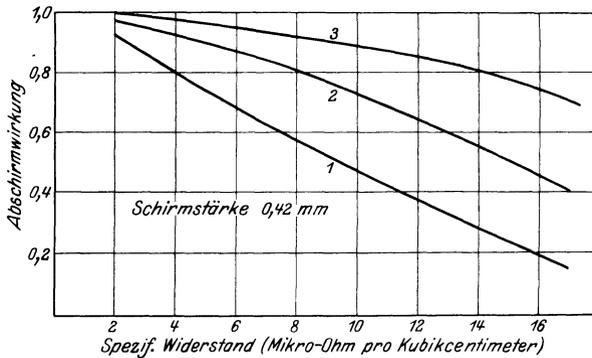
Die viereckige Metallplatte, die als Schirm diente, wurde immer so angeordnet, daß ihr Mittelpunkt nahezu mit der Mittelachse der beiden Spulen zusammenfiel. Während der Schirm fortgenommen wurde, wurde die Lage der Spulen gegeneinander nicht verändert. Eine Änderung der Schirmwirkung machte sich erst bemerkbar, wenn der Schirm weniger als etwa 1 cm über die Außenseiten der Spulen hinausragte. Die Anbringung eines diagonalen Schlitzes an einem Kupferschirm von 0,2 mm Stärke setzte die Schirmwirkung nur um etwa 4% herab. Ein weiterer Verlust von 4% ergab sich, wenn man senkrecht zu dem erwähnten einen zweiten gleichen Schlitz anbrachte. Eine sehr geringe Abschirmwirkung wurde bei einem gewöhnlichen Stück Kupferdrahtnetz gefunden, da sich die Wirbelströme wegen der hohen Übergangswiderstände zwischen den einzelnen Maschen nur unvollkommen ausbilden können. Die Schirmwirkung nahm naturgemäß stark und zwar um

75% zu, nachdem ein Rand von etwa 5 cm Stärke rund um das Drahtnetz angelötet war.



- | | | |
|--------------------------|-------------------------|-------------------------|
| Kurve 1: $d = 0,042$ mm, | Kurve 5: $d = 0,210$ mm | Kurve 9: $d = 0,501$ mm |
| " 2: $d = 0,084$ " | " 6: $d = 0,252$ " | " 10: $d = 0,588$ " |
| " 3: $d = 0,126$ " | " 7: $d = 0,335$ " | " 11: $d = 0,840$ " |
| " 4: $d = 0,168$ " | " 8: $d = 0,420$ " | |

Abb. 237. Widerstandserhöhung durch Zinnbleche verschiedener Stärke.



- Kurve 1: $f = 2000$ Hertz, Kurve 2: $f = 4000$ Hertz, Kurve 3: $f = 8000$ Hertz.

Abb. 238. Abschirmwirkung in Abhängigkeit vom spezifischen Widerstand des Schirmmaterials.

Am interessantesten war folgender Fall. Bei einem Apparat, bei dem es auf eine wirklich gute Abschirmung ankam, waren die einzelnen

Teile auf einer ziemlich starken Kupferplatte montiert; es konnte ein kräftiger Kupferkasten über den Apparat gestülpt werden, und zwar so, daß die Berührung zwischen dem Kasten und der Platte eine recht gute war. Trotzdem ergab sich eine verhältnismäßig schlechte Abschirmwirkung. Erst nachdem auf der Platte aus Kupferblech eine Rinne angebracht war, die mit Quecksilber gefüllt wurde und in die der Kasten hineingestellt werden konnte, wurde eine nahezu vollständige Abschirmung erreicht. Hieraus schließt Morecroft: Wenn eine Abschirmung durch Wirbelströme vollständig sein soll, so muß sie derart ausgeführt werden, daß der Ausbildung der Wirbelströme kein Hindernis im Wege steht. Jede schlechte Verbindung der abschirmenden

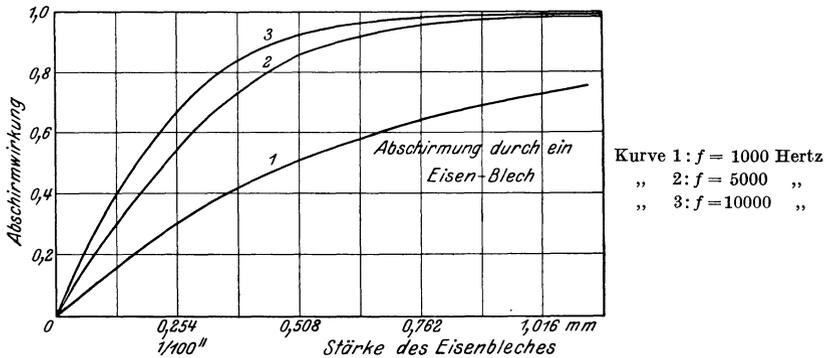


Abb. 239. Abschirmwirkung von Eisenblechen verschiedener Stärke.

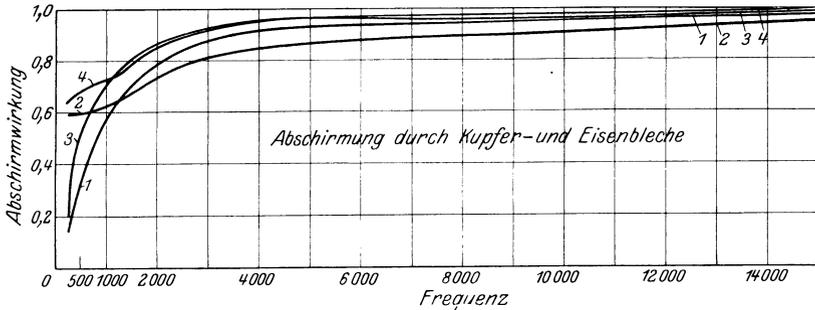
Teile, die die Wirbelströme in bestimmte Bahnen zwingt, verschlechtert die Abschirmwirkung.

Neben der Abschirmwirkung nichtmagnetischer Metallplatten wurde von Morecroft und Turner auch der Einfluß magnetischer Materialien untersucht. Hierbei wurde eine etwas andere Meßanordnung gewählt¹. Der einen Spule wurde ein bestimmter, mit einem Thermoelement gemessener Wechselstrom zugeführt, während die in der zweiten Spule induzierte Spannung mit einem Röhrenvoltmeter gemessen wurde. Als Abschirmwirkung wurde in diesem Fall das Verhältnis der Änderung der Sekundärspannung bei Einschaltung des Eisenschirmes zu der Sekundärspannung ohne Eisenschirm definiert.

