

Anleitungen zum Arbeiten im Elektrotechnischen Laboratorium

von

E. Orlich

Zweiter Teil

Mit 162 Textbildern



Berlin
Verlag von Julius Springer
1931

ISBN-13: 978-3-642-90213-0
DOI: 10.1007/978-3-642-92070-7

e-ISBN-13: 978-3-642-92070-7

Alle Rechte, insbesondere das
der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten.
Copyright 1931 by Julius Springer in Berlin.

Vorwort.

Bereits im Vorwort zum ersten Teil dieses Buches habe ich darauf hingewiesen, daß diese Anleitungen in erster Linie für die Laboratoriumsarbeiten der Berliner Technischen Hochschule bestimmt sind. Da nun an der Berliner Hochschule außer dem allgemeinen elektrotechnischen Laboratorium noch mehrere andere Speziallaboratorien, wie Labor für Elektromaschinenbau, für Fernmeldetechnik, für Hochspannung, für drahtlose Telegraphie, für Beleuchtungstechnik, vorhanden sind, so findet man in diesem Buch hauptsächlich Aufgaben allgemeineren Charakters. Eine geeignete Auswahl davon pflegt von den Studierenden der Elektrotechnik nach der Vorprüfung in zwei Semestern bearbeitet zu werden. Da es sich zum Teil schon um schwierigere Aufgaben handelt, so ist der Auseinandersetzung der wissenschaftlichen Grundlagen ein breiterer Raum gegeben. Es gibt zahlreiche Aufgaben, bei denen der Studierende diese Grundlagen zu Haus gründlich durcharbeiten muß, bevor er zu den Übungen erscheint.

Einige Aufgaben, die bisher im ersten Teil gestanden haben, sind jetzt aus didaktischen Gründen in den zweiten übernommen worden, werden also künftig im ersten Teil nicht mehr erscheinen. Um die Möglichkeit zu haben, im ersten Teil beliebig neue Aufgaben hinzufügen zu können, beginnt der zweite mit Nr. 100, schließt also nicht an die Nummernfolge von Teil I.

Bei der Auswahl und Durcharbeitung der Aufgaben hat Herr Dr. Ollendorff tatkräftigste Mitarbeit geleistet und viele Anregungen gegeben. Für sein großes und nie erlahmendes Interesse sei ihm an dieser Stelle bester Dank gesagt. Die Ausarbeitung im einzelnen erforderte viel mühsame Kleinarbeit, die von meinen Assistenten mit viel Fleiß geleistet worden ist; auch ihnen gebührt Dank.

Zum Schluß habe ich auch der Verlagsbuchhandlung zu danken, die mit großer Bereitwilligkeit die vielfachen Wünsche, die bis in die Drucklegung hinein aufgetaucht sind, berücksichtigt hat.

Berlin-Charlottenburg, 6. April 1931.

E. Orlich.

Inhaltsverzeichnis.

A. Magnetische Messungen.

	Seite
100. Allgemeines. Die magnetischen Grundgrößen.	1
101. Grundlegendes über magnetische Materialuntersuchungen	3
102. Aufnahme der Hysteresisschleife im Schlußjoch mit dem ballistischen Galvanometer	7
103. Bestimmung der magnetischen Induktion nach der Vergleichsmethode von Lonkhuizen	12
104. Bestimmung der Eisenverluste mit dem Epsteinapparat nach der direkten Methode	15
105. Bestimmung der Eisenverluste mit dem Epsteinapparat nach der Vergleichsmethode	18
106. Streuungsmessung am magnetischen Ring	20
107. Messungen an einem getheilten Eisenring	26
108. Messungen mit dem magnetischen Spannungsmesser	29

B. Untersuchungen an Wechselstromkreisen.

109. Theoretisches über den Transformator	34
110. Untersuchung eines streuungslosen Lufttransformators	37
111. Untersuchung eines Eisentransformators	41
112. Aufnahme von Resonanzkurven	46
113. Untersuchung des Kippens von Schwingungskreisen mit Eisen	52
114. Untersuchung eines Resonanztransformators	56
115. Untersuchung von Kettenleitern	60
116. Untersuchung eines künstlichen Kabels	70
117. Untersuchung eines symmetrischen Vierpoles	81
118. Untersuchung eines unsymmetrischen umkehrbaren Vierpoles	84
119. Messungen mit dem Schleifendämpfungsmesser	90

C. Maschinen-Messungen.

120. Wirkungsgradbestimmung an Gleichstrommaschinen.	94
121. Untersuchungen an einem Synchrongenerator	97
122. Untersuchung eines Synchronmotors.	101
123. Untersuchung eines Asynchronmotors	105
124. Untersuchung eines Quecksilberdampfgleichrichters	111

D. Messung von Wechselstromgrößen.

125. Vibrationsgalvanometer	114
126. Allgemeines über Meßwandler.	115
127. Prüfung eines Stromwandlers	117
128. Prüfung eines Spannungswandlers.	120
129. Prüfung eines kapazitiven Spannungswandlers	125
130. Allgemeines über Wechselstrombrücken	128
131. Messung von Kapazitäten und Induktivitäten mit der Wechselstrombrücke	129

Inhaltsverzeichnis.

V

Seite

132. Messung kleiner Gegeninduktivitäten durch Vergleich mit einer Kapazität	133
133. Messung der Widerstandserhöhung durch Stromverdrängung	136
134. Messung von Frequenzen mit der Tonfrequenzmeßbrücke	138
135. Bestimmung von Frequenzen bzw. Wellenlängen mit dem Wellenmesser	141
136. Bestimmung der Eigenkapazität einer Selbstinduktionsspule	143

E. Messungen über das Verhalten von Fernleitungen.

137. Aufnahme des elektrischen Feldes in Kabeln	145
138. Bestimmung des Wellenwiderstandes einer Leitung	149
139. Bestimmung der dielektrischen Verluste eines Kabels	154
140. Untersuchungen am Krarupkabel	156
141. Untersuchung einer Massekernspule	160
142. Untersuchung der Leitungskopplung durch Erdströme	166

F. Untersuchung des Verlaufes rasch veränderlicher Vorgänge.

143. Arbeiten mit dem Schleifenzoszillographen	173
144. Analyse von Wechselstromkurven	178
145. Untersuchung elektrischer Schaltvorgänge mit dem Oszillographen.	185
146. Messungen mit der Braunschen Röhre	193
147. Klirrzahlmessung	198

G. Messungen an Elektronenröhren.

148. Aufnahme der Kennlinien von Hochvakuumröhren	202
149. Der Röhrengenerator	205
150. Untersuchung eines Röhrenvoltmeters	206
151. Bestimmung des Scheitelfaktors einer Wechselspannung mit der Ventiliröhre	208
152. Untersuchung einer lichtelektrischen Zelle	212

Formelzeichen	215
Namen- und Sachverzeichnis	223

A. Magnetische Messungen.

100. Allgemeines. Die magnetischen Grundgrößen.

Der magnetische Zustand in jedem Raumpunkt wird charakterisiert durch die beiden Vektoren:

\mathfrak{H} die magnetische Feldstärke und
 \mathfrak{B} die magnetische Induktion.

Beide Vektoren haben in einem Punkte dieselbe Richtung. Ihre Grundeigenschaften und ihre Einheiten werden für die Zwecke der Elektrotechnik am besten und einfachsten durch die beiden Maxwellschen Sätze festgelegt.

Der erste dieser Sätze (Durchflutungsgesetz) in vereinfachter Form besagt:

$$\oint \mathfrak{H}_t dl \sim D \tag{1}$$

Darin ist D die sogenannte Durchflutung. Darunter versteht man die Summe aller Ströme, die durch eine beliebige, begrenzte Fläche hindurchtreten. Dabei gilt für das Vorzeichen folgendes: der Durchflutung erteilt man eine beliebige positive Achsrichtung und eine nach der Rechtsschraube (Korkzieherregel) zugeordnete Umlaufrichtung (Bild 1). Das Umlaufsintegral ist in der Richtung dieser Umlaufsrichtung zu nehmen; von den Strömen sind diejenigen in Richtung der positiven Durchflutung positiv, die in entgegengesetzter Richtung negativ zu nehmen.

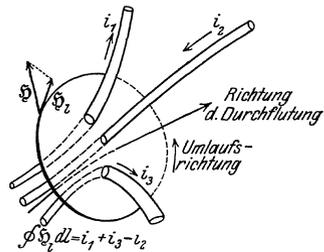


Bild 1. Durchflutungsgesetz.

Ist die Einheit der Stromstärke (A) festgelegt, so kann man durch die Wahl der Proportionalitätskonstanten in Gl. (1) die Einheit von \mathfrak{H} definieren. Diese Festlegung verwirklicht man am besten durch eine sogenannte „Normalspule“, d. i. eine einlagige zylindrische Spule, deren Länge groß ist gegen ihren Windungsdurchmesser; man kann dann die magnetische Feldstärke außerhalb der Spule gegen diejenige im Innern vernachlässigen. Im Innern erhält man (abgesehen von den Enden der Spule) ein homogenes paralleles Feld, dessen Feldstärke nach Gl. (1) berechnet wird aus:

$$\mathfrak{H} l = k_1 \cdot wi \tag{2}$$

- l Länge der Spule in cm,
 w Windungszahl,
 i Stromstärke in A .
 k_1 Proportionalitätskonstante.

Man wählt:

- $k_1 = 0,4 \pi$ im absoluten elektromagnetischen Maßsystem,
 $k_1 = 1$ im praktischen Maßsystem.

Der zweite Maxwellsche Satz (Induktionsgesetz) in vereinfachter Form besagt: in einer geschlossenen Drahtschleife ist:

$$dq = -k_2 \frac{1}{R} d\Phi_m, \text{ wo } \Phi_m = \int \mathfrak{B}_n df \text{ ist} \quad (3)$$

- $d\Phi_m$ Zunahme des Induktionsflusses.
 dq Stromstoß in der Drahtschleife,
 R Widerstand der Drahtschleife,
 k_2 Proportionalitätskonstante.

Die positiven Richtungen von Φ_m und q werden ebenfalls nach der Korkzieherregel einander zugeordnet. Setzt man

$$dq = i dt$$

so hat

$$u_i = -k_2 \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (4)$$

die Dimension einer Spannung (induzierte EMK).

Ist die Einheit von u_i in (V) festgelegt, so kann man aus (2) die Einheit von Φ_m bzw. \mathfrak{B} definieren durch:

- $k_2 = 10^{-8}$ im absoluten elektromagnetischen Maßsystem,
 $k_2 = 1$ im praktischen Maßsystem.

Daraus ergeben sich die folgenden Definitionen für die

Magnetischen Einheiten¹⁾.

Die Einheiten des absoluten (elektromagnetischen) Maßsystems sind

- für die Induktion \mathfrak{B} das Gauß, abgek. G.
 für den Induktionsfluß Φ das Maxwell, abgek. M.
 für die Feldstärke \mathfrak{H} das Oersted, abgek. Oe.

In einer Ringspule von l cm mittlerer Länge und der Windungszahl w ist in diesem Maßsystem

$$\mathfrak{H} = 0,4 \pi \frac{wi}{l} \quad (5)$$

wo i der in A gemessene Strom ist. Ferner gilt:

$$\mathfrak{B} = \mu \mathfrak{H}. \quad (6)$$

Das praktische Maßsystem, das im folgenden allein angewandt wird, hat die Einheiten:

$$\text{für die Induktion } \text{Vs/cm}^2 = 10^8 G$$

¹⁾ Vorschläge des AEF, vgl. auch die neueren wenig glücklichen Vorschläge der IEC. ETZ. 1930 S. 1350 und 1418.

für den Induktionsfluß $V_s = 10^8$ M.

für die magnetische Feldstärke $A/cm = 1,257$ Oe.

In diesem Maßsystem ist also:

$$\mathfrak{H} = \frac{wi}{l} \quad (7)$$

$$\mathfrak{B} = \mu \mathfrak{H} \quad (8)$$

$$\mu = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \text{ H/cm (Henry pro cm).} \quad (9)$$

Die Einheitsbezeichnung A/cm hat das Mißliche, daß zwar beim homogen bewickelten Ring die in A/cm berechnete magnetische Feldstärke mit den wirklich vorhandenen aufgewickelten Amperewindungen pro cm übereinstimmen, daß das aber in komplizierteren Fällen nicht stimmt. Z. B. im inhomogen bewickelten Ring (Bild 9, S. 23) ist das magnetische Feld auch inhomogen verteilt; im Innern der Wicklung ist \mathfrak{H} in $\frac{A}{cm}$ merklich größer als im gegenüberliegenden wickelfreien Raum. $\frac{A}{cm}$ ist dann lediglich Einheitsbezeichnung, und die Frage, wie man aus all diesen verschiedenen \mathfrak{H} in $\frac{A}{cm}$ die wirklich aufgewickelten Amperewindungen zu berechnen hat, ist, streng genommen, in der Regel ziemlich schwierig zu beantworten.

101. Grundlegendes über magnetische Materialuntersuchungen.

Bei den sogenannten ferromagnetischen Materialien sind \mathfrak{B} und \mathfrak{H} nicht einander proportional, μ ist keine Konstante; vielmehr ist \mathfrak{B} eine Funktion von \mathfrak{H} , die streng in geschlossener mathematischer Form nicht ausdrückbar ist. Dies ist um so weniger möglich, als der Verlauf von \mathfrak{B} in Abhängigkeit von \mathfrak{H} von der Vorgeschichte des Magnetisierungsverlaufes abhängt. Man kann also, streng genommen, die Abhängigkeit nur in Kurvenform (Abszisse \mathfrak{H} , Ordinate \mathfrak{B}) darstellen; dies geschieht in den „Magnetisierungskurven“ (Neukurve und Hysteresisschleife).

Am besten wird diese Darstellung auch gewählt, wenn es sich für die Praxis darum handelt, die magnetischen Eigenschaften eines Materiales darzustellen. Beim Bau von Maschinen und Transformatoren wird in der Regel der Wert von \mathfrak{B} , mit dem man im Eisen arbeiten will, festgelegt; man kann dann leicht aus der zugehörigen Magnetisierungskurve die Feldstärke \mathfrak{H} entnehmen und daraus die Amperewindungen berechnen, die anzuwenden sind, um das gewünschte \mathfrak{H} zu erhalten.

Dabei ist es aber häufig überflüssig, den Verlauf der ganzen Magnetisierungskurven zu kennen; es genügt vielmehr den Zusammenhang der Scheitelwerte \mathfrak{H}_{max} , \mathfrak{B}_{max} zu kennen. Bestimmt man diese Punkte für mehrere vom unmagnetischen Zustand aus allmählich ansteigende Maximalwerte, so erhält man die sogenannte Kommutierungskurve. Sie ist also praktisch identisch mit dem Verlauf

der Spitzen mehrerer Hysteresisschleifen, die ineinander gezeichnet sind und allmählich zu immer größer werdenden Maximalwerten anwachsen.

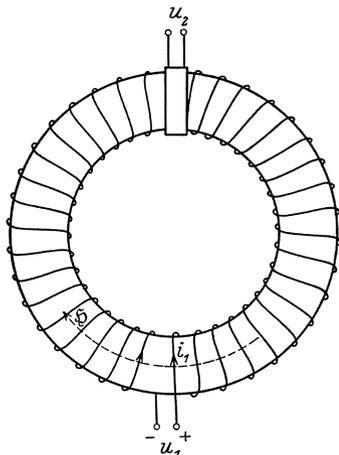


Bild 2. Magnetisches Feld im gleichmäßig bewickelten Ring.

Eine einwandfreie Methode für die Aufnahme der genannten Kurven besteht darin, daß man aus dem Eisen einen kreisförmigen Ring mit konstantem Querschnitt aufbaut (Bild 2) und ihn gleichmäßig mit w Windungen bewickelt. Ist l die in cm gemessene mittlere Länge des Eisenweges, so ist nach dem Durchflutungsgesetz (s. Gl. 2)

$$\mathfrak{H} = \frac{wi}{l}. \quad (10)$$

leicht zu finden; außerhalb des Ringes wird praktisch kein Magnetfeld erzeugt.

Die zugehörige magnetische Induktion $\mathfrak{B} = \Phi/s$ (s Querschnitt des Eisens in cm^2) wird mit Hilfe des Induktionsgesetzes gefunden; dazu muß eine sekundäre Wicklung aufgebracht werden¹⁾. Es stehen zwei Wege offen:

1. Statische Magnetisierung durch Gleichstrom. Man findet die zu einer Feldstärke \mathfrak{H} gehörende Induktion \mathfrak{B} , indem man das Feld allmählich durch stufenförmiges Steigen des magnetisierenden Stromes i

$$i = \Delta i_1 + \Delta i_2 + \Delta i_3 + \dots + \Delta i_n$$

aufbaut. Bei jeder Stromsteigerung Δi_k erfährt die Induktion ebenfalls eine Zunahme

$$\Delta \mathfrak{B}_k = \frac{\Delta \Phi_k}{s}$$

$\Delta \Phi_k$ ist meßbar, indem man an die sekundäre Wicklung ein „ballistisches“ Galvanometer anschließt, d. i. im wesentlichen ein gewöhnliches Galvanometer mit verhältnismäßig großem Trägheitsmoment und damit großer Schwingungsdauer. $\Delta \Phi_k$ erzeugt in der sekundären Wicklung einen Stromstoß (Induktionsgesetz s. Gl. 3):

$$\Delta q_k = - \frac{\Delta \Phi_k}{R_2} w_2 \quad (10a)$$

wo w_2 die Windungszahl der sekundären Wicklung

R_2 den Widerstand des sekundären Kreises (Wicklung + Galvanometerwiderstand) bedeutet. Der ballistische Ausschlag β_k ist proportional Δq_k : je größer die Schwingungsdauer des Galvanometers ist, um so bequemer ist der Umkehrpunkt des Ausschlages abzulesen.

¹⁾ Streng genommen wird immer nur der Absolutwert der magnetischen Größen gemessen; man dürfte also die gemessenen Werte, streng genommen, nicht in Vektorform schreiben.

Für die Bestimmung der ballistischen Konstanten eines Galvanometers ist es wesentlich zu wissen, daß seine Empfindlichkeit mit von seiner Dämpfung abhängt. Ein wichtiger Teil dieser Dämpfung kommt folgendermaßen zustande: Während des ballistischen Ausschlages wird in der Galvanometerspule, die sich durch ein Magnetfeld dreht (Feld des kräftigen Dauermagneten), eine EMK induziert, diese erzeugt je nach der Größe des Widerstandes r der an den Galvanometerklemmen liegenden Stromkreise in der sich bewegenden Spule einen Strom, der bremsend wirkt. Je nach der Größe von r tritt also eine mehr oder weniger starke Dämpfung auf; es gibt einen Wert für $r = r_0$, den Grenzwiderstand, bei dem die Drehbewegungen des Galvanometers gerade aperiodisch werden. Bei diesem Grenzwiderstand arbeitet man am günstigsten, weil die Bewegungen ein Minimum an Zeit erfordern. Ist $r < r_0$, so führt das Galvanometer gedämpfte Schwingungen aus, ist $r > r_0$, so ist die Dämpfung überaperiodisch: das Galvanometersystem kriecht.

Aus diesen Betrachtungen folgt der wichtige Satz: der Gesamtwiderstand der an den Galvanometerklemmen angeschlossenen Stromkreise muß bei der Eichung des Galvanometers (Bestimmung der ballistischen Konstanten) genau die gleiche sein, wie bei der Anordnung, in der das Galvanometer (z. B. zur Messung eines Magnetflusses) benutzt werden soll. Im besonderen ist darauf zu achten, daß man zur Verringerung der Empfindlichkeit nicht ohne weiteres Nebenwiderstände legen darf und nicht die Empfindlichkeitsverringerng aus den Widerständen berechnen darf. Dies würde starke Fehler geben, weil durch den Nebenwiderstand auch die Dämpfung geändert wird ¹⁾.

Geht man vom unmagnetischen Zustand aus, so ist

$$\mathfrak{B} = \Delta \mathfrak{B}_1 + \Delta \mathfrak{B}_2 + \dots + \Delta \mathfrak{B}_n$$

Über die Herstellung des unmagnetischen Zustandes und die Bestimmung der ballistischen Konstanten s. S. 8 und 23.

Wünscht man einen Punkt der Kommutierungskurve zu finden, so stellt man den zu der verlangten Feldstärke \mathfrak{H}_{\max} gehörigen magnetisierenden Strom i ein und beobachtet den im sekundären Kreis auftretenden Induktionsstoß, der durch Kommutieren von i zustande kommt; er ist proportional $2 \mathfrak{B}_{\max}$. Macht man diese Versuche, vom unmagnetischen Zustand ausgehend, für allmählich wachsende Werte von \mathfrak{H}_{\max} (bzw. i), so erhält man die „Kommutierungskurve“.

2. Magnetisierung mit Wechselstrom: In Maschinen und Transformatoren tritt meist periodische Magnetisierung von verhältnismäßig hoher Frequenz auf. Das hat Verluste zur Folge, die sich aus Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammensetzen. Für die Praxis genügt es häufig diese Gesamtverluste in Abhängigkeit von der maximalen Induktion, bis zu der magnetisiert wird, zu kennen. Diese hängt mit der in der Wicklung induzierten EMK U_i (Effektivwert) durch die Gleichung zusammen:

$$U_i = 4 f w_2 \xi \Phi_{\max} \quad (\text{in Volt}), \tag{11}$$

f Frequenz in Hz,
 w_2 sek. Windungszahl,
 ξ Formfaktor = Effektivwert: arithm. Mittelwert der Spannungskurve,
 Φ_{\max} Maximalwert des magnetischen Flusses.

¹⁾ Vgl. Diesselhorst: Ann. d. Phys. 9. S. 458. 712. 1902 und Volkmann: Ann. d. Phys. 10. S. 217, 1903.

Der Formfaktor ξ beträgt für

ein gleichschenkliges Dreieck	1,16
die Sinusform	1,11
eine Parabel	1,10
ein Rechteck	1

Durch Messung von U_i kann Φ_{\max} und damit \mathfrak{B}_{\max} gefunden werden. Eisenuntersuchungen im homogenen gleichmäßig bewickelten Ring sind in der Praxis nicht durchführbar:

1. weil der Aufbau des Ringes zu viel Material durch Abfall erfordert,
2. weil die Herstellung der Bewicklung zu mühsam ist,
3. weil die Aufnahme der ganzen Magnetisierungskurve zu viel Arbeit und Zeit erfordert.

Man ist deshalb zwei andere Wege gegangen, um zu einer praktisch brauchbaren Methode zu kommen.

1. Jochmethode. Man gibt der zu untersuchenden Probe die Form eines geraden Stabes von verhältnismäßig kleinem Querschnitt und setzt diesen in ein Joch von sehr großem Querschnitt aus leicht magnetisierbarem Material ein. D. h. man macht den magnetischen Widerstand des Joches vernachlässigbar klein gegen denjenigen der Probe; diese wird von einer festen Magnetisierungsspule umgeben. Die genaue Messung der Feldstärke bereitet dann erhebliche Schwierigkeiten; denn die wirklich vorhandenen Amperewindungen pro cm geben nur einen angenäherten Wert für \mathfrak{H} (s. S. 3). Dagegen ist die Messung der Induktion \mathfrak{B} auf ballistischem Wege einwandfrei (Aufg. 102). Da aber diese Messung sehr zeitraubend ist, so ist von Köpsel ein anderes Verfahren angegeben (Aufg. 17., Anl. I S. 40, 2. Aufl.), das zwar sehr instruktiv ist, aber neue Fehler in die Methode hineinbringt.

Der wesentlichste Mangel der Jochmethode für die Praxis besteht aber darin, daß die zu untersuchenden Mengen im Verhältnis zu einer Eisenlieferung in der Regel zu klein sind. Diese Methoden sind daher vom V. D. E. als Normalmethoden für Blechuntersuchungen nicht angenommen worden. Dagegen werden sie in der Regel bei der Untersuchung von massiven Stücken (Gußeisen, Schmiedeeisen) angewandt.

2. Epsteinapparat¹⁾. Bei der von Epstein angegebenen Methode zur Untersuchung von Eisenblechen wird der kreisförmige Ring durch ein Quadrat ersetzt, das aus vier geraden, streifenförmigen Paketen zusammengesetzt wird. Man erhält also im Eisenkreis vier Stoßstellen. Wenn man nun auch darauf achten muß, daß an diesen Stoßstellen das Eisen möglichst gut aneinanderliegt, so bringen sie doch einen magnetischen Zusatzwiderstand, der um so ungünstiger wirkt, als die Ecken des Quadrates unbewickelt bleiben müssen. Über die Fehler, die dadurch in die Messung hineinkommen, sind früher sehr eingehende Versuche angestellt worden. Sie sind so klein, daß sie in der Praxis tragbar werden, ohne daß man sie berücksichtigt. Demgegenüber hat man den großen Vorteil, daß die Eisenproben ohne viel Verluste an Material aus großen Platten herausgeschnitten werden können, daß man ihnen ein größeres

¹⁾ Epstein, ETZ 1900 S. 303, 1911 S. 334, S. 1314. Gumlich und Rose, ETZ 1905 S. 403. Gumlich und Rogowski, ETZ 1911 S. 613.

Gewicht geben kann (10 kg) und daß man einen fast geschlossenen Eisenring zusammensetzen kann und trotzdem die magnetisierenden und die Meßspulen ein für allemal fest anordnen kann. Dies war auch der Grund, weswegen der V. D. E. den Epsteinapparat als Normalapparat für die Untersuchung von Eisenblechen für die Praxis angenommen hat. (Vorschriften für die Prüfung von Eisenblech. Vorschriftenbuch des Verb. Deutscher Elektrotechniker oder ETZ 1914, S. 512. Dort auch Literatur.)

Schwierigkeit macht beim Epsteinapparat eine einwandfreie Messung der Feldstärke; sie wird unter Vernachlässigung der oben genannten Fehler durch die wirklich vorhandenen Amperewindungen per Längenheit des Eisenpfades angegeben (s. S. 3). Dagegen kann die Induktion durch fest im Apparat montierte Sekundärspulen einwandfrei gemessen werden.

102. Aufnahme der Hysteresisschleife im Schlußjoch mit dem ballistischen Galvanometer.

Zubehör:

- B Akkumulatorenbatterie von 6 Volt,
- R Stufenwiderstand mit 24 Stufen,
- A E-Strommesser¹⁾ mit Nebenwiderstand für 1,5 Amp.,
- U Stromwender,
- U_1, U_2 Stromumschalter,
- J magnetisches Joch,
- L_{12} Gegeninduktivität von 0,01 H,
- R_1, R_2, R_3 Präzisionsstößelwiderstände,
- N Nebenschluß zum ballistischen Galvanometer,
- G ballistisches Galvanometer mit Fernrohrablesung, eine Schraubenlehre.

Aufbau der Meßanordnung (Bild 3).

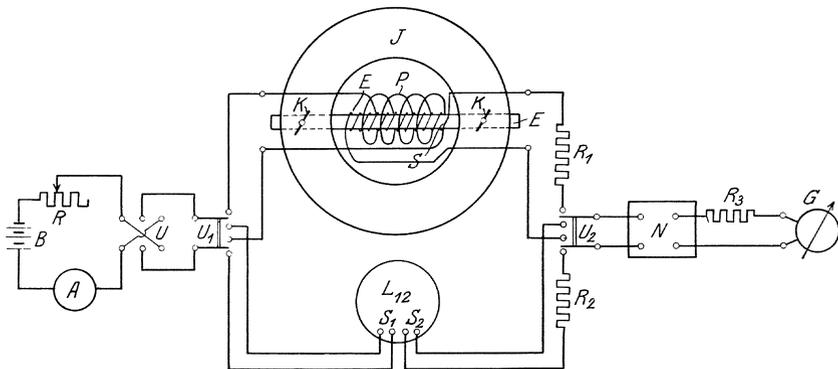


Bild 3. Magnetisches Schlußjoch.

Die Umschalter U_1 und U_2 sollen anfangs auf dem mittleren Kontakt stehen; dann sind primärer und sekundärer Stromkreis unterbrochen.

¹⁾ S. Anl. I. S. 4. 2. Aufl.

Das ballistische Galvanometer von S. & H. hat drei Klemmen; zwischen linker und mittlerer Klemme liegt die bewegliche Spule mit einem Widerstand von 263 Ohm, zwischen mittlerer und rechter Klemme ein Vorwiderstand (915 Ohm). Bei der vorliegenden Aufgabe werden die Leitungen an die linke und mittlere Klemme angeschlossen, der im Galvanometer liegende Vorwiderstand wird also nicht benutzt.

Der zu dem Galvanometer gehörende Nebenschluß N ist so konstruiert, daß durch Umstöpseln die Empfindlichkeit auf genau die neben den Stöpsellöchern verzeichneten Bruchteile kommt, ohne daß dabei der Gesamtwiderstand des Strommeßkreises geändert wird, und ohne daß die Dämpfung des schwingenden Systems eine Änderung erfährt (s. S. 5). Die Dämpfung ist mittels des magnetischen Nebenschlusses am Galvanometer (nicht daran schrauben!) auf den aperiodischen Grenzzustand eingestellt.

Die Konstruktion des Nebenschlusses N erfordert, daß an seine rechten Klemmen (Bild 3) ein Stromkreis von insgesamt 500 Ohm Widerstand geschlossen wird, in R_3 ist also ein Widerstand gleich 500 Ohm minus Galvanometerwiderstand einzuschalten. Die linken Klemmen von N können durch den Umschalter U_2 wahlweise an die sekundäre Spule des Joches oder die sekundäre Spule der Induktivitätsnormale L_{12} angeschlossen werden. Da der an diesen Klemmen von N liegende Stromkreis einen Widerstand von 1500 Ohm haben soll, so sind R_1 und R_2 so zu wählen, daß sie mit den Widerständen der zugehörigen Sekundärspulen (20 Ohm bzw. 3,7 Ohm) zusammen 1500 Ohm ergeben.

Das zu der Messung verwendete Schlußjoch J besteht aus sorgfältig geglühtem Stahlguß und besitzt einen etwa 400mal so großen Querschnitt wie die Eisenprobe, so daß sein magnetischer Widerstand gegen den der Eisenprobe vernachlässigbar klein ist (vgl. S. 6).

In das Joch wird die zu untersuchende Eisenprobe E (Probekörper oder Blechbündel) mittels Klemmbacken K und Klemmschrauben fest eingespannt. Dabei sind diejenigen beiden Backen, an welche eine kleine ebene Fläche für die Druckschrauben angefeilt ist, nach oben zu legen. Dann liegt die Eisenprobe innerhalb von zwei fest mit dem Schlußjoch verbundenen Spulen P und S , deren Wicklungen über die ganze Länge gleichmäßig verteilt sind. Widerstand und Windungszahl beider Spulen sind auf dem Schlußjoch angegeben. P ist die zur Magnetisierung der Probe dienende Primärspule; S die Sekundärspule, in der bei der stufenweisen Steigerung der Magnetisierung Stromstöße induziert werden.

a) Bestimmung der ballistischen Konstante des Galvanometers mittels der Induktivitätsnormale L_{12} .

Die ballistische Konstante des Galvanometers wird mittels eines Normals der Gegeninduktivität L_{12} von 0,01 Henry bestimmt. Die ballistische Konstante (Elektrizitätsmenge, welche 1 mm ballistischen Ausschlag an der Skale hervorruft) ist von der Dämpfung des beweg-

lichen Systems abhängig; es darf also während des Versuches weder der magnetische Nebenschluß am Galvanometer geändert werden, noch die Widerstände der an der sekundären Klemme hängenden Zweige (S. 5).

Man verfährt folgendermaßen:

- R auf Kontakt 24 einstellen,
- U_1 nach unten legen, d. h. den primären Kreis von L_{12} einschalten,
- R allmählich verkleinern, bis A sich etwa auf Teilstrich 120 (1,2 Amp.) einstellt; Strom nur kurze Zeit einschalten, um L_{12} nicht zu stark zu erwärmen,
- N auf $1/k = 1/10$ stöpseln,
- U_2 nach unten legen, d. h. den sekundären Kreis von L_{12} an das Galvanometer legen
- A scharf ablesen.

Anfangseinstellung α_0 des Galvanometers genau ablesen (z. B. α_0 mittels Fernrohrschraube genau auf 500,0 einstellen).

U umlegen und den Umkehrpunkt des ballistischen Galvanometerausschlages (α_1) ablesen.

Kontrollieren, ob der Ausschlag von A sich geändert hat; bei kleiner Veränderung beide Ausschläge mitteln.

Dann ist die gesuchte Konstante:

$$C_{\text{ball}} = \frac{2i L_{12}}{k(\alpha_1 - \alpha_0) R_{\text{res}}} \left\{ \begin{array}{l} L_{12} \text{ in Henry,} \\ i \text{ in Amp.,} \\ R_{\text{res}} \text{ in Ohm,} \end{array} \right.$$

wo $R_{\text{res}} = 1500 + 500 = 2000$ Ohm ist. Folglich:

$$R_{\text{res}} C_{\text{ball}} = \frac{0,02 i}{k} \left(\frac{1}{\alpha_1 - \alpha_0} \right)$$

Zur Kontrolle sind weitere Bestimmungen von C_{ball} unter folgenden Versuchsbedingungen zu machen:

$$\begin{array}{ll} i \approx 120 \cdot 0,01 A & k = 5, \\ i \approx 60 \cdot 0,01 A & k = 5. \end{array}$$

Die für C_{ball} (bzw. $C_{\text{ball}} \cdot R_{\text{res}}$) gefundenen Zahlen sind zu mitteln; sie müssen bis auf wenige Promille miteinander übereinstimmen.

b) Aufnahme der Hysteresisschleife einer Eisenprobe.

Zur Aufnahme der Hysteresisschleife (s. S. 3.) werden durch Umlegen von U_1 und U_2 (Bild 3) die Spulen P und S des Schlußjoches an Stelle der Gegeninduktivität L_{12} eingeschaltet. Abmessungen und Windungszahl der primären Wicklung sind so gewählt, daß in dem in das Joch eingespannten Stabe das magnetische Feld

$$\mathfrak{H} = 0,4 \pi n i_m / l = 100 i_m \text{ (gemessen in Oersted s. S. 2)}$$

erzeugt wird. Daraus folgt für das praktische Maßsystem, das in

diesem Buch angewendet werden soll, die etwas unbequemere Beziehung:

$$\mathfrak{H} = 79,6 i_m \left(\text{in } \frac{A}{\text{cm}} \right)$$

Wird der Magnetisierungsstrom i_m und damit das magnetische Feld \mathfrak{H} sprungweise geändert, so erfährt auch die Induktion \mathfrak{B} der Eisenprobe eine plötzliche Änderung $\Delta \mathfrak{B}$. Diese induziert ihrerseits im Sekundärkreis einen Stromstoß, der im Galvanometer einen $\Delta \mathfrak{B}$ proportionalen ballistischen Ausschlag hervorruft. Man erhält also nach dieser Methode zunächst nur die zu einem Intervall der Feldstärke zugehörige Änderung $\Delta \mathfrak{B}$ der magnetischen Induktion (s. S. 5).

Es soll nur die Hysteresisschleife (nicht die Neukurve) aufgenommen werden. Um etwa von früheren Versuchen zurückgebliebene Magnetisierungen unschädlich zu machen, wird zunächst — ohne daß dabei Messungen angestellt werden — die Eisenprobe ein paarmal vom positiven zum negativen Maximum, zwischen denen die Hysteresisschleife aufgenommen werden soll, durchmagnetisiert. Das geschieht auf folgende Weise:

- U_2 bleibt dauernd geöffnet. Nr. 4 sei der Kontakt von R , der dem Höchstwert des primären Stromes und damit des Feldes entspricht, bis zu dem man die Hysteresisschleife aufnehmen will; man legt U_1 nach oben, d. h. an die primäre Spule des Joches, während R auf Kontakt 4 steht,
- R langsam vergrößern bis Kontakt 24,
- U umlegen,
- R langsam ausschalten bis Kontakt 4 und dann rückwärts bis Kontakt 24,
- U umlegen usw.,
- 3- oder 4 mal diesen Zyklus durchlaufen; schließlich haltmachen, wenn R auf Kontakt 4 angelangt ist, A also den Höchstwert zeigt.

Jetzt beginnt die Meßreihe für den absteigenden Zweig der Hysteresisschleife. Dazu wird U_2 nach oben gelegt, d. h. mit der Sekundärspule des Joches verbunden und nach dem nachfolgenden Schema R in Stufen ausgeschaltet und zu jeder Stufe die Stromstärke in A und der zugehörige ballistische Ausschlag des Galvanometers gemessen. Der Stöpsel des Nebenschlusses ist in das in der Tabelle angegebene Loch zu stecken.