Die erste Messung, Abb. 239, die bei drei verschiedenen Frequenzen für Eisenschirme verschiedener Dicke durchgeführt wurde, zeigt, daß auch bei Eisenplatten die Abschirmwirkung mit der Dicke zunimmt. Abweichend von dem Verhalten der übrigen Materialien ist jedoch das

¹ Die Anordnung nach Abb. 223 ist hier nicht brauchbar, da sich bei Vorhandensein von Eisen die Selbstinduktionen der beiden Spulen bei Reihen- und Gegeneinanderschaltung ändern können.

des Eisens bei tiefen Frequenzen. In diesem Falle wird (wie auch bei den übrigen Materialien) die Schirmwirkung durch Wirbelstrombildung sehr schlecht; die trotzdem noch vorhandene gute Abschirmung ist dann auf die magnetischen Wirkungen des Eisens durch Schluß der Kraftlinien zurückzuführen. Dieser Einfluß des Eisens ist deutlich aus



Kurve 1: Kupferblech $d=0,37$ mm

„ 2: Eisenblech $d=0,37$ mm

Kurve 3: Kupferblech $d=0,54$ mm

„ 4: Eisenblech $d=0,54$ mm

Abb. 240. Abschirmwirkung von Kupfer- und Eisenblechen in Abhängigkeit von der Frequenz.

den in Abb. 240 wiedergegebenen Kurven zu erkennen. Hier sind jeweils eine Eisenplatte und eine Kupferplatte gleicher Dicke in ihrem Verhalten bei verschiedenen Frequenzen untersucht worden. Bis zu Frequenzen von etwa 1250 Hertz ergibt das Eisen infolge seiner magnetischen Eigenschaften eine bessere Schirmwirkung, während bei höheren Frequenzen die Wirbelstrombildung in den Vordergrund tritt, und das Kupfer wegen seiner höheren Leitfähigkeit eine bessere Abschirmung ergibt.

Verluste bei der Abschirmung einer Zylinderspule.

Während in den Ausführungen von Morecroft und Turner die Definition und Berechnung der Schirmwirkung bei magnetischen Wechselfeldern für den einfachen Fall einer Kurzschlußspule angegeben ist, soll im folgenden das Abschirmproblem durch Untersuchung der auftretenden Verluste erweitert werden¹. In der Praxis liegt fast stets die Aufgabe vor, eine Spule magnetisch vollständig abzuschirmen. Dies wird dadurch erreicht, daß die Spulen (meist Zylinderspulen) in einigem Abstand mit einem gut geschlossenen Metallmantel umgeben werden². Für eine zweckmäßige Dimensionierung ist es von Wichtigkeit, einen Anhaltspunkt zu haben über die Größe der zusätzlichen Verluste, die durch die Abschirmung verursacht werden, sowie über die Verminderung der Spuleninduktivität dadurch, daß das magnetische Spulenfeld sich nur noch in dem Raum innerhalb der Abschirmung ausbilden kann.

¹ Vgl. M. v. Ardenne, Ein Beitrag zur Spulenabschirmung, I. c.

² Boden und Deckel (parallel zu der Windungsebene) sind zur Ausbildung kräftiger Kurzschlußströme offensichtlich nicht erforderlich.

Abb. 241 zeigt die Spule mit der Abschirmung, die zur Vereinfachung als Zylinder angenommen ist. Danach ergibt sich das Ersatzschema der Abb. 242, d. h. es handelt sich um das Problem des Transformators mit kurzgeschlossener Sekundärwicklung. Aus den Transformatorgleichungen errechnet sich in bekannter Weise der komplexe Widerstand der Kombination in bezug auf die Primärklemmen. Durch Zerlegung in den reellen und den imaginären Teil wird der resultierende Ohmsche Widerstand

$$R' = R_1 + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \tag{73}$$

und die resultierende wirksame Induktivität

$$L' = L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \tag{74}$$

Der Wert für die Induktivitätsverminderung war bereits oben angegeben worden. Da L_2 die Selbstinduktion des Abschirmzylinders bedeutet,

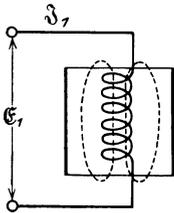


Abb. 241. Schaltung einer abgeschirmten Zylinderspule.

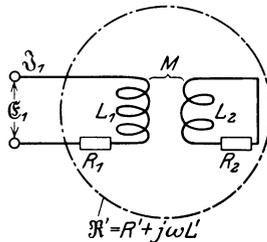


Abb. 242. Ersatzschema.

die nach bekannten Formeln leicht berechnet werden kann, so folgt ohne weiteres, daß der Abschirmzylinder mit möglichst geringer Windungszahl, d. h. mit einer Windung ausgeführt werden muß, wenn die Einbuße an primärer Selbstinduktion extrem gering gehalten werden soll.

Die Widerstandserhöhung infolge der Abschirmung ist von deren Widerstand R_2 abhängig, der bei hohen Frequenzen von der Stromverdrängung beeinflusst wird. Der Faktor in den Formeln (73) und (74), der den primär zur Wirkung kommenden Bruchteil von R_2 und L_2 angibt, ist das Quadrat des durch die gegenseitige Induktion bedingten „wirksamen“ Übersetzungsverhältnisses; er ist proportional $\frac{L_1}{L_2} k^2$ und damit auch proportional dem Quadrat des Kopplungsfaktors k , wie eine einfache Umrechnung zeigt. Da bei der Abschirmung speziell von Schwingungskreissspulen eine Zunahme der Dämpfung wenig erwünscht ist, so wird man bestrebt sein, den Widerstand R_2 der Abschirmung, der in Richtung der induzierten Kurzschlußströme zu nehmen ist, recht klein zu halten. Dabei zeigt sich aber, daß eine Vergrößerung der Blechstärke nur bis zu gewissen Grenzen eine Verringerung von R_2 ergibt, da ja für bestimmte Frequenzen eine ganz bestimmte Eindringtiefe für Wechselströme, die auf der Innenseite der Abschirmung verlaufen, vorhanden ist. Das Minimum an Widerstand, das für eine gegebene

Frequenz f auch durch weitere Vergrößerung der Blechstärke nicht weiter herabgesetzt werden kann, sei als der Grenzwiderstand für die betreffende Frequenz bezeichnet.

Zunächst werde der Widerstand R_r infolge Stromverdrängung berechnet und zu dem Gleichstromwiderstand R in Beziehung gesetzt. Dabei kann das Rechnungsergebnis der Stromverteilung in einer unendlich ausgedehnten Platte von der Stärke δ infolge Skineffektes benutzt werden. Dies ist zulässig, weil, wie sich zeigen wird, bei den Frequenzen der drahtlosen Telegraphie der Zylinderradius groß gegen die Dicke der Stromhaut ist. Unter der Annahme¹, daß für die eine Grenzfläche (innen) die Feldstärke den Wert \mathfrak{H} und für die andere (außen) den Wert Null hat, ergibt sich für das Verhältnis des wirksamen Widerstandes R_r (infolge Stromverdrängung) zum Gleichstromwiderstand R der Ausdruck:

$$\frac{R_r}{R} = k\delta \frac{\mathfrak{C} \sin 2k\delta + \sin 2k\delta}{\mathfrak{C} \cos 2k\delta - \cos 2k\delta} \quad (75)$$

Hierbei bedeuten δ die Blechstärke in cm und

$$k = \sqrt{2\pi\omega\sigma} = 2\pi\sqrt{f \cdot \sigma} \quad (76)$$

einen Faktor, der von der jeweiligen Frequenz f und der absoluten Leitfähigkeit σ ($\sigma_{Cu} = 59 \cdot 10^{-5} \text{ sec/cm}^2$) abhängt. Trägt man R_r/R in Abhängigkeit von $k\delta$ auf, so ergibt sich der Verlauf der stark ausgezogenen Kurve in Abb. 243. Für große Argumente $2k\delta$ (d. h. großes f oder großes δ) verschwinden die trigonometrischen Funktionen gegen die hyperbolischen und es wird $R_r/R \approx k\delta$. Der lineare Verlauf gilt etwa oberhalb $k\delta = 2,5$ (Abweichung vom genauen Wert bei $k\delta = 4$ weniger als 1/1000).

Da der Gleichstromwiderstand R umgekehrt proportional der Blechstärke δ ist, so bedeutet eine mit wachsendem δ lineare Zunahme von R_r/R , daß etwa oberhalb $k\delta = 2,5$ der Widerstand R_r unabhängig von δ wird und damit konstant bleibt. Es ist bei gegebener Frequenz ein Grenzwiderstand $R_{r \text{ min}}$ erreicht, der durch keine weitere Erhöhung der Blechstärke mehr herabgedrückt werden kann. Da für möglichst verlustfreie Abschirmung stets bestleitendes Material zu wählen ist, so kommt nur Kupfer in Frage. Für diesen Fall kann aus der Tafel Abb. 243 für beliebige Frequenzen f die zugehörige Mindestblechstärke δ in mm für gute Abschirmung entnommen werden. Wird dabei für $k\delta$ ein Wert von $2,5 \div 4$ gewählt, so gibt der Parameter δ damit auch die größte Eindringtiefe eines Wechselstromes der betreffenden Frequenz an. Der Widerstand R_2 eines Abschirmzylinders kann unter Benutzung der gegebenen Formeln leicht berechnet werden.

¹ Vgl. z. B. W. Jaeger: Elektrische Meßtechnik, 2. Aufl., S. 9, 1922.

Der Durchmesser des Abschirmzylinders ist für geringe Dämpfungsverluste bei einer abgeschirmten Schwingspule möglichst groß zu wählen, damit der Kopplungsfaktor k recht klein wird, denn von ihm hängt ja die Widerstandserhöhung und die Selbstinduktionsverminderung der Spule ab. Mit Rücksicht auf Raumersparnis kann damit nicht beliebig weit gegangen werden. Praktisch wird als Durchmesser des Abschirmzylinders etwa das 1,7 bis 2fache des Spulendurchmessers gewählt

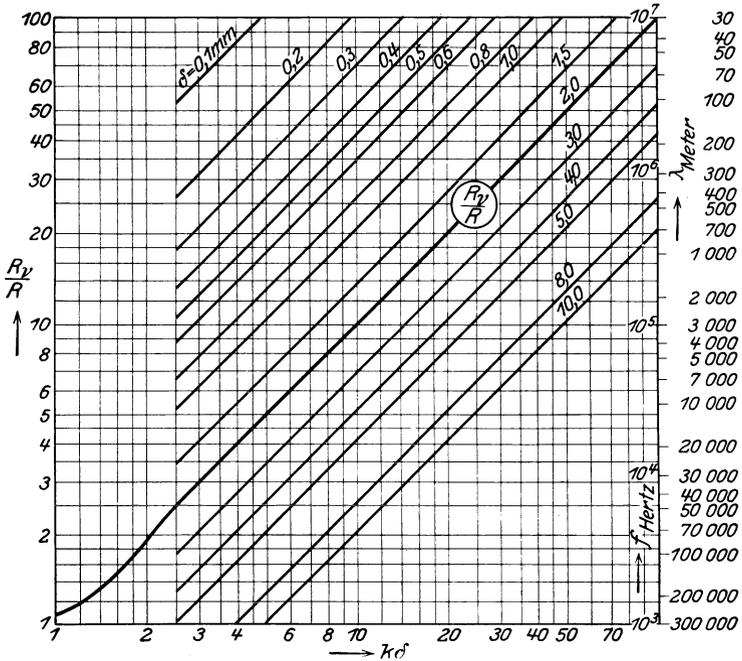


Abb. 243. Widerstandszunahme bezogen auf den Gleichstromwiderstand in Abhängigkeit vom Faktor $k \delta$ für verschiedene Blechstärken.

$$\left(\frac{R_v}{R} = k\delta \text{ für } k\delta \geq 2,5; \quad k\delta = c_1 \delta_{\text{mm}} \sqrt{f} \right)$$

und die Zylinderlänge um einiges größer als die Spulenlänge gemacht. In Empfangsgeräten, die meist die Form eines rechteckigen Kastens besitzen, und bei denen es auf gute Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Raumes ankommt, kann mit Vorteil statt des kreisförmigen Zylinderquerschnittes der Abschirmung ein quadratischer Querschnitt gewählt werden. Denn das Quadrat hat, wenn seine Seitenlänge gleich dem Zylinderdurchmesser ist, vor diesem den Vorteil des größeren Querschnittes. Bei relativ nicht zu kleinem Spulendurchmesser (nicht unter etwa 0,5 der Quadratseitenlänge) ist die Querschnittszunahme für das magnetische Feld und die damit erzielte Verbesserung größer als die Verschlechterung durch Widerstandszunahme infolge vergrößerten

Umfanges. Abb. 244 zeigt eine Röntgenaufnahme zweier gekoppelter Zylinderspulen, die durch einen rechteckigen Kasten abgeschirmt sind. Abb. 245 gibt die Innenansicht des Loewe-Rahmenempfängers wieder, bei dem zwei solcher abgeschirmter Hochfrequenztransformatoren rechts und links sichtbar sind. In der Mitte sind die zugehörigen gekapselten Drehkondensatoren zu erkennen.

Schließlich sei noch in diesem Zusammenhang die Frage aufgeworfen, was eine Erhöhung des Widerstandes R_2 für Folgen hat, wenn die Fre-

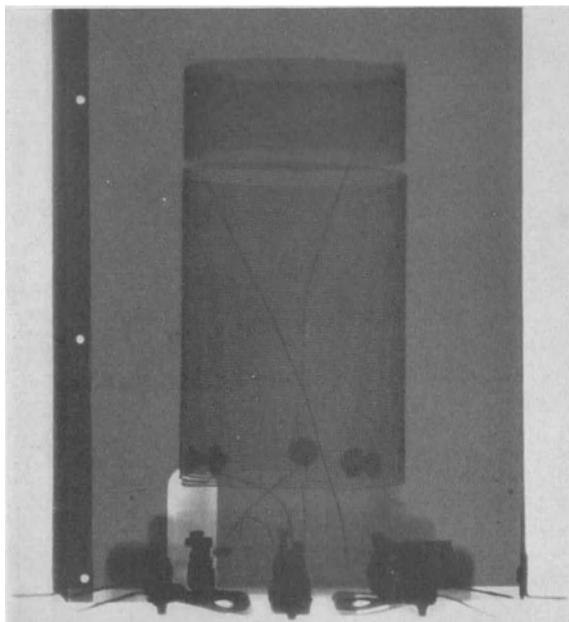


Abb. 244. Röntgenaufnahme einer Spulenkopplung im Abschirmkasten.