Widerstand auf Kontakt	Primäre Stromstärke	Nebenschluß N	Ball. Ausschlag
4	$i_1 = i_{\max}$	1 : 1	α_1
4—7			
7	i_2	1 : 1	α_2
7—10			
10	i_3	1 : 1	α_3
10—14			

usw. in folgenden Stufen:

Widerstandsstufen	Nebenschluß 1/k	Widerstandsstufen	Nebenschluß 1/k
14—16	1 : 1	24—22	1 : 5
16—18	1 : 1	22—20	1 : 5
18—21	1 : 5	20—18	1 : 5
21—24	1 : 5	18—16	1 : 5
U öffnen	1 : 5	16—14	1 : 5
U nach der andern Seite schließen	} 1 : 5	14—10	1 : 5
		10— 7	1 : 1
		7— 4	1 : 1

Danach ist die ganze soeben beschriebene Meßreihe noch einmal zu wiederholen. Je zwei gleichartige Messungen werden gemittelt.

Zu beachten ist, daß man, falls versehentlich eine zu große Stufe geschaltet wurde, niemals den Strom zurückregulieren darf. Ist ein Versehen beim Durchlaufen des Zyklus vorgekommen, so muß man von vorn anfangen, d. h. erst bei geöffnetem Sekundärkreis ein paar-mal wiederum von + \mathfrak{B}_{\max} bis — \mathfrak{B}_{\max} durchmagnetisieren und dann sämtliche Messungen nach obigem Schema wiederholen bzw. fortsetzen.

Der zu jeder Widerstandsstufe zugehörige Zuwachs $\Delta \mathfrak{B}$ der Induktion gemessen in Vs/cm² ist:

$$\Delta \mathfrak{B}_h = \frac{C_{\text{ball}} \cdot R_g \cdot k}{w_2 \cdot S} \alpha,$$

darin ist

- $\alpha = (a_h - a_0)$ der jedesmalige ballistische Ausschlag,
- S der Querschnitt der Eisenprobe in cm², der aus dem mit einer Schraubenlehre zu messenden Durchmesser gefunden wird (Mittel aus vier gleichmäßig über die Länge verteilten Querschnitten),

$w_2 = 1000$ die Windungszahl der sekundären Spule.

Man schreibt die sämtlichen so berechneten $\Delta \mathfrak{B}$ untereinander, summiert sie und findet daraus (s. S. 5)

$$\mathfrak{B}_{\max} = \frac{1}{2} \sum (\Delta \mathfrak{B}).$$

Danach entwirft man folgende Tabelle:

Feldstärke \mathfrak{H} in A/cm	Induktion \mathfrak{B} in Vs/cm
$\mathfrak{H}_{\max} = i_{\max} \cdot 79,6$	\mathfrak{B}_{\max}
$\mathfrak{H}_2 = i_2 \cdot 79,6$	$\mathfrak{B}_2 = \mathfrak{B}_{\max} - \Delta \mathfrak{B}_1$
$\mathfrak{H}_3 = i_3 \cdot 79,6$	$\mathfrak{B}_3 = \mathfrak{B}_{\max} - \Delta \mathfrak{B}_1 - \Delta \mathfrak{B}_2$
	usw. bis
$-\mathfrak{H}_{\max} = -i_{\max} \cdot 79,6$	$-\mathfrak{B}_{\max} = \mathfrak{B}_{\max} - \sum \Delta \mathfrak{B}.$

Die zusammengehörigen Werte von \mathfrak{H} und \mathfrak{B} werden als Abszissen (z. B. 1 cm = 5 A/cm) und Ordinaten $\left(1 \text{ cm} = 0,01 \frac{m \text{ Vs}}{\text{cm}^2}\right)$ in Koordinatenpapier eingetragen, sie ergeben die eine Hälfte der Hysteresisschleife; dreht man die Kurve um den Anfangspunkt um 180°, so ergänzt sie sich mit ihrer ersten Lage zur vollständigen Hysteresisschleife.

Die Fläche F der Hysteresisschleife ist mit dem Planimeter und zur Kontrolle durch Auszählen der Millimeterquadrate auszuwerten. Dann gilt unter Beachtung der oben gewählten Maßstäbe die numerische Gleichung:

$$\int \xi d\mathfrak{B} = F \text{ (mm}^2\text{)}; \quad 1 \text{ mm}^2 = 5 \cdot 10^{-4} \frac{\text{m Ws}}{\text{cm}^3}$$

Der Arbeitsverlust A durch Ummagnetisierung bei einem Magnetisierungszyklus ist pro cm^3 Eisen

$$A = \frac{1}{2} \int \xi d\mathfrak{B} \text{ in [Ws/cm}^3\text{]}. \quad (12)$$

Man berechne den Hysteresisverlust in W/kg für eine Frequenz von 50 Hz.

Empirische Formeln für A sind von R. Richter (ETZ 1910, S. 1241) und Gumlich (ETZ 1923, S. 81) aufgestellt.

103. Bestimmung der magnetischen Induktion nach der Vergleichsmethode von Lonkhuizen.

Zubehör (Bild 4):

N X Holzgestell mit zwei Epsteinapparaten,

A E-Strommesser mit Nebenwiderständen für 3; 7,5; 15; 30 Amp.,

G direkt zeigendes ballistisches Galvanometer (Türmcheninstrument). Beim Transport zu arretieren (siehe S. 20, 21).

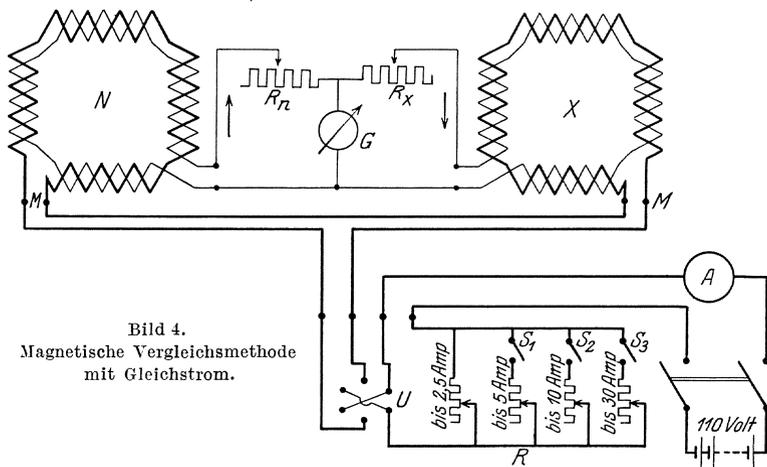


Bild 4.
Magnetische Vergleichsmethode
mit Gleichstrom.

R großer Regelwiderstand, bestehend aus vier Schiebewiderständen, die einander parallel geschaltet sind, und einen Umschalter U ,

R_n R_x zwei gleichbaute Meßwiderstände mit je 4 Kurbeln (bis 30 000 oder bis 100 000 Ohm).

a) Einsetzen der Eisenproben.

Die Proben bestehen aus je vier Blechbündeln; vier zusammengehörige Blechbündel wiegen zusammen 10 kg. Die Probe I mit bekannten magnetischen Eigenschaften kommt in den unteren Epsteinapparat, die zu untersuchende II (Dynamoblech) oder III (legiertes Blech) in den oberen. Die Bündel sind so in die Spulen einzuschieben, daß die Ebenen der einzelnen Blechstreifen horizontal liegen, und daß die glattgefeilte Stirnfläche des einen Paketes gegen die glatte Längsseite des Nachbarpaketes stößt.

Dann sind die seitlichen Druckschrauben vorsichtig so weit anzuziehen, daß die Seiten der Bündel zunächst 1—2 mm von der inneren Seitenwand der Spule entfernt bleiben; dabei sind die Bündel so eng aneinander zu schieben, daß sie dem Augenschein nach einen guten Schluß an den Stoßflächen haben. Dann werden erst die seitlichen und zuletzt die oberen Druckschrauben nachgezogen, bis die Bündel nahezu an der inneren Spulenseite anliegen. Jede der von oben drückenden Holzklammern soll auf beiden an der Ecke zusammenstoßenden Eisenbündeln aufliegen. Durch ein unvorsichtiges, zu starkes Anziehen der seitlichen Schrauben können leicht die Spulen beschädigt werden!

b) Erproben der Schaltung.

Der Umschalter U hat drei Stellungen: in Stellung 0 ist der Strom ausgeschaltet, bei Stellung 1 und 2 wird der Strom in entgegengesetzter Richtung in die Epsteinapparate geschickt. Anfangs ist U auf Stellung 0 zu stellen.

Man stellt R_n und R_x auf zwei gleich große Widerstände (etwa je 20000 Ohm) ein. Vorsicht beim Regulieren! Keinen der Widerstände kurzschließen, weil dadurch das Galvanometer gefährdet wird.

Die Schieber der parallel geschalteten Widerstände R schiebt man ganz nach vorn, so daß in allen der größtmögliche Wert eingeschaltet ist. Die Schalter S_1, S_2, S_3 bleiben zunächst geöffnet, so daß von R nur der erste Widerstand neben dem Umschalter im Stromkreis liegt.

Die primären Spulen der Epsteinapparate sind auf dem Holzgestell mittels der beigegebenen Stecker „ M “ in Reihe zu schalten. Dadurch wird die primäre Windungszahl $w_1 = 4 \times 500 = 2000$; die mittlere Länge des Kraftlinienweges ist $l = 200$ cm; folglich die mittlere Feldstärke im Innern der Spule gemessen in A/cm

$$\mathfrak{H} = \frac{w_1 \cdot i_m}{l} = \frac{2000}{200} \cdot i_m = 10 i_m.$$

Man schalte nun durch Schließen des Hebelschalters und Drehen des Schalters U von 0 auf 1 den primären Strom ein und beobachte dabei das ballistische Galvanometer. Zeigt dies nur einen sehr kleinen Ausschlag, so sind die sekundären Spulen richtig geschaltet; zeigt es dagegen einen kräftigen Ausschlag, so sind die sekundären Spulen falsch, nämlich hintereinander geschaltet, und es müssen die Zuleitungen an einer der Sekundärspulen miteinander vertauscht werden.

c) Prüfung der Probe II oder III.

Die magnetischen Induktionen der Proben I (N) und II bzw. III werden zunächst bei der Feldstärke 25 AW/cm miteinander verglichen. Nachdem man den Strommesser mit dem Nebenwiderstand für 3 Amp. versehen hat, schaltet man den primären Strom ein und regelt ihn mittels des dem Umschalter U am nächsten liegenden Schiebewiderstandes möglichst genau auf $i_m = 2,5$ Amp.; dadurch wird die Feldstärke $\mathfrak{H} = 25$ A/cm. Bei dieser Feldstärke ist die magnetische Induktion der Normalprobe bekannt: $= 0,157 \frac{mVs}{cm^2}$. Man stellt deshalb, um Rechenarbeit zu sparen, den Widerstand R_n auf 15700 Ohm ein¹⁾. Nun wendet man den primären Strom durch Drehen des Umschalters U zwischen den Kontakten 1 und 2 hin und her und reguliert dabei R_x so lange, bis das ballistische Galvanometer bei der Stromwendung keinen Ausschlag mehr zeigt. Dann ist bei der vorhandenen Feldstärke allgemein: $\mathfrak{B}_x = \frac{R_x}{R_n} \cdot \mathfrak{B}_n$, und nach Einsetzen der Zahlenwerte für R_n und \mathfrak{B}_n wird für die Feldstärke 25 AW/cm numerisch: $\mathfrak{B}_x = R_x \cdot 10^{-5}$

Man wiederholt die Versuche für die folgenden Stromstärken bzw. Feldstärken:

Strom	5	10	30 Amp.
Nebenwiderstand für .	7,5	15	30 Amp.
Feldstärke	50	100	300 A/cm
Induktionen \mathfrak{B}_n der			
Normalprobe	0,168	0,179	0,208 $\frac{mVs}{cm^2}$.

Die primären Ströme hat man folgendermaßen einzustellen: Den ersten Schieber läßt man, nachdem man mit ihm den Strom 2,5 Amp. eingestellt und die erste Messung beendet hat, in seiner dieser Stromstärke entsprechenden Lage stehen, schließt danach den Schalter S_1 und schiebt den Schieber des zweiten Widerstandes so lange vorwärts, bis die Stromstärke 5 Amp. erreicht ist. Zur Einstellung von 10 bzw. 30 Amp. wird der dritte bzw. vierte Widerstand nach Einschaltung der entsprechenden Schalter herangezogen. Dabei läßt man die Schieber der vorher betätigten Widerstände im großen und ganzen in der einmal erreichten Lage stehen; nur den ersten Schieber benutzt man durch geringes Verschieben seines Kontaktes zur Feineinstellung der gesuchten Stromstärke.

Widerstände und Spulen sind nicht für Dauerbelastung bemessen. Der Strom darf also nur so lange geschlossen werden, als es die Messung unbedingt erfordert, unmittelbar danach ist er mit dem Umschalter U auszuschalten. Gegebenenfalls muß man vor Beginn eines neuen Versuches warten, bis sich die Wicklung hinreichend abgekühlt hat.

¹⁾ Der Eigenwiderstand der sekundären Spulen (etwa 4,5 Ohm) kann gegenüber R_n bzw. R_x vernachlässigt werden.

104. Bestimmung der Eisenverluste mit dem Epstein-Apparat nach der direkten Methode.

Zubehör:

- 1 Epsteinapparat (der im Gestell befindliche obere Apparat)
- 2 Eisenproben: Probe II: Dynamoblech 0,5 mm stark,
Probe III: legiertes Blech 0,35 mm stark,
- V_1 Wechselspannungsmesser 140 Volt,
- V_2 Wechselspannungsmesser, Meßb. 50 Volt und 200 Volt,
- A_1 Wechselstrommesser 10 Amp.,
- A_2 Gleichstrommesser 10 Amp.,
- W Leistungsmesser für 2,5/5 Amp., dazu Vorwiderstand 1000 bis 4000 Ohm,
Leistungsmesser für 12,5/25 Amp., dazu dieselben Vorwiderstände,
- f Frequenzmesser 25—60 Hz,
- R_1 Kurbelwiderstand als Hauptstromregler,
- $R_2 R_3$ zwei Schiebewiderstände zu 380 Ω (5 Amp.) zur Feinregelung der Erregungen
- U Umschalter,
- S zweipoliger Schalter.

Über den Epsteinapparat und das Einsetzen der Proben s. Nr. 103.

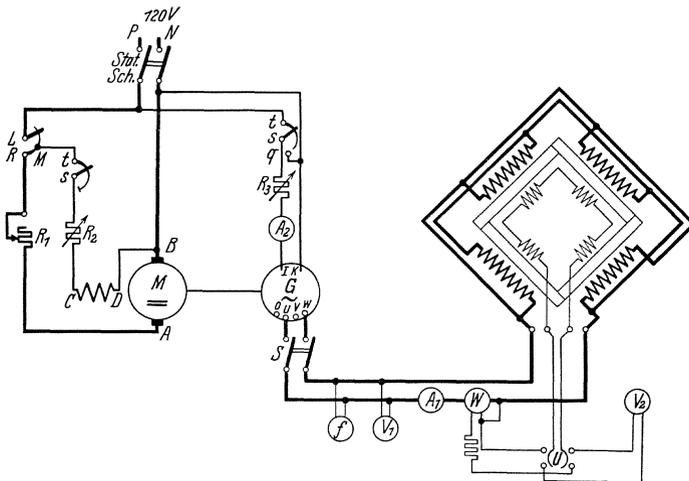


Bild 5. Verlustmessung mit Wechselstrom.

Versuche: Die Prüfung wird mit Wechselstrom vorgenommen. Man legt eine Wechselspannung U_1 an die Hauptstromwicklungen des Epsteinapparates und mißt unmittelbar mit einem Leistungsmesser die zugeführte Leistung. Um nicht die Kupferverluste in der Magnetisierungswicklung mitzumessen, ist der Strompfad des Leistungsmessers W in die Hauptstromleitung einzuschalten, während der Spannungspfad an die

sekundäre Wicklung gelegt wird. Der Leistungsmesser gibt dann unmittelbar den Verbrauch je Sekunde durch Hysterisis- und Wirbelstromverluste an (Eisenverluste) und zwar für eine maximale Induktion, die durch die Höhe der Spannung U_1 bestimmt ist (s. S. 5, Gl. 11).

Auf Grund der Vorschriften des V. D. E. für die Prüfung von Eisenblech (s. S. 7) soll der Eisenverlust in Watt je Kilogramm, bezogen auf rein sinusförmigen Verlauf der induzierten Spannung, bei den Maximalwerten der magnetischen Induktion

$$\mathfrak{B}_{\max} = 0,1 \frac{mVs}{\text{cm}^2} \text{ und } 0,15 \frac{mVs}{\text{cm}^2}$$

angegeben werden. Die Zahlen heißen Verlustziffern und werden mit V_{10} und V_{15} bezeichnet.

In den Epsteinapparat ist der mit V (Verlustmessung) bezeichnete Stecker einzustecken (die Flügelmutter ist fest anzuziehen), wodurch die 4 Primärwicklungen zu je $w_1 = 500$ Windungen parallel geschaltet werden. Die Sekundärwicklungen sind in Reihe geschaltet, ihre Gesamtwindungszahl beträgt $w_2 = 4 \times 150 = 600$ Windungen; ihre Klemmen können durch den Umschalter U wahlweise an den Spannungsmesser V_2 oder den Spannungspfad des Leistungsmessers W gelegt werden.

Untersucht wird Probe II (Dynamoblech) oder Probe III (legiertes Blech). Beide Proben bestehen aus 500 mm langen und 30 mm breiten Blechstreifen, die zur Hälfte parallel und zur Hälfte senkrecht zur Walzrichtung aus mindestens 4 Blechtafeln gratfrei herausgeschnitten und durch Papier voneinander isoliert sind (entsprechend den V. D. E.-Vorschriften).

Der mittlere Eisenquerschnitt S (in cm^2) eines Blechbündels wird aus dem Gewicht G (in kg), der mittleren Länge l (in cm) und dem spezifischen Gewicht σ (in g/cm^3) nach folgender Formel ermittelt:

$$S = \frac{1000 \cdot G}{4 \cdot l \cdot \sigma}$$

Das spezifische Gewicht des Eisens hängt von seiner Zusammensetzung ab und ist nach den Verbandsvorschriften in Abhängigkeit von der garantierten Verlustziffer einer Tabelle¹⁾ zu entnehmen. Demnach ist das spezifische Gewicht für Probe I: $7,80 \text{ g}/\text{cm}^3$, II: $7,80 \text{ g}/\text{cm}^3$, III: $7,65 \text{ g}/\text{cm}^3$.

Nach Ermittlung des Querschnitts werden die Blechpakete sorgfältig in den (oberen) Apparat eingesetzt. Durch Anziehen der Schrauben an den 4 Stoßstellen der Bleche wird ein möglichst guter magnetischer Schluß bewirkt. Bei schlechtem magnetischen Schluß wird der Magnetisierungsstrom vergrößert, die Verlustmessungen werden dagegen wenig beeinflusst (vgl. ETZ 1905, S. 404).

Die maximale Induktion im Eisen \mathfrak{B}_{\max} und der Effektivwert U_2 der

¹⁾ Spezifisches Gewicht in Abhängigkeit von der für $B = 0,1 \frac{mVs}{\text{cm}^2}$ und 50 Hz garantierten Verlustziffer (vgl. Vorschriftenbuch des V. D. E.).

an V_2 abzulesenden Sekundärspannung hängen durch die Gleichung¹⁾ zusammen (s. S. 5 Gl. 11):

$$U_2 = 4 \xi f w_2 S \cdot \mathfrak{B}_{\max} \tag{13}$$

In dieser Formel bedeuten:

ξ Formfaktor $\left(= \frac{\text{Effektivwert}}{\text{arithmet. Mittelwert}} \right)$ der angelegten Spannung bei

der betreffenden Induktion; er ist einer Tabelle an der Station zu entnehmen,

f die Frequenz in Hz,

$w_2 = 600$ die sekundäre Windungszahl des Epsteinapparates,

S den Eisenquerschnitt in cm^2 ,

\mathfrak{B}_{\max} den Maximalwert der Induktion in Vs/cm^2 .

Die Spannungen U_2 werden für die Frequenz 50 Hz und die beiden genannten Induktionen berechnet.

Würde man die Hauptstromspule des Leistungsmessers in die primäre Wicklung und den Spannungspfad an die primären Klemmen des Epsteinapparates legen, so würde der Leistungsmesser die Eisenverluste, vermehrt um die Kupferverluste der primären Magnetisierungswicklung und die Kupferverluste im Spannungspfad des Leistungsmessers angeben. Davon sind die Verluste in der Magnetisierungswicklung verhältnismäßig groß; das ist der Grund, weswegen man den Spannungspfad an die sekundären Klemmen legt; man muß dann freilich die Leistungsmesserausschläge im Verhältnis der Windungszahlen umrechnen.

Also

$$N_x = C_N \alpha \frac{w_1}{w_2} - \frac{U_2^2}{R_{sp}} \tag{14}$$

N_x Eisenverluste je Sekunde in W.

C_N Konstante des Leistungsmessers,

α Ausschlag des Leistungsmessers,

$\frac{w_1}{w_2}$ Windungsverhältnis (500 : 600)

U_2 sekundäre Spannung,

R_{sp} Widerstand des Spannungspfades des Leistungsmessers.

V_{10} garantierter Wert W/kg		spezifisches Gewicht
Blechstärke 0,35 mm	Blechstärke 0,5 mm	
über 2,60	über 3,00	7,80
„ 2,20—2,60	„ 2,60—3,00	7,75
„ 1,60—2,20	„ 1,85—2,60	7,65
1,60 und darunter	1,85 und darunter	7,55

1) Genauer ist es, auf der linken Seite $U_2 \left(1 + \frac{R_w}{R_v} \right)$ zu setzen, wo R_w den Widerstand der Sekundärwicklung, R_v den Widerstand des Spannungsmessers bedeutet.

Eine genauere Rechnung gibt die Formel:

$$N_x = C_n \alpha \frac{w_1}{w_2} \left(1 + \frac{R_w}{R_{sp}} \right) - U_2^2 \frac{R_w + R_{sp}}{R_{sp}^2}$$

R_w Widerstand der sekundären Wicklung.

105. Bestimmung der Eisenverluste mit dem Epstein-Apparat nach der Vergleichsmethode.

Zubehör:

ein Gestell mit 2 Epsteinapparaten (unten Probe I als Normalprobe, oben Probe II als unbekannte Probe),

DW Differential-Leistungsmesser,

V_1 Wechselspannungsmesser 140 Volt,

V_2 Wechselspannungsmesser 50 Volt und 200 Volt,

A_n Wechselstrommesser 10 Amp.,

A_x Wechselstrommesser 10 Amp.,

Gleichstrommesser für den Erregerstrom des Wechselstrom-Generators,

f Frequenzmesser 25—60 Hz,

R_n, R_x zwei Kurbelmeßwiderstände bis max. 30000 Ω ,

ein Kurbelwiderstand als Hauptstromregler,

zwei Schiebewiderstände zu 380 Ω (5 Amp.) zur Feinregelung der Erregungen,

S zweipoliger Schalter,

U Umschalter.

Theoretisches: Die Eisenverluste zweier Eisenproben werden in zwei voneinander unabhängigen Epsteinapparaten bei denselben Induktionen

wie in Aufgabe 104 miteinander verglichen. Die Versuchsausführung und die Auswertung werden weitgehend vereinfacht, wenn die beiden Eisenproben im Querschnitt und im Gewicht übereinstimmen. Als dann braucht man nur die Magnetisierungswicklungen der beiden Apparate parallel an dieselbe Spannung zu legen, um in beiden Proben dieselbe Induktion zu erhalten. Die Maximalwerte der Induktion werden mit Hilfe des Span-

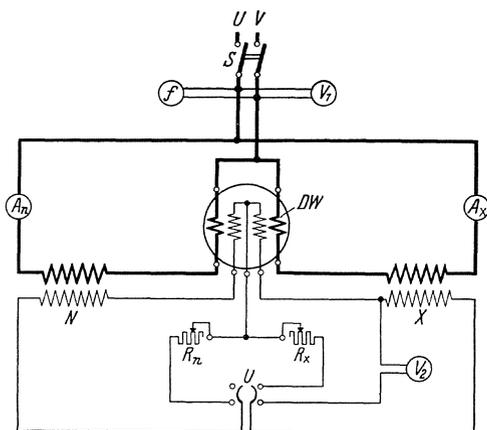


Bild 6. Verlustmessung nach der Vergleichsmethode.

nungsmessers V_2 (ähnlich wie in Aufgabe 104) eingestellt.

Zum Vergleich der Eisenverluste dient ein Differential-Leistungsmesser. Derselbe besteht aus zwei übereinanderliegenden dynamome-

trischen Systemen, die elektrisch völlig unabhängig voneinander sind. Die beiden beweglichen Spulen sind fest mit einander verbunden und hängen an demselben Faden. Die Drehmomente der beiden Leistungsmesser sind gegeneinandergerichtet.

Der Ausschlag jedes Leistungsmessers ist proportional dem Mittelwert

$$M(i_{sp}) = \frac{w_2}{w_1} \frac{R_{sp}}{R_{sp} + R_w} N$$

$w_1 w_2$ primäre und sekundäre Windungszahl,
 R_{sp} Widerstand des Spannungspfadcs,
 R_w Widerstand der Sekundärwicklung.

Im Leistungsmesser für die Normalprobe mit dem Leistungsverlust N_n gibt man dem Widerstand des Spannungspfadcs den festen Wert R_n . Im Leistungsmesser für die zu untersuchende Probe mit dem Leistungsverlust N_x dagegen regelt man den Widerstand R_x im Spannungspfad so lange, bis der Leistungsmesser denselben Ausschlag bekäme. Dies erkennt man in der Differentialschaltung daran, daß resultierend der Ausschlag Null herauskommt. Dann muß also

$$\frac{w_2}{w_1} \cdot \frac{R_n}{R_n + R_w} N_n = \frac{w_2}{w_1} \frac{R_x}{R_x + R_w} N_x$$

sein. Oder:

$$N_x = \frac{R_x + R_w}{R_n + R_w} N_n.$$

Stimmen außerdem noch die Gewichte der beiden Eisenproben überein, so gilt dieselbe Beziehung auch für die Verlustziffern:

$$V_x = \frac{R_x + R_w}{R_n + R_w} V_n \quad (15)$$

Versuche. In die beiden Epsteinapparate sind die mit V bezeichneten Stecker einzusetzen. Die Normalprobe N (Probe I) befindet sich in dem unteren Apparat; als unbekannte Probe X wird die Probe II verwendet und in den oberen Apparat hineingeschoben.

Zunächst sind die Spannungen U_2 ähnlich wie in Aufgabe 104 für die Induktionen 0,1 und 0,15 Vs/cm und die Frequenz 50 Hz zu berechnen. Nachdem dann der Maschinensatz angelassen ist, wird geprüft, ob die Strom- und Spannungspfade des Differential-Leistungsmessers richtig geschaltet sind. Dazu erregt man die Wechselstrommaschine schwach ($U_2 \approx 30$ Volt) und stellt die Widerstände R_n und R_x auf den gleichen, größtmöglichen Wert ein (30 000 Ohm). Der Differential-Leistungsmesser gibt dann bei richtiger Schaltung praktisch keinen Ausschlag. Kommt dagegen ein größerer Ausschlag zustande ($\alpha \approx 25$ Skt.), so sind die Anschlüsse an der Sekundärwicklung des einen Epsteinapparates zu vertauschen.

Es sind die Verlustziffern V_{10} und V_{15} der Probe II bei der Frequenz 50 Hz mit denen der Normalprobe zu vergleichen. Die

Widerstände R_n und R_x sind bei der Messung in der Größenordnung 10000 Ohm zu wählen. Wählt man insbesondere numerisch

$$R_n + R_w = V_n \cdot 10^k,$$

wobei k eine ganze positive Zahl bedeutet, so wird numerisch:

$$V_x = \frac{R_x + R_w}{10^k}.$$

Fakultativ kann auch die Verlustziffer der Probe III durch Vergleich mit der Normalprobe I bestimmt werden.

106. Streuungsmessung am magnetischen Ring.

In den Aufgaben 106, 107 wird der praktisch überaus wichtige Fall behandelt, wie sich die magnetischen Verhältnisse des Ringes (Bild 2, S. 4) ändern, wenn folgende Veränderungen vorgenommen werden:

a) die Amperewindungen werden nicht mehr gleichmäßig über die ganze Ringlänge verteilt, sondern ohne ihren Betrag zu ändern werden sie auf bestimmte Sektoren zusammengeschoben. Dann müssen die Feldlinien aus dem Eisen austreten, erfüllen also auch den umgebenden Raum (Streuung). Die Verteilung des Flusses längs des Eisenpfades wird ungleichmäßig (s. auch S. 3).

b) Der Ring wird an zwei Stellen aufgeschnitten und mehr oder weniger auseinandergezogen. Man fügt damit in den Pfad des Flusses einen mehr oder weniger großen magnetischen Widerstand, der den Fluß herabsetzt und ebenfalls eine ungleichmäßige Verteilung längs dieser Eisenpfade zur Folge hat.

Energiequelle PN: Gleichspannung 40 oder 60 Volt.

Zubehör (Bild 7 und 10):

M mit primären und sekundären Wicklungen versehener, geschlossener Ring aus Eisenblechen,

NI Normalinduktor zur Eichung eines ballistischen Galvanometers,

BG direkt zeigendes Drehspulinstrument mit Fadenaufhängung und zweiseitiger Teilung (Türmcheninstrument), als ballistisches Galvanometer,

R' ein Vorwiderstand von 1000—30 000 Ohm für den Kreis des ballistischen Galvanometers,

R Regelwiderstand für stärkere Ströme mit 3×3 Kurbeln in Reihenschaltung (Zehner-Einer-Zehnteldekade),

A E-Strommesser mit Nebenwiderständen zur Messung von Strömen von 0,5—8 Amp.,

U doppelpoliger Umschalter,

S doppelpoliger Schalter.

1. Das ballistische Galvanometer muß, wenn es von seinem Standort weggenommen werden soll, zuvor mittels der vorn an dem Fußbrett angebrachten Schraube arretiert werden, weil sonst der Aufhänge-

faden für das bewegliche System leicht reißen würde. Für die Messung stellt man es auf ein besonderes Tischchen, an dem man sonst möglichst keine Hantierungen vorzunehmen hat. Andernfalls würden die unvermeidbaren Erschütterungen die Ablesungen sehr erschweren, wenn nicht unmöglich machen.

Ist der Standpunkt für das *BG* gewählt, so justiert man seine Fußschrauben, bis die auf der Grundplatte befindliche Libelle einspielt. Erst dann löst man die Feststellschraube und beobachtet, ob sich der Zeiger des Galvanometers auf Null einstellt. Ist das nicht der Fall, so nimmt man durch vorsichtiges Hin- und Herdrehen und gleichzeitiges Ziehen nach oben den Deckel auf dem Türmchen des Apparates ab. Nach Abnahme des Deckels erscheint darunter ein kleiner Torsionskopf, den man langsam und vorsichtig so lange dreht, bis die Nulllage genau stimmt. Danach setzt man das Hütchen wieder auf das Türmchen; der Apparat ist gebrauchsfertig.

Auf dem Apparat ist der äußere Grenzwiderstand verzeichnet, bei dem er in den aperiodischen Grenzzustand kommt. Man wird daher, um ein Kriechen des Galvanometerzeigers zu vermeiden, den äußeren Zusatzwiderstand R' stets gleich oder größer als diesen Grenzwiderstand wählen (s. S. 5 und 8).

Die Schwingungsdauer des Systems ist ziemlich kurz; es erfordert daher einige Übung, den ballistischen Ausschlag, d. h. den Umkehrpunkt des Zeigers scharf abzulesen. Man erleichtert sich die Ablesung, indem man, schon bevor man den Ausschlag hervorruft, sein Auge scharf auf die Stelle richtet, wo die Umkehr zu erwarten ist.

2. Normalinduktor zur Eichung des ballistischen Galvanometers. Der Induktor (Bild 7) besteht aus zwei kräftigen Hufeisenmagneten, die ihre gleichnamigen Pole gegeneinander kehren. Über die Schenkel sind zwei Metallhülsen gezogen, auf denen zwei Spulenkästchen gleiten. Die starr miteinander verbundenen Spulenkästchen können rasch von einer Endlage in die andere gezogen werden und schneiden dabei den aus den Magnetpolen austretenden Induktionsfluß. Hierbei ändert sich der die Spule durchsetzende magnetische Fluß um $\Delta \Phi_m$. $\Delta \Phi_m$ ist eine Konstante des Apparates, die ein für allemal gemessen ist (die Anteile von den beiden Polen sind im vorliegenden Apparat nicht genau einander gleich).

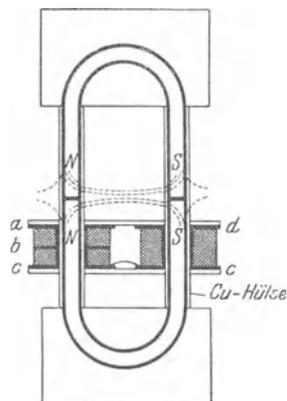


Bild 7. Normalinduktor.

Auf den einen Kasten sind zwei Wicklungen von je 250 Windungen bifilar gewickelt und hintereinander geschaltet (in Bild 7 nebeneinander gezeichnet); sie führen zu den Klemmen *a b c* (Bild 7 u. 8). Die in diesen Wicklungen induzierten Spannungen müssen also einander genau gleich sein. Auf dem zweiten Spulenkasten sitzen 485 Windungen, die an die Klemmen *c d* geführt sind.

Wird das Spulensystem von der einen in die andere Endlage gezogen, so ist die gesamte Änderung des Spulenflusses ($w \cdot \Delta \Phi_m$) für

Spule 1 (Klemme $a b$)	41,7 m Vs ¹⁾
„ 2 („ „ $b c$)	41,7 m Vs
„ 3 („ „ $c d$)	83,4 m Vs

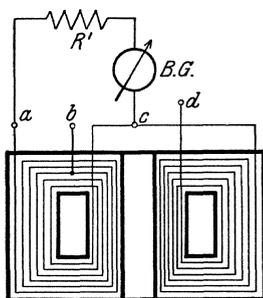


Bild 8. Induktorspulen.

Wird nun an zwei der Klemmen $a b c d$ ein ballistisches Galvanometer angeschlossen und ist

R der Gesamtwiderstand dieses Kreises (= Spulenwiderstand + Galvanometerwiderstand + Zusatzwiderstand R')

C_B die ballistische Konstante,

α der ballistische Ausschlag bei raschem Hinüberziehen der Spulen aus einer Endlage in die andere, so ist:

$$(w \cdot \Delta \Phi_m) = (R C_B) \alpha.$$

C_B ist wegen der Dämpfung von R abhängig; ist α beobachtet, so kann man aus der letzten Gleichung $R C_B$ berechnen. Man berechnet am zweckmäßigsten dieses Produkt und nicht C_B , weil es bei späterem Gebrauch nur in derselben Kombination wieder auftritt.

Man bestimme die ballistischen Ausschläge α für folgende Schaltungen:

	Spulenklemmen	Zusatzwiderstand R' in Ohm
1.	$a b$	3 000
2.	$a b$	4 000
3.	$a c$	4 000
4.	$c d$	4 000
5.	$c d$	5 000
6.	$c d$	8 000
7.	$b d$	8 000
8.	$b d$	10 000
9.	$b d$	15 000
10.	$a d$	20 000
11.	$a d$	30 000

Danach zeichnet man sich eine Eichkurve, die $R C_B$ als Funktion von R' darstellt.

Ein ballistisches Galvanometer arbeitet strenggenommen nur dann richtig, wenn der den ballistischen Ausschlag verursachende Stromstoß vollständig abgelaufen ist, bevor das bewegliche System seine Bewegung beginnt. Man muß also das Verschieben der Spulen so schnell bewerkstelligen, daß während dieser Zeit noch keine merkliche Bewegung des beweglichen Systems eingetreten ist. Damit sich beim Hinüberziehen die Spulen nicht ecken, faßt man sie am besten seitlich mit beiden Händen und schiebt sie leicht und rasch, ohne Anwendung von Gewalt, in ihre zweite Endlage.

¹⁾ Millivoltsekunden.

3. Aufbau des Eisenringes. Der Eisenkörper ist aus 53 Blechen von je 0,5 mm Dicke, 32 cm äußerem und 22 cm innerem Durchmesser aufgebaut. Für die Bewicklung ist der ganze Ring in vier einander gleiche Quadranten (Nr. 1 bis 4) geteilt (Bild 9). Auf der Mitte jedes Quadranten ist zunächst je eine sekundäre Wicklung (S_1 bis S_4) aufgebracht. Jede dieser Wicklungen besteht aus 100 Windungen Kupferdraht von 0,25 mm Durchmesser. Darüber liegt auf jedem Quadranten gleichmäßig verteilt je eine primäre Wicklung. Sie ist aus Kupferdraht von 1,2 mm Durchmesser hergestellt, liegt in zwei Lagen und hat je 194 Windungen (Wicklung P_1 bis P_4). Eine weitere Wicklung P_5 hat 2×194 Windungen und ist gleichmäßig über die beiden Quadranten 1 und 2 verteilt. Schließlich ist noch auf Quadrant 1 eine Wicklung P_6 von 2×194 Windungen aufgebracht.

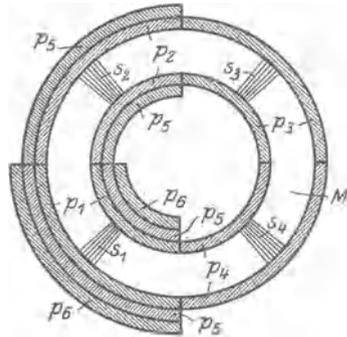


Bild 9. Magnetisierungsring mit verschiedenen Wicklungen.

Die jeweilige MMK (magnetomotorische Kraft) ist $w i$, wenn w die primäre Windungszahl, i die primäre Stromstärke bedeutet. Das magnetische Feld im Ring ist strenggenommen nicht genau homogen, sondern vom Abstand vom Mittelpunkt des Ringes abhängig. Wir begnügen uns mit der Berechnung der mittleren Feldstärke

$$\mathfrak{H} = \frac{w i}{l} \text{ gemessen in } \frac{A}{\text{cm}} \quad (16)$$

wo l der Umfang des Kreises mit mittlerem Radius ist.

w/l kann man sich für die einzelnen Versuchsreihen ein für allemal berechnen.

4. Versuche. Die Meßschaltung ist in Bild 10 dargestellt. p_a, p_b und s_a, s_b sind die jeweilig im Text angegebenen primären oder sekundären Klemmen des Ringes.

a) Entmagnetisierung des Eisenringes. Man öffnet den sekundären Kreis und schaltet primär die vier Spulen P_1 bis P_4 in Reihe an eine Gleichspannung von 40 bzw. 60 Volt. Durch einen Vorwiderstand R regelt man den primären Strom auf rund 8 Amp. Dann vergrößert man unter fortwährendem Umschalten mit U den Regelwiderstand R allmählich bis zum größten erreichbaren Wert und öffnet dann U . Vor jeder neuen Meßreihe muß der Ring von neuem entmagnetisiert werden (vgl. auch Anl. I, 2. Aufl. S. 42).

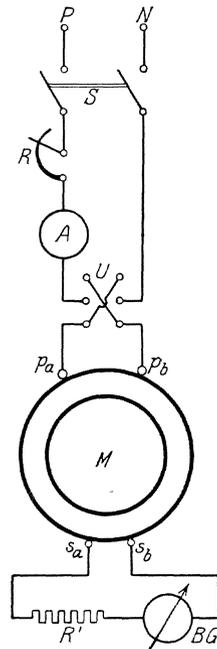


Bild 10. Messungen am Eisenring.

b) Aufnahme der Kommutierungskurve am gleichmäßig bewickelten Ring. Über die Definition der Kommutierungskurve s. S. 3. Man bildet einen sekundären Kreis aus dem ballistischen Galvanometer BG (Bild 10), einem Vorwiderstand $R' = 8000$ Ohm und einer der vier Sekundärspulen des Ringes. Welche der vier Spulen gewählt wird, ist gleichgültig, da im gleichmäßig bewickelten Ring der magnetische Fluß in allen Querschnitten denselben Wert hat. Nach beendeter Entmagnetisierung regelt man bei geöffnetem sekundären Kreis den primären Strom in den vier in Reihe geschalteten Wicklungen auf 0,5 Amp., schließt darauf den sekundären Kreis und beobachtet den ballistischen Ausschlag β von BG , der entsteht, wenn die primäre Stromstärke mittels U gewendet wird. Das Umschalten darf nicht so langsam erfolgen, daß man am beweglichen System von BG sichtbar zwei Stöße beobachtet. Die Feldstärke \mathfrak{H} im Ring berechnet man aus Formel (16), die zugehörige Induktion \mathfrak{B} ergibt sich aus:

$$\mathfrak{B} = \frac{\Phi}{S} = \frac{(RC_B) \beta}{2 w_2 S} \cdot \frac{Vs}{c n^2} \quad (17)$$

Hierin bedeutet:

w_2 die sekundäre Windungszahl,

S den Querschnitt des Eisens in cm^2 ,

RC_B den aus der in Nr. 2 aufgestellten Eichkurve (S. 22) zu entnehmenden Wert für den Vorwiderstand R' . (Der geringe Unterschied der Widerstände der Sekundärspulen und des Magnetinduktors braucht nicht berücksichtigt zu werden.)

Dieselben Versuche werden mit den primären Stromstärken

1, 2, 3, 4, 6, 9 Amp.

wiederholt, wobei selbstverständlich die Reihe der wachsenden Stromstärken innegehalten werden muß. Um die Erwärmung der Wicklungen niedrig zu halten, darf der Strom nicht zu lange geschlossen bleiben. Sekundär muß mit zunehmender Stromstärke der Widerstand R' soweit vergrößert werden, daß der Zeiger des BG nicht über die Skala hinausschlägt.

Bei der maximalen Stromstärke macht man einen Kontrollversuch, indem zwei sekundäre Wicklungen gegeneinander geschaltet werden. Da keine Streuung vorhanden sein soll, so darf beim Kommutieren das BG keinen Ausschlag zeigen.

Die Ergebnisse werden in Koordinatenpapier eingetragen, und zwar als Abszisse die Feldstärke $1 \text{ cm} = 5 \frac{A}{\text{cm}}$, als Ordinate die Induktion $1 \text{ cm} = 0,01 \frac{m Vs}{\text{cm}^2}$, (oder unter Änderung des Maßstabes als Abszisse die Amperewindungen $[w i]$, als Ordinate der magnetische Fluß Φ in Vs .)

c) Versuche mit dem halbbewickelten Ring. Schaltet man die primären Wicklungen P_1, P_2, P_5 hintereinander (Bild 9), so ist die gesamte

Zahl der primären Windungen die gleiche wie bei der Hintereinanderschaltung von Spule P_1 bis P_4 ; werden also in den primären Kreis nacheinander dieselben Ströme geschickt, wie bei den Versuchen unter b), so ist in beiden Fällen die Zahl der Amperewindungen und damit die magnetomotorische Kraft die gleiche. Da aber jetzt die Windungen nur die Hälfte des Ringes bedecken, so kann sich der magnetische Fluß auch in dem umgebenden Luftraum ausbreiten; der gesamte magnetische Widerstand des Kreises nimmt durch die Parallelschaltung der Luftwege ab, der entstehende maximale Fluß muß also etwas größer sein als im vorhergehenden Falle. Unter der Mitte der primären Wicklung (Stoßstelle von P_1 P_2) liegt keine sekundäre Wicklung, wohl aber in $\frac{1}{4}$ und $\frac{3}{4}$ der bewickelten Länge; die in diesen sekundären Spulen gemessenen Flüsse müssen einander gleich sein, und zwar werden sie etwas kleiner sein, als der maximal entstehende an der Stoßstelle.

Es wird nun zunächst mit Hilfe einer dieser Sekundärspulen z. B. s_1 eine neue Kommutierungskurve aufgenommen. Danach werden zur Messung der Streuung Sekundärspule 1 und 3 gegeneinander geschaltet, so daß die in ihnen induzierten EMKe einander entgegenarbeiten. Man mißt so bei den gleichen Stromstärken, wie oben angegeben, den Streufluß Φ_s , der zwischen den Sekundärspulen 1 und 3 aus dem Ring austritt; dabei ist in die Formel 2 auch bei der Gegeneinanderschaltung zweier gleicher Sekundärspulen nur die Windungszahl von einer Spule einzusetzen. Der Quotient von Φ_s und dem zu derselben Stromstärke gehörenden, vorher mit Spule 1 gemessenen Gesamtfluß Φ gibt die prozentische Streuung. Da der magnetische Widerstand des Eisens mit der Sättigung wächst, so muß auch die Streuung mit wachsender primärer Stromstärke zunehmen. Eine Tabelle der Streuung für die verschiedenen \mathfrak{H} ist aufzustellen. Induktion \mathfrak{B} und prozentische Streuung sind als Funktion der Feldstärke in das Diagramm zu b) einzutragen.

d) Versuche mit dem viertelbewickelten Ring. Schließlich sind dieselben Versuche wie unter c) zu wiederholen mit einer Reihenschaltung der Primärwicklungen 1 und 6. Die Gesamtzahl der Windungen beträgt dann nur $\frac{3}{4}$ von derjenigen im Falle b) oder c); man muß also Ströme in die Primärkreise schicken, die $\frac{4}{3}$ mal so groß sind als vorher, um dieselbe Amperewindungszahl und damit dieselbe MMK zu erhalten. Die Wicklung ist nur über ein Viertel des Ringes gebreitet, drei Viertel des Ringes sind von Primärwindungen frei. Der maximale Fluß sowohl wie die Streuung muß also bei denselben Amperewindungen gegenüber b) und c) wachsen.

Mit der Sekundärspule 1 wird der größte, mit der Sekundärspule 3 der kleinste vorhandene Fluß im Eisen gemessen, während Spule 2 oder 4 einen mittleren Wert gibt.

Es wird aufgenommen:

1. Kommutierungskurve mit Sekundärspule 1.
2. Streuung durch Gegeneinanderschalten der Sekundärspulen 1 und 2.
3. Maximale Streuung durch Gegeneinanderschalten von 1 und 3. Kurvendarstellung wie unter b) und c).

107. Messungen an einem geteilten Eisenring.

Zubehör: Das gleiche wie in Nr. 106; nur tritt an Stelle des geschlossenen Ringes ein Ring, der längs eines Durchmessers geteilt ist.

Aufbau des Ringes. Die Abmessungen des Ringes gehen aus Bild 11 hervor. Die Eisenpakete sind aus 56 Blechen von je 0,5 mm Dicke aufgeschichtet. Eine Ringhälfte ist fest montiert; sie trägt zwei unter

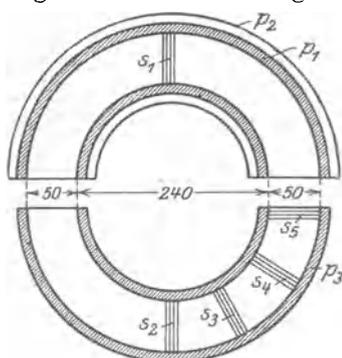


Bild 11. Geteilter Eisenring.

sich gleiche Primärwicklungen p_1 und p_2 von je 216 Windungen Kupferdraht von 1,2 mm \varnothing , die zur Aufnahme des Magnetisierungsstromes dienen. Die andere Ringhälfte ist auf einem beweglichen Schlitten befestigt; sie trägt eine dritte Primärwicklung p_3 , die den beiden anderen Primärwicklungen gleich. Weiterhin sind fünf Sekundärwicklungen aufgebracht, deren Verteilung längs des Ringes aus Bild 11 ersichtlich ist; sie dienen zur Messung des Flusses mittels eines angeschlossenen ballistischen Galvanometers. Jede dieser Sekundärwicklungen besteht

aus 100 Windungen Kupferdraht von 0,25 mm \varnothing .

Dadurch, daß man eine Ringhälfte von der anderen entfernt, schaltet man in den magnetischen Kreis zwei Luftwege ein. Um den gesamten Luftweg in einfacher Weise festzulegen, sind dem Apparate Paßstücke aus Isoliermaterial von 1, 2 und 5 mm Stärke beigegeben, die in die Schlitze des Ringes eingelegt werden. Wird der Schlitten scharf herangeschoben, so gewährleisten sie einen „Luftweg“ von 24 und 10 mm.

Aufnahme der Scherungskurven am gleichmäßig bewickelten Ring. Es wird ebenso wie in Nr. 106 die Kommutierungskurve aufgenommen. Zu beachten ist, daß nach einer Magnetisierung ohne Spalt die beiden Ringteile infolge der magnetischen Remanenz des Eisens fest aneinanderhaften; erst nach dem Entmagnetisieren läßt sich der Schlitten leicht verschieben. Man schaltet die Primärwicklungen p_1 und p_3 in Reihe und legt das ballistische Galvanometer an die Sekundärwicklung s_1 . Es werden folgende Kommutierungskurven aufgenommen:

1. Ring ohne Paßstücke,
2. Ring mit Paßstück 1 mm,
3. Ring mit Paßstück 2 mm,
4. Ring mit Paßstück 5 mm.

Der geteilte Eisenring stellt bei eingeschobenen Paßstücken einen magnetischen Kreis dar, in dem zwei Strecken von verschiedener magnetischer Leitfähigkeit hintereinander geschaltet sind. Der magnetische Induktionsfluß Φ durchsetzt den ganzen Kreis in gleichmäßiger Stärke. Sieht man von der Streuung der Induktionslinien im Luftspalt ab, so ist daher auch die Induktion \mathfrak{B} längs des gesamten magnetischen Weges konstant. Die zugehörige Feldstärke \mathfrak{H} ist im Eisen mit \mathfrak{B}

durch die Magnetisierungskurve des Eisens verknüpft, welche lautet:

$$\mathfrak{H}_{\text{eisen}} = \frac{1}{II} \cdot f(\mathfrak{B});$$

$II = 4\pi \cdot 10^{-9}$ = Permeabilität des leeren Raumes (Gl. 9, S. 3).

Für die Länge l des Eisenweges hat man also die Durchflutung aufzuwenden

$$D_{\text{eisen}} = l \cdot \mathfrak{H}_{\text{eisen}} = l \cdot \frac{1}{II} \cdot f(\mathfrak{B})$$

Im Luftraum dagegen gilt

$$\mathfrak{H}_{\text{lufte}} = \frac{1}{II} \cdot \mathfrak{B}.$$

Hat jedes Paßstück die Stärke $\frac{d}{2}$, so muß also zur Überwindung des Luftweges eine Durchflutung wirksam sein

$$D_{\text{lufte}} = d \cdot \frac{1}{II} \cdot \mathfrak{B}.$$

Die gesamte Durchflutung setzt sich aus diesen beiden Anteilen zusammen

$$D = D_{\text{eisen}} + D_{\text{lufte}} = \frac{1}{II} [l \cdot f(\mathfrak{B}) + d \cdot \mathfrak{B}].$$

Diese Beziehung ist der Beobachtung unmittelbar zugänglich; sie kann als Magnetisierungskurve des gesamten magnetischen Kreises bezeichnet werden. Diese Kurve hängt mit der Magnetisierungskurve des geschlossenen Ringes ($d = 0$) in sehr einfacher Weise zusammen: Man hat lediglich die Kurve C_1 des geteilten Ringes um den Betrag $\frac{1}{II} \cdot d \cdot \mathfrak{B}$ nach Bild 12 zu „scheren“ und erhält dann die Magnetisierungskurve C des ungeteilten Ringes; dabei ist für einen fest eingestellten Spalt d der Betrag der „Scherung“

$$A A_1 = B B_1 = \frac{1}{II} \cdot d \cdot \mathfrak{B}$$

als Funktion von \mathfrak{B} durch eine Gerade gegeben (Scherungslinie $O B_1$).

Wenn der Spalt d klein ist gegen die Eisenlänge l , kann man die Länge des gesamten Kraftlinienpfades gleich der Eisenlänge setzen. In dieser Näherung ist dann $\frac{D}{l} = A$ der Strombelag der magnetisierenden Wicklung, und man kann die Magnetisierungskurve des geteilten Ringes in die Form bringen

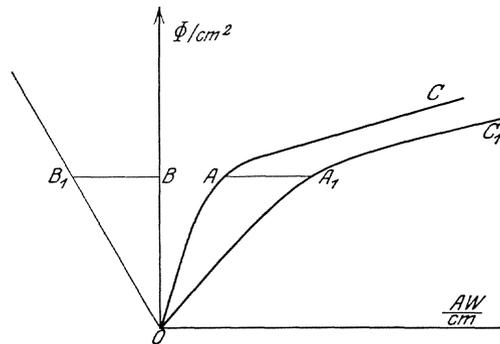


Bild 12. Gescherte Magnetisierungskurve.

$$A = \frac{1}{H} \left[f(\mathfrak{B}) + \frac{d}{l} \mathfrak{B} \right]$$

Aus dieser Darstellung erhält man durch Scherung um $\frac{1}{H} \frac{d}{l} \mathfrak{B}$ unmittelbar die Magnetisierungskurve des Eisens; daher ist es zweckmäßig, die Versuchsergebnisse auf diese Form umzurechnen.

Man vergleiche die experimentell gewonnenen Scherungslinien mit der Aussage der Theorie; man diskutiere an Hand eines schematischen Kraftlinienbildes, ob und welchen Einfluß die Streuung der Kraftlinien im Luftspalt auf das Versuchsergebnis hat.

Streuungsmessungen. Zur Untersuchung der Streuungsverhältnisse werden ebenfalls Kommutierungskurven aufgenommen.

Zunächst wird die Streuung der Kraftlinien am Luftspalte des gleichmäßig bewickelten Ringes untersucht. Die Wicklungen p_1 und p_3 werden in Reihe geschaltet. Das ballistische Galvanometer ist zuerst an die gegeneinander geschalteten Wicklungen s_1 und s_2 , dann an die ebenso geschalteten Wicklungen s_1 und s_5 anzuschließen. Man führt die Messung für die Paßstücke von 1, 2, 5 mm durch. Zwischen den Sekundärspulen s_1 und s_2 ist keine Streuung zu erwarten, da beide Spulen infolge ihrer symmetrischen Lage von gleichgroßen Flüssen durchsetzt werden. Dagegen gibt die Streuung zwischen s_1 und s_5 einen Anhalt für den Verlauf der Induktionslinien am Luftspalt: ein Teil des Flusses tritt in der Nähe des Luftspaltes senkrecht zum magnetischen Hauptpfad seitlich aus und überbrückt als „Streufluß“ den Luftspalt neben den Induktionslinien des „Hauptflusses“. Man erläutere diesen Sachverhalt an Hand des schon oben benutzten Kraftlinienbildes! Als Ergebnis der Messung stelle man den Streufluß und den relativen Streufluß im Verhältnis zum Gesamtfluß bei gleicher magnetisierender Durchflutung als Funktion des Strombelages dar.

Die Streuungserscheinungen ändern sich wesentlich, wenn man, ohne die gesamte Amperewindungszahl zu ändern, die Windungen ungleichmäßig über den Ring verteilt. Dies wird dadurch erreicht, daß man die Wicklung p_3 durch die Wicklung p_2 ersetzt (p_1 und p_2 hintereinandergeschaltet). Man wird dann eine Abnahme des Flusses zwischen den Stellen s_1 und s_2 beobachten; und zwar ist die Differenz zwischen s_1 und s_2 abhängig von der Größe des Luftspaltes.

Einen Anhalt darüber, wie sich der Fluß bei Bewicklung nur der einen Hälfte des Ringes ($p_1 + p_2$) verteilt, erhält man, wenn man sich diese Schaltung durch die Übereinanderlagerung zweier Durchflutungen ersetzt denkt:

Über einem gleichmäßig verteilten, symmetrischen Strombelag A (Bild 13) liegt ein auf beide Ringhälften entgegengesetzt verteilter „antimetrischer“ Strombelag $\pm A$. Das erstgenannte System von Magnetierungsströmen erzeugt angenähert einen Fluß, der sich nach den Gesetzen des gleichmäßig bewickelten Ringes richtet; das antimetrische System dagegen muß seinen Fluß in Richtung des Teildurchmessers quer durch den Luftraum hindurch treiben. Für diesen Streufluß ist daher die Größe des Luftspaltes von untergeordneter Bedeutung,

da die Streulinien den Luftspalt nicht zu durchqueren brauchen. Man zeichne gefühlsmäßig die magnetischen Flüsse beider Stromsysteme schematisch auf und konstruiere durch Überlagerung das Bild des resultierenden Flusses.

Man überlege sich, wie hiernach die Kurven des Streuflusses und der relativen Streuung als Funktion der magnetisierenden Durchflutung verlaufen müssen. Diese qualitative Überlegung ist durch den Versuch quantitativ zu prüfen. Man führt hierzu die schon oben beschriebenen Versuche durch (Aufnahme der Kommutierungskurven) und zeichne die Kurven des Streuflusses und der relativen Streuung als Funktion der Schlitzbreite für einen mittleren und einen höheren Strombelag (bezogen auf die gesamte Länge des magnetischen Weges),

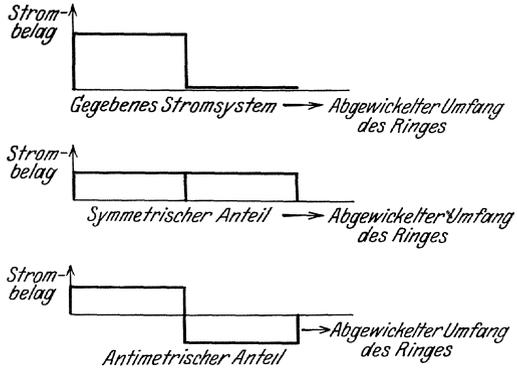


Bild 13. Feldzerlegung am geschlitzten Ring.

108. Messungen mit dem magnetischen Spannungsmesser¹⁾.

a) Theoretische Grundlagen.

Der magnetische Spannungsmesser besteht aus einem Lederstreifen von der Länge l und von überall gleichem Querschnitt F . Er trägt auf seiner ganzen Länge eine gleichmäßig verteilte Bewicklung von insgesamt w Windungen. Bringt man den Spannungsmesser (m. Sp.) in ein magnetisches Feld (Bild 14), so hat der Spulenfluß Φ durch sämtliche Windungen den Wert

$$\left. \begin{aligned} \Phi &= \left(\frac{w}{l}\right) \cdot F \int_1^2 \mathfrak{B}_x \cdot dx = k \cdot \int_1^2 \mathfrak{H}_x \cdot dx; \\ k &= \left(\frac{w}{l}\right) \cdot F \cdot 4\pi \cdot 10^{-9} \end{aligned} \right\} (18)$$

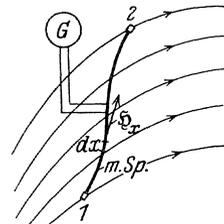


Bild 14. Magnetischer Spannungsmesser.

Darin bedeutet: dx ein Längenelement des Streifens, \mathfrak{H}_x die Komponente der magnetischen Feldstärke in Richtung der Tangente an die

¹⁾ Rogowski, W. und Steinhaus, W: A. f. El. Bd. 1. S. 141 u. 511 u. Goltze: A. f. El. Bd. 2. S. 303, ferner Engelhardt: A. f. El. Bd. 11. S. 198.

mittlere Streifenkurve. Der Fluß Φ ist also proportional $\int_1^2 \mathfrak{H}_x dx$, d. i. die magnetische Spannung zwischen den beiden Enden 1 und 2 des m. Sp.

Wird an den m. Sp. ein ballistisches Galvanometer angeschlossen, so erhält man einen ballistischen Ausschlag α , sobald man durch Änderung der Lage des m. Sp. oder Änderung des magnetischen Feldes den Spulenfluß um $\Delta \Phi$ ändert. Dabei gilt (s. S. 4, Gl. 10 a):

$$\frac{\Delta \Phi}{R} = C_{\text{ball}} \cdot \alpha$$

(R Widerstand des m. Sp. plus Galvanometer)

Dreht man z. B. die Richtung des das Feld erzeugenden Stromes i um, so wird:

$$\Delta \Phi = 2 \Phi$$

und daher:

$$\int_1^2 \mathfrak{H}_x dx = \frac{\Phi}{k} = \frac{R \cdot C_{\text{ball}}}{2k} \cdot \alpha \quad (19)$$

$\frac{R \cdot C_{\text{ball}}}{2k} = k_1$ ist daher die Konstante für die Messung der magnetischen Spannung. Man mißt k_1 als Ganzes, indem man den m. Sp. durch eine beliebige Spule steckt, deren Windungszahl w bekannt ist, und die Enden 1, 2 des m. Sp. dicht schließend zusammenlegt, so daß ein geschlossener Ring entsteht. Dann ist nach dem Durchflutungssatz:

$$\oint \mathfrak{H}_x dx = w \cdot i = k_1 \cdot \alpha$$

i Strom in der Spule, α Ausschlag beim Stromwenden von i ,
und

$$k_1 = wi/\alpha.$$

b) Eichung der Meßanordnung.

Schaltung nach Bild 15.

Zubehör :

S Schalter,

U Umschalter,

R Schiebewiderstand 380Ω ; 5 Amp. (beide Rohre parallel geschaltet),

A Drehspulstrommesser 10 Amp.,

Sp Magnetisierungsspule mit 3×30 Windungen,

mSp magnetischer Spannungsmesser,

T Hebeltaster mit Arbeitsschließstelle,

G ballistisches Galvanometer von H & B.

Das ballistische Galvanometer besitzt auf dem beweglichen System zwei Wicklungen I und II , die mit einem Pol zusammenhängen;

I hat 1000 Ohm Widerstand, *II* 5,5 Ohm. Eine der Wicklungen dient als Arbeitswicklung (*II*), die andere als Dämpferwicklung (*I*). Ferner kann man durch einen Hebel (*A B*) auf das bewegliche System zur Erhöhung des Trägheitsmomentes ein Gewicht auflegen. In dieser Aufgabe wird es zur Erhöhung der Empfindlichkeit mit unbelastetem beweglichem System (Hebelstellung *A*) und beim ballistischen Ausschlag mit offener Dämpfungsspule (Klemmen *I*) verwendet. Nach der Ablesung wird während der Rückkehr der Drehspule in ihre Ruhelage das bewegliche System durch Niederdrücken der Taste gedämpft.

Mit dem magnetischen Spannungsmesser umschlingt man sämtliche 3×30 Windungen der Magnetisierungsspule. Die beiden genau aufeinander gelegten Enden des Spannungsmessers hält man mit der Hand fest. Ist a der Ausschlag des ballistischen Galvanometers in mm beim Wenden des Magnetisierungsstromes i (abgelesen an *A*) so ist die oben definierte Konstante k_1 , d. h. die magnetische Spannung, die dem Ausschlag 1 mm beim Kommutieren entspricht (s. oben)

$$k_1 = \frac{wi}{a}$$

Versuche: Man regelt $i = 2$ Amp. ein und schaltet alle 3×30 Windungen der Magnetisierungsspule in Reihe. Man bestimmt k_1 , indem man aus mindestens 2 Ablesungen von a das Mittel bildet; man überzeugt sich davon, daß der Ausschlag nur von dem Produkt $w \cdot i$ abhängt, indem man nacheinander einen Strom von $\frac{2}{3} i$ durch 2×30 , dann $3 i$ durch 1×30 Windungen der Magnetisierungsspule hindurchschickt; der Ausschlag a beim Kommutieren von i muß derselbe bleiben.

Man überzeugt sich ferner, daß die Messung von der Lage des *m. Sp.* zur Magnetisierungsspule unabhängig ist, sofern nur alle stromdurchflossenen Windungen von der Schleife des Spannungsmessers umfaßt werden. Umschlingt dagegen der zur geschlossenen Schleife zusammengebogene Spannungsmesser keine Stromfäden, so wird der Ausschlag des ballistischen Galvanometers für jede beliebige Lage der Schleife Null.

Steckt man in die Magnetisierungsspule ein Eisenblechbündel, so bleibt bei gleicher Durchflutung ($w \cdot i$) das $\oint \mathfrak{H}_x dx$ und damit auch der Ausschlag a davon unbeeinflußt. Man prüft dies, indem man den ersten der oben angegebenen Versuche wiederholt, jedoch mit der Veränderung, daß sich jetzt ein Eisenbündel im Felde der Magnetisierungsspule befindet.

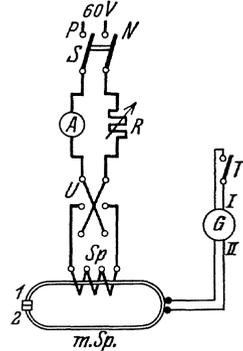


Bild 15. Meßschaltung für magnetischen Spannungsmesser.

c) Aufnahme des Durchflutungsdiagrammes einer Drehstromwicklung.

Man wählt irgendwo auf der Eisenoberfläche einer Maschine einen festgelegenen Anfangspunkt P (Bild 16). Einen zweiten Punkt x läßt man längs der Ankeroberfläche entlang laufen und bestimmt für jede Lage des Punktes x die Durchflutung eines geschlossenen Weges, der von P ausgehend innerhalb des Eisens nach x und von da im umgebenden Luftraum nach p zurück verläuft, wenn die Maschinenwicklungen in noch genauer zu beschreibender Weise mit Gleichstrom belastet werden.

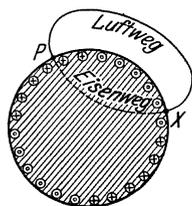


Bild 16,
Magnetische Spannung
am Dynamoanker.

Den Punkt P wählt man zweckmäßig so, daß der Mittelwert des entstehenden Durchflutungsdiagramms, erstreckt über 2 Polteilungen, den Wert Null ergibt.

Das Integral $\oint \mathfrak{H}_x dx$ längs des oben beschriebenen geschlossenen Weges zerlegt man in 2 Linienintegrale:

$$\oint \mathfrak{H}_x dx = \int_p^x \mathfrak{H}_x dx + \int_x^p \mathfrak{H}_x dx = \Sigma w \cdot i$$

p (Eisen) x (Luft)

Das erste Integral auf der rechten Seite verschwindet praktisch wegen der Kleinheit der magnetischen Feldstärke im Eisen. Demnach findet man die Durchflutung $\Sigma w \cdot i$ durch Messung der magnetischen Spannung zwischen den Punkten P und x längs des Luftweges. —

Zur Darstellung in Koordinaten wird die Eisenoberfläche auf einer Geraden abgewickelt und im Punkte x (Abszisse) die zugehörige Durchflutung als Ordinate aufgetragen. Wird eine Drehstromwicklung von symmetrischem Drehstrom durchflossen, so ist entsprechend der zeitlichen Veränderung der Phasenströme auch das Durchflutungsdiagramm zeitlich

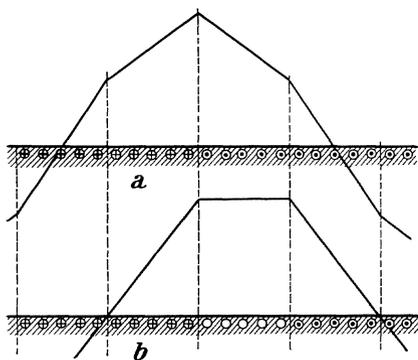


Bild 17, Durchflutungsdiagramm der
Drehstromwicklung.

veränderlich, und zwar wechselt es bei gleichmäßig verteilter Wicklung stetig zwischen Trapez- und Fünfeckform, entsprechend der Lage der Zeitlinie im Vektordiagramm. Fließt in einem Augenblick in der einen Phase der zeitliche Höchstwert des Stromes in positiver Richtung und daher in den beiden anderen Phasen je die Hälfte dieses Höchstwertes in negativer Richtung, so hat das Durchflutungsdiagramm Fünfeckform, Bild 17 a. Werden dagegen zwei Phasen in entgegengesetzter Richtung von

einem Strom gleich dem 0,867 fachen des Höchstwertes durchflossen, während die dritte Phase stromlos ist, so hat das Durch-

flutungsdiagramm Trapezform, Bild 17 b. Ist die Wicklung nicht gleichmäßig verteilt, sondern in Nuten eingebettet, so ergeben sich Stufendiagramme; stellt man sich nämlich die Durchflutung einer Nut in deren Mitte konzentriert vor, so tritt an dieser Stelle im Durchflutungsdiagramm ein Sprung auf, während längs der Zahnoberfläche die Durchflutung konstant bleibt. Die Stufendiagramme lassen sich im Mittel ebenfalls auf die Fünfeck- bzw. Trapezform zurückführen.

Die Versuche werden mit Gleichströmen ausgeführt, die entsprechend den eben beschriebenen Augenblickswerten des Drehstromes in den einzelnen Phasen eingestellt werden. Schaltung nach Bild 18.

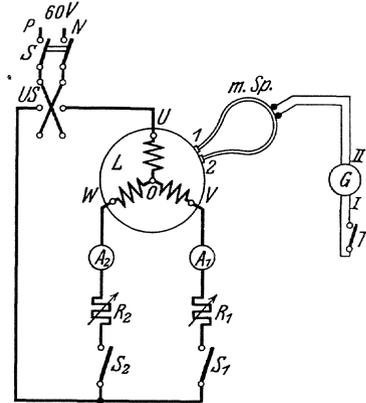


Bild 18. Feldmessung am Drehstromanker.

Zubehör:

S Schalter,

US Umschalter,

L Schleifringläufer eines Asynchronmotors in Sternschaltung mit Fünflochwicklung.

A_1, A_2 Dreieisenstrommesser 10 Amp.,

R_1, R_2 Schiebewiderstände 15 Ω , 10 Amp.,

S_1, S_2 einpolige Schalter,

$m\ Sp$ magnetischer Spannungsmesser in Verbindung mit dem ballistischen Galvanometer wie oben,

G ballistisches Galvanometer,

T Taster.

1. Aufnahme des Fünfeckdiagramms: Mit Hilfe der Widerstände R_1 und R_2 wird in den Phasenwicklungen VO und WO ein Strom von je 5 Amp. eingeregelt. Der Strom in der Phasenwicklung UO beträgt dann 10 Amp. Man beginnt mit der Aufnahme des Durchflutungsdiagramms an der mittleren Nut der Phasenwicklung, indem man die beiden Enden des $m. Sp.$ auf die beiden dieser Nut benachbarten Zähne fest aufdrückt und den Ausschlag a des ballistischen Galvanometers abliest, welcher entsteht, wenn der Strom mittels des Umschalters US gewendet wird. Man hält dann das links der Nut liegende Ende des $m. Sp.$ fest und wandert mit dem anderen Ende nach rechts von Zahn zu Zahn über eine volle Polteilung, wobei man jedesmal den Ausschlag a beim Stromwenden bestimmt. Es ist dann die zwischen der mittleren Nut und dem betreffenden Zahn liegende Durchflutung

$$w \cdot i = k_1 \cdot a$$

2. Aufnahme des Trapezdiagramms: Man öffnet S_1 und regelt mittels R_2 in UO bzw. WO einen Strom von $10\frac{1}{3}\sqrt{3} = 8,67$ Amp. ein. Zur Aufnahme des Durchflutungsdiagramms legt man das eine Ende des m. Sp. auf einen Zahn, der zwischen den beiden stromdurchflossenen Phasenwicklungen liegt und wandert mit dem anderen Ende über eine volle Polteilung.

Auswertung: Auf Millimetérpapier wird etwa $\frac{4}{3}$ der Polteilung aufgetragen und die Nutteilung eingezeichnet. Über den Nutmitteln werden die in 1 und 2 gemessenen Durchflutungswerte aufgetragen und die Stufendiagramme gezeichnet (s. Bild 17). Beim Einzeichnen der mittleren Geraden und der Nulllinie ist zu beachten, daß der feste Punkt P im Sinne der obigen Festsetzung im Falle 1 über der Nutmitte, im Falle 2 über Zahnmitte gedacht werden muß.

B. Untersuchungen an Wechselstromkreisen.

109. Theoretisches über den Transformator.

Ein Transformator hat die Aufgabe, elektrische Leistung (Arbeit) in elektrische Leistung (Arbeit) umzuformen. Er besteht also mindestens aus einem primären Kreis (Index 1), dem die Leistung N_1 zugeführt und einem sekundären (Index 2), dem die Leistung N_2 entnommen wird. Beide Kreise sind magnetisch miteinander verkettet.

Die Richtungen, in denen die Spannungen bzw. die Ströme positiv gerechnet werden, seien so gewählt, daß

$N_1 = M (u_1 i_1)$ die zugeführte Leistung,

$N_2 = M (u_2 i_2)$ die abgegebene Leistung bedeutet.

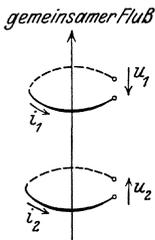


Bild 19.
Schema eines
Transformators.

Wird ferner die Richtung, in der der gemeinsame magnetische Fluß positiv gerechnet werden soll, beliebig angenommen (Bild 19), so mögen die positiven Richtungen von i_1 und i_2 der positiven Flußrichtung als Achsrichtung nach der Rechtsschraube zugeordnet werden (Korkzieherregel). Bei diesen Festsetzungen lauten die Transformatorgleichungen in symbolischer Form:

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{U}_1 &= (R_1 + j\omega L_1) \mathfrak{S}_1 + j\omega M \mathfrak{S}_2 \\ -\mathfrak{U}_2 &= (R_2 + j\omega L_2) \mathfrak{S}_2 + j\omega M \mathfrak{S}_1 \end{aligned} \right\} (1)$$

$R_1 R_2$ Widerstände der primären und sekundären Wicklung,

$L_1 L_2$ Selbstinduktivitäten der primären und sekundären Wicklung,

M Gegeninduktivität beider Wicklungen.