quenz konstant bleibt. Eine Widerstandserhöhung kann z. B. dadurch eintreten, daß die Stoßstellen der Abschirmung schlecht oder gar nicht verlötet sind. Angenommen sei, daß das Abschirmblech aus Kupfer besteht und eine normalerweise zur Abschirmung hinreichende Blechstärke besitzt. Indem die beiden obigen Formeln in etwas anderer Weise geschrieben werden, erhält man, wenn $\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}$ und $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ gesetzt wird:

$$R' = R_1 + R_2 \frac{L_1}{L_2} k^2 \sin^2 \varphi_2, \quad (73a)$$

$$L' = L_1 - L_1 k^2 \sin^2 \varphi_2. \quad (74a)$$

Bei konstantem Durchmesser des Abschirmzylinders sind L_2 und k als

konstant zu betrachten. Wird R_2 im Verhältnis zu ωL_2 , d. h. $\cot \varphi_2$ größer, so steigt der übertragene Verlustwiderstand proportional $R_2 \sin^2 \varphi_2$ und erreicht ein Maximum, wenn $R_2 = \omega L_2$ geworden ist. Gleichzeitig wird

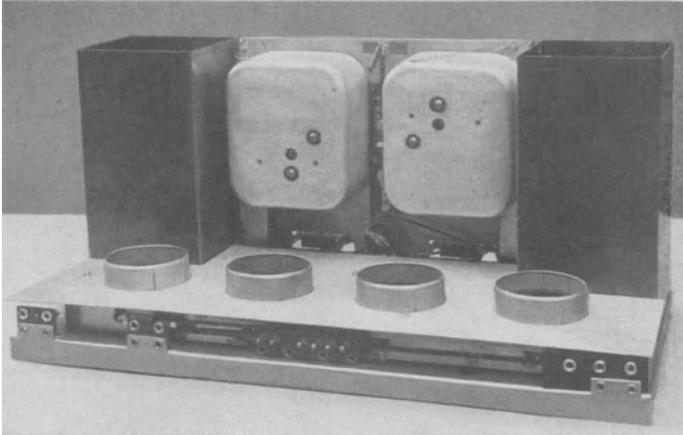


Abb. 245. Spulenabschirmkästen in einem Rahmen-Fernempfänger.

auch die Selbstinduktionsverminderung größer, da ja die Energie dem Felde entnommen wird und nicht mehr zurückwandern kann. Wird $R_2 > \omega L_2$, so nimmt, gewissermaßen infolge schlechterer „Anpassung“, der Ohmsche Verlust wieder ab, die resultierende Induktivität steigt

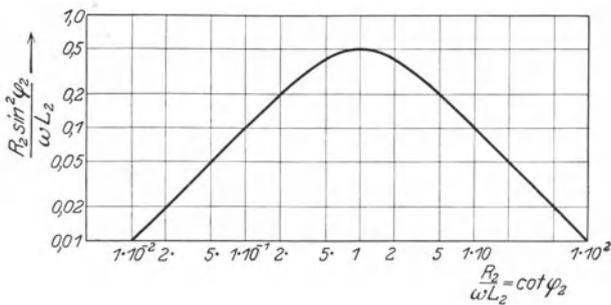


Abb. 246. Widerstandszunahme in Abhängigkeit von der sekundären Phasenverschiebung.

wieder, aber die Schirmwirkung sinkt und geht für $R_2 = \infty$ auf Null zurück: Das Feld erstreckt sich wie ohne Abschirmung bis ins Unendliche, wenn der Abschirmzylinder einen durchgehenden Längsschlitz aufweist. Allerdings ist hierbei angenommen, daß der Abschirmzylinder nicht wesentlich länger als die Spule ist, und daß er parallel zu den Feldlinien verläuft. Anderenfalls treten noch Feldlinien durch das Blech und rufen dort lokale Wechselströme und entsprechende Verluste hervor.

Der in die Abschirmung induzierte Strom hat nicht mehr die nötige Phasenverschiebung, um das Feld der Primärspule zu kompensieren. In Abb. 246 ist die Widerstandszunahme im Verhältnis zu ωL_2 , d. h. $R_2 \sin^2 \varphi_2 / \omega L_2$ in Abhängigkeit von dem Verhältnis $R_2 / \omega L_2$ aufgetragen.

In komplizierteren Fällen ist eine genauere Berechnung der Verluste äußerst mühsam. Doch lassen die vorstehend gegebenen Überlegungen leicht analoge Schlüsse darüber zu, in welcher Richtung sich irgendwelche Veränderungen an der Abschirmung auswirken.

Chronologische Literatur-Übersicht.

1. Über die erreichbare Genauigkeit der Widerstandsmessung in Hochfrequenzkreisen. S. Loewe, Leipzig: Verlag Joh. Ambr. Barth, 1913.
2. Genaue Eichung einer Thermolement-Anordnung. S. Loewe, Jahrbuch **6**, H. 5, S. 451, 1913.
3. Ein Einfeldenelektrometer. Th. Wulf, Physik. Z. **15**, S. 250, 1914.
4. W. Schottky, Ann. Physik **57**, S. 541, 1918.
5. M. Pirani, Verh. physik. Ges. **21**, H. 3/4, S. 43, 1919.
6. M. Pirani, Über die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Empfangsverstärkern. Jahrbuch **16**, H. 1, S. 1, 1920.
7. The thermionic vacuum tube. H. J. van der Bijl, New York 1920.
8. Radiotelegraphisches Praktikum. H. Rein und K. Wirtz, 3. Aufl., Julius Springer, Berlin 1922.
9. Über die Herstellung kleiner Wechselspannungen bekannter Amplitude. H. G. Möller und E. Schrader, Jahrbuch **22**, H. 2, S. 56, August 1923.
10. Experimentelle Untersuchungen an Hochfrequenzverstärkern. A. Bley, Arch. f. Elektrotechn. **12**, H. 2, S. 124, 1923.
11. Thermionic vacuum tubes and their amplification. R. W. King, Bell System Technical Journ. **2**, Nr. 4, S. 69, Oktober 1923.
12. Über Kapazitäten in Elektronenröhren. E. Schrader, Jahrbuch **24**, H. 2, S. 27, August 1924.
13. High frequency amplifiers, H. T. Friis und A. G. Jensen, Bell System Technical Journ. **3**, Nr. 2, S. 181, April 1924.
14. Über kapazitive Kopplungen in induktiv gekoppelten Hochfrequenzkreisen. A. Herzog, Telef.-Ztg. **6**, Nr. 36, S. 27, Mai 1924.
15. Über ein empfindliches Röhrenvoltmeter für kleine Wechselspannungen. L. Bergmann, Telef.-Ztg. **7**, Nr. 37, S. 29, Juli 1924.
16. A method of measuring radio field and atmospheric disturbances. L. W. Austin und E. B. Judson, Proceedings **12**, Nr. 5, S. 521, Oktober 1924.
17. Elektronenröhren. H. Barkhausen, Bd. 1, 2. Aufl. 1924.
18. Die Elektronenröhre in der Meßtechnik. A. v. Hippel, Jena 1924.
19. Herstellung und quantitative Messung modulierter Wellen sowie der Empfang derselben mit einem Schwingaudion. C. Kuhlmann, Jahrbuch **25**, H. 2, S. 43, Februar 1925.
20. Eine Anordnung zur Messung der absoluten Empfangsenergie in der drahtlosen Telegraphie. L. Bergmann, Telef.-Ztg. **7**, H. 39, S. 32, März 1925.
21. The shielding of electric and magnetic fields. J. H. Morecroft und A. Turner, Proceedings **13**, Nr. 4, S. 477, August 1925.
22. Röhrenmeßmethode zur Bestimmung der Verluste in Kondensatoren bei Hochfrequenz. E. Offermann, Jahrbuch **26**, H. 6, S. 152, Dezember 1925.
23. Die Bedingung für maximale Energieübertragung in induktiv gekoppelten Kreisen. J. Kammerloher, Jahrbuch **27**, H. 3, S. 81, März 1926.
24. Characteristics of shielded-grid plotrons. A. W. Hull und N. H. Williams. Physic. Rev. **27**, Nr. 4, S. 432, April 1926.