Sind w_1 und w_2 die Windungszahlen der primären und der sekundären Spule, so sei ($w_2 > w_1$):

$$\ddot{u} = \frac{w_2}{w_1} \text{ das Windungsverhältnis} \quad (2)$$

Man kann jeden Transformator auf das Windungsverhältnis 1:1 reduzieren. Will man dabei die sekundäre Windungszahl auf die primäre reduzieren, so hat man zu setzen:

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{U}_{2, \text{red}} &= \mathfrak{U}_2 / \ddot{u} \\ \mathfrak{S}_{2, \text{red}} &= \mathfrak{S}_2 \ddot{u} \\ R_{2, \text{red}} &= R_2 / \ddot{u}^2 \\ L_{2, \text{red}} &= L_2 / \ddot{u}^2 \\ M_{\text{red}} &= M / \ddot{u} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Natürlich kann man ebensogut die primäre Wicklung auf die Windungszahl der sekundären reduzieren.

Führt man die reduzierten Größen aus Gl. (3) in Gl. (1) ein, so erkennt man, daß diese Gleichungen unverändert auch für die reduzierten Größen gelten. Es ist also stets möglich und meist zweckmäßig, einen Transformator auf das Windungsverhältnis eins zu reduzieren.

Für einen Transformator mit dem Windungsverhältnis 1 kann man setzen:

$$\begin{aligned} L_1 &= M + L_{1s} & L_{1s} & \text{primäre Streuinduktivität} \\ L_2 &= M + L_{2s} & L_{2s} & \text{sekundäre Streuinduktivität} \\ \sigma &= 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} & \sigma & \text{Streifaktor } (0 < \sigma < 1) \end{aligned} \quad (4)$$

Dadurch wird aus Gl. (1):

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{U}_1 &= \mathfrak{S}_1 (R_1 + j \omega L_{1s}) + j \omega M (\mathfrak{S}_1 + \mathfrak{S}_2) \\ -\mathfrak{U}_2 &= \mathfrak{S}_2 (R_2 + j \omega L_{2s}) + j \omega M (\mathfrak{S}_1 + \mathfrak{S}_2) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$w (\mathfrak{S}_1 + \mathfrak{S}_2)$ sind die Amperewindungen für den gemeinsamen Magnetfluß.

Dreht man die Pfeile von u_2 und i_2 herum (Bild 20), so ändert sich am Zeichen von

$$N_2 = M (u_2 i_2)$$

nichts, aber die Amperewindungen für den gemeinsamen Fluß werden

$$w (\mathfrak{S}_1 - \mathfrak{S}_2)$$

Die Gleichungen (6) lauten dann:

$$\begin{aligned} \mathfrak{U}_1 &= \mathfrak{S}_1 (R_1 + j \omega L_{1s}) + j \omega M (\mathfrak{S}_1 - \mathfrak{S}_2) \\ \mathfrak{U}_2 &= -\mathfrak{S}_2 (R_2 + j \omega L_{2s}) + j \omega M (\mathfrak{S}_1 - \mathfrak{S}_2) \end{aligned} \quad (7)$$

Man erkennt leicht, daß dieselben Gleichungen für die in Bild 21 dargestellte Stromverzweigung gelten. Man nennt daher diese Verzweigung das „Ersatzschema“ des Transformators.

Aus dem Bilde 21 ist leicht zu entnehmen:

bei Leerlauf ($\mathfrak{S}_2 = 0$) ist das Übersetzungsverhältnis der Spannungen

$$\left(\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} \right)_0 = \frac{j \omega M}{j \omega M + (R_1 + j \omega L_{1s})} \quad (8)$$

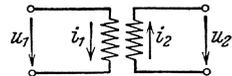


Bild 20.

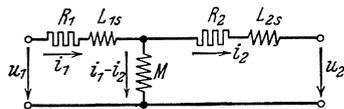


Bild 21. Ersatzschema eines Transformators.

bei Kurzschluß ($\mathfrak{U}_2 = 0$) ist das Übersetzungsverhältnis der Ströme:

$$\mathfrak{S}_{1k} : \mathfrak{S}_{2k} = \frac{j \omega M + (R_2 + j \omega L_{2s})}{j \omega M} \quad (9)$$

Praktisch pflegen die Widerstände der Wicklungen und die Streuinduktivitäten gegen die Gegeninduktivität sehr klein gemacht zu werden. Unter diesen Voraussetzungen wird:

$$\begin{aligned} (\mathfrak{U}_1 : \mathfrak{U}_2)_0 &\approx \ddot{u} = 1 \\ (\mathfrak{S}_{1k} : \mathfrak{S}_{2k}) &\approx \ddot{u} = 1. \end{aligned}$$

Vernachlässigt man bei stärkerer Belastung (\mathfrak{S}_2 groß) in Bild 21 ($\ddot{u} = 1$) den Zweigstrom in M , so wird mit genügender Genauigkeit:

$$\mathfrak{U}_1 = [R_1 + R_2 + j \omega (L_{1s} + L_{2s})] \mathfrak{S}_2 + \mathfrak{U}_2 \quad (10)$$

In der Praxis pflegt die sekundäre Belastung $\mathfrak{U}_2, \mathfrak{S}_2$ nach Größe und Phase gegeben zu sein. Um daraus \mathfrak{U}_1 zu finden, schließt man zunächst die sekundäre Seite kurz und steigert die primäre Spannung, die sogenannte Kurzschlußspannung U_{1k} solange, bis auf der Kurzschlußseite der vorgeschriebene Strom I_2 erreicht ist; dann ist:

$$\mathfrak{U}_{1k} = [R_1 + R_2 + j \omega (L_{1s} + L_{2s})] \mathfrak{S}_2 \quad (11)$$

Durch Messung von $\mathfrak{U}_{1k}, \mathfrak{S}_2$ und der zugeführten Leistung N_{1k} erhält man aus dieser Gleichung den

$$\left. \begin{aligned} \text{Kurzschlußwiderstand } R_k &= R_1 + R_2 \text{ und} \\ \text{die Kurzschlußinduktivität } L_k &= L_{1s} + L_{2s} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

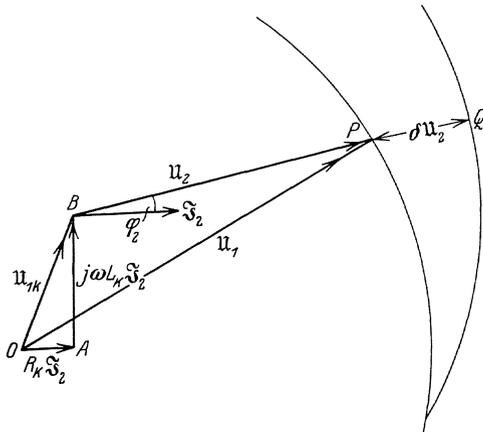


Bild 22. Kappsches Diagramm.

\mathfrak{U}_1 ergibt sich dann aus dem Dreieck OBP nach Bild 22, das die Gl. (10) und (11) darstellt.

Läßt man \mathfrak{S}_2 der Größe nach konstant und ändert nur die Phasenverschiebung φ_2 in der sekundären Belastung, so bleibt außer \mathfrak{S}_2 das Dreieck OAB fest liegen. Läßt man weiter den Absolutwert der primären Spannung U_1 konstant, so schlage man um O und B zwei Kreise mit demselben Radius U_1 , dann ist für den Betriebspunkt P (bei

gegebenem φ_2) die Strecke $PQ = \delta U_2$ die Spannungsänderung der Sekundärseite (Kappsches Kreisdiagramm).

110. Untersuchung eines streuungslosen Lufttransformators.

a) Theoretische Grundlagen.

Man übersieht die Wirkungsweise des streuungslosen Lufttransformators an Hand des Ersatzschemas nach Bild 21 u. 23. Dort ist der Spannungsabfall in den Wicklungen in den (gleichen) Wirkwiderständen R erfaßt, während der Hauptfluß durch das Feld der Selbstinduktivität L dargestellt wird (nach Gl. (5) $\sigma = 0$; $L_1 = L_2 = M$).

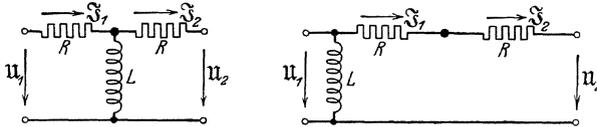


Bild 23 u. 24. Streuungsloser Lufttransformator.

Bei Belastung ist der Magnetisierungsstrom durch die Induktivität L klein gegen den Belastungsstrom I_2 . Daher braucht man den Magnetisierungsstrom nur in der Nähe des Leerlaufzustandes zu beachten. Dies führt auf das vereinfachte Ersatzschema nach Bild 24. In diesem arbeitet die Primärspannung U_1 auf zwei unabhängige Stromkreise: durch die Induktivität L fließt der Magnetisierungsstrom

$$I_{10} = \frac{U_1}{j\omega L}$$

Hierzu kommt der Belastungsstrom I_2 , so daß insgesamt

$$I_1 = I_{10} + I_2 \text{ ist.} \tag{13}$$

Der Belastungsstrom I_2 läßt sich leicht aus einem Vektordiagramm nach Bild 25 entnehmen. Wir tragen in Richtung des Vektors I_2 den Spannungsabfall $I_2 \cdot 2R$ des Transformators auf; an ihn reiht sich unter dem Winkel φ_2 der gegebenen sekundären Belastung die Sekundärspannung U_2 . Die Summe beider Vektoren ergibt die Primärspannung U_1 . Im Betriebe wird diese Spannung U_1 konstant gehalten. Für eine konstante sekundäre Phasenverschiebung φ_2 muß sich daher der Endpunkt P des Vektors ($I_2 \cdot 2R$) auf dem in Bild 25 eingetragenen Kreise bewegen, der über der Sehne U_1 den Peripheriewinkel ($180^\circ - \varphi_2$) faßt. Aus dem gleichen Kreisdiagramm ist auch der Belastungsstrom I_2 selber zu entnehmen, da sich ja I_2 von ($I_2 \cdot 2R$) nur in einem durch die Zeichnung bestimmten Maßstabfaktor unterscheidet (R ist eine Konstante des Transformators). Man kann demnach den in Bild 25 gezeichneten Kreis selbst als das Diagramm des Belastungsstromes I_2 betrachten und erhält durch Hinzufügen des Leerstromes I_{10} nach

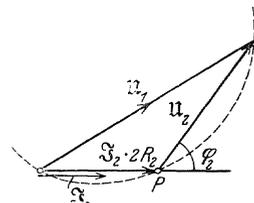


Bild 25. Diagramm des streuungslosen Lufttransformators.

Gl. (1) und (2) in Bild 26 das Kreisdiagramm des Primärstromes \mathfrak{S}_1 .

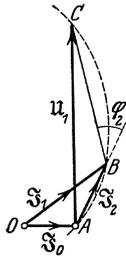


Bild 26. Kreisdiagramm des Primärstromes.

A ist der Leerlauf, C der Kurzschlußpunkt; bei induktionsloser Last wandert B auf der Geraden von A nach C , bei rein induktiver auf einem Halbkreis über AC als Durchmesser.

Genauere Theorie. Sie wird erforderlich, wenn die Widerstände der Wicklungen nicht völlig gegen den Blindwiderstand der Gegeninduktivität vernachlässigt werden dürfen. Die allgemeinen Transformatorgleichungen lauten (s. Gl 1. S. 34):

$$U_1 = (R_1 + j \omega L_{11}) \mathfrak{S}_1 - j \omega L_{12} \mathfrak{S}_2 \tag{14}$$

$$U_2 = -(R_2 + j \omega L_{22}) \mathfrak{S}_2 + j \omega L_{12} \mathfrak{S}_1 \tag{15}$$

Da die beiden Wicklungen einander gleich sind und die Streuung verschwindet, so ist:

$$R_1 = R_2 = R \qquad L_{11} = L_{22} = L_{12} = X/\omega$$

ferner ist $\frac{R}{X} = \delta$ ein kleiner Winkel, also

$$R + j X = X (\delta + j) \approx j X e^{-j \delta} = X e^{j \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right)}$$

Die Gleichungen (14) und (15) erhalten also die Form:

$$U_1 = X (j + \delta) \mathfrak{S}_1 - j X \mathfrak{S}_2 \tag{16}$$

$$U_2 = j X \mathfrak{S}_1 - X (j + \delta) \mathfrak{S}_2 \tag{17}$$

Der Leerlauf ergibt: ($\mathfrak{S}_2 = 0$ $\mathfrak{S}_1 = \mathfrak{S}_{10}$)

$$U_1 = X (j + \delta) \mathfrak{S}_{10} = X \mathfrak{S}_{10} e^{j \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right)} \tag{18}$$

\mathfrak{S}_{10} bildet also mit U_1 den Winkel $\frac{\pi}{2} - \delta$ (s. Bild 27).

Weiter ist: $\mathfrak{S}_{10} (j + \delta) = \mathfrak{S}_1 (j + \delta) - \mathfrak{S}_2 j$

$$\text{folglich} \quad \mathfrak{S}_{10} = \mathfrak{S}_1 - \mathfrak{S}'_2 \tag{19}$$

$$\text{wo} \quad \mathfrak{S}'_2 = \mathfrak{S}_2 \frac{j}{j + \delta} \approx \mathfrak{S}_2 e^{j \delta} \text{ ist} \tag{20}$$

\mathfrak{S}'_2 ist also um δ gegen \mathfrak{S}_2 nach vorwärts gedreht.

Für den Kurzschluß gilt:

$$U_1 = X (j + \delta) \mathfrak{S}_{1k} - j X \mathfrak{S}_{2k} \tag{21}$$

$$0 = j X \mathfrak{S}_{1k} - X (j + \delta) \mathfrak{S}_{2k} \tag{22}$$

und daraus durch Eliminieren von \mathfrak{S}_{2k}

$$U_1 = \mathfrak{S}_{1k} X \left[j + \delta - \frac{j^2}{j + \delta} \right]$$

$$= \mathfrak{S}_{1k} X \frac{\delta^2 + 2j\delta}{\delta + j} = \mathfrak{S}_{1k} 2 X \delta \left(1 + \frac{\delta}{2} j \right)$$

$$U_1 = \mathfrak{S}_{1k} 2 R e^{j \frac{\delta}{2}} \tag{23}$$

\mathfrak{S}_{1k} ist nahezu mit U_1 in Phase, der Abweichungswinkel beträgt $\frac{\delta}{2}$. Zieht man die Gleichungen (16) (17) und (21) (22) voneinander ab, so folgt:

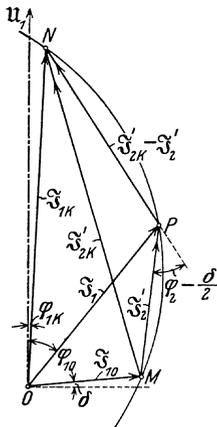


Bild 27. Genaues Kreisdiagramm für einen Lufttransformator.

$$0 = X(j + \delta)(\mathfrak{I}_1 - \mathfrak{I}_{1k}) - jX(\mathfrak{I}_2 - \mathfrak{I}_{2k})$$

$$\mathfrak{U}_2 = jX(\mathfrak{I}_1 - \mathfrak{I}_{1k}) - X(j + \delta)(\mathfrak{I}_2 - \mathfrak{I}_{2k})$$

und daraus

$$\mathfrak{U}_2 = (\mathfrak{I}_{2k} - \mathfrak{I}_2) X \delta \frac{2j + \delta}{j + \delta} = (\mathfrak{I}_{2k} - \mathfrak{I}_2) 2 R e^{j \frac{\delta}{2}} \quad (24)$$

Hat der Belastungsstrom \mathfrak{I}_2 gegen \mathfrak{U}_2 die konstante Phasenverschiebung φ_2 so wird $\mathfrak{U}_2 = Z_B e^{j\varphi_2} \mathfrak{I}_2$ (Z_B Scheinwiderstand der Belastung); man muß daher \mathfrak{I}_2 (bzw. \mathfrak{I}_2') um den konstanten Winkel $\varphi_2 - \frac{\delta}{2}$ nach vorwärts (links) drehen um in die Richtung von $\mathfrak{I}_{2k} - \mathfrak{I}_2$ (bzw. $\mathfrak{I}_{2k}' - \mathfrak{I}_2'$) zu kommen.

Daraus folgt die Lage des Kreises, der durch die Punkte M P N geht, und den Peripheriewinkel $\pi - \varphi_2 + \frac{\delta}{2}$ faßt.

Für die meisten Eisentransformatoren hat dies Kreisdiagramm keine Bedeutung, weil ihr Kurzschlußstrom gegenüber dem Nennstrom der Belastung sehr hohe Werte annimmt.

b) Versuche.

Zubehör (Bild 28):

- T_r Lufttransformator,
 - V_1, V_2 zwei Spannungsmesser für 75 Volt,
 - A_1 Strommesser für 2,5 Amp. für den Versuch 1,
Strommesser für 15 Amp. für die Versuche 2 bis 4,
 - A_2 Strommesser für 10 Amp.,
 - W_1, W_2 Leistungsmesser für 12,5/25 Amp., 60 Volt,
 - S zweipoliger Schalter,
 - Z Belastung: a) Lampenbatterie,
b) regulierbare Eisendrossel,
- ein Schiebewiderstand von 820Ω , 1,2 Amp. für den Erregerkreis des Wechselstromgenerators.

Als Stromquelle UV wird eine der vorhandenen Wechselstrom- oder Drehstrommaschinen verwendet, in deren Erregerkreis außer dem vorhandenen Feldregler noch der letztgenannte Schiebewiderstand 820Ω geschaltet wird. Die Drehzahl wird auf den der Frequenz 50 Hz. entsprechenden Wert eingestellt und während aller Versuche konstant gehalten.

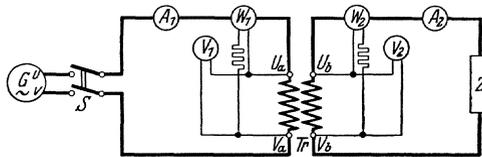


Bild 28. Schaltschema für Untersuchung eines Lufttransformators.

1. Leerlaufversuch. Es wird zunächst nur die Schaltung des Primärkreises nach Bild 28 ausgeführt, während die sekundären Klemmen U_b, V_b noch frei bleiben.

Nach Einlegen des Schalters S wird die Erregung der Wechselstrommaschine stufenweise erhöht, bis ihre Spannung etwa 75 Volt erreicht. Gemessen wird auf jeder Stufe die primäre Spannung U_1 , der primäre

Strom I_1 und die dem Primärkreis zugeführte Leistung N_1 ; dabei muß der Eigenverbrauch in den Spannungspfaden der Meßgeräte berechnet und bei der Leistungsberechnung berücksichtigt werden (vgl. Anl. I, 2. Aufl. S. 73). Aus den zugehörigen Meßwerten berechnet man den Blindwiderstand X der Spule und bildet aus sämtlichen Werten das Mittel. I_{10} wird als Funktion von U_1 graphisch dargestellt und der zu $U_1 = 60$ Volt gehörige Wert des Leerlaufstromes daraus entnommen.

2. Kurzschlußversuch. In den primären Stromkreis wird an Stelle des Strommessers für 2,5 Amp. ein solcher für 15 Amp. eingeschaltet. Die Klemmen U_b, V_b werden über einen Strommesser für 10 Amp. kurzgeschlossen. Man schaltet S bei sehr schwach erregter Maschine ein und verstärkt ihre Erregung vorsichtig und allmählich, bis der sekundäre Kurzschlußstrom I_{2k} etwa 10 Amp. erreicht. Die zusammengehörigen Werte von U_1, I_{1k} und N_1 werden abgelesen; aus entsprechenden Versuchswerten wird jedesmal U_1/I_{1k} berechnet; es muß nach Gl. (23) konstant gleich $2R$ sein. Man bilde den Mittelwert der so gemessenen Widerstände. Aus der graphischen Darstellung $I_{1k} = f(U_1)$ (gerade Linie) wird der zu $U_1 = 60$ Volt gehörige Kurzschlußstrom entnommen.

3. Versuch mit induktionsloser Belastung. Die Schaltung erfolgt nach Bild 28. Die primäre Spannung wird während dieses und der folgenden Versuche auf $U_1 = 60$ Volt konstant gehalten. An die Stelle Z werden zur Belastung Glühlampen in Parallelschaltung gebracht.

Man belastet den sekundären Kreis allmählich in Stufen von etwa 1 Amp. von Null bis 10 Amp. steigend und liest bei jeder Belastungsstufe $U_1, I_1, N_1, U_2, I_2, N_2$ ab. Man erhält den Phasenverschiebungswinkel φ_1 zwischen U_1 und I_1 aus:

$$\cos \varphi_1 = \frac{N_1}{U_1 \cdot I_1}$$

Die gemessenen Größen werden als Funktion von I_2 aufgetragen.

4. Versuch mit induktiver Belastung. An Stelle der Lampenbatterie von Versuch 3 wird eine regelbare Eisendrossel von relativ kleinem Ohmschen Widerstand geschaltet. Es werden dieselben Versuche wie unter 3 ausgeführt¹⁾, indem man die sekundäre Strombelastung durch Herausziehen des Eisenkernes allmählich steigert. Die sekundäre Phasenverschiebung φ_2 , die aus $\cos \varphi_2 = N_2 / U_2 I_2$ zu berechnen ist, ist durchweg sehr groß. Man berechne einen Mittelwert von φ_2 und trage die gemessenen Werte für diese mittlere Phasenverschiebung als Funktion von I_2 auf.

c) Zeichnung und Prüfung des Kreisdiagramms.

Der primäre Spannungsvektor wird vertikal nach oben aufgezeichnet. Die aus dem Leerlauf- und Kurzschlußversuch erhaltenen Werte von \mathfrak{S}_{10}

¹⁾ Bei der Auswertung der Belastungsversuche 3 und 4 ist der Eigenverbrauch in den Spannungspfaden der Meßinstrumente zu berücksichtigen.

und \mathfrak{S}_{1k} werden in ihrer richtigen Lage zu \mathfrak{U}_1 im Diagramm eingetragen (s. Bild 27). Dabei werden die Phasenverschiebungswinkel $\varphi_{10} = \frac{\pi}{2} - \delta$ aus der Gleichung (18) und $\varphi_{1k} = \frac{\delta}{2}$ aus der Gleichung (23) errechnet; X und R sind aus den Versuchen 1 und 2 bekannt:

Man verbindet die Punkte M und N durch eine Gerade, die im großen und ganzen die Charakteristik für die induktionslose Last darstellt; ferner zeichne man den der gemessenen mittleren großen Phasenverschiebung φ_2 entsprechenden Kreis MPN . Die experimentell gefundenen und die aus dem Diagramm entnommenen Werte werden in einer Tabelle gegenübergestellt.

Die Nachprüfung des Kreisdiagrammes für rein kapazitive Belastung erfordert bei den vorliegenden Verhältnissen sehr große Kapazitäten und kann deshalb nicht ausgeführt werden.

111. Untersuchung eines Eisentransformators.

a) Untersuchung bei Belastung.

Zubehör (Bild 29):

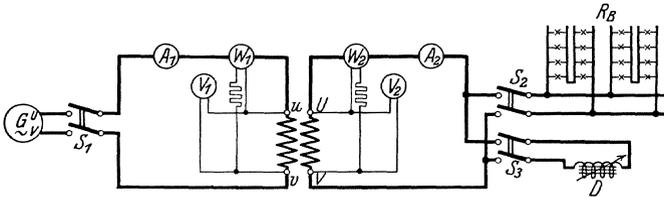


Bild 29. Untersuchung eines Eisentransformators.

- V_1 Spannungsmesser für 140 Volt,
- V_2 „ „ „ 260 Volt,
- A_1 Strommesser für 50 Amp.,
- A_2 „ „ 20 Amp.,
- W_1 Leistungsmesser für 25/50 Amp., 30 Volt mit Vorwiderstand für 150 Volt,
- W_2 Leistungsmesser für 12,5/25 Amp., 30 Volt mit Vorwiderstand für 300 Volt,
- S_1, S_2, S_3 zweipolige Hebelschalter,
- Schiebewiderstand 380 Ω , 5 Amp.,
- R_B Glühlampenbatterie,
- D regulierbare Drosselspule.

Es wird einer der fahrbaren Versuchstransformatoren untersucht. Die Versuchstransformatoren können aus zwei Sorten Eisenkernen und verschiedenen Spulensorten nach Bedarf beliebig zusammengestellt werden. Die Abmessungen der Eisenkerne, aus 135 Blechen von 0,5 mm Stärke aufgebaut, sind aus Bild 30 zu ersehen. Die Eisenmagnetisierung beträgt:

$$\mathfrak{B} = 0,1581 \frac{mV}{cm^2} \text{ für } 25 \text{ A/cm}$$

$$\mathfrak{B} = 0,2015 \frac{mV}{cm^2} \text{ für } 300 \text{ A/cm.}$$

Die Verlustziffern sind:

$$3,04 \text{ W/kg bei } \mathfrak{B} = 0,10 \text{ mVs/cm}^2$$

$$6,95 \text{ W/kg bei } \mathfrak{B} = 0,15 \text{ mVs/cm}^2.$$

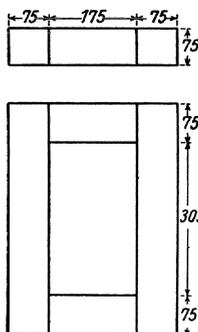


Bild 30. Eisenkerne eines Versuchstransformators.

Jede der primären Spulen hat vier Wicklungen von je 90 Windungen, jede sekundäre zwei Wicklungen aus je 180 Windungen. Drahtdurchmesser bei beiden Wicklungen 2,5 mm. Es werden bei den folgenden Aufgaben alle vier Primärwicklungen einander parallel geschaltet, ebenso die beiden Sekundärwicklungen; der Transformator erhält dadurch das Windungsverhältnis $\ddot{u} = 1 : 2$. Der erforderliche Wechselstrom wird einer Maschine entnommen, deren Frequenz auf 50 Hz konstant gehalten wird. Bei den Belastungsversuchen soll die Primärspannung des Transformators immer auf genau 110 Volt geregelt sein; die Feinreglung geschieht durch einen dem Feldregler des Generators parallel geschalteten Schiebewiderstand (380Ω).

Aus der für sinusartige Spannungen gültigen Formel

$$U_{\text{ind}} = 4,44 f \cdot \mathfrak{B}_{\text{max}} \cdot s \cdot w \quad (25)$$

f Frequenz = 50 Hz
 s Eisenquerschnitt in cm^2
 w Windungszahl
 U_{ind} = induzierte EMK

berechne man für $U_{\text{ind}} = 110$ Volt den Wert von $\mathfrak{B}_{\text{max}}$ und aus den Verlustziffern die Eisenverluste.

Bei den Versuchen werden primär und sekundär Spannung U , Strom I und Leistung N gemessen; daraus wird berechnet:

$$\cos \varphi_1 = \frac{N_1}{U_1 \cdot I_1}, \quad \cos \varphi_2 = \frac{N_2}{U_2 \cdot I_2}, \quad \eta = \frac{N_2}{N_1}, \quad \Delta U_2 = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2n}} \cdot 100 [\%]$$

wobei U_{2n} die sekundäre Nennspannung $\left[= \frac{U_{1n}}{\ddot{u}} \right]$

U_{20} die sekundäre Spannung bei Leerlauf [in der Regel praktisch = U_{2n}]

U_2 die der jeweiligen Belastung entsprechende Spannung, alle gemessen bei primärer Nennspannung U_{1n} .

Es sind I_1 , $\cos \varphi_1$, η , ΔU_2 in Abhängigkeit von N_2 in Kurvenform darzustellen, wobei jeweils die gleichen Größen aus den verschiedenen Versuchsreihen zum Vergleich zusammen zu zeichnen sind.

1. Induktionslose Last. Der Transformator wird stufenweise bis zur Nennlast [sekundär 20 Amp.] durch Glühlampen belastet. Da die vorhandenen Lampenwiderstände mit Lampen für 120 Volt ausgestattet sind, die sekundäre Transformatorspannung dagegen etwa 220 Volt be-

trägt, müssen mindestens je zwei Lampenreihen hintereinander geschaltet werden. In jeder dieser Reihen müssen gleich viel Lampen brennen, damit nicht die Spannungen an den beiden Hälften ungleich werden und ein Durchbrennen von Lampen zur Folge haben.

2. Induktive Last. In der Belastung ist ein induktionsloser Widerstand (Lampen) und eine regelbare Spule mit sehr geringen Verlusten parallel geschaltet. Der Gesamtbelastungsstrom I_2 soll der Spannung U_2 um den Phasenverschiebungswinkel φ_2 nacheilen. Er wird daher zusammengesetzt aus einer Wirkkomponente $I_2 \cdot \cos \varphi_2$, die angenähert allein von den Lampen aufgenommen wird, und einer Blindkomponente $I_2 \cdot \sin \varphi_2$, die die zu den Lampen parallel geschaltete regulierbare Drosselspule aufnimmt. Den gewünschten Strom I_2 bei der Phasenverschiebung φ_2 stellt man zunächst angenähert ein, indem man die Teilströme $I_2 \cdot \cos \varphi_2$ und $I_2 \cdot \sin \varphi_2$ berechnet und nacheinander getrennt mit den Lampen und der Drosselspule einstellt. Schaltet man nunmehr beide Belastungen gleichzeitig ein, so wird die Stromstärke I_2 und der wirklich vorhandene Leistungsfaktor, berechnet aus $\cos \varphi_2 = \frac{N_2}{U_2 I_2}$, etwas vom Sollwert

abweichen; ist $\cos \varphi_2$ kleiner als der Sollwert, so wird der Wirkstrom durch Zuschalten einiger Lampen etwas vergrößert und der Blindstrom durch Verschieben des Eisenkernes der Drosselspule entsprechend verkleinert; ist er zu groß, so verfährt man umgekehrt. Es sind bei induktiver Last zwei Meßreihen aufzunehmen:

- a) bei konstantem sekundären Leistungsfaktor $\cos \varphi_2 = 0,80$ und veränderlichem Strom I_2 ,
- b) bei konstantem sekundären Nennstrom [$I_2 = 20$ A.] und veränderlichem Leistungsfaktor.

b) Leerlauf- und Kurzschlußversuch.

Die Bestimmung von Spannungsänderung und Wirkungsgrad aus den Belastungsversuchen ist ungenau, weil es sich in der Regel nur um die Messung geringer Differenzen handelt. Außerdem ist bei großen Transformatoren ein großer Leistungsaufwand erforderlich. Daher wird im allgemeinen die indirekte Ermittlung dieser Größen aus Leerlauf- und Kurzschlußversuch vorgezogen.

1. Leerlaufversuch.

Zubehör:

- V_1 Spannungsmesser für 140 Volt,
- A_1 Strommesser für 2,5 Amp.,
- W_1 Leistungsmesser für 2,5/5 Amp., 30 Volt mit Vorwiderstand für 150 Volt.

Schaltung der Primärseite wie in Bild 29; die Sekundärwicklung bleibt offen. Durch geeignete Erregung der Wechselstrommaschine wird die Spannung am Transformator in mehreren Stufen bis etwa 10% über ihren Nennwert [110 Volt] gesteigert und jedesmal Spannung U_1 , Strom I_1 und Leistung N_1 abgelesen. Da die Leerlaufleistung nur klein ist, so

muß bei der Auswertung dieser Messungen der Eigenverbrauch der Meßinstrumente unbedingt beachtet werden (vgl. Anl. 1, 2. Aufl. S. 73). I_1 und N_1 werden in Abhängigkeit von U_1 zeichnerisch dargestellt.

2. Kurzschlußversuch.

Zubehör :

- V_1 Spannungsmesser für 15 Volt,
- A_1 Strommesser für 50 Amp.,
- A_2 „ „ 20 Amp.,
- N_1 Leistungsmesser für 25/50 Amp., 30 Volt.

Schaltung der Primärseite wie in Bild 29; die sekundären Klemmen werden über den Strommesser miteinander verbunden. Bei diesem Versuch darf auf keinen Fall die primäre Nennspannung an den Transformator gelegt werden, weil dabei Wicklungen und Apparate durch Überlastung zerstört würden. Vielmehr muß die primäre Spannung von ganz kleinen Werten an vorsichtig gesteigert werden; dies geschieht am einfachsten, indem der Schiebewiderstand im Erregerkreis des Generators jetzt mit dem Nebenschlußregler in Reihe geschaltet wird. Durch vorsichtige Steigerung der Erregung wird die Sekundärstromstärke stufenweise bis zum Nennwert 20 Amp. gesteigert und jedesmal U_1 , I_1 , N_1 und I_2 abgelesen. Die Abhängigkeit der Primärgrößen vom Sekundärstrom wird zeichnerisch dargestellt.

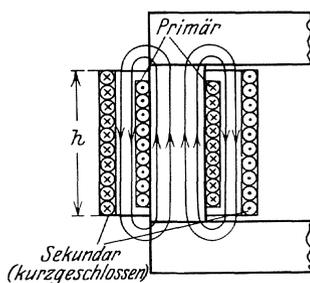


Bild 31. Magnetfelder beim kurzgeschlossenen Transformator.

Beim idealen Kurzschlußversuch (Gesamtwiderstand des sekundären Kreises gleich Null) ist der mit der sekundären Wicklung verkettete magnetische Induktionsfluß nach Gl. 25 auch gleich Null. Also muß der gesamte Fluß, der die primäre Wicklung durchsetzt und der an die primäre Wicklung gelegten Spannung U_1 proportional ist, sich durch den Luftraum zwischen primärer und sekundärer Wicklung schließen (Bild 31).

Ist

- q der Querschnitt dieses Luftraumes,
- A_2 der Strombelag einer sekundären Spule (Effektivwert),
- \mathfrak{S}_s die Feldstärke des annähernd homogenen Feldes im Luftzwischenraum (Maximalwert),
- \mathfrak{B}_s die zugehörige Induktion (Maximalwert),
- Φ_s der Streufluß (Maximalwert),

so ist:

$$\begin{aligned} \mathfrak{S}_s &= \sqrt{2} A_2 = \sqrt{2} \frac{w_2 i_2}{h}, \\ \mathfrak{B}_s &= \Pi \mathfrak{S}_s \quad (\Pi = 0,4 \pi \cdot 10^{-8}), \\ \Phi_s &= \Pi \mathfrak{S}_s q = \sqrt{2} \Pi A_2 q. \end{aligned} \tag{26}$$

Sei andererseits bei normalem Betrieb:

U_1 die primäre Nennspannung an der Wicklung eines Schenkels (Effektivwert),

Φ_1 der zugehörige magnetische Fluß (Maximalwert),

\mathfrak{B}_1 die zugehörige magnetische Induktion (Maximalwert),

Q_1 Querschnitt des Eisens, so ist

$$U_1 = \frac{\Phi_1 w_1 \omega}{\sqrt{2}} = \frac{2 \pi f w_1}{\sqrt{2}} \mathfrak{B}_1 Q_1. \quad (27)$$

Folglich ist das Verhältnis der Streuspannung U_s zur Normalspannung

$$\varepsilon_s = \frac{U_s}{U_1} = \frac{\Phi_s}{\Phi_1} = \frac{\sqrt{2} \Pi A_2}{\mathfrak{B}_1} \cdot \frac{q}{Q_1}. \quad (28)$$

ε_s heißt die relative Streuspannung.

Aus diesen Gleichungen ermittle man für den benutzten Experimentiertransformator

den sekundären Strombelag A_2 ,

die normale Induktion \mathfrak{B}_1 ,

den Quotienten $\varepsilon_s = U_s/U_1$.

Die berechnete Kurzschlußspannung ist mit der gemessenen zu vergleichen.

c) Kappsches Diagramm.

Die Abhängigkeit der Spannungsänderung des Transformators vom Leistungsfaktor der Belastung übersieht man am besten an Hand des Kappschen Diagrammes. Über die Theorie dieses Diagrammes vgl. S. 35 u. 36.