25. Measurements of high frequency amplification with shielded-grid pliotrons. A. W. Hull, *Physic. Rev.* **27**, Nr. 4, S. 439, April 1926.
26. The thermionic voltmeter. W. B. Medlam und U. A. Oschwald, *Experimental Wireless* **3**, Nr. 37, S. 589, Oktober 1926.
27. The thermionic voltmeter. W. B. Medlam und U. A. Oschwald, *Experimental Wireless* **3**, Nr. 38, S. 664, November 1926.
28. Tonfrequenz-Wechselstrom-Generator. G. Lubszynski, *Telef.-Ztg.* **8**, Nr. 44, S. 57, Dezember 1926.
29. Technik des Experiments. E. v. Angerer, Akademische Verlagsgesellschaft m. b. H., S. 236ff., Leipzig 1926.
30. Telefon transmitter modulation measured at the receiving station. L. B. Turner, *Experimental Wireless* **4**, Nr. 40, S. 3, Januar 1927.
31. The delineation of alternating current wave forms. H. A. Thomas, *Experimental Wireless* **4**, Nr. 40, S. 15, Januar 1927.
32. The design of a heterodyne type low frequency generator. H. L. Kirke, *Experimental Wireless* **4**, Nr. 41, S. 67, Februar 1927.
33. The performance of amplifiers. P. K. Turner, *Experimental Wireless* **4**, Nr. 41, S. 77, Februar 1927.
34. A Theoretical and Experimental Investigation of Detection for Small Signals. E. L. Chaffee und G. H. Browning, *Proceedings* **15**, Nr. 2, Februar 1927.
35. Zur Messung der Spannungsverstärkung bei Niederfrequenzverstärkern. M. v. Ardenne, *E. u. M.* **45**, H. 10, S. 25, März 1927.
36. Über Anodengleichrichtung. I. Teil. M. v. Ardenne, *Jahrbuch* **29**, H. 3, S. 82, März 1927.
37. Über eine einfache Methode zur indirekten Messung von Gitterströmen. M. v. Ardenne, *Jahrbuch* **29**, H. 3, S. 88, März 1927.
38. Ein Beitrag zur quantitativen Messung von Empfängern. E. Klotz, *Telef.-Ztg.* **8**, H. 45/46, S. 54, April/Juni 1927.
39. Notes on radio receiver measurements. R. Smith und G. Rodwin, *Proceedings* **15**, Nr. 5, S. 387, Mai 1927
40. Über Röhrenverzerrungen. M. v. Ardenne, *Z. f. techn. Physik* **8**, Nr. 6, S. 235, Juni 1927.
41. Measurements of radio frequency amplification. S. Harris, *Proceedings* **15**, Nr. 7, S. 641, Juli 1927.
42. Ein Röhrengenerator für Tonfrequenzen zum Laboratoriumsgebrauch. F. Gabriel, *ENT.* **4**, H. 8, S. 338, August 1927.
43. Notes on the testing of audio-frequency amplifiers. E. T. Dickey, *Proceedings* **15**, Nr. 8, S. 687, August 1927.
44. The testing of audio-frequency transformer coupled amplifiers. H. Diamond und J. S. Webb, *Proceedings* **15**, Nr. 9, S. 767, September 1927.
45. Zur Theorie der Endverstärkung. M. v. Ardenne, *Jahrbuch* **30**, H. 4, S. 116, Oktober 1927.
46. Die Berechnung der Scheinkapazität bei Widerstandsverstärkern. M. v. Ardenne und W. Stoff, *Jahrbuch* **30**, H. 3, S. 86, September 1927.
47. Apparate für Verstärkungsmessungen an Mehrfachröhren oder anderen in Kaskade geschalteten Röhrenanordnungen. F. Gabriel, *Jahrbuch* **29**, H. 3, S. 95, 123, September 1927.
48. Der abgestimmte Hochfrequenzverstärker. W. Runge, *Telef.-Ztg.* **8**, Nr. 47, S. 50, Oktober 1927.
49. Ein Röhrengenerator zur Erzeugung von modulierter Hochfrequenz für Laboratoriumszwecke. F. Gabriel, *ENT.* **4**, H. 10, S. 426, Oktober 1927.
50. Die Störung des elektromagnetischen Feldes eines Senders durch Gebäude und ähnliches. S. Klimke, *ENT.* **4**, H. 11, S. 458, November 1927.

51. Über Gleichstromverstärkung, ihre Anwendung zu Meßzwecken und ihre Grenzen. H. Jäger und A. Kussmann, Physik. Z. **28**, Nr. 19, 1927.
52. Geräte zur Messung von Empfangsfeldstärken in der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. G. Anders, Z. f. techn. Physik **8**, Nr. 11, S. 646, November 1927.
53. Über die nichtlineare Verzerrung von Lautsprechern und Fernhörern. E. Meyer, ENT. **4**, H. 12, S. 509, Dezember 1927.
54. Eine neue Methode zur Klanganalyse. M. Grützmaker, ENT. **4**, H. 12, S. 533, Dezember 1927.
55. Der Bau von Widerstandsverstärkern. 2. Aufl. M. v. Ardenne. R. C. Schmidt, Berlin 1927.
56. Transformatoren-Verstärker. L. Müller und M. v. Ardenne, Radio-Reihe Bd. **22**. R. C. Schmidt, Berlin 1927.
57. Kettenleiter und Wellensiebe. K. W. Wagner, ENT. **5**, H. 1, S. 1, Januar 1928.
58. A new method for the calibration of ammeters at radio frequencies. H. C. Hazel, Proceedings **16**, Nr. 1, S. 70, Januar 1928.
59. The power factor and capacity of electrodes and base of triode valves. G. W. Sutton, Experimental Wireless **5**, Nr. 52, S. 16, Januar 1928.
60. Über Anodengleichrichtung. II. Teil. M. v. Ardenne, Jahrbuch **31**, H. 2, S. 51, Februar 1927.
61. Ein empfindliches Röhrenvoltmeter für Hochfrequenz. M. v. Ardenne, ETZ. **49**, H. 15, S. 565, April 1928.
62. Zur Messung von Röhrenkapazitäten. M. v. Ardenne, Funk **5**, H. 23, S. 349, Juni 1928.
63. Anordnung und Geräte zur Untersuchung von Hochfrequenzverstärkern. M. v. Ardenne, ETZ. **49**, H. 46, S. 1675, November 1928.
64. Anodengleichrichtung oder Audiongleichrichtung. M. v. Ardenne, Funk **5**, Nr. 46, S. 717, November 1928.
65. Die Eignung der Spulen und Kondensatoren im Empfänger. M. v. Ardenne, Funk **5**, Nr. 48, S. 747, November 1928.
66. W. Runge, Telef.-Ztg. **9**, H. 50. 1928.
67. Einige Messungen über die Hochfrequenzspannungen an der Eingangsseite von Empfängern. M. v. Ardenne, Jahrbuch **32**, H. 6, Dezember 1928.
68. Hochfrequenz-Meßtechnik von A. Hund. Julius Springer, Berlin 1928.

Alphabetische Literatur-Übersicht.

- Anders, G.: Geräte zur Messung von Empfangsfeldstärken in der drahtlosen Telegraphie und Telephonie. Z. f. techn. Physik **8**, Nr. 11, S. 464, 1927 (52).
- Angerer, E. v.: Technik des Experiments. S. 236ff, Akademische Verlagsges. m. b. H., Leipzig: 1926 (29).
- Ardenne, M. v.: Zur Messung der Spannungsverstärkung bei Niederfrequenzverstärkern, E. u. M. **45**, H. 10, S. 25, 1927 (35).
- Über Anodengleichrichtung. I. Jahrbuch **29**, H. 3, S. 82, 1927 (36).
- Über eine einfache Methode zur indirekten Messung von Gitterströmen. Jahrbuch. **29**, H. 3, S. 88, 1927 (37).
- Über Röhrenverzerrungen. Z. f. techn. Physik **8**, H. 6, S. 235. 1927 (40).
- Zur Theorie der Endverstärkung. Jahrbuch **30**, H. 3, S. 116, 1927 (45).
- Der Bau von Widerstandsverstärkern. 2. Aufl., R. C. Schmidt, Berlin 1927 (55).
- Über Anodengleichrichtung. II. Jahrbuch **31**, H. 2, S. 51, 1928 (60).
- Ein empfindliches Röhrenvoltmeter für Hochfrequenz. ETZ **49**, H. 15, S. 575. 1928 (61).
- Zur Messung von Röhrenkapazitäten. Funk **5**, H. 23, S. 349, 1928 (62).
- Anordnung und Geräte zur Untersuchung von Hochfrequenzverstärkern. ETZ **49**, H. 46, S. 1675, 1928 (63).
- Anodengleichrichtung oder Audiogleichrichtung. Funk **5**, Nr. 46, S. 717, 1928 (64).
- Die Eignung der Spulen und Kondensatoren im Empfänger. Funk **5**, Nr. 48, S. 747, 1928 (65).
- Einige Messungen über die Hochfrequenzspannungen an der Eingangsseite von Empfängern. Jahrbuch **32**, H. 6, 1928 (67).
- und W. Stoff: Die Berechnung der Scheinkapazität bei Widerstandsverstärkern. Jahrbuch **30**, H. 3, S. 86, 1927 (46).
- Austin, L., und E. B. Judson: A Method of measuring radio field and atmospheric disturbances. Proceedings **12**, Nr. 5, S. 521, 1924. (16).
- Barkhausen, H.: Elektronenröhren. Bd. 1, 2. Aufl., 1924 (17).
- Bergmann, L.: Über ein empfindliches Röhrenvoltmeter für kleine Wechselspannungen. Telefunk-Ztg. **7**, Nr. 37, S. 29, 1924 (15).
- Eine Anordnung zur Messung der absoluten Empfangsenergie in der drahtlosen Telegraphie. Telefunk-Ztg. **7**, Nr. 39, S. 32, 1925 (20).
- Bijl, H. J. van der: The thermionic vacuum tube, New York 1920 (7).
- Bley, A.: Experimentelle Untersuchungen an Hochfrequenzverstärkerröhren. Arch. f. Elektrotechn. **12**, H. 2, S. 124, 1923 (10).
- Chaffee, E. L., und G. H. Browning: A Theoretical and Experimental Investigation of Detection for Small Signals. Proceedings **15**, Nr. 2, 1927 (34).
- Diamond, H., und J. S. Webb: Proceedings **15**, Nr. 9, S. 767, 1927 (44).
- Dickey, E. T.: Notes of the Testing of audio-frequency amplifiers. Proceedings **15**, Nr. 8, S. 687, 1927 (43).
- Friis, H. T., und A. G. Jensen: High frequency amplifiers. Bell System Technical Journ. **3**, Nr. 2, 1924 (13).