Nach Gl. 3 sind die sekundären Größen nach folgenden Beziehungen auf die primäre Windungszahl zu reduzieren:

$$U'_2 = U_2/\ddot{u}; \quad I'_2 = I_2 \ddot{u}; \quad R'_2 = R_2/\ddot{u}^2; \quad L'_{2s} = L_{2s}/\ddot{u}^2; \quad \ddot{u} = w_2:w_1 \equiv 2:1.$$

Für die sekundäre Kurzschlußstromstärke $J_{2k} = 20$ Amp. entnehme man den Kurven die zugehörigen Primärwerte U_{1k} , J_{1k} , N_{1k} , berechne daraus φ_{1k} und zeichne das Kurzschlußdreieck OAB (Bild 22). Um O und B werden Kreise mit einem Radius gleich der primären Spannung U_1 geschlagen. Für jede beliebige Phasenverschiebung φ_2 kann man dann ablesen:

$$U_2/\ddot{u} = BP \quad \Delta U_2/\ddot{u} = PQ. \quad (29)$$

Man führe dies für mehrere Werte aus, bestimme außerdem die zugehörige sekundäre Leistung aus $N_2 = U_2 \cdot J_2 \cdot \cos \varphi_2$ und prüfe die Übereinstimmung mit den unter a) erhaltenen Werten für die Spannungsänderung. (In der Praxis wird die Kurzschlußspannung ebenso wie der Spannungsabfall gewöhnlich in Prozent der Nennspannung angegeben. Dies kann zweckmäßig auch auf das Kappsche Diagramm angewendet werden.)

d) Bestimmung des Wirkungsgrades (vgl. RET)¹⁾.

Die ohmschen Spannungsverluste in den Transformatorwicklungen sind bei einem gut gebauten Transformator im Verhältnis zur induzierten EMK sehr klein. Man kann daher unabhängig von der Belastung mit großer Annäherung

$$U_1 = U_{\text{ind}}$$

setzen. Daraus folgt (Gl. 27), daß der Transformator bei gegebener Frequenz unabhängig von der sekundären Belastung mit einem unveränderlichen $\mathfrak{B}_{\text{max}}$ im Eisenpfad arbeitet. Und dies hat wieder zur Folge, daß auch die Verluste im Eisen (Hysteresis- und Wirbelstromverluste) praktisch konstant sein müssen. Zur Bestimmung dieser Eisenverluste braucht man nur die Leistung N_1 bei Leerlauf zu messen. Da nämlich die Leerlaufstromstärke sehr klein ist, die Kupferverluste also vernachlässigbar klein sind, so gibt uns die Messung von N_1 unmittelbar den Eisenverlust.

Wie kann man aus den oben angegebenen Daten des Transformators für $\mathfrak{B}_{\text{max}} = 0,10 \text{ mVs/cm}^2$ die primären Leerlaufgrößen $I_1 N_1$ und $\cos \varphi_1$ berechnen?

Andrerseits wird der Kurzschlußversuch mit verhältnismäßig kleiner Spannung oder geringer Induktion $\mathfrak{B}_{\text{max}}$ gemacht. Man kann also hierbei die Eisenverluste gegenüber den Kupferverlusten vernachlässigen; die primär gemessene Kurzschlußleistung ist also gleich den Kupferverlusten für die sekundär eingestellte Sekundärstromstärke.

Wird nun der Transformator normal mit $U_1 = 110$ Volt betrieben und sekundär mit I_2 belastet, so sind dafür die Eisenverluste N_e und die Kupferverluste N_k aus dem Leerlauf und Kurzschlußversuch bekannt. Man berechne daraus den Wirkungsgrad:

$$\eta = \frac{N_2}{N_2 + N_e + N_k}, \quad (30)$$

wobei $N_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2$ ist.

I_2 und $\cos \varphi_2$ werden angenommen, das zugehörige U_2 ergibt sich aus dem Kappschen Diagramm.

Das Ergebnis ist mit der Messung unter a) zu vergleichen.

112. Aufnahme von Resonanzkurven.**Theoretische Grundlagen: a) Spannungsresonanz.**

Die Spannungsgleichung lautet:

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{S} \left(R + j \omega L + \frac{1}{j \omega C} \right) = \mathfrak{S} \left[R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right]; \quad (31)$$

sie ist im Diagramm (Bild 32) dargestellt.

Die Resonanzlage sei dadurch definiert, daß die beiden Blindwiderstände einander gleich werden; dies trete bei der „Resonanzfrequenz“ ω_r ein, d. h.

$$\omega_r^2 L C = 1. \quad (32)$$

¹⁾ Regeln des VDE. für die Bewertung und Prüfung von Transformatoren.

In diesem Falle wird:

$$U = \Im R \text{ oder } U = I_{\max} R.$$

Daraus geht hervor, daß die Wechselstromquelle nur noch die Wärmeverluste des Kreises zu decken hat, und daß andererseits die magnetische Energie der Spule ($\frac{1}{2} L I^2$) und die elektrische Energie des Kondensators ($\frac{1}{2} C U^2$) einander gleich werden. Dadurch daß diese Energien untereinander mit der Frequenz ω , ausgetauscht werden, kommt die Resonanzschwingung zustande. Führt man in die für beliebige Kreisfrequenz gültige Gleichung

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (33)$$

die Bezeichnungen:

$$L C = \frac{1}{\omega_r^2} \quad \text{und} \quad \sqrt{\frac{L}{C}} = Z \text{ (Wellencharakteristik)} \quad (34)$$

ein, so wird die Gleichung der Resonanzkurve:

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Z}{R}\right)^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}} \quad (35)$$

wo

$$y = \frac{I}{I_{\max}} \quad x = \frac{\omega}{\omega_r}$$

gesetzt ist. Die Gleichung in dieser Form ist von der besonderen Größe der Frequenzen und Ströme unabhängig. Für $x = 1$ erhält y seinen maximalen Wert 1. Auf einer Parallelen zur Abszissenachse in der Höhe $y = \frac{1}{2}$ schneidet die Resonanzkurve den Abschnitt

$$\Delta x = \frac{R}{Z} \sqrt{3} \quad \text{(Breite der Resonanzkurve)} \quad (36)$$

aus. Er ist also proportional dem Verlustwiderstand R . D. h. je größer R , um so flacher das Resonanzmaximum.

Die Phasenverschiebung φ zwischen Strom und Spannung folgt aus der Gleichung:

$$\text{tg } \varphi = \frac{Z}{R} \left(x - \frac{1}{x}\right) \quad (37)$$

Sie ist in der Resonanzlage ($x = 1$) Null, und zwar wechselt sie beim Durchgang durch die Resonanzlage das Vorzeichen.

Für die Spannungen an der Induktivität und Kapazität folgt:

$$\frac{U_L}{U} = y \sqrt{1 + \frac{x^2 Z^2}{R^2}} \quad \frac{U_C}{U} = y \frac{Z}{R_x} \quad (38)$$

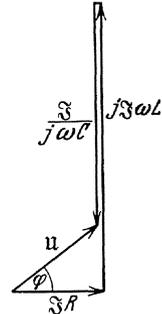


Bild 32.
Diagramm für
Spannungsresonanz.

Diese Spannungen erhalten in der Resonanzlage ($x = 1$) nahezu das Maximum; für $x = 1$, $y = 1$ wird:

$$\left(\frac{U_L}{U}\right)_r = \sqrt{1 + \frac{Z^2}{R^2}} \approx \frac{Z}{R}; \quad \left(\frac{U_C}{U}\right)_r = \frac{Z}{R}$$

b) Stromresonanz.

Legt man Spule und Kondensator in Parallelschaltung an die Spannung U , so wird bei verlustlos angenommenem Kondensator

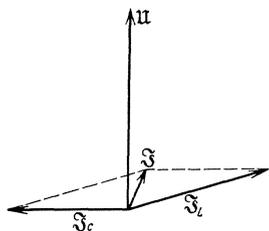


Bild 33. Diagramm für Stromresonanz.

$$u = \mathfrak{S} \cdot \frac{(R + j\omega L) \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

Das zugehörige Diagramm ist in Bild 33 dargestellt.

Da in dem benutzten Frequenzbereich $R \ll \omega L$ ist, erhält man angenähert

$$u = \mathfrak{S} \cdot \frac{L/C}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \mathfrak{S} \cdot \mathfrak{s} \quad (39)$$

Wird die Resonanzlage auch hier wie oben dadurch definiert, daß der imaginäre Teil des Widerstandsoperators verschwindet, so erhält man dieselbe Gleichung für die Resonanzfrequenz wie bei der Spannungsresonanz:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Wird ferner die Schwingungscharakteristik

$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ eingeführt, so wird

$$\frac{U}{I} = \frac{Z}{R \sqrt{1 + \left(\frac{Z}{R}\right)^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}} \quad x = \frac{\omega}{\omega_r} \quad (40)$$

In der Resonanzlage ($x = 1$) wird

$$U = I \frac{Z^2}{R}$$

d. h. wegen der Kleinheit von R der resultierende Widerstand $\frac{Z^2}{R}$ sehr groß, I sehr klein (Sperrkreis). Demgegenüber werden die Ströme I_L und I_C in den parallel geschalteten Zweigen ziemlich groß; nämlich:

$$\frac{I_L}{I} \approx \frac{Z}{x R \sqrt{1 + \left(\frac{Z}{R}\right)^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}} \quad \text{für } x = 1 \quad (41)$$

$$\left(\frac{I_L}{I}\right)_r = \frac{Z}{R}$$

und

$$\frac{I_C}{I} = \frac{xZ}{R \sqrt{1 + \left(\frac{Z}{R}\right)^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}} \quad \text{und für } x = 1 \quad (42)$$

$$\left(\frac{I_C}{I}\right)_r = \frac{Z}{R}$$

Zubehör (Bild 34—36):

- L dreilagige Zylinderspule von 0,18 H, 14 Ohm,
 - C vier Kondensatoren von je $1 \mu F$,
 - V_1 vier statische Spannungsmesser für 120, 500, 750 u. 1300 V,
 - V_2 Hitzdrahtspannungsmesser für 50/200/400 V,
 - A_1 Hitzdraht-Strommesser für 2 A,
 - A_2 Hitzdraht-Strommesser für 5 A,
 - A_3 Hitzdraht-Strommesser für 1 A,
 - A_4 Hitzdraht-Strommesser für 1 A,
 - A_5 Hitzdraht-Strommesser für etwa 50 m A,
 - T_r Transformator für 500 Hz, 1:20,
 - D_r Luftdrossel von 0,01 H,
 - R_1 Schiebewiderstand 370 Ohm, 3 A
 - R_2 Schiebewiderstand 370 Ohm, 5 A
 - R_3 Schiebewiderstand 1300 Ohm, 0,8 A
- } für den Maschinensatz,
- U Doppelpoliger Umschalter,
 - S_1, S_2 zwei doppelpolige Schalter,
 - Drehzahlmesser.

Versuche: Der Wechselstrom wird einer 800 Hertz-Maschine mit $p = 27$ Polpaaren auf Station XVII entnommen. Um die Frequenz in weiten Grenzen bequem regeln zu können, wird die sog. Leonard-Schaltung angewandt (Bild 34). Diese besteht darin, daß ein normaler Gleichstrom-

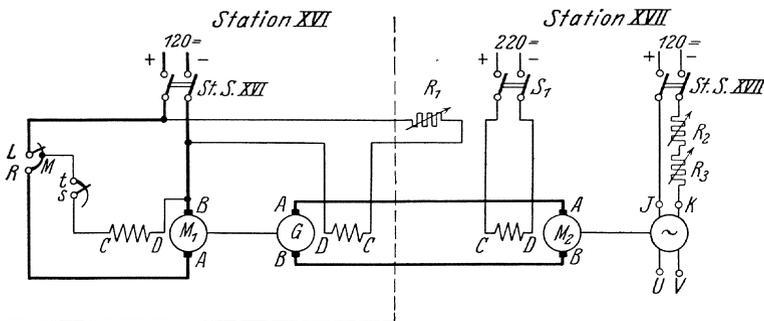


Bild 34. Leonardschaltung für Frequenzregelung.

motor M_1 den Anker eines fremderregten Generators G antreibt. In dessen Erregung ist ein regelbarer sehr großer Widerstand R_1 eingeschaltet, so daß der Generator durch R_1 von ganz schwachen Spannungen bis zu seiner Nennspannung leicht erregt werden kann. Der Anker von G ist an den

Anker eines fremderregten Gleichstrommotors M_2 mit normal starker Erregung direkt angeschlossen. Da die Gegen-EMK des Motors M_2 praktisch gleich der Maschinenspannung von G sein muß, so läuft der Motor bei schwacher Erregung von G sehr langsam und steigert seine Drehzahl mit wachsender Erregung von G . M_2 treibt die Mittelfrequenzmaschine an, deren Frequenz aus $f = \frac{n p}{60}$ berechnet wird.

Der Generator G steht auf Station XVI und wird durch einen mit seiner Nenndrehzahl arbeitenden Gleichstrom-Nebenschlußmotor M_1 angetrieben. Als Stromquelle für M_1 dient das Laboratoriumsnetz von 120 Volt.

Vor dem Einschalten steht der Widerstand R_1 im Erregerkreis von G auf seinem größten Wert, dagegen ist M_2 voll erregt. Man läßt nun den Motor M_1 an und bringt ihn auf seine Nenndrehzahl. Dann dreht sich M_2 entsprechend der geringen Ankerspannung ganz langsam, so daß der Wechselstromgenerator eine sehr niedrige Frequenz liefert. Dann wird lediglich durch R_1 die Frequenz der Wechselstrommaschine auf jeden gewünschten Wert gebracht. Die Drehzahl-Regelung auf- und abwärts muß, da die Drehgeschwindigkeit ziemlich großer Massen verändert werden muß, langsam und vorsichtig ausgeführt werden.

Um die Spannung der 800 Hertz-Maschine zu regeln, werden zwei Schiebewiderstände $R_2 R_3$ in ihre Erregung gelegt; sie werden anfangs ganz eingeschaltet, da die erforderlichen Spannungen verhältnismäßig niedrig sind; ferner wird die Erregerwicklung nicht an ihre Nennspannung von 220 Volt, sondern an 120 Volt Gleichspannung gelegt.

Beim Ausschalten des Maschinensatzes ist zu beachten, daß zuerst der Hauptschalter des Nebenschlußmotors M_1 abgeschaltet wird. Beim Ausschalten von S_1 würde nämlich das Feld von M_2 und damit die Gegenspannung wegfallen, so daß der Generator G über den Anker von M_2 praktisch kurz geschlossen ist. Es würde eine starke Kurzschlußbremsung und übermäßige Stromaufnahme auftreten. Dagegen verschwindet beim Öffnen von St. Schalter XVI die Gegenspannung von G nicht, weil jetzt M_1 während des Auslaufens als Nebenschlußgenerator wirkt und das Feld von G speist. (Anlasser von M_1 erst nach Stillstand der Maschine ausschalten!)

a) Spannungsresonanz.

Die Spannung der 800-Hertz-Maschine wird an die Reihenschaltung von Spule und Kondensator gelegt (Schaltung Bild 35). Dabei ist die Gesamtkapazität von $C = 1 \mu F$ aus 4 gleichen Glimmer-Einzelkondensatoren von je $1 \mu F$ durch Reihen- und Parallelschaltung aufgebaut, wodurch die elektrische Beanspruchung jedes einzelnen Kondensators herabgesetzt wird. Gemessen wird U_L , U_C und I als Funktion der Frequenz bei konstanter Maschinenwechselspannung von etwa 40 Volt. Die Spannung am Kondensator muß mit statischen Apparaten gemessen werden, weil der Leistungsverbrauch in anderen Spannungs-

messern die Resonanzerscheinungen wesentlich beeinflussen würde. Da bei Erhöhung der Drehzahl (Frequenz) auch die Spannung der Wechselstrommaschine steigt, muß ihre Erregung nachreguliert werden, um die Wechselspannung konstant auf 40 Volt zu halten.

Aus den gemessenen Werten sind die drei Resonanzkurven für I , U_L , U_C als Funktion von ω zu zeichnen. Die gefundenen Kurven sind mit den theoretischen nach Gl. 35 und 38 zu vergleichen.

Dabei ist der Widerstand R als frequenzunabhängig angenommen.

In Wirklichkeit ist der gesamte Verlustwiderstand R des Kreises bei der Resonanzfrequenz im allgemeinen durch die elektrischen Verluste im Kondensator und die Stromverdrängung in der Spule größer als der Gleichstromwiderstand. Die im Versuch benutzte Spule ist so gewickelt, daß die Widerstandserhöhung bis zu Frequenzen in Resonanznähe des Kreises vernachlässigt werden kann. Da ferner die Kondensatorverluste vernachlässigbar klein sind, kann der Widerstand R des Kreises als konstant angesehen werden und zwar gleich dem Gleichstromwiderstand der Spule.

Mit dem Anwachsen von I steigen auch die nahezu um 180° phasenverschobenen Spannungen an L und C stark an. Ihre Maxima werden aber nicht genau bei der Frequenz ω_r erreicht, vielmehr liegt (bei verlustlosem Kondensator) das Maximum von U_L etwas hinter, das von $U_x =$ etwas vor ω_r , wie durch Differentiation der Spulen- und Kondensatorspannung nach ω abgeleitet werden kann.

Aus den gegebenen Werten von L , C und R und der konstant angelegten Spannung U sind einige Punkte der Kurven für I , U_L , U_C zu berechnen und mit den aufgenommenen Resonanzkurven zu vergleichen. Insbesondere ist die Resonanzfrequenz, das Strommaximum und die Spannungserhöhung anzugeben.

Eine kleine Abweichung zwischen Rechnung und Messung hinsichtlich der Strom- und Spannungsmaxima wird durch die Oberwellen der Maschinenspannung hervorgerufen, da diese den Effektivwert von U erhöhen und so den Wert von $\left(\frac{U_L}{U}\right)_r$ etwas fälschen.

b) Stromresonanz.

Schaltung nach Bild 36. Mittels der Leonard-Schaltung wird die Frequenz wie in Versuch a verändert. In jeder Stufe wird U , I_L , I_C abgelesen. Dabei wird der Gesamtstrom I durch Änderung der Erregung konstant auf demjenigen Teilstrich des Hitzdrahtstrommessers gehalten, dem nach der beiliegenden Eichkurve ein Strom von etwa 40 mA entspricht. Da im Resonanzfall der Widerstand des Kreises

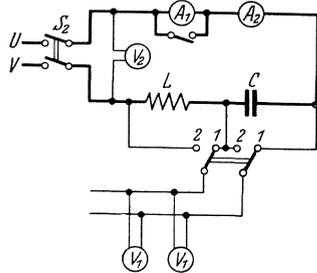


Bild 35. Schaltung für Spannungsresonanz.

plötzlich sehr stark ansteigt bis auf den Wert $\frac{L}{C \cdot R} = \frac{Z^2}{R}$, würde die Maschinenspannung nicht ausreichen, um diesen Strom aufrecht zu erhalten.

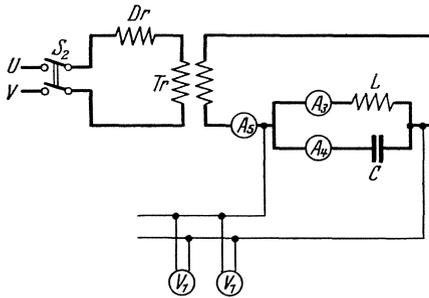


Bild 36. Schaltung für Stromresonanz.

Daher ist ein Transformator Tr eingebaut, der die Spannung im Verhältnis 1:20 hochtransformiert. Außerdem ist im Primärkreis dieses Transformators eine Luftdrossel von 0,01 H eingebaut, die so bemessen ist, daß ihr auf den Sekundärkreis umgerechneter Widerstand im Resonanzpunkt ungefähr gleich dem Schwingkreiswiderstand ist. Dadurch wird 1.) der Strom I

bei konstanter Erregung nur schwach von der Frequenz abhängig, so daß eine geringe Änderung der Erregung zur Konstanthaltung genügt, und 2.) werden die Oberwellen unterdrückt. Ohne diese Maßnahme würde selbst eine kleine Oberwelle in der Maschinenspannung einen Strom liefern, der den Grundstrom um ein Vielfaches übertreffen kann, da der Widerstand $|\beta|$ des Kreises für die Oberwelle sehr viel kleiner ist als für die Grundwelle. Im Gegensatz zur Spannungsresonanz würden daher die Oberwellen das Resultat stark fälschen.

Aus den gemessenen Werten sind die Resonanzkurven zu zeichnen und mit den theoretischen Gleichungen (40 bis 42) zu vergleichen.

113. Untersuchung des Kippens von Schwingungskreisen mit Eisen.

Zubehör (Bild 42):

- D Spartransformator, Anschlüsse für 120 Volt,
- C Kondensator von etwa $30 \mu\text{F}$,
- R Schiebewiderstand 50Ω , 5 Amp.,
- V_1 Dreheisen-Spannungsmesser 140 Volt,
- V_2 Dreheisen-Spannungsmesser 260 Volt,
- V_3 Statischer Spannungsmesser 500 Volt,
- A_1 Strommesser 1 Amp.,
- A_2 Strommesser 5 Amp.,
- W Leistungsmesser 5 Amp., 150 Volt,
- S_1 zweipoliger Hebelschalter,
- S_2, S_3 einpolige Hebelschalter, ein Schiebewiderstand zur Feinreglung der Generatorerregung.

a) Theoretische Grundlagen.

Der zu untersuchende Schwingungskreis besteht aus der Reihenschaltung eines Kondensators von der Kapazität C und einer eisenhaltigen Drosselspule vom Ohmschen Widerstande R . Der Spulenfluß Φ dieser Spule ist mit dem Strom i durch die Magnetisierungskurve nach Bild 37 verknüpft. Legt man an den Schwingungskreis die Spannung u , so lautet die Gleichgewichtsbedingung:

$$u = i \cdot R + \frac{d\Phi}{dt} + \frac{1}{C} \int i \cdot dt \quad (43)$$

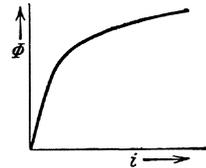


Bild 37. Magnetisierungskurve.

Bei Beschränkung auf den eingeschwingenen Zustand und Annahme einer sinusförmigen Spannungskurve u darf man mit einiger Genauigkeit den Strom als sinusförmig betrachten. Dagegen besitzt die Drosselspannung $u_d = \frac{d\Phi}{dt}$ die in Bild 38 dargestellte, stark verzerrte Kurvenform. Die Grundwelle u_{d_0} dieser Spannung eilt praktisch dem Strome um 90° voraus; man verknüpft sie mit dem Strome durch die „Wechselstromcharakteristik“

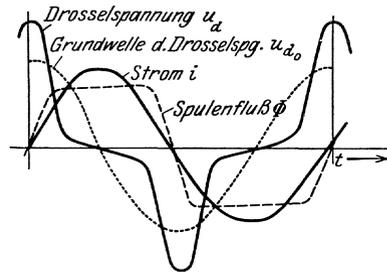


Bild 38. Kurvenformen bei Eisenspulen.

$$U_{d_0} = f(I);$$

$$U_{d_0} = \frac{\text{Grundwellenamplitude}}{\sqrt{2}};$$

I = effektiver Strom,

welche ähnlich der Magnetisierungskurve (Bild 37) verläuft.

Mit Benutzung dieser Wechselstromcharakteristik (Beschränkung auf die Grundwelle) kann die Gleichgewichtsbedingung des Schwingungskreises geschrieben werden

$$u = \Im \cdot R + u_{d_0} + \Im \cdot \frac{1}{j\omega C} \quad (44)$$

Wir untersuchen diese Gleichung für veränderlichen Strom bei fester Frequenz. In das Diagramm der Wechselstromcharakteristik nach Bild 39 tragen wir die „Kondensatorgerade“ $\Im \cdot \frac{1}{j\omega C}$

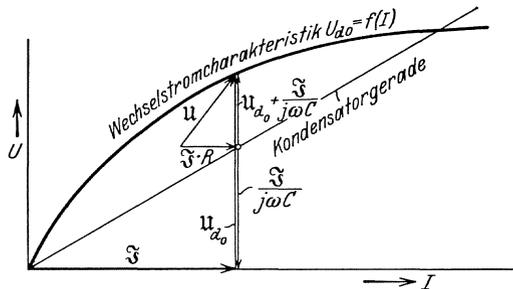


Bild 39. Charakteristik von Eisenspule und Kondensator.

durch den Ursprung des Koordinatensystems ein. Legen wir den Vektor \Im

in die Abszissenachse, so stellt der Ordinatenabschnitt zwischen der Wechselstromcharakteristik und der Kondensatorgeraden den Vektor

$u_{d_0} + \frac{\mathfrak{S}}{j\omega C}$ nach Größe und Richtung dar. Trägt man an diesen Vektor parallel zur Abszissenachse den Vektor $\mathfrak{S} \cdot R$ an, so liefert die Summe beider Vektoren die Gesamtspannung u , die den gewählten Strom \mathfrak{S} durch den Schwingungskreis treibt¹⁾.

Die eigentümlichen Resonanzerscheinungen in solchen Kreisen treten nur dann ein, wenn die Wechselstromcharakteristik im Ursprunge steiler ansteigt, als die Kondensatorgerade, so daß beide Linien sich außerhalb des Ursprunges ein zweites Mal schneiden. Unter dieser Voraussetzung ist das Diagramm in etwas veränderter Darstellung noch einmal in Bild 40

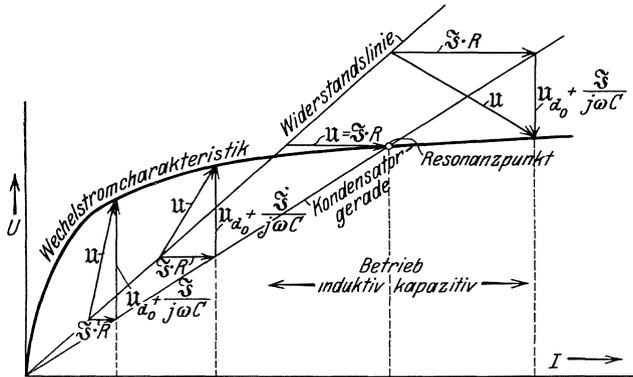


Bild 40. Entstehung des Kippens.

für verschiedene Betriebszustände gezeichnet worden. Man erkennt hieraus, daß bei schwachem Strom die Spannung dem Strom um fast 90° vauseilt, der Kreis verhält sich vorwiegend induktiv. Im Schnittpunkt der Wechselstromcharakteristik mit der Kondensatorgeraden liegen Strom und Spannung in Phase, bis bei weiterem Stromanstieg die Spannung dem Strom nach-eilt, der Kreis sich also vorwiegend kapazitiv verhält.

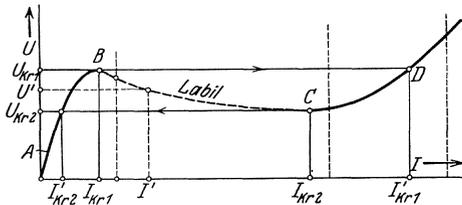


Bild 41. Kippkurve.

aus diesem Diagramm erhält man durch Umzeichnung den Zusammenhang zwischen U und I nach Bild 41.

Bei allmählich von Null anwachsender Spannung U steigt der Strom auf dem Kurvenzweig AB stetig an. Sobald aber die Spannung den kritischen Wert U_{kr1} überschreitet, springt der Strom unstetig von seinem Werte I_{kr1} nach D auf den Kurvenzweig CD zu dem sehr großen Wert I'_{kr1} über, um bei weiterer Spannungszunahme wiederum stetig auf diesem Kurvenzweig von D an weiter zu wachsen. Wenn man nun-

¹⁾ Fleischmann, ETZ. 1922, S. 1288.

mehr die Spannung wieder verringert, so tritt im Punkte *D* kein Sprung ein. Erst wenn die Spannung den kritischen Wert $U_{kr2} < U_{kr1}$ unterschreitet (Punkt *C* in Bild 41), springt der Strom von seinem Wert I_{kr2} zu dem sehr kleinen Werte I'_{kr2} auf dem Kurvenzweig *AB*, um von da aus stetig nach Null abzunehmen. Man nennt die plötzliche Stromänderung in den beiden kritischen Punkten das „Kippen“ des Schwingungskreises. Der Bereich der charakteristischen Kurve zwischen den beiden kritischen Punkten *BC* (z. B. U' , I') ist labil und kann experimentell nicht verwirklicht werden.

b) Versuche.

1. Angenäherte Bestimmung der Wechselstromcharakteristik und des Widerstandes. Schaltung nach Bild 42. Man überbrückt den Kondensator *C* durch Einlegen des Kurzschlußschalters S_2 und schaltet den Widerstand *R* aus. Bei langsam zwischen etwa 30 und 230 Volt steigender Spannung *U* wird der effektive Strom *I* und die aufgenommene Leistung *N* beobachtet. Die gleichzeitigen Werte von *U* und *I* ergeben in roher Näherung die Wechselstromcharakteristik; die so gewonnene Kurve weicht namentlich bei hohen Sättigungen merklich von der früher definierten Wechselstromcharakteristik ab, weil dort der Strom als sinusförmig und die Spannung als verzerrt angenommen wurde, während hier gerade umgekehrt die Spannung etwa Sinusform besitzt und der Strom stark verzerrt wird. Mittels der aufgenommenen Leistung kann man nach der Formel

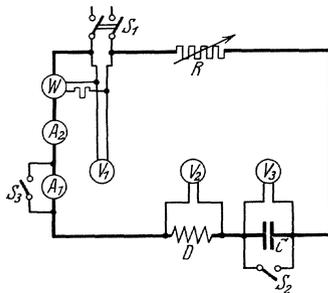


Bild 42. Schaltung für den Kippversuch.

$$N = R_w \cdot I^2$$

den wirksamen Eigenwiderstand der Drosselspule bestimmen, der die Ohmschen Verluste und Eisenverluste zusammenfaßt. Dieser wirksame Widerstand hängt im allgemeinen ebenfalls von effektiven Strome, außerdem in geringerem Maße von seiner Kurvenform ab, so daß auch der wirksame Widerstand beim Kippversuch eine etwas andere Größe annehmen kann.

2. Kippversuch. Man bestimme durch den Versuch die Abhängigkeit des Stromes *I* von der angelegten Spannung *U*, wobei die Spannung *U* zuerst langsam bis auf etwa 130 Volt gesteigert, dann wieder verringert werden soll. Man überschlage an Hand der vorher aufgenommenen Wechselstromcharakteristik durch Einzeichnung der Kapazitätsgeraden den ungefähren Wert der kritischen Spannung, bei der das Kippen von kleinen zu großen Stromwerten erfolgt, und vergleiche das Resultat mit der Beobachtung; hierbei kann der Wert des eingeschalteten Widerstandes außer Betracht bleiben (warum?). Ebenso überlege man sich,

bei welcher kritischen Spannung das Umspringen von hohen zu niedrigen Stromwerten erfolgt und diskutiere den Einfluß des Widerstandes hierauf.

Danach kontrolliere man den ganzen Versuch durch Vorausbestimmung des Zusammenhanges zwischen U und I . Man bestimmt hierzu durch direkte Beobachtung während des Kippversuches die Drosselspannung und zeichnet aus ihr, soweit möglich, die wahre Wechselstromcharakteristik, welche oberhalb der vorher aufgenommenen liegt. In dem experimentell nicht realisierbaren Zwischenbereich kann diese Kurve mit einiger Genauigkeit interpoliert werden, wobei man sich an den qualitativen Verlauf der vorher bestimmten angenäherten Charakteristik halten kann. Ferner zeichne man in das Diagramm die wirksame „Widerstandslinie“ ein (vgl. Bild 40), die infolge der Eisenverluste nicht, wie im Bilde, gerade, sondern als schwach gekrümmte Kurve verläuft; hierbei ist natürlich der Wert des beim Kippversuch eingeschalteten

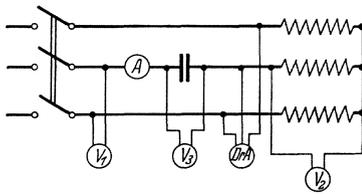


Bild 43. Dreiphasiger Kippversuch.

Widerstandes R dem wirksamen Eigenwiderstand der Drossel zuzuzählen.

3. Fakultativ kann der Kippversuch dreiphasig nach Bild 43 wiederholt werden; insbesondere ist die Phasenfolge am Transformator vor und nach dem Kippen zu bestimmen.

114. Untersuchung eines Resonanztransformators.

Allgemeines. Unter einem Resonanztransformator versteht man einen Transformator, der sekundär mit einem Kondensator belastet ist. Die Resonanz kann auf zwei Weisen zustande kommen; nämlich:

1. „Spannungsresonanz“ zwischen der Belastungskapazität und der Streuinduktivität,

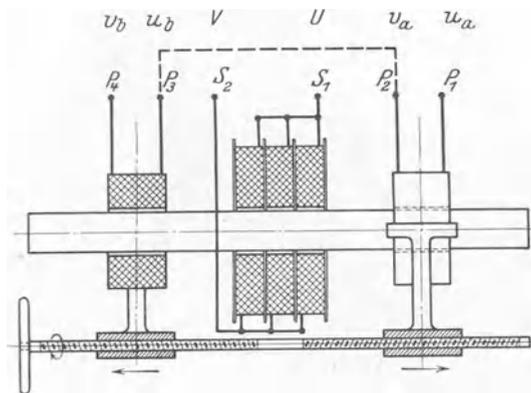


Bild 44. Resonanztransformator.

2. „Stromresonanz“ zwischen der Belastungskapazität und der Hauptfeldinduktivität. Hier von soll im folgenden nur die wichtigere „Spannungsresonanz“ untersucht werden.

Der zu untersuchende Resonanztransformator (Bild 44) der Firma Hans Boas, Berlin, hat eine dreifach unterteilte Sekundärspule, die fest auf

der Mitte eines offenen Eisenkernes angebracht ist, und zwei Primärspulen, die beweglich zu beiden Seiten der Sekundärspule angeordnet

sind. Sie kann durch ein Links- und Rechtsgewinde symmetrisch zur Mitte längs des Eisenkernes bewegt werden; dadurch wird die Gegeninduktivität und die Streuinduktivität des Transformators geändert. Läßt man die primäre Spannung und die Belastungskapazität konstant, so kann man auf zweierlei Weisen in die Resonanzlage kommen, nämlich

a) indem man bei konstanter Frequenz die Abstände von primärer und sekundärer Spule ändert; damit ändert sich auch die Gegeninduktivität M ;

b) indem man bei unveränderter Lage der primären und sekundären Spule die Frequenz ändert. Natürlich ist dann die Resonanzfrequenz von der gegenseitigen Lage der beiden Spulen abhängig.

Theorie: Die Theorie ergibt sich am einfachsten aus der Ersatzschaltung des auf das Windungsverhältnis 1:1 umgerechneten Transformators (s. Bild 21, S. 35). Dann gelten die auf S. 35 angegebenen Gleichungen (7). Der Einfachheit halber sei angenommen (Gl. 12), daß

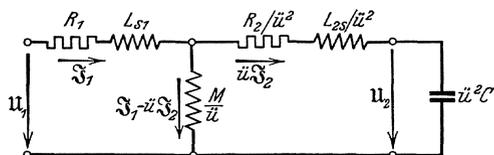


Bild 45. Ersatzschema des Resonanztransformators.

$$R_1 = \frac{R_2}{\ddot{u}^2} = \frac{R_k}{2} \quad \text{und} \quad L_{1s} = \frac{L_{2s}}{\ddot{u}^2} = \frac{L_k}{2} \quad \text{ist.}$$

ferner daß der Strom $\mathfrak{S}_1 - \ddot{u} \mathfrak{S}_2$ in M vernachlässigbar klein gegen \mathfrak{S}_1 ist, so daß bei Kurzschluß

$$\mathfrak{S}_{1k} = \ddot{u} \mathfrak{S}_{2k}$$

gesetzt werden kann.

Dann ergibt der Leerlaufversuch (S. 35, Gl. 8 u. 7):

$$\frac{u_1}{u_{20}/u} = \frac{\frac{1}{2}(R_k + j\omega L_k) + j\omega M/\ddot{u}}{j\omega M/\ddot{u}} \quad (45)$$

und

$$u_1 = \mathfrak{S}_{10} \left[\frac{1}{2}(R_k + j\omega L_k) + \frac{j\omega M}{\ddot{u}} \right] \quad (46)$$

und der Kurzschlußversuch

$$u_1 \approx \mathfrak{S}_{1k} [R_k + j\omega L_k] \quad \text{und} \quad (47)$$

$$tg \varphi_k = \omega L_k / R_k \quad (47a)$$

$$\frac{u_1}{\mathfrak{S}_{10}} - \frac{1}{2} \frac{u_1}{\mathfrak{S}_{1k}} = \frac{j\omega M}{\ddot{u}} \quad (48)$$

und durch Einsetzen von (46) und (48) in (45):

$$\ddot{u} \frac{u_1}{u_{20}} = \frac{u_1}{\mathfrak{S}_{10}} \frac{1}{u_1 \left(\frac{1}{\mathfrak{S}_{10}} - \frac{1}{2 \mathfrak{S}_{1k}} \right)}$$

oder

$$\ddot{u} = \frac{1}{1 - \frac{\mathfrak{S}_{10}}{2 \mathfrak{S}_{1k}}} \cdot \ddot{u}_0 \quad (49)$$

Sind also bei derselben Primärspannung der Leerlaufstrom J_{10} und der Kurzschlußstrom J_{1k} gemessen, ferner bei Leerlauf das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_0 = U_{20}/U_1$, so erhält man durch Übergang zu den Absolutwerten das theoretische Windungsverhältnis \ddot{u} .

$$\ddot{u} = \frac{\ddot{u}_0}{\sqrt{1 - \frac{I_{10}}{I_{1k}} \cos(\varphi_k - \varphi_0) + \frac{I_{10}^2}{4 I_{1k}^2}}} \quad (50)$$

$$\varphi_k = \sphericalangle (\mathbf{U}_1 \mathfrak{S}_{1k}) \quad \varphi_0 = \sphericalangle (\mathbf{U}_1 \mathfrak{S}_{10})$$

Das Windungsverhältnis \ddot{u} müßte, wenn alle Voraussetzungen der Theorie zuträfen, konstant sein; man bestimmt es experimentell aus den auf der rechten Seite stehenden meßbaren Größen als Funktion des Abstandes s der primären Wicklung von der sekundären.