- Gabriel, F.: Ein Röhrengenerator für Tonfrequenz zum Laboratoriumsgebrauch. ENT. **4**, H. 8, S. 338, 1927 (42).
- Apparate für Verstärkungsmessungen an Mehrfachröhren oder anderen in Kaskade geschalteten Röhrenanordnungen. Jahrbuch **29**, H. 3, S. 95, 123, 1927 (46).
- Ein Röhrengenerator zur Erzeugung von modulierter Hochfrequenz für Laboratoriumszwecke. ENT **4**, H. 10, S. 426, 1927 (49).
- Grützmacher, M.: Eine neue Methode der Klanganalyse. ENT **4**, H. 12, S. 533, 1927 (54).
- Hazel, H. C.: A new method for the calibration of ammeters at radio frequencies. Proceedings **16**, Nr. 1, S. 70, 1928 (58).
- Harris, S.: Measurements of radio-frequency amplification. Proceedings **15**, Nr. 7, S. 641, 1927 (41).
- Herzog, A.: Über kapazitive Kopplungen in induktiv gekoppelten Hochfrequenzkreisen. Telef.-Ztg. **6**, Nr. 36, S. 27, 1924 (14).
- Hippel, A. v.: Die Elektronenröhre in der Meßtechnik. Jena 1924 (18).
- Hull, A. W.: Measurements of high frequency amplification with shieldedgrid plotrons. Physic. Rev. **27**, Nr. 4, S. 439, 1926 (25).
- Hull, A. W., und N. H. Williams: Characteristics of shieldedgrid plotrons. Physic. Rev. **27**, Nr. 4, S. 432, 1926 (24).
- Hund, A., Hochfrequenzmeßtechnik. Julius Springer, Berlin 1928 (68).
- Jäger, H., und A. Kussmann: Über Gleichstromverstärkung, ihre Anwendung zu Meßzwecken und ihre Grenzen. Physik. Z. **28**, Nr. 19, 1927 (51).
- Kammerloher, J.: Die Bedingung für maximale Energieübertragung in induktiv gekoppelten Kreisen. Jahrbuch **27**, H. 3, S. 81, 1926 (23).
- King, R. W.: Thermionic vacuum tubes and their amplification. Bell System Technical Journ. **2**, Nr. 4, S. 69, 1923 (11).
- Kirke, H. L.: The design of a heterodyne type low frequency generator. Experimental Wireless **4**, Nr. 41, S. 67, 1927 (32).
- Klimke, S.: Die Störung des elektromagnetischen Feldes eines Senders durch Gebäude und ähnliches. ENT. **4**, H. 11, S. 458, 1927 (50).
- Klotz, E.: Ein Beitrag zur quantitativen Messung von Empfängern. Telef.-Ztg. **8**, H. 45/46, S. 54, 1927 (38).
- Kuhlmann, C.: Herstellung und quantitative Messung modulierter Wellen sowie der Empfang derselben mit einem Schwingaudion. Jahrbuch **25**, H. 2, S. 43, 1925 (19).
- Loewe, S.: Über die erreichbare Genauigkeit der Widerstandsmessung in Hochfrequenzkreisen. Johann Ambrosius Barth, Leipzig 1913 (1).
- Genaue Eichung einer Thermoelment-Anordnung. Jahrbuch **6**, H. 5, S. 451, 1913 (2).
- Lubszynski, G.: Tonfrequenz-Wechselstrom-Generator. Telef.-Ztg. **8**, Nr. 44, S. 57, 1926 (28).
- Medlam, W. B., und U. A. Oschwald: The thermionic voltmeter. Experimental Wireless **3**, Nr. 38, S. 664, 1926 (26).
- The thermionic voltmeter. Experimental Wireless **3**, Nr. 37, S. 589, 1926 (27).
- Meyer, E.: Über die nichtlineare Verzerrung von Lautsprechern und Fernhörern. ENT. **4**, H. 12, S. 509, 1927 (53).
- Möller, H. G., und E. Schrader: Über die Herstellung kleiner Wechselspannungen von bekannter Amplitude. Jahrbuch **22**, H. 2, S. 56, 1923 (9).
- Morecroft, J. H., und A. Turner: The shielding of electric and magnetic fields. Proceedings **13**, Nr. 4, S. 477, 1925 (21).
- Müller, L., und M. v. Ardenne: Transformatoren-Verstärker. Radio-Reihe Bd. **22**, R. C. Schmidt, Berlin 1927 (56).

- Offermann, E.: Röhrenmeßmethode zur Bestimmung der Verluste in Kondensatoren bei Hochfrequenz. Jahrbuch **26**, H. 6, S. 152, 1925 (22).
- Pirani, M.: Verh. d. Physik. Ges. **21**, H. 3/4, 1919 (5).
- Über die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Empfangsverstärkern. Jahrbuch **16**, H. 1, 1920 (6).
- Rein, H., und K. Wirtz: Radiotelegraphisches Praktikum. 3. Aufl., Julius Springer, Berlin 1922 (8).
- Runge, W.: Der abgestimmte Hochfrequenzverstärker. Telef.-Ztg. **8**, Nr. 47, S. 50, 1927 (48).
- Telef.-Ztg. **9**, H. 50, 1928 (66).
- Schottky, W.: Ann. Physik **57**, S. 541, 1918 (4).
- Schrader, E.: Über Kapazitäten in Elektronenröhren. Jahrbuch **24**, H. 2, S. 27, 1924 (12).
- Siemens & Halske: Broschüre „Frankesche Maschine“.
- Prospekt „Stimmgabelsummer“.
- Prospekt „Apparate zur Untersuchung von Niederfrequenzverstärkern“.
- Smith, R., und G. Rodwin: Notes on radio receiver measurements. Proceedings **15**, Nr. 5, S. 387, 1927 (39).
- Sutton, G. W.: The power faktor and capacity of electrodes and base of triode valves. Experimental Wirelees **5**, Nr. 52, S. 16, 1928 (59).
- Thomas, H. A.: The delineation of alternating current wave forms. Experimental Wireless **4**, Nr. 40, S. 15, 1927 (31).
- Turner, L. B.: Telefon transmitter modulation measured at the receiving station. Experimental Wireless **4**, Nr. 40, S. 3, 1927 (30).
- Turner, P. K.: The performance of amplifiers. Experimental Wireless **4**, Nr. 41. S. 77, 1927 (33).
- Wagner, K. W.: Kettenleiter und Wellensiebe. ENT **5**, H. 1, S. 1, 1928 (57).
- Western Electric Company: Broschüre „Oszillographenröhre“.
- Wulf, Th.: Ein Einfadenelektrometer. Physik. Z. **15**, S. 250, 1914 (3).

Buchdruckerei
Otto Regel G.m.b.H.,
Leipzig

Im Januar 1929 erscheint:

Handwörterbuch des elektrischen Fernmeldewesens

Unter Mitarbeit von über 70 Fachgenossen
herausgegeben von

Dr.-Ing. E. H.

Ernst Feyerabend

Staatssekretär im Reichspostministerium

Prof. Dr. phil.

Franz Breisig

Abteilungsdirigent i. Reichspostministerium

Dr. rer. pol.

Hugo Heidecker

Oberpostrat im Reichspostministerium

August Kruckow

Präsident des Reichspostzentralamtes

Zwei Bände

Etwa 1800 Seiten Lexikon-8°. Mit über 2000 Textfiguren
In zwei Halblederbände gebunden etwa RM 200.—

Taschenbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie

Bearbeitet von zahlreichen Fachleuten

Herausgegeben von Dr. F. Banneitz

Mit 1190 Abbildungen und 131 Tabellen
XVI, 1253 Seiten. 1927. Gebunden RM 64.50

Die wissenschaftlichen Grundlagen des Rundfunkempfangs

Vorträge zahlreicher Fachleute, 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 253 Textabbildungen. VIII, 418 Seiten. 1927
Gebunden RM 25.—

Für die Mitglieder der Heinrich-Hertz-Gesellschaft, des Elektrotechnischen Vereins, Berlin,
sowie für die Beamten der Reichspost- und Telegraphenverwaltung Vorzugspreis.

Drahtlose Telegraphie und Telephonie. Ein Leitfaden für
Ingenieure und Studierende von **L. B. Turner**. Ins Deutsche übersetzt
von Dipl.-Ing. W. Glitsch, Darmstadt. Mit 143 Textabbildungen. IX,
220 Seiten. 1925. Gebunden RM 10.50

Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie. Von Dr.-Ing.
H. Rein. Nach dem Tode des Verfassers herausgegeben von Geh. Reg.-
Rat Dr. K. Wirtz, Darmstadt. Zweite Auflage. In Vorbereitung.