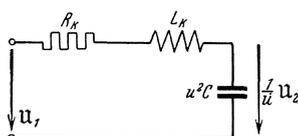


Bild 46.
Schema der Spannungsresonanz
des Resonanztransformators.

Resonanzlage. Es soll nur die Resonanz der Kapazität mit den Streuinduktivitäten untersucht werden (vgl. S. 56). Dann folgt (Bild 46) für die Resonanzfrequenz ω_r :

$$\omega_r^2 \ddot{u}^2 L_k C = 1 \quad (51)$$

L_k Kurzschlußinduktivität,
 \ddot{u} Windungsverhältnis nach Gleichung (50).

Die Gleichung für die Spannung U_2 an der Kapazität bei beliebiger Frequenz lautet:

$$\frac{U_2}{\ddot{u}} = \frac{I}{\omega \ddot{u}^2 C} = \frac{U_1}{\omega \ddot{u}^2 C \sqrt{R_k^2 + \left(\omega L_k - \frac{1}{\omega \ddot{u}^2 C} \right)^2}} \quad \text{oder:}$$

$$U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\omega^2 \ddot{u}^2 C^2 R_k^2 + \frac{1}{\ddot{u}^2} (\omega^2 \ddot{u}^2 L_k C - 1)^2}} \quad (52)$$

In der Resonanzlage (Gleichung (51)), ergibt sich daraus der Wert

$$U_{2r} = \frac{U_1}{\omega_r \ddot{u} C R_k} = U_1 \ddot{u} \frac{\omega_r L_k}{R_k} = U_1 \ddot{u} \operatorname{tg} \varphi_k \quad \text{für } (\omega = \omega_r) \quad (53)$$

Darin ist φ_k die aus dem Kurzschlußdreieck für die Resonanzfrequenz zu entnehmende Kurzschlußphasenverschiebung zwischen U_1 und J_{1k} . Da die sekundäre Leerlaufspannung

$$U_{20} = \ddot{u}_0 U_1 \approx \ddot{u} U_1$$

ist, so wird

$$\frac{U_{2r}}{U_{20}} = \operatorname{tg} \varphi_k \quad (54)$$

Aus (54) kann also leicht durch die meßbare Kurzschlußgröße φ_k die sekundäre Spannungserhöhung bei Resonanz gegenüber der Leerlaufspannung festgestellt werden.

Zubehör :

1. Leerlaufversuch: RT Resonanztransformator,
(Bild 47) V_1 Hitzdrahtspannungsmesser, 130 Volt,
 V_2 elektrostatischer Spannungsmesser
1300 Volt,
 A_1 Hitzdrahtstrommesser 5 Amp.,
2. Kurzschlußversuch: A_2 Hitzdrahtstrommesser 2 Amp.,
(Bild 48) N Präzisionsleistungsmesser mit Strombereich
1 . . . 2 Amp. für Frequenzen bis 1000 Hz,
mit Vorwiderstand für 30 Volt,
 V_3 Hitzdrahtspannungsmesser für 0,5 Volt
mit Vorwiderstand für 30 Volt.
3. Resonanzversuch: V_4 Elektrometer für 3500 Volt,
(Bild 49) $Fl B$ Batterie Leydener Flaschen von insgesamt
0,084 μF ,
2 Schiebewiderstände 380 Ω ,
1 Schiebewiderstand 830 Ω .

Versuch. Als Stromquelle dient die 500-Perioden-Maschine der Station XVII, deren Drehzahl durch den Erregerwiderstand des Motorfeldes so geändert werden kann, daß der Wechselstrom die Frequenzen etwa 250 . . . 500 Hz annimmt. Um bei den benutzten Frequenzen von ~ 350 Hz die für Kurzschluß- und Resonanzversuch nötigen kleinen Spannungen zu erhalten, werden in den Erregerkreis der Maschine die oben angegebenen Widerstände in Reihe geschaltet.

1. Leerlaufversuch. Die Primärspannung ist konstant auf etwa 100 V, die Frequenz konstant auf 350 Hz zu halten. In Abhängigkeit von der Spulenstellung des RT sind zu messen:

- I_{10} primärer Leerlaufstrom,
- N_{10} primäre Leerlaufleistung, und
daraus $\varphi_0 = \sphericalangle (U_1 \Im_{10})$,
- U_{20} sekundäre Leerlaufspannung.

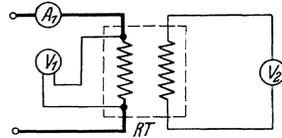


Bild 47. Leerlaufversuch.

2. Kurzschlußversuch. Die Sekundärseite wird direkt kurzgeschlossen. Wegen der großen Streuinduktivität bleiben die Kurzschlußströme verhältnismäßig klein. Der Spannungsmesser wird durch einen Vorwiderstand auf einen Bereich von 30 V maximal gestöpselt (Berechnung des Vorwiderstandes aus den Angaben auf dem Instrument!). Wegen des hohen Eigenverbrauches des Hitzdrahtspannungsmessers muß dieser während der Leistungsmessung abgeschaltet sein. Bei Abschaltung des Spannungsmessers und Einschalten des Leistungsmessers ist der Strom auf den ursprünglichen Wert nachzuregulieren. Der Strompfad des Leistungsmessers

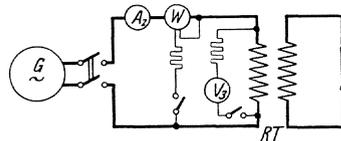


Bild 48. Kurzschlußversuch.

darf wegen des hohen Spannungsabfalls in den Stromspulen nur nach vorherigem Schwächen der Erregung umgeschaltet werden.

Es sind ebenfalls in Abhängigkeit von der gegenseitigen Spulenanlage s des RT bei der konstanten primären Spannung 30 V zu messen:

primärer Kurzschlußstrom I_{1k} ,

primärer Kurzschlußleistung und daraus die Kurzschlußphasenverschiebung φ_k .

Daraus sind

R_k Kurzschlußwiderstand und

L_k Kurzschlußinduktivität zu berechnen.

Ferner (vgl. Gl. 47 und 47 a):

I_{1k} die Kurzschlußstromstärke umgerechnet auf die beim Leerlaufversuch benutzte Spannung $U_1 = 100$ Volt.

Aus diesen Größen ist für jede Lage s nach Gleichung (49) das Windungsverhältnis i ;

nach Gleichung (51) die Resonanzlage;

nach Gleichung (52) der Verlauf der Kondensatorspannung zu berechnen. Sämtliche Größen sind als Funktion von s aufzutragen.

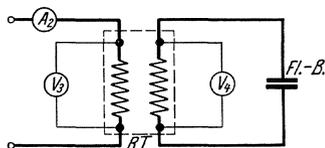


Bild. 49. Resonanzversuch.

3. Resonanzversuch. Man stellt bei sehr schwacher Erregung die für ein mittleres s berechnete Resonanzfrequenz ein (eventuell etwas zu korrigieren) und verstärkt die Erregung so, daß die sekundäre Maximalspannung U_{2r} ungefähr 3000 Volt ist (Vorsicht wegen der Hochspannung) Aufzunehmen sind: Die Resonanzkurven $U_2 = f(s)$ für $\omega = \text{const}$ und $U_2 = f(\omega)$

für $s = \text{const}$ (s ist so zu wählen, daß der genaue Resonanzpunkt bei dem stufenweisen Ändern der Frequenz eingestellt werden kann).

4. Kontrolle. Die Resonanzkurve ist durch Rechnung nachzuprüfen. Abweichungen zwischen Meßergebnis und Rechnung (namentlich bei Berechnung der Kondensatorspannung) erklären sich vor allem durch die starken Oberwellen der Maschinenspannungskurve, die eine im Verhältnis zur Grundwelle zu hohe Spannung vortäuscht. Da für die Resonanz nur die Grundwelle in Betracht kommt, erscheint mithin der gemessene $\cos \varphi_k$ und die gemessene Spannungserhöhung zu klein (2 Korrekturen in gleichem Sinn). Ein kleinerer Fehler wird durch Benutzung des vereinfachten Ersatzschemas, also durch die Vernachlässigung des Magnetisierungsstromes verursacht.

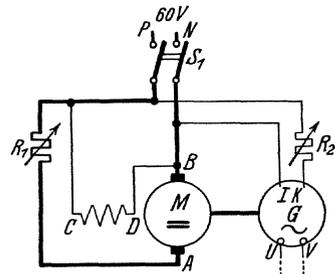
115. Untersuchung von Kettenleitern¹⁾.

Gemeinsames Zubehör zu Teil a bis c (Bild 50—55):

MG 600 Hertz-Umformer,
 S_1, S_2 2 doppelpolige Schalter,

¹⁾ Wagner, K. W.: Arch. f. El. 3. S. 315, 1915; 8. S. 61, 1919.

- V_1 Hitzdraht-Spannungsmesser bis 130 Volt,
- V_2 elektrostatischer Spannungsmesser bis 150 Volt,
- A Hitzdrahtstrommesser bis 5 Amp.,
- R_1 Schiebewiderstand des Wechselstromgenerators 380 Ω , 5 Amp.,
- R_2 Schiebewiderstand des Gleichstrommotors, 380 Ω , 3 Amp.



Antrieb des 600 Hertz-Umformers.
Bild 50.

Schaltung (Bild 50).

a) Untersuchung einer Spulenkette.

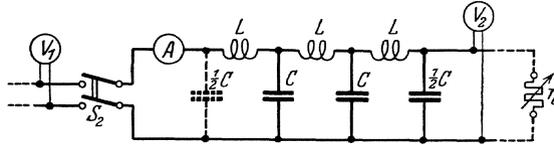


Bild 51. Spulenkette.

Zubehör (Bild 51):

- L drei Spulen von je 0,1 H Induktivität, 10 Ω Gleichstromwiderstand,
- C zwei Kondensatoren von je 4 μF ,
ein Kondensator von 2 μF ,
- r_e Schiebewiderstand bis 800 Ω .

Theoretische Grundlagen. Die zu untersuchende Spulenkette gehört zu den sogenannten Kettenleitern erster Art (Bild 52). Sie besteht aus drei Gliedern, deren jedes eine Drosselspule L als „Widerstand“ und zwei Kondensatoren von je $\frac{1}{2} C$ als „Ableitung“ besitzt. Ein Kettenleiter stellt eine besondere Art einer Übertragungsleitung dar. Ihre Grundkonstanten sind der Widerstandsoperator r eines Gliedes und der Ableitungsoperator g am Knotenpunkt aufeinanderfolgender Glieder. Die Endspannung U_n und der Endstrom \mathfrak{S}_n einer n -gliedrigen Kette stehen zu den Anfangswerten U_o, \mathfrak{S}_o von Strom und Spannung in der Beziehung:

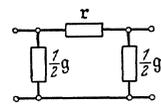


Bild 52.
Kettenglied erster Art.

$$\left. \begin{aligned} U_o &= U_n \cos q n + \mathfrak{S}_n \frac{\sqrt{\frac{r}{g}}}{\sqrt{1 + \frac{1}{4} r g}} \sin q n \\ \mathfrak{S}_o &= \mathfrak{S}_n \cos q n + U_n \frac{\sqrt{1 + \frac{1}{4} r g}}{\sqrt{\frac{r}{g}}} \sin q n \end{aligned} \right\} (55)$$

Darin ist die komplexe Übertragungskonstante q zu bestimmen nach:

$$\text{Sin } \frac{q}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{r g} \quad (56)$$

Für die verlustfreie Spulenleitung ist zu setzen:

$$r = j \omega L; \quad g = j \omega C \quad \text{folglich:}$$

$$\text{Sin } \frac{q}{2} = \frac{1}{2} \cdot j \omega \sqrt{L C} \quad (57)$$

Solange $0 < \omega \sqrt{L \cdot C} < 2$, ist das Übertragungsmaß rein imaginär; die Leitung verzerrt nur die Phase der übertragenen Wellen. Dagegen erhält q für $\omega \sqrt{L \cdot C} > 2$ einen positiv reellen Anteil, der eine starke Amplitudendämpfung der übertragenen Wellen anzeigt: daher läßt oberhalb der Grenzfrequenz

$$\omega_g = \frac{2}{\sqrt{L C}}; \quad f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi \sqrt{L C}} \quad (58)$$

die Spulenleitung praktisch keine Welle mehr hindurchgehen.

Unterhalb der Grenzfrequenz ist der Verlustwiderstand R der Drosselspulen von Bedeutung. Der Operator des Reihengliedes wird dann

$$r = j \omega L + R$$

Setzt man nun in diesem Frequenzbereich

$$q = j \cdot c + d \quad (59)$$

so entsteht — für $R \ll \omega L$ —

$$\begin{aligned} \frac{1}{j} \text{Sin } \frac{q}{2} &= \sin \frac{c - j d}{2} = \frac{\omega}{2} \sqrt{\left(L + \frac{R}{j \omega}\right) C} \approx \frac{\omega}{2} \sqrt{L C} \cdot \left(1 - \frac{j}{2} \frac{R}{\omega L}\right) \\ &= \frac{\omega}{\omega_g} - \frac{j}{2} \frac{R}{\omega_g \cdot L} \approx \sin \frac{c}{2} - j \cdot \frac{d}{2} \cdot \cos \frac{c}{2} \end{aligned}$$

also:

$$\sin \frac{c}{2} = \frac{\omega}{\omega_g} = \frac{f}{f_g}; \quad (60)$$

$$d = \frac{\frac{R}{\omega_g \cdot L}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} = \frac{\delta_g}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}} \quad \text{wo} \quad (61)$$

$$\delta_g = \frac{R}{\omega_g L}$$

der Verlustwinkel der Drosselspulen bei der Grenzfrequenz ist. Mittels c und d , die aus diesen Gleichungen leicht berechnet werden können, kann man im unterkritischen Frequenzbereich schreiben:

$$\begin{aligned} \cos q n &= \cos c n + j d n \sin c n; \\ \sin q n &= j \sin c n + d n \cos c n. \end{aligned} \tag{62}$$

$c n$ heißt das „Winkelmaß“, $d n$ das „Dämpfungsmaß“ der Übertragung.

Leerlaufversuche. Für den Leerlauf folgt aus Gl. 55:

$$\frac{U_n}{U_o} = \left| \frac{1}{\cos q \cdot n} \right| = \frac{1}{\sqrt{\cos^2 c n + (d n)^2 \cdot \sin^2 c n}} \tag{63}$$

wobei c und d nach den Gleichungen (60), (61) zu berechnen sind und $n = 3$ einzusetzen ist.

Es treten also an den Stellen

$$c n = \frac{\pi}{2} \quad \frac{3 \pi}{2} \quad \frac{5 \pi}{2} \quad \dots \tag{64}$$

Resonanzen ein, die sich durch Maximalwerte von U_n/U_o bemerklich machen. Die zugehörigen Resonanzfrequenzen sind aus Gl. (60) leicht berechenbar. Die Maximalwerte erhalten die Beträge:

$$(U_n/U_o)_{\max} = \frac{1}{d n} = \frac{1}{n \delta_g} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_g}\right)^2} \tag{65}$$

Bei der Versuchsausführung wird der „Eingangskondensator“ $\frac{1}{2} C$ weggelassen (warum?); der Anfangsstrom \mathfrak{I}_o wird also um den Anteil $\mathfrak{U}_o \cdot j \frac{\omega C}{2}$ kleiner als der in der Formel angegebene.

Die Spulenketten wird zunächst im Leerlauf untersucht. Die Frequenz der angelegten Spannung wird von 0 bis 600 Hertz verändert und bei jeder Frequenz werden die Spannungen U_o und U_n gemessen. Das beobachtete Verhältnis $\frac{U_n}{U_o}$ der übertragenen Spannungen wird als Funktion des Frequenzverhältnisses $\frac{f}{f_g}$ in einer Kurve dargestellt.

Die gefundenen Werte sind zu vergleichen mit den Forderungen der Theorie (Gl. 65).

Belastungsversuche. Die Spulenketten zeigt das Verhalten einer unendlich langen Kette, wenn sie mit dem Endwiderstande

$$r_e = \frac{\sqrt{\frac{r}{g}}}{\sqrt{1 + \frac{1}{4} r g}} \quad \text{belastet wird.} \tag{66}$$

Dann wird aus Gl. (55)

$$\begin{aligned} \mathfrak{U}_o &= \mathfrak{U}_n e^{n q} & U_n/U_o &= I_n/I_o = e^{-d n} \\ \mathfrak{I}_o &= \mathfrak{I}_n e^{n q} \end{aligned} \tag{66 a}$$

Für die verlustfreie Spulenketten müßte also ein solcher Widerstand die Größe

$$r_e = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}}$$

haben, somit mit der Frequenz veränderlich sein.

Um mit einem festen Widerstand auszukommen, der im Mittel des unterkritischen Frequenzbereiches dieser Bedingung möglichst nahe kommt, wird als Belastungswiderstand gewählt

$$r_{emi} = 1,25 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \left(\frac{f_{mi}}{f_g} = \frac{3}{5}\right)$$

Beim Versuch werden wiederum die Spannungen U_n und U_o als Funktionen der zwischen 0 und 600 Hertz veränderlichen Frequenz gemessen und hieraus $\frac{U_n}{U_o}$ in Abhängigkeit von $\frac{f}{f_g}$ zeichnerisch dargestellt. Das Ergebnis soll mit der aus Gl. (65) und (66a) folgenden Theorie verglichen werden, wobei in der theoretischen Rechnung der Eigenwiderstand der Drosselspulen vernachlässigt werden darf.

b) Untersuchung einer Kondensatorkette.

Schaltung nach Bild 53.

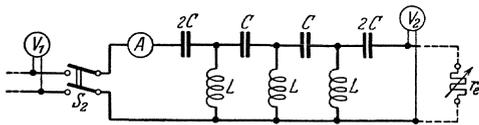


Bild 53. Kondensatorkette.

Zubehör:

- L drei Spulen von je 0,1 H Induktivität,
- 10 Ω Widerstand,
- C sechs Kondensatoren von je $4 \mu F$,
- r_e Schiebewiderstand bis 800 Ω .

Theoretische Grundlagen. Die zu untersuchende Kondensatorkette ist als Kettenleiter zweiter Art aufgebaut. Die Kette besitzt 3 Glieder der T -Schaltart (zweiter Art): Zwischen den beiden, unter sich gleichen (komplexen) Reihenwiderständen $\frac{1}{2} r$ vermittelt die (komplexe) Ableitung g den Stromschluß zur Rückleitung (Bild 54).

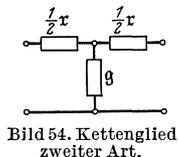


Bild 54. Kettenglied zweiter Art.

In der praktischen Ausführung der Kondensatorkette sind die beiden zusammengeschalteten Reihenwiderstände aufeinander folgender Glieder vom Betrage $\frac{1}{2} r$ zum komplexen Widerstand r vereinigt. Dieser Widerstand wird durch eine Kondensatorbatterie der Kapazität C dargestellt, so daß für die Kreisfrequenz ω gilt:

$$r = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}$$

An den beiden äußersten Gliedern sind Kapazitäten der Größe $2C$ anzuschließen, welche je den Widerstand $\frac{1}{2} r$ aufweisen.

Die „Ableitung“ wird in der Kondensator-kette durch eine Spule der Induktivität L und des Widerstandes R gebildet, so daß also gilt:

$$g = \frac{1}{j \omega L + R}$$

Die Strom- und Spannungsverteilung längs der Kondensator-kette wird durch die allgemeinen Gleichungen der Kettenleiter zweiter Art beschrieben. Insbesondere bestimmen hiernach der Endstrom \mathfrak{I}_n und die Endspannung u_n einer n -gliedrigen Kette den Anfangsstrom \mathfrak{I}_0 und die Anfangsspannung u_0 mittels der Gleichungen:

$$\left. \begin{aligned} u_0 &= u_n \operatorname{Cof} \varphi n + \mathfrak{I}_n \sqrt{\frac{r}{g}} \sqrt{1 + \frac{1}{4} r g} \operatorname{Sin} \varphi n \\ \mathfrak{I}_0 &= \mathfrak{I}_n \operatorname{Cof} \varphi n + \frac{u_n}{\sqrt{\frac{r}{g}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{4} r g}} \operatorname{Sin} \varphi n \end{aligned} \right\} \quad (67)$$

Hierin ist φ die Übertragungskonstante; sie bestimmt sich aus der charakteristischen Gleichung

$$\operatorname{Sin} \frac{\varphi}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{r g} \quad (68)$$

Bei der verlustfreien Kondensator-kette ist also

$$\operatorname{Sin} \frac{\varphi}{2} = \frac{1}{j \omega \cdot 2 \sqrt{L C}} \quad (68 a)$$

Solange ω größer oder gleich der kritischen „Grenzfrequenz“ $\omega_g = \frac{1}{2 \sqrt{L C}}$ ist, wird daher φ rein imaginär gleich $j \cdot c$ mit

$$\sin \frac{c}{2} = \frac{\omega_g}{\omega} \quad \omega \geq \omega_g \quad (69)$$

Die Kette ist somit für alle oberhalb ω_g gelegenen Frequenzen durchlässig, sie bewirkt nur eine Phasendrehung der übertragenen Wellen. Wenn dagegen $\omega < \omega_g$ wird, erhält φ einen reellen Anteil; die vom Anfang her in die Kette eindringenden Wellen erfahren eine starke räumliche Dämpfung und erreichen den Kettenausgang nur äußerst geschwächt, so daß sie dort praktisch unmerklich werden.

Für die verlustbehaftete Kette (Widerstand R der Drosselspulen) kann im Bereiche oberhalb der Grenzfrequenz gesetzt werden:

$$\varphi = -j \cdot c + d,$$

wobei für $d \ll c$ angenähert gilt:

$$\sin \frac{c}{2} = \frac{\omega_g}{\omega}; \quad d \cdot \cos \frac{c}{2} = \frac{R}{\omega L} \cdot \frac{\omega_g}{\omega} = \delta_g \cdot \left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2; \quad (70)$$

$$d = \delta_g \cdot \frac{\left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}} \quad (71)$$

Darin ist δ_g der Verlustwinkel der Drosselspulen bei der Grenzfrequenz. cn heißt das Winkelmaß, dn das Dämpfungsmaß.

1. Leerlaufversuch. Für das Leerlaufverhalten der Kette ist das Verhältnis der übertragenen Endspannung U_n zur Anfangsspannung U_o von größter Bedeutung. Die Rechnung ergibt wieder die Gl. (63). Es treten also auch hier an den Stellen

$$cn = \frac{\pi}{2}; 3 \frac{\pi}{2}; 5 \frac{\pi}{2} \dots \quad (72)$$

Resonanzen ein, deren zugehörige Resonanz-Kreisfrequenzen aus $\sin \frac{c}{2} = \frac{\omega g}{\omega}$ leicht angegeben werden können. Die Resonanzmaxima des Übertragungsverhältnisses selbst sind nach Gl. (65) u. (71)

$$\begin{aligned} \left| \frac{U_n}{U_o} \right|_{\max} &= \frac{1}{dn} = \frac{1}{\delta_g n} \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega} \right)^2} \\ &= \frac{1}{\delta_g n} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right) \cdot \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 - 1} \end{aligned} \quad (73)$$

Durch den Versuch sollen diese Beziehungen geprüft werden. Die Frequenz des speisenden Generators wird hierzu stetig von etwa 100 bis 600 Hertz verändert, und es werden gleichzeitig die Spannungen am Anfang und Ende der Kondensatorkette gemessen. Bei Annäherung an einen Resonanzpunkt, erkennbar durch starken Anstieg des in die Kette hineinfließenden Stromes, muß die Erregung des Wechselstromgenerators erheblich verringert werden; die Endspannung soll 150 Volt niemals übersteigen! Das Versuchsergebnis ist in einem Schaubilde darzustellen, in welchem als Abszisse f/f_g , als Ordinate das Spannungsverhältnis U_n/U_o aufgetragen wird. In das gleiche Schaubild soll der theoretische Verlauf dieser Kurve eingetragen werden. Insbesondere ist die gemessene Grenzfrequenz mit dem berechneten Werte zu vergleichen.

2. Belastungsversuche. Die Kette führt keine reflektierten Wellen und zeigt damit das Verhalten unendlich langer Ketten, wenn sie mit dem Widerstand belastet wird

$$r_e = \sqrt{\frac{r}{g}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{4} r g} \quad (74)$$

(Vgl. die entsprechende Gl. (66) bei der als Kettenleiter erster Art aufgebauten Spulenkette!) Für die verlustfreie Kette hätte man also den Endwiderstand als Ohmschen Widerstand der Größe auszubilden:

$$r_e = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega} \right)^2} \quad (75)$$

Um für alle oberhalb der Grenzfrequenz ω_g gelegenen Schwingungszahlen mit einem festen Endwiderstand auszukommen, der diese Bedingung wenigstens annähernd erfüllt, wähle man als Endwiderstand den Wert

$$r_{em} = 0,75 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Beim Versuch wird, wie vorher, das Übertragungsverhältnis der Spannungen als Funktion der Frequenz aufgenommen und zeichnerisch dargestellt. Die experimentell gefundene Kurve soll mit der Aussage der Theorie verglichen werden, wobei der Verlust der Drosselspulen außer acht gelassen werden kann.

c) Untersuchung einer Siebkette.

Schaltung nach Bild 55.

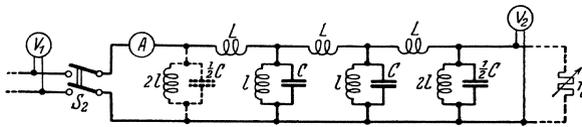


Bild 55. Siebkette.

Zubehör:

- L drei Spulen von je 1 H Induktivität, 80 Ω Widerst.
- l vier „ „ „ 0,1 H „ „ 10 Ω „
- C zwei Kondensatoren von je 2 μF ,
- $\frac{1}{2} C$ ein Kondensator von 1 μF ,
- r_e Schiebewiderstand von $\approx 3000 \Omega$.

Theoretische Grundlagen:

Die zu untersuchende Siebkette wird als Kettenleiter erster Art mit Viereckgliedern aufgebaut. Der Reihenwiderstand wird durch eine Spule gebildet:

$$r = R + j \omega L = j \omega L (1 - j \delta_R)$$

wo $\delta_R = \frac{R}{\omega L}$ der Verlustwinkel der Reihenspule ist.

Die Ableitung g besteht aus einer Parallelschaltung von Spule und Kondensator:

$$g = j \omega C + \frac{1}{r + j \omega l} = j \omega C + \frac{1}{j \omega l (1 - j \delta_r)} = \frac{1 - \omega^2 l C (1 - j \delta_r)}{j \omega l (1 - j \delta_r)}$$

wo $\delta_r = \frac{r}{\omega l}$ der Verlustwinkel der Querspule ist.

Damit die Ableitung am Anfang und Ende der Kette je $\frac{g}{2}$ trägt, müssen die äußersten Querglieder eine Kapazität $\frac{C}{2}$ und eine Induktivität $2l$ mit demselben Verlustwinkel δ_r erhalten.

Nach den unter a) bei der Spulenkette angegebenen allgemeinen Gleichungen bestehen zwischen den Anfangsgrößen U_0, \mathfrak{S}_0 und den Endgrößen U_n, \mathfrak{S}_n einer n-gliedrigen Kette die Gleichungen (55).

Das komplexe Übertragungsmaß q_n ergibt sich dabei aus Gl. (56). Für die verlustfreie Siebkette ($\delta_R = 0$, $\delta_r = 0$) ist also

$$\text{Sin } \frac{q}{2} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L}{l} (1 - \omega^2 l \cdot C)} = \frac{1}{2} \cdot j \cdot \sqrt{\frac{L}{l} (\omega^2 l \cdot C - 1)}. \quad (76)$$

Führt man als Hauptfrequenz der Siebkette

$$\omega_h = \frac{1}{\sqrt{lC}} \quad (77)$$

$$\text{und als Maschenweite } m = 2 \cdot \frac{l}{L} \quad (78)$$

ein, so wird

$$\text{Sin } \frac{q}{2} = j \cdot \sqrt{\frac{1}{2m} \left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1 \right)}. \quad (79)$$

Solange $0 < \sqrt{\frac{1}{2m} \left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1 \right)} < 1$ ist, ω also in dem Bereich

$$\omega_h < \omega < \omega_h \cdot \sqrt{1 + 2m}$$

liegt, wird q rein imaginär $= j c$. In diesem Bereich läßt daher die Siebkette alle ankommenden Ströme ungedämpft durch, die übertragenden Wellen erfahren nur eine Phasendrehung von Glied zu Glied. Ist dagegen $\omega < \omega_h$ oder $\omega > \omega_h \cdot \sqrt{1 + 2m}$, so bekommt die Übertragungskonstante q einen positiv reellen Bestandteil d , die ankommenden Wellen erfahren eine starke Amplitudendämpfung, die Kette ist praktisch undurchlässig.

Die prozentuale Breite des Durchlässigkeitsbereiches bezogen auf die Hauptfrequenz ergibt sich zu

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_h} = \sqrt{1 + 2m} - 1 \approx m, \text{ wenn } 2m \ll 1 \quad (80)$$

Bei der tatsächlichen, mit Verlusten behafteten Kette bewirkt der Verlustwinkel vor allem der Querspule eine zusätzliche Dämpfung der übertragenen Wellen, die für die Übertragung im Durchlässigkeitsbereich von Bedeutung wird. Bei kleinen Verlustwinkeln findet man die Übertragungskonstante aus:

$$\begin{aligned} \text{Sin } \frac{q}{2} &= \frac{1}{2} \sqrt{r g} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{l} \cdot \frac{1-j\delta_R}{1-j\delta_r} [1 - \omega^2 l C (1 - j \cdot \delta_r)]} \\ &\approx \frac{1}{2} \cdot j \sqrt{\frac{L}{l} (\omega^2 l C - 1)} \cdot \left\{ 1 - \frac{j}{2} (\delta_R - \delta_r) \right\} \cdot \left\{ 1 - \frac{j}{2} \cdot \frac{\delta_r \omega^2 l C}{\omega^2 l C - 1} \right\} \end{aligned}$$

Das erste Korrekturglied fällt weg, da die Verlustwinkel (oder Zeitkonstanten) der Spulen annähernd gleich sind. Es bleibt dann

$$\text{Sin } \frac{q}{2} = j \sqrt{\frac{1}{2m} \left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1 \right)} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\delta_{rh} \cdot \frac{\omega}{\omega_h}}{\sqrt{2m \left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1 \right)}} \quad (81)$$

wo $\delta_{r_h} = \delta_r \cdot \frac{\omega}{\omega_h}$ der Verlustwinkel der Spule bei der Hauptfrequenz ω_h ist.

Setzt man wieder $q = j c + d$, so wird für $d \ll c$

$$\text{Sin } \frac{q}{2} = j \cdot \sin \frac{c-jd}{2} \approx j \cdot \sin \frac{c}{2} + \frac{d}{2} \cdot \cos \frac{c}{2}$$

Mithin ergibt sich die Winkelkonstante c und die Dämpfungskonstante d aus

$$\sin \frac{c}{2} = \sqrt{\frac{1}{2m} \cdot \left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1 \right)} \tag{82}$$

$$d = \frac{\delta_{r_h} \cdot \frac{\omega}{\omega_h}}{\cos \frac{c}{2} \sqrt{2m \left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1 \right)}} = \frac{\delta_{r_h}}{\sqrt{\left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1 \right) \cdot \left(\frac{\omega_h^2(1+2m)}{\omega^2} - 1 \right)}} \tag{83}$$

Da für die vorstehenden Entwicklungen $\delta_r \ll 1 - \frac{\omega_h^2}{\omega^2}$ und $d \ll c$ Voraussetzung ist, gelten die Entwicklungen nur im Innern des Durchlässigkeitsbereiches in hinreichender Entfernung von den Randfrequenzen ω_h und $\omega_h \cdot \sqrt{1+2m}$. In diesem Bereich kann für die Strom- und Spannungsberechnung wieder (vgl. Gl. 62)

$$\begin{aligned} \text{Cos } q n &= \cos c n + j d n \sin c n, \\ \text{Sin } q n &= j \sin c n + d n \cos c n \end{aligned}$$

gesetzt werden.

Leerlaufversuche. Es soll bei offener Kette das Verhältnis der Endspannung zur Anfangsspannung $\frac{U_n}{U_o}$ als Funktion der Frequenz gemessen werden. Theoretisch wird nach Gl. (63):

$$\left| \frac{U_n}{U_o} \right|_{\mathfrak{S}_n=0} = \left| \frac{1}{\text{Cos } q n} \right| = \frac{1}{\sqrt{\cos^2 c n + d^2 n^2 \sin^2 c n}}$$

An den Stellen $c n = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots$ treten Resonanzen auf. Die zugehörigen Resonanzfrequenzen ergeben sich aus Gl. (82).

Die Maxima selbst werden nach Gl. (83)

$$\left| \frac{U_n}{U_o} \right|_{\max} = \frac{1}{d n} = \frac{1}{\delta_{r_h} \cdot n} \sqrt{\left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1 \right) \cdot \left(\frac{\omega_h^2(1+2m)}{\omega^2} - 1 \right)} \tag{84}$$

Zur experimentellen Nachprüfung dieser Beziehungen ändert man die Frequenz der angelegten Spannung von etwa 100 bis 600 Hertz und mißt bei offener Kette für jede Frequenz Anfangs- und Endspannung. Die experimentell gefundene Kurve für das Spannungsverhältnis und

die errechnete Kurve sind als Funktion des Frequenzverhältnisses $\frac{\omega}{\omega_h}$ in dasselbe Kurvenblatt einzutragen.

Anmerkung: Bei der Versuchsausführung kann der Eingangsleitwert weggelassen werden (vgl. die Angabe bei der Spulenkette, S. 63).

Belastungsversuche. Bei Belastung mit dem Endwiderstand

$$r_e = \sqrt{\frac{r}{g}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{4} r g}} \quad (85)$$

zeigt nach Gl. (55) die Siebkette das Verhalten unendlich langer Ketten. Für die verlustfreie Siebkette ($\delta_R = 0$, $\delta_r = 0$) wird der Endwiderstand ein mit der Frequenz veränderlicher Ohmscher Widerstand:

$$\begin{aligned} r_e &= \sqrt{\frac{-\omega^2 l L}{1 - \omega^2 l \cdot C}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{4} \cdot \frac{L}{l} (1 - \omega^2 l C)}} \\ &= \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{\frac{2m}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_h^2} - 1\right) \left(\frac{\omega h^2 (1 + 2m)}{\omega^2} - 1\right)}} \quad (86) \end{aligned}$$

Um praktisch mit einem festen Widerstand auszukommen, wähle man als mittleren Widerstand den Wert für

$$\omega = \omega_h + 0,2 \Delta \omega \approx \omega_h (1 + 0,2 m), \text{ also}$$

$$r_e \approx \frac{2,5}{\sqrt{2m}} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (87)$$

Beim Versuch wird wieder das Verhältnis der Spannungen U_n/U_o als Funktion der Frequenz aufgenommen und graphisch dargestellt. Das Ergebnis soll mit der Theorie verglichen werden, wobei die wegen des festen Endwiderstandes noch vorhandene Reflexion vernachlässigt werden kann. Das Spannungsverhältnis ergibt sich dann wie in Gl. (66a) zu

$$\left| \frac{u_n}{u_o} \right| = e^{-dn} \quad (88)$$

116. Untersuchung eines künstlichen Kabels.

a) Untersuchung der Spannungsänderung bei eingeschwungenen Strömen.

(Aufnahme des Spiralendiagrammes).

Zubehör (Bild 56):

- L drei Induktivitäten von je 0,1 H,
- C sechs Papierkondensatoren von je 4 μ F und drei „ „ „ 2 μ F,
- R vier Widerstände von je 150 Ω , 0,5 Amp.,
- R' ein Widerstand von 150 Ω , 1 Amp.,
- Tr Transformator mit Übersetzungsverhältnis 1:2,

- S* Doppelpoliger Schalter,
- V* Hitzdraht-Spannungsmesser für 130 Volt,
- Elektrostatischer Spannungsmesser für 150 Volt mit Anlegespitzen (Zeigerinstrument mit Fadenaufhängung von Hartmann & Braun mit annähernd gleichmäßiger Skala),
- Schiebewiderstand von 380 Ω, 5 Amp.

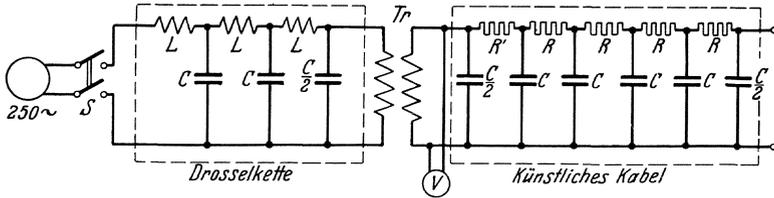


Bild 56. Versuchsaufbau für Untersuchung eines künstlichen Kabels.

Theoretisches. Bei einem natürlichen Zweileiterkabel kann in erster Annäherung seine Induktivität und Ableitung vernachlässigt werden. Daher kann ein solches Kabel durch einen Kettenleiter, dessen einzelne Glieder nur aus Widerständen und Kapazitäten bestehen, angenähert nachgebildet werden. („Künstliches Kabel.“) Die Übereinstimmung zwischen den Spannungen und Strömen an den Gliedern des künstlichen Kabels mit den entsprechenden Größen des natürlichen Kabels wird um so genauer, je größer die Gliederzahl, bzw. je kleiner Widerstand und Kapazität eines einzelnen Gliedes sind. Bei dem zu untersuchenden Kabel beträgt die Abweichung nur wenige Prozent.

Es soll bei stationärem Wechselstrombetrieb die Änderung von Größe und Richtung des Spannungsvektors als Funktion des Ortes untersucht werden.

Die Spannungs- und Stromverteilung längs einer homogenen Leitung ergibt sich als Überlagerung einer hinlaufenden und einer rücklaufenden Welle. Ist

- R* der Widerstand der Leiterschleife je km,
- L* die Induktivität der „ „ „ „
- A* die Ableitung der „ „ „ „
- und *C* die Kapazität der „ „ „ „

so ergeben sich aus den Differentialgleichungen der Leitung bei Wahl der Pfeilsinne und des Koordinatensystems nach Bild 57 (Koordinatenanfang $x = 0$ am Ende der Leitung) Spannung u_x und Strom \mathfrak{I}_x an einer beliebigen Stelle x der Leitung zu:

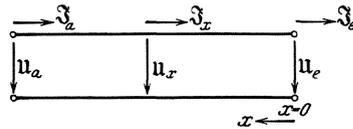


Bild 57. Richtungssinn der Spannungen und Ströme.

$$\begin{aligned}
 u_x &= u_e \cos p x + \mathfrak{I}_e \sin p x \\
 &= \frac{1}{2} (u_e + \mathfrak{I}_e) e^{p x} + \frac{1}{2} (u_e - \mathfrak{I}_e) e^{-p x} \quad (89)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathfrak{S}_x &= \frac{u_e}{\mathfrak{z}} \mathfrak{S} \sin p x + \mathfrak{S}_e \mathfrak{C} \cos p x \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{u_e}{\mathfrak{z}} + \mathfrak{S}_e \right) e^{p x} - \frac{1}{2} \left(\frac{u_e}{\mathfrak{z}} - \mathfrak{S}_e \right) e^{-p x} \end{aligned} \quad (90)$$

Darin ist:

u_e die Spannung am Ende der Leitung $x = 0$,
 \mathfrak{S}_e der Strom „ „ „ „ $x = 0$,

$$p = \sqrt{(R + j \omega L)(A + j \omega C)} = a j + b \text{ die Fortpflanzungskonstante} \\ \text{und} \quad (91)$$

$$\mathfrak{z} = \sqrt{\frac{R + j \omega L}{A + j \omega C}} \quad \text{der Wellenwiderstand.}$$

Bei dem betrachteten Kabel mit $A = 0$ und $L = 0$ wird

$$\left. \begin{aligned} p &= \sqrt{R j \omega C} = \sqrt{\frac{R \omega C}{2}} (1 + j) \text{ und} \\ \mathfrak{z} &= \sqrt{\frac{R}{j \omega C}} = \sqrt{\frac{R}{2 \omega C}} (1 - j) \end{aligned} \right\} \quad (92)$$

Um einen Übergang zum künstlichen Kabel zu schaffen, denkt man sich das homogene Kabel in eine beliebige Anzahl n gleicher Teile von der Länge x_1 geteilt und bezieht sämtliche Größen, auch Fortpflanzungsmaß und Wellenwiderstand auf diese Länge als Längeneinheit. Für diese Länge x_1 ist nun:

der Gesamtwiderstand: $R_1 = R \cdot x_1$,
 die Gesamtkapazität: $C_1 = C \cdot x_1$,
 das Fortpflanzungsmaß (für die Länge x_1):

$$p_1 = a_1 j + b_1 = \sqrt{R_1 j \omega C_1} = p \cdot x_1 \quad (93)$$

und der Wellenwiderstand:

$$\mathfrak{z}_1 = \sqrt{\frac{R_1}{j \omega C_1}} = \mathfrak{z} \text{ unabhängig von der Länge.} \quad (94)$$

Sind in den Punkten: $0 \quad x_1 \quad 2 x_1 \quad \dots \quad h x_1 \quad \dots \quad n x_1 = l$,
 die Spannungen: $u_0 = u_e \quad u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_h \quad \dots \quad u_n = u_a$,
 so ist nach Gleichung (90):

$$\begin{aligned} u_h &= u_e \cdot \mathfrak{C} \cos p_1 h + \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e \mathfrak{S} \sin p_1 h \\ &= \frac{1}{2} (u_e + \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e) e^{p_1 h} + \frac{1}{2} (u_e - \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e) e^{-p_1 h}. \end{aligned} \quad (95)$$

Die entsprechende Stromgleichung lautet:

$$\mathfrak{S}_h = \frac{u_e}{\mathfrak{z}} \mathfrak{S} \sin p_1 h + \mathfrak{S}_e \mathfrak{C} \cos p_1 h$$

In den rechten Seiten der Gleichungen (90) und (95) stellt der erste Ausdruck

$$\frac{1}{2} (\mathbf{u}_e + \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e) e^{+p x} = \frac{1}{2} (\mathbf{u}_e + \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e) e^{b x + j a x} = \mathbf{u}_v \quad (96)$$

eine vom Anfang zum Leitungsende hin laufende Welle, der zweite Ausdruck

$$\frac{1}{2} (\mathbf{u}_e - \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e) e^{-p x} = \frac{1}{2} (\mathbf{u}_e - \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e) e^{-b x - j a x} = \mathbf{u}_r \quad (97)$$

eine vom Ende rücklaufende, reflektierte Welle dar. Die vektorielle Addition beider Anteile liefert das Spiraldiagramm der Leitung. Die Konstruktion ist in Bild 58 ausgeführt, ausgehend von dem durch die Endbelastung des Kabels (für $x = 0$) vorgeschriebenen Größen \mathbf{u}_e und $\mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e$.

Nach Gleichung (96) verläuft der Spannungsvektor \mathbf{u}_v der vorwärtslaufenden Welle als Funktion des Abstandes x auf einer logarithmischen Spirale. Jeder um die Länge x_1 entfernte Vektor ist gegen den vorhergehenden um den Faktor $e^{b x_1} = e^{b_1}$ vergrößert und um den Winkel $+ a_1$ nach vorwärts (links herum) gedreht. Die Spirale ist, beginnend mit dem Vektor $\frac{1}{2} (\mathbf{u}_e + \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e)$, in Kurve $0' 1' 2' 3' 4'$ gezeichnet.

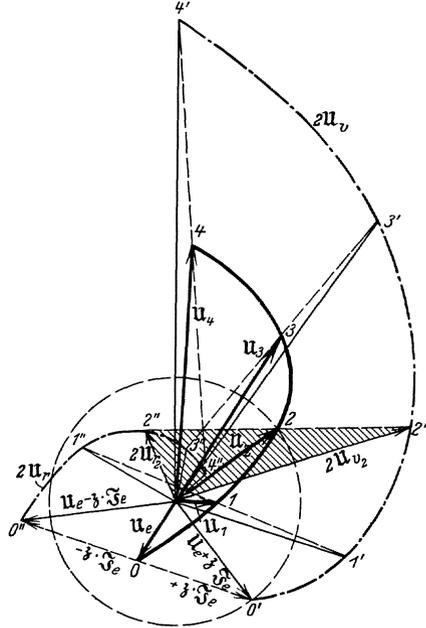


Bild 58. Spiraldiagramm eines künstlichen Kabels.

Ebenso verläuft nach Gleichung (97) \mathbf{u}_r auf einer zweiten logarithmischen Spirale, nur daß jeder folgende Vektor um e^{-b_1} verkleinert und um $- a_1$ nach rückwärts (rechts herum) gedreht ist. Die Spirale beginnt mit dem Vektor $\frac{1}{2} (\mathbf{u}_e - \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}_e)$ und ist in $0'' \dots 4''$ gezeichnet. Die Vektorsumme zweier entsprechender Vektoren \mathbf{u}_{v_h} und \mathbf{u}_{r_h} gibt die im Punkte $x_h = h \cdot x_1$ herrschende Kabelspannung \mathbf{u}_h . Sie liegt in der Mitte der Verbindungsline zweier entsprechender Punkte ($1' \dots 1''$, $2' \dots 2''$).

Für Leerlauf müßte in Bild 58 $\mathfrak{S}_e = 0$, für Kurzschluß $\mathbf{u}_e = 0$ gemacht werden; die Konstruktion bleibt sonst grundsätzlich die gleiche.

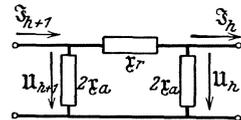


Bild 59. Ersatzkettenglied eines Kabels.

Jedes Leiterstück der Länge x_1 kann nun durch ein Kettenglied ersetzt werden, z. B. durch ein rechteckiges Glied (Kettenleiter erster Art) nach Bild 59. Sind \mathfrak{z}_r und \mathfrak{z}_a die Widerstandsoperatoren und wird wie bei der homogenen Leitung der Anfangspunkt 0 an das Ende des

künstlichen Kabels gelegt, so gelten für die Spannungen und Ströme am Anfang und Ende eines Gliedes die Gleichungen:

$$u_{h+1} = u_h + \varkappa_r \left(\mathfrak{S}_h + \frac{u_h}{2 \varkappa_a} \right) = u_h \left(1 + \frac{\varkappa_r}{2 \varkappa_a} \right) + \mathfrak{S}_h \cdot \varkappa_r$$

und

$$\mathfrak{S}_{h+1} = \mathfrak{S}_h + \frac{u_h}{2 \varkappa_a} + \frac{u_{h+1}}{2 \varkappa_a} = \frac{u_h}{\varkappa_a} \left(1 + \frac{\varkappa_r}{4 \varkappa_a} \right) + \mathfrak{S}_h \left(1 + \frac{\varkappa_r}{2 \varkappa_a} \right)$$

Diese Gleichungen werden mit den entsprechenden Leitungsgleichungen (aus Gleichung (95) für $h = 1$):

$$u_{h+1} = u_h \cdot \cos p_1 + \mathfrak{S}_h \cdot \sin p_1$$

$$\mathfrak{S}_{h+1} = \frac{u_h}{\mathfrak{z}} \cdot \sin p_1 + \mathfrak{S}_h \cdot \cos p_1$$

identisch, wenn man \varkappa_r und \varkappa_a so wählt, daß:

$$1 + \frac{\varkappa_r}{2 \varkappa_a} = \cos p_1 \quad (98)$$

und

$$\varkappa_r = \mathfrak{z} \cdot \sin p_1 \text{ bzw. } \frac{1}{\varkappa_a} \left(1 + \frac{\varkappa_r}{4 \varkappa_a} \right) = \frac{1}{\mathfrak{z}} \sin p_1 \quad (99)$$

d. h.

$$\left. \begin{aligned} \varkappa_r &= \mathfrak{z} \sin p_1 \\ \frac{\varkappa_r}{\varkappa_a} &= 4 \sin^2 \frac{p_1}{2} \end{aligned} \right\} (100)$$

wird.

In diesem Falle stimmen die Spannungen und Ströme an den Gliedern des künstlichen Kabels mit den entsprechenden Größen u_h und \mathfrak{S}_h auf dem homogenen Kabel überein; das künstliche Kabel stellt also eine genaue Nachbildung des homogenen Kabels dar. Da aber die erforderlichen Widerstände \varkappa_r und \varkappa_a frequenzabhängig sind, gilt die Nachbildung immer nur für eine bestimmte Betriebsfrequenz.

Im allgemeinen, so auch bei dem zu untersuchenden künstlichen Kabel, begnügt man sich mit einer gröberen Nachbildung, indem man es nur aus Widerständen und Kapazitäten zusammensetzt. Man macht also

$$\varkappa_r = R_1 \text{ und } \varkappa_a = \frac{1}{j \omega C_1}$$

Wellenwiderstand \mathfrak{z}' und Fortpflanzungsmaß $q = c j + d$ dieses künstlichen Kabels ergeben sich aus den Gleichungen (98) und (99) zu:

$$\sin \frac{q}{2} = \sin \frac{c j + d}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\varkappa_r}{\varkappa_a}} = \frac{1}{2} \sqrt{R_1 j \omega C_1} = u + j v \quad (101)$$

$$\mathfrak{z}' = \frac{\varkappa_r}{\sin q} = \sqrt{\frac{R_1}{j \omega C_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{4} \cdot R_1 j \omega C_1}} \quad (102)$$

Dann verläuft der Spannungsvektor nach der Gleichung (95):

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_h &= \mathbf{u}_e \cos q h + \mathfrak{z} \mathfrak{S}_e \sin q h \\ &= \frac{1}{2} (\mathbf{u}_e + \mathfrak{z}' \mathfrak{S}_e) e^{qh} + \frac{1}{2} (\mathbf{u}_e - \mathfrak{z}' \mathfrak{S}_e) e^{-qh} \end{aligned}$$

stimmt aber nicht mehr mit den entsprechenden Spannungen des homogenen Kabels überein, da beim homogenen Kabel nach Gleichung (93) und (94)

$$\begin{aligned} \frac{p_1}{2} &= \frac{a_1 j + b}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{R_1 j \omega C_1} \quad \text{und} \\ \mathfrak{z}_1 &= \sqrt{\frac{R_1}{j \omega C_1}} \end{aligned}$$

ist. Eine annähernde Übereinstimmung wird erreicht wenn $\sqrt{R_1 \omega C_1} \ll 1$ ist; in diesem Falle wird

$$\frac{p_1}{2} = \sin \frac{q}{2} \approx \frac{q}{2} \quad \text{und} \quad \mathfrak{z} \approx \mathfrak{z}'$$

Da R_1 gleich $1/n$ des Gesamt Widerstandes, C_1 gleich $1/n$ der Gesamtkapazität ist, so wird durch diese Ungleichung eine obere Gliedgröße und damit eine Mindestgliedzahl für eine Nachbildung von bestimmter Genauigkeit vorgeschrieben.

Man zeige, wie groß bei dem zu untersuchenden Kabel die Abweichung von einem homogenen Kabel ist. (Durch Berechnung von p_1 , q , \mathfrak{z} und \mathfrak{z}' und durch die auszuführende Konstruktion des Spiraldiagramms, vgl. weiter unten.)

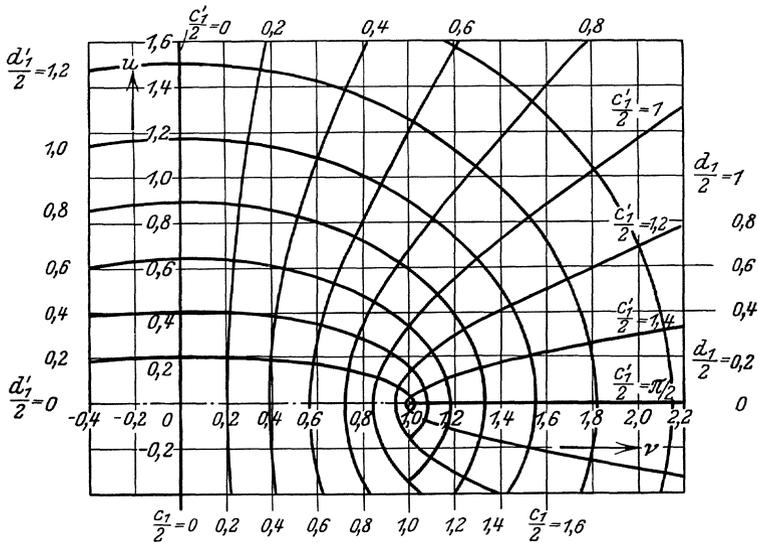


Bild 60. Kurven für komplexe Hyperbelsinus.

Anmerkung: Das zu einem bestimmten u, v gehörige c_1', d_1' kann aus den Kurven in Bild 60 entnommen werden, auf dem die konfokalen Ellipsen die

Kurven $d_1 = \text{const}$, die konfokalen Hyperbeln die Linien $c_1 = \text{const}$ in der u - v -Ebene darstellen (Nachweis!).

Versuche. Die Maschinenspannung der 500-Hertz-Maschine der Station XVII wird durch eine dreigliedrige Spulenketten mit einer Grenzfrequenz von ≈ 500 Hertz von Oberwellen gereinigt (Bild 56). Um die Kondensatoren der Spulenketten nicht zu überlasten, wird die Spannung für das künstliche Kabel im Verhältnis 1:2 durch einen schwachgesättigten, daher oberwellenfreien Transformator hochtransformiert. (Die beiden Primärspulen von je 250 Windungen und die beiden Sekundärspulen von je 500 Windungen werden parallel geschaltet.) Die Sekundärspannung wird an das künstliche Kabel gelegt und bei einer Frequenz von ≈ 250 Hertz auf ≈ 130 Volt eingestellt. Das Kabel ist fünfgliedrig nach Bild 56 aufzubauen. Seine Kapazität beträgt $4 \mu\text{F}$, sein Widerstand 150Ω pro Glied.

Es ist das Spiraldiagramm für Leerlauf und Kurzschluß des künstlichen Kabels aufzunehmen.

Leerlaufversuch. Bei offener Kette werden die Spannungen an den Kondensatoren und an den Widerständen durch Anlegen des elektrostatischen Spannungsmessers mittels Anlegespitzen gemessen. Da in jedem geschlossenen Kreis $\Sigma U = 0$ ist, sind durch diese Spannungsmessungen Größe und Phase der einzelnen Spannungen und damit das Spiraldiagramm bestimmt. Zur Kontrolle ist die Spannung zwischen beliebigen anderen Punkten des Kabels, z. B. 1—5, 2—6 usw. zu messen.

Kurzschlußversuch. Man geht mit der Erregung der Maschine etwas zurück, schließt das Kabelende kurz und erhöht die Spannung wieder auf den ursprünglichen Wert von ≈ 130 Volt. Die Meßausführung ist dieselbe wie im Leerlaufversuch.

Die Versuche werden entweder mit einer anderen Frequenz z. B. $f = 50$ oder 500 Hertz (die Anfangsspannung des Kabels ist dabei so einzustellen, daß die Spannung am ersten Widerstand 70 Volt nicht übersteigt), oder mit einer anderen Gliedzahl z. B. $n = 3$ wiederholt. Widerstand und Kapazität eines Einzelgliedes bleiben dabei unverändert.

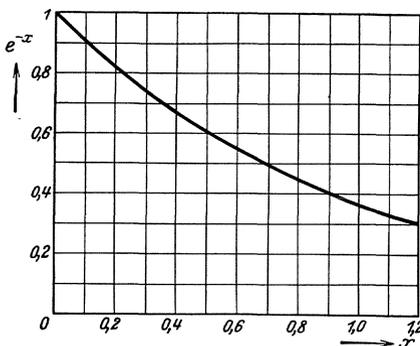


Bild 61. Dämpfungskurve.

Rechnerische Nachprüfung des Versuches: Aus den eingestellten Werten von R , C und ω sind die Werte u und v nach Gleichung (101) zu berechnen. Aus der Kurve Bild 60 ist das zugehörige c_1, d_1 zu entnehmen und zwar a) für das natürliche, b) für das künstliche Kabel. Für beide Fälle ist das Spannungsdiagramm zu konstruieren und mit dem aufgenommenen zu vergleichen. Für die Kon-

hörige c_1, d_1 zu entnehmen und zwar a) für das natürliche, b) für das künstliche Kabel. Für beide Fälle ist das Spannungsdiagramm zu konstruieren und mit dem aufgenommenen zu vergleichen. Für die Kon-

struktion nimmt man eine beliebige Endspannung an, z. B. $U_e = 10$ Volt für Leerlauf, $z I_e = 10$ Volt für Kurzschluß und konstruiert im Maßstab 1 Volt = 1 mm die Spirallendiagramme. Die aus den Diagrammen entnommenen Spannungen werden dann so umgerechnet, daß die Anfangsspannung des Kabels mit der experimentell eingestellten Anfangsspannung übereinstimmt.

Zur Berechnung des Dämpfungsfaktors ist die Kurve für e^{-x} (Bild 61) zu benutzen.

b) Untersuchung der Kurvenverzerrung bei Einschaltvorgängen.

(Aufnahme der Thomson-Kurve¹⁾)

Zubehör (Bild 62):

- C 14 Papierkondensatoren von je $4 \mu\text{F}$,
- 3 " " " $2 \mu\text{F}$,
- 2 " " " $1 \mu\text{F}$,
- R 5 Widerstände von je 400Ω (1 Wdst. mit Mittelabgriff),
Schleifenoszillograph,
- R_1 Kurbelwiderstand von $100\,000 \Omega$,
- R_2 " " $10\,000 \Omega$,
- R_3 Normalwiderstand 1Ω oder Stöpselwiderstand, Kurbelwiderstand von $100\,000 \Omega$,
- S_1 doppelpoliger, S_2 einpoliger Schalter.

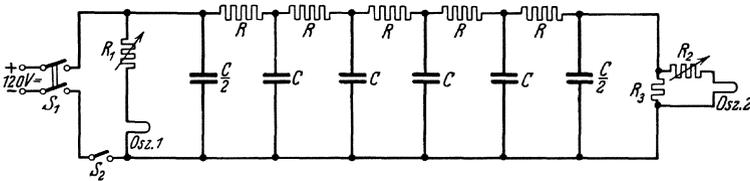


Bild 62. Künstliches Kabel.

Aus den Kapazitäten und Widerständen ist ein künstliches Kabel als Kettenleiter in Rechteckform nach Bild 62 mit einer Gesamtkapazität von $60 \mu\text{F}$ und einem Gesamtwiderstand von 2000Ω aufzubauen und zwar a) mit 5, b) mit 2 Gliedern. Das Kabel stellt in erster Annäherung ein Guttapercha-Kabel älterer Ausführung ohne künstlich erhöhte Induktivität ($R = 7,2 \Omega/\text{km}$, $C \approx 0,2$ [für die Nachbildung genau $0,216$] $\mu\text{F}/\text{km}$) für eine Betriebslänge von $\approx 300 \text{ km}$ dar. Es soll der Einschaltvorgang des Kabels bei Anlegen einer Gleichspannung durch oszillographische Aufnahmen von Anfangsspannung und Endstrom untersucht werden. (Grundaufgabe der Telegraphentechnik.) Dabei soll das Ende des Kabels kurzgeschlossen sein; dies entspricht den praktischen Verhältnissen beim Telegraphenbetrieb auf größere Entfernungen, da in

¹⁾ K. W. Wagner, Archiv f. Elektr. 4, S. 160, 1916.

in diesem Falle der Widerstand der angeschlossenen Telegraphen- oder Telefonapparate gegen den Widerstand der Leitung vernachlässigt werden kann.

Theorie: Für eingeschwungene Ströme der Kreisfrequenz ω (worauf sich sämtliche Rechnungen des ersten Teiles bezogen) erhält man den Kurzschlußstrom \mathfrak{S}_{ek} am Ende des Kabels aus den allgemeinen Gleichungen (95), wenn man die Endspannung $U_e = 0$ und die Gliedzahl $h = n$ setzt. Man erhält so für das natürliche Kabel

$$\mathfrak{S}_{ek} = \frac{U_a}{\mathfrak{z} \operatorname{Sin} p_1 n} \quad (103)$$

und für das künstliche Kabel

$$\mathfrak{S}_{ek} = \frac{U_a}{\mathfrak{z}' \operatorname{Sin} q n} \quad (104)$$

Darin sind Fortpflanzungsmaß und Wellenwiderstand durch die Gleichungen (93) und (94) bzw. (101) und (102) gegeben und zwar für elektrische Vorgänge, die mit der Kreisfrequenz ω verlaufen.

Zur Berechnung des Einschaltvorganges hat man die Kreisfrequenz durch die sogenannte „komplexe Frequenz“ p zu ersetzen. Ihr reeller Teil charakterisiert die Dämpfung des Einschaltvorganges, der rein imaginäre die Schwingungsvorgänge. Zunächst hat man also in den erwähnten Gleichungen $j\omega$ durch p zu ersetzen, d. h.:

$$p_1 = \sqrt{R_1 p C_1} \quad \mathfrak{z}_1 = \sqrt{\frac{R_1}{p C_1}} \quad (105)$$

$$\operatorname{Sin} \frac{q}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{R_1 p C_1} \quad \text{und} \quad \mathfrak{z}' = \sqrt{\frac{R_1}{p C_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{4} \cdot R_1 p C_1}} \quad (106)$$

Wenn man nun an den Anfang der Leitung eine Gleichspannung U_a legt, so erhält unter Benutzung der komplexen Frequenz der gesuchte Endstrom nach Gl. (103) die Form:

$$I_e = \frac{U_a}{Z(p)} \quad (107)$$

Nach Heaviside hat man dann die Wurzeln der sogenannten Stammgleichung

$$Z(p) = 0 \quad (108)$$

aufzusuchen. Man nennt diese Wurzeln

$$p_1 p_2 \cdot \cdot p_m$$

die Eigenwerte von p und findet dann den Verlauf des gesuchten Einschaltstromes nach der Heavisideschen Formel:

$$i = \frac{U_a}{Z(0)} + U_a \sum_{r=1}^m \frac{e^{p_r t}}{\left(p \cdot \frac{\partial Z}{\partial p}\right)_{p_r}} \quad (109)$$

($p_1 \cdot \cdot \cdot p_m =$ Wurzeln v. $Z(p) = 0$)

Darin ist U_a/Z (o) der stationäre Anteil, der zweite Summand der zeitlich abklingende Ausgleichsstrom.

Für das natürliche Kabel ist nach Gleichung (103)

$$Z(p) = \mathfrak{z} \cdot \mathfrak{S}in \mathfrak{p}_1 n$$

also unter Berücksichtigung von Gleichung (105)

$$Z(p) = \mathfrak{z} \mathfrak{S}in \mathfrak{p}_1 n = \sqrt{\frac{R_1}{C_1 p}} \cdot \mathfrak{S}in n \sqrt{R_1 p C_1}$$

Für $p = 0$ wird

$$Z(0) = n \cdot R_1, \text{ und die Stammgleichung} \\ Z(p) = 0.$$

wird befriedigt durch $n \cdot \sqrt{R_1 p C_1} = j k \pi$

Mithin sind die Eigenfrequenzen:

$$p_r = - \frac{k^2 \pi^2}{n^2 R_1 C_1}$$

Dadurch werden die Nenner der Heavisideschen Formel:

$$\left(p \cdot \frac{\delta Z}{\delta p} \right)_{pr} = \left(p \cdot \sqrt{\frac{R_1}{p C_1}} \cdot \frac{n}{2} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{p}} \cdot \mathfrak{C}os j n \sqrt{R_1 p C_1} \right)_{pr} = \frac{n}{2} R_1 \cdot \cos k \pi \\ = (-1)^k \cdot \frac{1}{2} n \cdot R_1$$

Nach Gleichung (109) ergibt sich daher der zeitliche Verlauf des Kurzschlußstromes zu:

$$i_{ek} = \frac{U_a}{n \cdot R_1} + 2 \frac{U_a}{n \cdot R_1} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot e^{-\frac{k^2 \pi^2}{n^2 R_1 C_1} \cdot t} \quad (110)$$

Führt man den maximalen Endstrom $i_{\max} = \frac{U_a}{n \cdot R_1}$ und die gesamte Zeitkonstante des Kabels $T = (n R_1) (n C_1) = n^2 R_1 C_1$ ein, so geht Gleichung (110) über in die Thomsonsche Formel für den Einschwingvorgang am kurzgeschlossenen Ende eines natürlichen Kabels:

$$\frac{i_{ek}}{i_{\max}} = 1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot e^{-k^2 \pi^2 \cdot \frac{t}{T}} \quad (111)$$

Für das künstliche Kabel erhält man durch eine entsprechende Rechnung:

$$\frac{i_{ek}}{i_{\max}} = 1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^n (-1) \cdot \cos^2 \frac{k \pi}{2n} \cdot e^{-4 n^2 \cdot \frac{t}{T} \cdot \sin^2 \frac{k \pi}{2n}} \quad (112)$$

wo $i_{\max} = \frac{U_a}{n \cdot R_1}$ der maximale Endstrom, $T = (n R_1) (n C_1) = n^2 R_1 C_1$ die gesamte Zeitkonstante des künstlichen Kabels ist. Der Anlaufvorgang hängt von Zeitkonstante und Gliedzahl ab. Für $n = \infty$ geht Gleichung (112) in die Thomsonsche Formel über.

Für $n = 2$, $n = 5$, und $n = \infty$ sind die Kurven nach der unten gegebenen Tabelle zu zeichnen. (Die Maßstäbe sind den oszillographischen Kurvenaufnahmen entsprechend zu wählen.)

Bei Abschalten der Spannung entsteht ein entsprechender Ausgleichsvorgang, der unter der praktisch meist erfüllten Voraussetzung, daß beim Abschalten der Spannung der Kabelanfang direkt oder über den Empfangsapparat kurz geschlossen wird, genau dieselbe Form hat, da dieser Fall dem Einschalten einer Spannungsquelle mit der Spannung $-U_a$ und dem inneren Widerstand 0 gleichzusetzen ist.

Versuche: Die Aufnahme der Kurven erfolgt nach Bild 62. Über das Arbeiten mit dem Schleifenszillographen s. Aufg. 143, S. 173 und Aufg. 145, S. 185. Die dritte Oszillographenschleife wird über einen Widerstand von $100\,000\ \Omega$ zur Aufnahme eines Zeitmaßstabes an das 120 Volt-Wechselstromnetz gelegt. Man läßt den Antriebsmotor der Oszillographentrommel mit Zahnradübersetzung 1:10 laufen, stellt die Photographiereinrichtung ein und schließt den Schalter S_2 , wenn man das Fallen der Öffnungsklappe des photographischen Verschlusses hört.

Die Kurve wird für eine 5-gliedrige und eine 2-gliedrige Kette aufgenommen. Die Zeitkonstante T beider Ketten soll die gleiche sein. Es ändert sich dann nur die Form der Kurve, nicht die Einschwingzeit. Die aufgenommenen Kurven sind mit den berechneten zu vergleichen. (Diskussion der Gliedzahl für naturgetreue Nachbildungen.)

T a b e l l e.

$\frac{t}{T}$	$\frac{i_{ek}}{i_{\max}}$		
	$n = 2$	$n = 5$	$n = \infty$
0,025	0,1813	0,0215	0,000325
0,05	0,3297	0,0862	0,0340
0,10	0,5507	0,3439	0,2929
0,15	0,6988	0,5749	0,5501
0,20	0,7981	0,7333	0,7229
0,25	0,8647	0,8339	0,8305
0,30	0,9093	0,8969	0,8966
0,40	0,9593	0,9604	0,9615
0,50	0,9817	0,9848	0,9856
0,60	0,9918	0,9942	0,9946
0,75	0,9975	0,9986	0,9987
1,00	0,9997	0,9999	0,9999

117. Untersuchung eines symmetrischen Vierpoles.

Zubehör:

- eine veränderbare Eichleitung $Z = 1600 \Omega$, $q = 0$ bis $0,1$,
- eine veränderbare Eichleitung $Z = 1600 \Omega$, $q = 0$ bis 1 ,
- drei feste Eichleitungen $Z = 1600 \Omega$ und $q = 1, 2$ und 4 ,
- drei Meßwiderstände,
- ein Spannungsmesser der *E*-Klasse,
- ein Strommesser der *E*-Klasse,
- ein Wechselstromgenerator für die Frequenz 500 Hz ,
- ein Schleifdraht,
- ein Hörtelephon (10Ω).

Theoretisches. Die Eingangsgrößen (Spannung U_a , Strom I_a) eines beliebigen Vierpoles (Bild 63) und seine Ausgangsgrößen (U_e I_e) hängen in symbolischer Schreibweise durch homogene lineare Beziehungen voneinander ab:

$$\left. \begin{aligned} U_a &= a U_e + b I_e \\ I_a &= c U_e + d I_e \end{aligned} \right\} \text{ (113)}$$

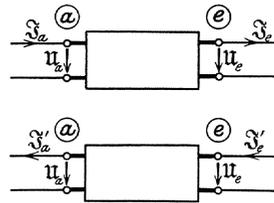


Bild 63. Umkehrbarer Vierpol.

a b c d sind im allgemeinen komplex.

Löst man diese Gleichungen nach U_e I_e auf, so folgt:

$$\left. \begin{aligned} U_e &= \frac{b}{\Delta} U_a - \frac{b}{\Delta} I_a \\ - I_e &= \frac{c}{\Delta} U_a - \frac{a}{\Delta} I_a \end{aligned} \right\} \text{ (114)}$$

$\Delta = a d - b c$

Setzt man $I'_a = -I_a$ $I'_e = -I_e$, d. h. benutzt man den Vierpol in entgegengesetzter Richtung (U_e I'_e Eingangsgrößen, U_a I'_a Ausgangsgrößen, Bild 63 unten), so gilt für diese Richtung

$$\left. \begin{aligned} U_e &= \frac{b}{\Delta} U_a + \frac{b}{\Delta} I'_a \\ I'_e &= \frac{c}{\Delta} U_a + \frac{a}{\Delta} I'_e \end{aligned} \right\} \text{ (115)}$$

Diese Gleichungen werden mit Gl. (113) identisch, wenn man

$$\Delta = 1 \text{ und } a = b \tag{116}$$

macht. Ein solcher Vierpol heißt symmetrisch und umkehrbar; seine Eigenschaften sind nur noch von zwei (komplexen) Konstanten abhängig.

Um sie mit denen einer homogenen Fernleitung vergleichen zu können ist es vorteilhaft, zwei andere Konstante q und β einzuführen, so daß die Gleichungen lauten (vgl. Gl. 89. 90)

$$\left. \begin{aligned} U_a &= U_e \cos q + I_e \beta \sin q \\ I_a &= \frac{U_e}{\beta} \sin q + I_a \cos q \end{aligned} \right\} \text{ (117)}$$

\mathfrak{z} heißt der Wellenwiderstand, q das Übertragungsmaß. Die Bedingungen (116) sind erfüllt. Im allgemeinen sind die beiden Konstanten q und \mathfrak{z} komplex und abhängig von der Frequenz. Demgegenüber ver-

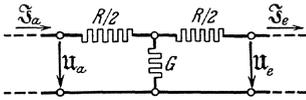


Bild 64. Schema einer Eichleitung.

steht man unter einer Eichleitung einen symmetrischen Vierpol, dessen Konstanten reell und frequenzunabhängig sind. Daraus folgt, daß eine Eichleitung aus ohmschen Widerständen R und $1/G$ nach Bild 64 aufgebaut werden kann. Aus den Kirchhoffschen Gesetzen ergibt sich:

$$\left. \begin{aligned} U_a &= U_e \left(1 + \frac{R G}{2} \right) + \mathfrak{I}_e R \left(1 + \frac{R G}{4} \right) \\ \mathfrak{I}_a &= U_e \cdot G + \mathfrak{I}_e \cdot \left(1 + \frac{R G}{2} \right) \end{aligned} \right\} (118)$$

Daraus folgt durch Vergleich mit den Gl. (117) für die in diesem Fall reellen Vierpol-Konstanten q und Z

$$\left. \begin{aligned} \cos q &= 1 + \frac{1}{2} R G \\ \sin q &= \sqrt{R G} \sqrt{1 + \frac{1}{4} R G} \end{aligned} \right\} \quad Z = \sqrt{\frac{R}{G}} \sqrt{1 + \frac{1}{4} R G} \quad (119)$$

In der Praxis ist meist der Wellenwiderstand Z fest vorgeschrieben, während man dem Übertragungsmaß q veränderbare Werte zuerteilt. Die zu diesen Werten gehörenden Widerstände R und $1/G$, durch die man eine Eichleitung mit den gewünschten Werten aufbauen kann, werden aus

$$\begin{aligned} G &= \frac{\sin q}{Z} \\ R &= 2 Z \frac{\cos q - 1}{\sin q} = 2 Z \mathfrak{T}g \frac{q}{2} \end{aligned} \quad (120)$$

berechnet.