Radiotelegraphisches Praktikum. Von Dr.-Ing. H. Rein. Dritte, umgearbeitete und vermehrte Auflage (berichtigter Neudruck) von Dr. K. Wirtz, o. Professor der Elektrotechnik an der Technischen Hochschule zu Darmstadt. Mit 432 Textabbildungen und 7 Tafeln. XVIII, 560 Seiten. 1922. Neudruck 1927. Gebunden RM 24.—

Die Vakuum-Röhren und ihre Schaltungen für den Radio-Amateur. Von J. Scott-Taggart. Deutsche Bearbeitung von Dr. Sigmund Loewe und Dipl.-Ing. Dr. Eugen Nesper, Berlin. Mit 136 Textabbildungen. VIII, 180 Seiten. 1925. Gebunden RM 13.50

Funkschaltungen. Ein Leitfaden der wichtigsten Empfangs- und Sendeschaltungen. Von Dr.-Ing. Karl Mühlbrecht. Mit 198 Textabbildungen. VIII, 97 Seiten. 1927. RM 4.20

Aussendung und Empfang elektrischer Wellen. Von Prof. Dr.-Ing. und Dr.-Ing. e. h. Reinhold Rüdenberg. Mit 46 Textabbildungen. VI, 68 Seiten. 1926. RM 3.90

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

Bildrundfunk. Von Prof. Dr. A. Korn, Berlin, und Dipl.-Ing. Dr. E. Nesper, Berlin. Mit 65 Textabbildungen. IV, 102 Seiten. 1926. RM 5.40

Hochfrequenzmeßtechnik. Ihre wissenschaftlichen und praktischen Grundlagen. Von Dr.-Ing. August Hund, Beratender Ingenieur. Zweite, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 287 Abbildungen im Text. XIX, 526 Seiten. 1928. Gebunden RM 39.—

Elektrotechnische Meßkunde. Von Dr.-Ing. P. B. Arthur Linker. Dritte, völlig umgearbeitete und erweiterte Auflage. Mit 408 Textfiguren. XII, 571 Seiten. 1920. Unveränderter Neudruck 1923. Gebunden RM 11.—

Meßgeräte und Schaltungen für Wechselstrom-Leistungsmessungen.

Von Oberingenieur Werner Skirl. Zweite, umgearbeitete und erweiterte Auflage. Mit 41 Tafeln, 31 ganzseitigen Schaltbildern und zahlreichen Textbildern. X, 248 Seiten 1923.

Gebunden RM 8.—

Meßtechnische Übungen der Elektrotechnik.

Von Oberingenieur a. D. Konrad Gruhn, Gewerbestudienrat. Mit 305 Textabbildungen. VI, 177 Seiten. 1927.

RM 10.50

Elektrotechnische Meßinstrumente.

Ein Leitfaden von Oberingenieur a. D. Konrad Gruhn, Gewerbestudienrat. Zweite, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 321 Textabbildungen. IV, 223 Seiten. 1923.

Gebunden RM 7.—

Die Meßwandler, ihre Theorie und Praxis.

Von Dr. I. Goldstein, Oberingenieur der AEG-Transformatorfabrik. Mit 130 Textabbildungen. VII, 166 Seiten. 1928.

RM 12.—, gebunden RM 13.50

Wirkungsweise der Motorzähler und Meßwandler

mit besonderer Berücksichtigung der Blind-, Misch- u. Scheinverbrauchs-messung. Für Betriebsleiter von Elektrizitätswerken, Zählertechniker und Studierende. Von Direktor Dr.-Ing., Dr.-Ing. e. h. I. A. Möllinger. Zweite, erweiterte Auflage. Mit 131 Textabbildungen. VI, 238 Seiten. 1925.

Gebunden RM 12.—

Die Prüfung der Elektrizitätszähler.

Meßeinrichtungen, Meßmethoden und Schaltungen. Von Dr.-Ing. Karl Schmiedel, Charlottenburg. Zweite, verbesserte und vermehrte Auflage. Mit 122 Abbildungen im Text. VIII, 157 Seiten. 1924.

Gebunden RM 8.40

Die wissenschaftlichen Grundlagen der Elektrotechnik.

Von Prof. Dr. Gustav Benischke. Sechste, vermehrte Auflage. Mit 633 Abbildungen im Text. XVI, 682 Seiten. 1922.

Gebunden RM 18.—

Apparate und Meßmethoden für Elektrizität und

Magnetismus. Redigiert von W. Westphal. Mit 623 Abbildungen. IX, 801 Seiten. 1927.

RM 66.—; gebunden RM 68.40

(Bildet Band XVI des Handbuches der Physik, herausgegeben von H. Geiger und Karl Scheel.)

Elektrotechnik.

Redigiert von W. Westphal. Mit 360 Abbildungen. VII, 392 Seiten. 1926.

RM 31.50; gebunden RM 33.60

(Bildet Band XVII des Handbuches der Physik, herausgegeben von H. Geiger und Karl Scheel.)

Hilfsbuch für die Elektrotechnik. Unter Mitwirkung namhafter Fachgenossen bearbeitet und herausgegeben von Dr. **Karl Strecker**. Zehnte, umgearbeitete Auflage.

Starkstromausgabe. Mit 560 Abbildungen. XII, 739 Seiten. 1925.
Gebunden RM 20.—

Schwachstromausgabe (Fernmeldetechnik). Mit 1057 Abbildungen. XXII, 1137 Seiten. 1928.
Gebunden RM 42.—

Vorlesungen über die wissenschaftlichen Grundlagen der Elektrotechnik. Von Prof. Dr. techn. **Milan Vidmar**, Ljubljana.

Mit 352 Abbildungen im Text. X, 451 Seiten. 1928.
RM 15.—; gebunden RM 16.50

Die Grundlagen der Hochvakuumtechnik. Von Dr. **Saul Dushman**, Schenectady. 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**, Charlottenburg. Mit 379 Abbildungen im Text und 3 Tafeln. XVI, 640 Seiten. 1926.
Gebunden RM 36.—

Hochspannungstechnik. Von Dr.-Ing. **Arnold Roth**. Mit 437 Abbildungen im Text und auf 3 Tafeln sowie 75 Tabellen. VIII, 534 Seiten. 1927.
Gebunden RM 31.50

Überströme in Hochspannungsanlagen. Von **J. Biermanns**, Chefelektriker der AEG-Fabriken für Transformatoren und Hochspannungsmaterial. Mit 322 Textabbildungen. VIII, 452 Seiten. 1926.
Gebunden RM 30.—

Das elektromagnetische Feld. Ein Lehrbuch von **Emil Cohn**, ehem. Professor der theoretischen Physik an der Universität Straßburg. Zweite, völlig neubearbeitete Auflage. Mit 41 Textabbildungen. VI, 366 Seiten. 1927.
Gebunden RM 24.—

Der Quecksilberdampf-Gleichrichter. Von **Kurt Emil Müller**, Ingenieur in der Schaltgerätefabrik der AEG-Treptow.

Erster Band: Theoretische Grundlagen. Mit 49 Textabbildungen und 4 Zahlentafeln. IX, 217 Seiten. 1925.
Gebunden RM 15.—

Zweiter Band: Konstruktive Grundlagen. Mit 340 Textabbildungen und 4 Tafeln. VI, 350 Seiten. 1929.
Gebunden RM 42.—