Wenn man die Endklemmen der Eichleitung mit einem Widerstand belastet, der gleich dem Wellenwiderstand Z ist, so folgt aus $U_e = Z \mathfrak{I}_e$

$$U_e = U_a e^{-q} \quad \mathfrak{I}_e = \mathfrak{I}_a e^{-q} \quad (121)$$

d. h. Spannung und Strom sinken auf denselben aus e^{-q} berechenbaren und einstellbaren Bruchteil, so daß

$$U_e : \mathfrak{I}_e = U_a : \mathfrak{I}_a$$

wird. Weder U noch \mathfrak{I} ändern sich in der Phase.

Man kann leicht den folgenden Satz beweisen: Werden zwei Eichleitungen, die denselben Wellenwiderstand Z , aber verschiedenes Übertragungsmaß q_1 und q_2 haben, hintereinander geschaltet, so haben die beiden Eichleitungen resultierend ebenfalls den Wellenwiderstand Z , während ihr Übertragungsmaß $q_1 + q_2$ wird.

Versuche.

a) Bestimmung der Konstanten q und Z einer Eichleitung.

Die Untersuchung ist auf fünf Eichleitungen zu erstrecken, die durchweg denselben Wellenwiderstand $Z = 1600 \Omega$ besitzen; während aber drei der Eichleitungen auch je ein festes Übertragungsmaß haben, haben zwei weitere Apparate veränderbare mit einer Kurbel einstellbare Werte von q .

Die experimentelle Feststellung der Werte von Z und q geschieht durch einen Leerlauf- und einen Kurzschlußversuch. Bei Leerlauf folgt aus $\mathfrak{S}_e = 0$ Gl. (117) für den Eingangsscheinwiderstand Z_o

$$Z_o = (\mathfrak{U}_a : \mathfrak{I}_a)_o = Z \mathfrak{C} \operatorname{tg} q$$

Der Kurzschlußversuch ($\mathfrak{U}_e = 0$) gibt für den Eingangskurzschlußwiderstand Z_z

$$Z_z = (\mathfrak{U}_a : \mathfrak{I}_a)_z = Z \mathfrak{S} g q$$

und daraus

$$Z = \sqrt{Z_o Z_z} \quad \mathfrak{S} g q = \sqrt{Z_z / Z_o} \quad (122)$$

Die Messungen werden mit Gleichstrom ausgeführt; die Scheinwiderstände werden bei 2 Volt Spannung mittels Spannungs- und Strommesser der E -Klasse gemessen; der Eigenverbrauch der Meßapparate ist zu beachten. Bei den veränderbaren Eichleitungen sind die wahren Werte von q für sämtliche Kurbelstellungen festzustellen.

b) Zusammenbau einer Eichleitung.

Es ist eine Eichleitung, die den Wellenwiderstand $Z = 1600 \Omega$ und das Übertragungsmaß $q = 3$ hat nach Gl. (120) zu berechnen und aus drei Stöpselwiderständen aufzubauen. Zur Kontrolle sind aus Leerlauf- und Kurzschlußversuch nach a) Z und q experimentell festzustellen.

c) Direkte Dämpfungsmessung. Aufbau nach Bild 65.

Die Endklemmen $R' S'$ einer Eichleitung werden durch einen Widerstand $Z = 1600$ geschlossen; an die Eingangsklemmen RS wird eine Wechselstromquelle WG (500 Perioden-Maschine) und ein Schleifdraht AB gelegt. R' wird über einen Fernhörer mit einem Schleifkontakt C verbunden und C so lange verschoben, bis der Fernhörer schweigt. Dann ist:

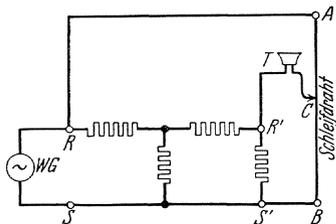


Bild 65. Direkte Dämpfungsmessung an einer Eichleitung.

$$CB : AB = \mathfrak{U}_e : \mathfrak{U}_a = e^{-q}$$

woraus q leicht zu berechnen ist.

Mit dieser Nullmethode wird die eine veränderbare Eichleitung, die in b) beschriebene zusammengestellte feste Eichleitung und die Hintereinanderschaltung beider durchgemessen.

118. Untersuchung eines unsymmetrischen umkehrbaren Vierpoles.

Zubehör (Bild 71 und 73):

- M 500 Hz-Generator,
- Tr Einphasentransformator, $ü = 1 : 10$ (Bild 74),
- R_1, R_2 Schiebewiderstände je etwa 380Ω , 3 Amp.,
- S_1 Schalter,
- Dr Drosselspule 0,1 Hy, 1 Amp.,
- A_1 Hitzdraht-Stromzeiger bis 1 Amp.,
- V_1 Hitzdraht-Spannungszeiger $30 \div 130$ Volt,
- V_2 „ „ „ „ \div Volt,
- R_b Bifilarer Schiebewiderstand etwa 500 Ω ,
- L_1 Induktivität etwa 0,06 H,
- L_2 „ „ „ „ 0,1 H,
- C Kapazität etwa 1,2 μF .

Theoretisches: Ein unsymmetrischer, umkehrbarer Vierpol (Gl. 113) ist ein solcher, dessen Determinante $\Delta = 1$ ist, bei dem aber die Konstanten a und b ungleich sind. Es ergibt sich, daß man dann verschieden große Wellenwiderstände β_1 und β_2 erhält, je nachdem, welche der beiden Klemmen man als Eingangsklemmen verwendet (s. Bild 63).

Sind die linken Klemmen Eingangsklemmen, so erhält man aus Leerlauf- und Kurzschlußversuch

$$\beta_1^2 = \left(\frac{U_a}{\mathfrak{S}_a} \right)_0 \cdot \left(\frac{U_a}{\mathfrak{S}_a} \right)_z = \frac{a \, b}{c \, d}$$

Sind die rechten Klemmen Eingangsklemmen, so wird nach Gl. 115:

$$U_e = b \, U_a + b \, \mathfrak{S}'_a$$

$$\mathfrak{S}'_e = c \, U_a + a \, \mathfrak{S}'_a$$

und aus Leerlauf- und Kurzschlußversuch

$$\beta_2^2 = \left(\frac{U_e}{\mathfrak{S}'_e} \right)_0 \left(\frac{U_e}{\mathfrak{S}'_e} \right)_z = \frac{b \, d}{a \, c}$$

folglich:

$$\beta_1 \, \beta_2 = \frac{b}{c} \quad \frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{a}{b}.$$

Nimmt man dazu die Determinantengleichung 114

$$\Delta = a \, d - b \, c = 1$$

so kann man die vier Vierpolkonstanten, durch die Wellenwiderstände β_1 , β_2 und das Fortpflanzungsmaß q durch folgende Gleichungen verknüpfen:

$$\left. \begin{aligned} a &= \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} \, \mathfrak{C}o\!f \, q & c &= \frac{1}{\sqrt{\beta_1 \, \beta_2}} \, \mathfrak{S}i\!n \, q \\ b &= \sqrt{\beta_1 \, \beta_2} \, \mathfrak{S}i\!n \, q & d &= \sqrt{\frac{\beta_2}{\beta_1}} \, \mathfrak{C}o\!f \, q \end{aligned} \right\} (123)$$

Aus den Gleichungen (113) wird dadurch:

$$\left. \begin{aligned} U_a &= U_e \sqrt{\frac{\delta_1}{\delta_2}} \mathfrak{C} \cos \varphi + \mathfrak{S}_e \sqrt{\delta_1 \delta_2} \mathfrak{S} \sin \varphi \\ \mathfrak{S}_a &= U_e \frac{1}{\sqrt{\delta_1 \delta_2}} \mathfrak{S} \sin \varphi + \mathfrak{S}_e \sqrt{\frac{\delta_2}{\delta_1}} \mathfrak{C} \cos \varphi \end{aligned} \right\} (124)$$

Wird dieser Vierpol mit δ_2 belastet, so folgt:

$$\begin{aligned} U_e &= \delta_2 \mathfrak{S}_e \\ U_a &= \sqrt{\frac{\delta_1}{\delta_2}} U_e e^{\varphi}, \quad \mathfrak{S}_a = \frac{U_e}{\sqrt{\delta_1 \delta_2}} e^{\varphi}, \text{ und} \\ U_a &= \delta_1 \mathfrak{S}_a \end{aligned}$$

Andererseits durch Vertauschung der Eingangsklemmen aus Gl. (124)

$$\left. \begin{aligned} U_e &= U_a \sqrt{\frac{\delta_2}{\delta_1}} \mathfrak{C} \cos \varphi + \mathfrak{S}'_a \sqrt{\delta_1 \delta_2} \mathfrak{S} \sin \varphi \\ \mathfrak{S}'_e &= U_a \frac{1}{\sqrt{\delta_1 \delta_2}} \mathfrak{S} \sin \varphi + \mathfrak{S}'_a \sqrt{\frac{\delta_1}{\delta_2}} \mathfrak{C} \cos \varphi \end{aligned} \right\} (125)$$

Werden die Ausgangsklemmen mit δ_1 belastet, so folgt:

$$\begin{aligned} U_a &= \delta_1 \mathfrak{S}'_a \\ U_e &= \sqrt{\frac{\delta_2}{\delta_1}} U_a e^{\varphi} \quad \mathfrak{S}'_e = \frac{1}{\sqrt{\delta_1 \delta_2}} U_a e^{\varphi} \text{ und} \\ U_e &= \delta_2 \mathfrak{S}'_e \end{aligned}$$

Diese unsymmetrischen Vierpole haben also die wichtige Eigenschaft, daß sie einen vorgegebenen Wellenwiderstand δ_1 , der auf der einen Seite herrscht, in einen anderen vorgeschriebenen δ_2 überführen können.

Denkt man sich den unsymmetrischen Vierpol aus einem H -Glied nach Bild 66 zusammengesetzt, wo $\mathfrak{r}_1 \mathfrak{r}_2 \mathfrak{r}_a$ die Widerstandsoperatoren der drei Zweige bedeuten, so ergibt ein Vergleich der Grundgleichungen, daß folgende Umrechnungsgleichungen erfüllt werden müssen:

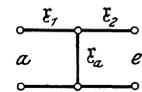


Bild 66. Ersatzschema.

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{S} \sin \varphi &= \frac{\mathfrak{r}'}{\mathfrak{r}_a} \\ \delta_1 &= \mathfrak{r}' \sqrt{\frac{\mathfrak{r}_1 + \mathfrak{r}_a}{\mathfrak{r}_2 + \mathfrak{r}_a}} & \delta_2 &= \mathfrak{r}' \sqrt{\frac{\mathfrak{r}_2 + \mathfrak{r}_a}{\mathfrak{r}_1 + \mathfrak{r}_a}} \\ \mathfrak{r}'^2 &= \mathfrak{r}_1 \mathfrak{r}_2 + \mathfrak{r}_1 \mathfrak{r}_a + \mathfrak{r}_2 \mathfrak{r}_a \end{aligned} \right\} (126)$$

Es wird praktisch nur ausnahmsweise möglich sein, die Operatoren \mathfrak{r} so zusammzusetzen, daß sie diese Gleichungen streng erfüllen; man wird sich vielmehr mit Annäherungen begnügen müssen.

Eine praktische wichtige Anordnung, die zuerst von Hoyt¹⁾ angegeben worden ist, beruht auf diesen Überlegungen. Ein sogenanntes

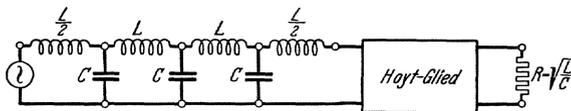


Bild 67. Spulenkette mit Hoytglied.

Hoytglied hat die Aufgabe, den Wellenwiderstand eines Kettenleiters in einen konstanten reellen Widerstand umzubilden.

den. Als Kettenleiter wählen wir eine verlustlose Spulenkette nach Bild 67, die sich aus vier in Reihe geschalteten Induktivitäten L bzw. $\frac{L}{2}$ und drei quer geschalteten Kapazitäten C zusammensetzt. Eine solche Kette läßt unterhalb einer wohlbestimmbaren Grenzfrequenz

$$\omega_g = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (127)$$

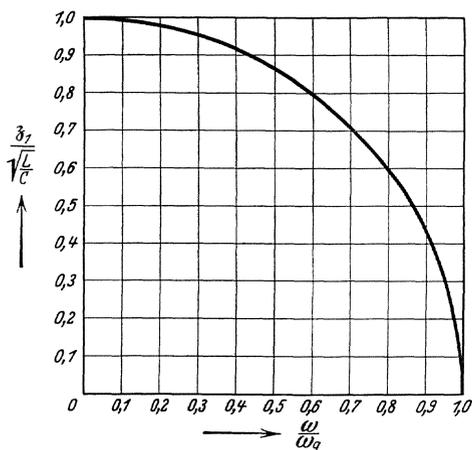


Bild 68. Abhängigkeit des Wellenwiderstandes von der Frequenz.

die Schwingungen hindurch, während sie oberhalb dieser Frequenz stark gedämpft werden. Der Wellenwiderstand im unterkritischen Bereich ist nach Gl. 126:

$$\delta_1 = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \quad (128)$$

Er ist also mit der Frequenz veränderlich (Bild 68). Durch ein Hoytglied, mit dem man die Spulenkette abschließt, soll dieser veränderliche Wellenwiderstand in den festen

$$\delta_2 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (129)$$

umgewandelt werden. Dazu benutzt Hoyt ein in Bild 69 dargestelltes Glied, wo $\xi \eta \zeta$ drei noch zu bestimmende Zahlen bedeuten. Es ist zu setzen:

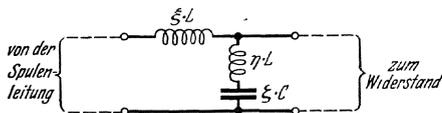


Bild 69. Hoytglied.

$$\mathfrak{z}_1 = j \omega \xi L \quad \mathfrak{z}_2 = 0 \quad \mathfrak{z}_a = j \omega \eta L + \frac{1}{j \omega \zeta C}$$

folglich nach Gl. (126) $\mathfrak{z}'^2 = j \omega \xi L \left(j \omega \eta L + \frac{1}{j \omega \zeta C} \right)$

$$= \frac{\xi L}{\zeta C} \left(1 - 4 \eta \zeta \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \right)$$

¹⁾ Vgl. Strecker und Feldtkeller; Wiss. Veröff. a. d. Siemens Konzern Bd. 5, 3, S. 128.

$$\left. \begin{aligned} \delta_1 &= \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{\xi}{\zeta} - 4 \xi (\xi + \eta) \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \\ \delta_2 &= \frac{\xi}{\zeta} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{\left(1 - 4 \eta \zeta \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2\right)}{\sqrt{1 - 4 (\xi - \eta) \zeta \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \end{aligned} \right\} \quad (130)$$

Die Gleichung für δ_1 bringt man mit der Forderung Gleichung (128) in Einklang durch

$$\xi = \zeta \quad \xi(\xi + \eta) = \frac{1}{4} \quad (131)$$

Führt man diese Bedingung in die Gl. (130) für δ_2 ein, so folgt:

$$\delta_2 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left\{ \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} + \frac{4 \xi^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \right\} \quad (132)$$

Diese Gleichung kann streng mit Gleichung (129) nicht in Einklang gebracht werden. Trägt man aber $\delta_2 / \sqrt{\frac{L}{C}}$ als Funktion von $\frac{\omega}{\omega_g}$ für ver-

schiedene Parameterwerte ξ in Koordinaten auf (Bild 70), so sieht man, daß man für $\xi = 0,309$ im Bereich

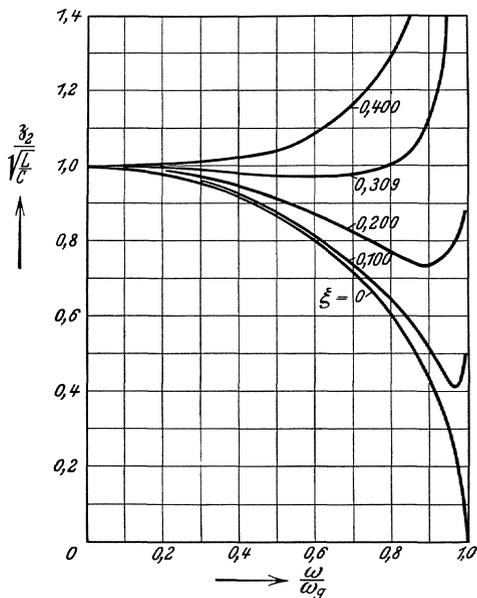
$$0 < \frac{\omega}{\omega_g} < 0,8$$

eine vorzügliche Annäherung erhält. Aus den Gl. (131) folgt:

$$\begin{aligned} \xi &= 0,309 \\ \eta &= 0,502 \\ \zeta &= 0,309 \end{aligned}$$

Damit ist das Hoytglied festgelegt. Für eine Spulen-kette, die aus $L = 0,2$ H und $C = 4 \mu\text{F}$ zusammengesetzt ist, ist

$$\left. \begin{aligned} \xi L &= 0,62 \text{ H} \\ \eta L &= 0,104 \text{ H} \\ \zeta C &= 1,235 \mu\text{F}. \end{aligned} \right\} \quad (133)$$



Versuche. Es wird ein Hoyt-Glied untersucht, das als Abschluß einer Spulen-kette mit einer Induktivität von $L = 0,2$ H und einer Kapazität von $C = 4 \mu\text{F}$ gedacht ist. Die zugehörigen Größen des Hoyt-Gliedes sind bereits oben Gl. (133) angegeben worden. Durch die Versuche sollen die theo-

retisch gefundenen Beziehungen zwischen den Leerlaufwiderständen, Kurzschlußwiderständen und Wellenwiderständen nachgeprüft werden.

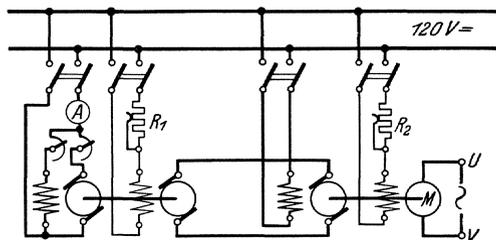


Bild 71. Leonardschaltung für Frequenzreglung.

Als Stromquelle dient für alle Messungen eine 500 Hz-Maschine. Da die Frequenz zwischen etwa 70 Hz und 400 Hz während der Versuche zu regeln ist, wird die Leonard-Schaltung nach Bild 71 angewandt (s. S. 49).

Es werden folgende Versuche ausgeführt:

a) Kurzschlußmessungen.

Die Schaltung zeigt Bild 72. Der Generator M arbeitet über einen Schalter S_1 auf das Hoytglied, das über Strom- und Spannungszeiger nacheinander in den Stellungen I und II durchzumessen ist.

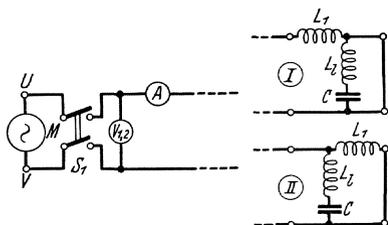


Bild 72. Kurzschlußmessungen am Hoytglied.

Der Generator wird so geregelt, daß ungefähr die Spannung von 20 Volt bei 70 Hz auf 120 Volt bei 400 Hz stetig zunimmt. (Vorsicht beim Umschalten des Spannungszeigers und bei einer etwaigen Änderung des Meßbereiches am Stromzeiger.)

Gemessen werden der Eingangsstrom und die Eingangsspannung des kurzgeschlossenen Hoytgliedes für die Schaltungen I oder II als Funktion der Umlaufzahl der Maschine, wobei die Frequenz in dem obengenannten Bereich verändert werden soll. Aus den Meßwerten wird der Anfangs-Kurzschlußwiderstand (Schaltung I) und End-Kurzschlußwiderstand (Schaltung II) als Funktion der Meßfrequenz berechnet und in Kurven dargestellt.

b) Leerlaufmessungen.

Der Kurzschlußwiderstand des Hoytgliedes ist für hinreichend niedrige Frequenzen induktiv (Nachweis!), sein Leerlaufwiderstand dagegen kapazitiv. Da die Generatorspannung starke Oberwellen aufweist, erhält man deshalb bei unmittelbarem Anschluß des Generators an das Hoytglied einen Leerstrom, der noch vielfach verstärkte Oberwellen führt, so daß bei der Messung des Leerlaufwiderstandes erhebliche Fehler entstehen würden. Die Leerlaufmessungen werden deshalb in der Schaltung nach Bild 73, I u. II ausgeführt.

Der Generator M arbeitet über eine eisenfreie Vordrossel D_r von 0,1 Henry auf einen Transformator T_r , der die Spannung im Verhältnis 1:10 hinaufsetzt; hierzu kann beispielsweise einer der Drehstromtransfor-

matoren von Koch und Sterzel in der Schaltung nach Bild 74 benutzt werden. An die Sekundärseite des Transformators wird über einen Schalter, Strom- oder Spannungszeiger, das Hoytglied nacheinander in den Stellungen I oder II nach Bild 73 I und II angeschlossen. Durch diese Anordnung wird erreicht, daß der auf die Sekundärseite des Transformators umgerechnete Blindwiderstand der Vordrossel schon für die Grundfrequenz innerhalb des gesamten Meßbereiches groß ist gegen den Leerwiderstand des Hoytgliedes (Nachweis!). Daher werden alle harmonischen Oberströme durch die Drossel auf einen praktisch unschädlichen Betrag herabgedrückt.

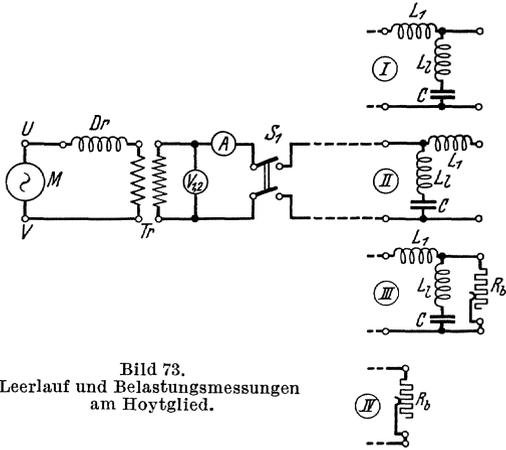


Bild 73.
Leerlauf und Belastungsmessungen
am Hoytglied.

Gemessen werden für die Schaltungen I und II der Eingangstrom und die Eingangsspannung als Funktion der Umlaufzahl der Maschine. Die Generatorerregung wird so geregelt, daß bei Schaltung I die Spannung am Hoytglied rund von 150 Volt bei $f = 70$ Hz auf 20 Volt bei $f = 400$ Hz stetig heruntergeht; ähnlich soll bei Schaltung II die Spannung am Hoytglied und von 150 Volt bei $f = 70$ Hz auf 40 Volt bei $f = 400$ Hz abnehmen. (Vorsicht bei der Umschaltung der Meßinstrumente.)

Aus den Messungen werden der Anfangs-Leerwiderstand (Schaltung I) und der End-Leerwiderstand (Schaltung II) als Funktion der Meßfrequenz berechnet und in Kurven dargestellt.

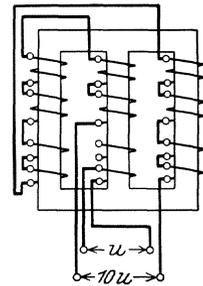


Bild 74. Transformator
von K. & St.

e) Belastungsversuch.

Aus den Ergebnissen der Versuche a und b werden die Wellenwiderstände beider Seiten des Hoytgliedes als Wurzel aus dem Produkt von Kurzschluß- und Leerwiderstand berechnet (s. S. 84). Der End-Wellenwiderstand β_2 kann innerhalb eines weiten Frequenzbereiches bis nahe an die Grenzfrequenz heran als konstant angesehen werden (s. Bild 70). Man entnehme den Meßergebnissen einen passenden Mittelwert hierfür und stelle ihn mittels des Widerstandes R_b in der Schaltung nach Bild 73 IV an Hand der Strom- und Spannungsmessung ein, dabei soll die Netzspannung etwa 40 Volt betragen.

Der so gefundene Widerstand wird jetzt an das Hoytglied nach

Bild 73 III angeschlossen. Wiederum werden Eingangsstrom und Eingangsspannung, bei einer mittleren Eingangsspannung von etwa 40 Volt, als Funktion der Maschinendrehzahl aufgenommen. Der hieraus berechnete Anfangswiderstand soll innerhalb eines Bereiches bis nahe an die Grenzfrequenz heran mit dem Anfangs-Wellenwiderstand übereinstimmen. Man prüfe diese Forderung der Theorie, indem man den gemessenen Anfangswiderstand zusammen mit dem Anfangs-Wellenwiderstand als Funktion der Frequenz in ein Kurvenblatt einträgt.

119. Messungen mit dem Schleifendämpfungsmesser.

Zubehör (Bild 76):

- $S_1 S_2$ zwei Schalter für einen Röhrensummer,
 RS ein fest zusammengebauter, nach Frequenzen geeichter Röhrensummer,
 L_0 drei Drosselspulen zu je 0,1 H,
 C_0 drei umschaltbare Papierkondensatoren, } Drosselkette
 EL_1 u. EL_2 zwei veränderbare Eichleitungen, Dämpfungsmaß 0...1
 R_1 bis R_4 vier Meßwiderstände zu je 1000 Ω zum Aufbau einer festen Eichleitung.
 L fünf Pupinspulen } für eine
 C fünf Papierkondensatoren } Spulenkette
 $L_h l_h$ zwei Drosselspulen } für das
 C_h ein Kondensator } Hoytglied
 R_h Meßwiderstand bis 10000 Ω zum Abschluß des Hoytgliedes,
 $T_1 T_2$ zwei einander gleiche Ringübertrager,
 T ein Telephon,
 US ein Umschalter für das Telephon
 J Trockengleichrichter-Strommesser für 3 m A,
 R_v Vorwiderstand 4000 Ω .

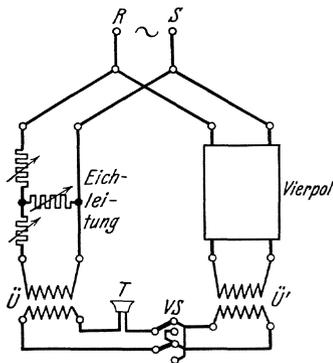


Bild 75.

Der Schleifendämpfungsmesser (Bild 75) dient dazu, das Übertragungsmaß eines beliebigen Vierpoles durch Vergleich mit demjenigen einer Eichleitung zu messen; und zwar wird vorausgesetzt, daß das im allgemeinen komplexe Übertragungsmaß des Vierpoles von der Frequenz abhängt. Diese Abhängigkeit von der Frequenz ist zu bestimmen. Dazu werden die Eingangsklemmen von Vierpol und Eichleitung parallel an dieselbe Wechselstromquelle RS mit stark veränderbarer Frequenz gelegt. Die Ausgangsklemmen werden, gleichgültig ob an ihnen eine Last, r_e bzw. r_e' ange-

hängt ist oder nicht, an zwei symmetrische Übertrager $\bar{U} \bar{U}'$ geschlossen, deren sekundäre Klemmen mittels Umschalters US hintereinander oder gegeneinander geschaltet durch ein Hörtelefon T geschlossen werden.

Das Telefon schweigt nur dann, wenn die beiden Ausgangsspannungen einander genau gleich sind und genau eine Phasenverschiebung von 0° oder 180° besitzen. Die Gleichheit der Größe der Spannungen wird mit den Kurbeln der Eichleitungen eingestellt, die Gleichheit der Phasen dadurch, daß man die Frequenz stetig ändert, wobei sich die Phase des Vierpoles, nicht aber diejenige der Eichleitung ändert. Durch Veränderung der Frequenz muß man also in die Lagen kommen, wo die Phasenverschiebung 0 oder 180° beträgt. Durch geeignete Betätigung des Umschalters US vor dem Telefon kann man beide Lagen durch Schweigen des Telefons erkennen.

Versuche (Bild 76).

Als Stromquelle wird ein Röhrensummer benutzt, dessen Frequenz im Bereich $— 3000 \div 7000 —$ veränderbar ist (s. S. 205); durch Vor-

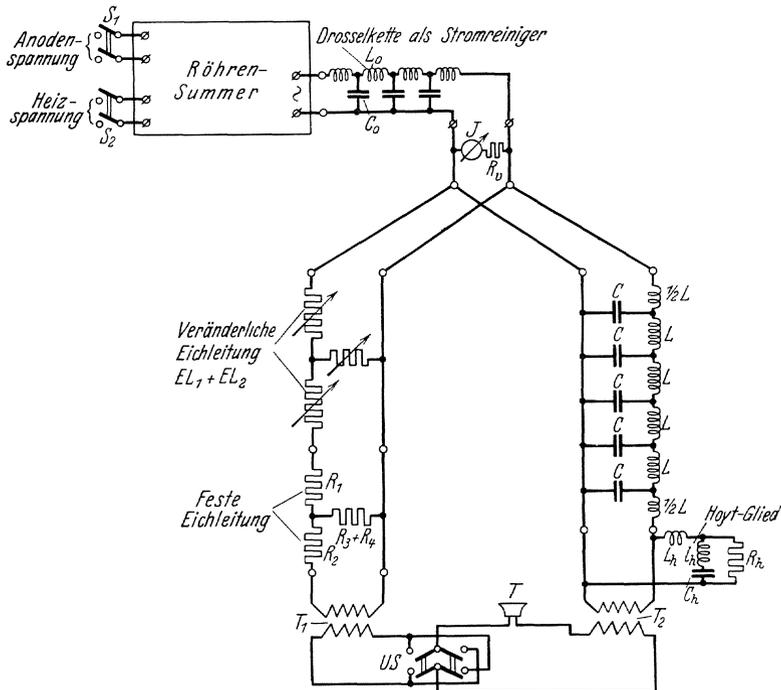


Bild 76.

schalten einer geeigneten Drosselkette sorgt man dafür, daß die gemeinsame Betriebsspannung von Oberwellen genügend gereinigt ist. Die Eingangsspannung wird auf einen konstanten Wert, 6 Volt, gehalten;

das kann man durch passende Einstellung der Röhrenheizung oder des Ausgangsübertragers am Röhrensummer erreichen; dabei dient zur Spannungsmessung ein E -Strommesser für Gleichstrom J (Bereich 3 m A) dem ein Widerstand von R_v 4000 Ω und ein Trockengleichrichter vorgeschaltet ist.

Als zu untersuchender Vierpol wird eine fünfgliedrige Spulenketten (s. Aufg. 115) aufgebaut, als Normale eine veränderbare Eichleitung und dahinter geschaltet eine feste Eichleitung (s. Aufg. 117). Die Gesamtschaltung ist in Bild 76 dargestellt.

a) Leerlaufversuch. (Aufbau ohne Hoytglied.)

Werden die Größen des unbekanntenen Vierpols durch einen Strich von der entsprechenden der Eichleitung unterschieden, so kommt das Telephon zum Schweigen, wenn

$$U_a = U_e \cos q = \pm U_e' \cos n q' \quad (n = 5)$$

ist. Setzt man $q' = j c + d$

so ist $\cos n q' = \cos n c \cos n d + j \sin n c \sin n d$

daraus folgt $d \neq 0$ und

$$\begin{aligned} \cos q &= \pm \cos n c \cos n d \\ n c &= k \pi \quad k = 1 \quad 2 \cdot \cdot \cdot 5 \\ n d &= q \end{aligned}$$

Man erhält also aus der an der Eichleitung eingestellten Dämpfung q unmittelbar das Übertragungsmaß für die Spulenleitung

$$n(jc + d) = jk\pi + q$$

Die Einstellung des Telephons wird durch Regeln der Kurbel der Eichleitung und allmähliche Steigerung der Frequenz erreicht. Nach jeder Einstellung muß der Umschalter US gewendet werden, um das nächste um π größere Phasenmaß erhalten zu können.

b) Messung bei Belastung mit dem Wellenwiderstand.

An die Spulenleitung wird ein passendes Hoytglied (s. S. 84) geschlossen; wenn dann die sekundären Klemmen des Hoytgliedes mit einem Widerstand, der gleich $\sqrt{\frac{L}{C}}$ ist, geschlossen werden, so finden an den Stoßstellen keine Reflexionen statt. Die Spulenleitung verhält sich, wie eine solche mit unendlich vielen Gliedern. Da man einerseits mit einer konstanten gemeinsamen Eingangsspannung arbeitet und rücklaufende Wellen nicht auftreten, so ist es möglich die oben entwickelte Theorie anzuwenden, obwohl die Spulen der Kette Eisen enthalten.

Für ein einzelnes Glied der Spulenketten, die sich aus $R/2$, $L/2$ und C zusammensetzt, gilt:

$$\mathfrak{C}o\mathfrak{f} \varphi = 1 + \frac{1}{2} j \omega C (R + j \omega L)$$

$$\varphi = j c + d$$

folglich

$$\cos c \mathfrak{C}o\mathfrak{f} d = 1 - \frac{1}{2} \omega^2 LC$$

$$\sin c \mathfrak{S}in d = \frac{\omega CR}{2}$$

Führt man wieder die Grenzfrequenz

$$\omega_g = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad \text{ein, so folgt:}$$

$$\cos c \mathfrak{C}o\mathfrak{f} d = 1 - 2 \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2 \approx \cos c$$

$$\sin c \mathfrak{S}in d = \frac{\omega R}{\omega_g Z} \approx d \sin c$$

(d ist verhältnismäßig klein).

Daraus folgt für die beiden Komponenten des Übertragungsmaßes der n -gliedrigen Kette

$$\left. \begin{aligned} \sin \frac{c}{2} &= \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right) \\ nd &= \frac{R}{2Z} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)^2}} \end{aligned} \right\} (134)$$

Werden nun im unterkritischen Frequenzbereich ($\omega < \omega_g$) im Schleifendämpfungsmesser die Punkte eingestellt, an denen das Telephon schweigt, so gilt dafür

$$\left. \begin{aligned} nc &= k\pi & (k = 1, 2 \dots 5;) \\ nd &= q \end{aligned} \right\} (135)$$

Man erhält so Werte für

$$nc = f \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right) \quad \text{und} \quad nd = f \left(\frac{\omega}{\omega_g} \right)$$

die mit den theoretischen Formeln zu vergleichen sind.

Man berechne die Phasengeschwindigkeit in Gliedern/sek

$$v_{ph} = \frac{\omega}{c} \quad (136)$$

und die Gruppengeschwindigkeit

$$v_{gr} = \frac{1}{\left(\frac{d c}{d \omega} \right)} \quad (137)$$

Hieraus zeichne man die „Laufzeitkurve“ pro Glied

$$Tl = \frac{d c}{d \omega} \quad (138)$$

als Funktion von $\frac{\omega}{\omega_g}$. Aus dieser Kurve ergibt sich die Einschwingzeit eines Signales der Betriebsfrequenz ω_0 als Differenz seiner Laufzeit zur kleinsten Laufzeit

$$T_e = \left(\frac{d c}{d \omega} \right)_{\omega = \omega_0} - \left(\frac{d c}{d \omega} \right)_{\min} \quad (139)$$

Man berechne nach dieser Gleichung die Einschwingzeit einer Spulenleitung von 500 Gliedern der untersuchten Art für $\frac{\omega}{\omega_g} = 20; 40; 60; 80\%$

C. Maschinen-Messungen.

120. Wirkungsgradbestimmung an Gleichstrommaschinen¹⁾.

Zubehör:

- V_1 Spannungsmesser für 130 Volt (auf Stat. II),
- V_2 „ „ „ 20/200 Volt,
- A_1 Strommesser für 150 Amp. (E-Instr. m. Nebenwiderstand)
- A_2 „ „ „ 50 Amp. } (auf Stat. II)
- A_3, A_4 „ „ „ 5 Amp. }
- A_5 „ „ „ 10 Amp. (Dreheiseninstrument)
- S_1 einpoliger Hebelschalter
- S_2 zweipoliger „ „ für 200 Amp. mit Glühlampen,
- S_3 „ „ „
- U_1, U_2 zweipolige Spannungsumschalter,
- S_i zweipoliges Sicherungselement mit Sicherungen für 150 Amp.,
- R_1, R_2, R_3 Schiebewiderstände 380 Ω , 5 Amp. (bei R_3 sind die beiden Rohre parallel zu schalten), Fernrohr.

Allgemeines.

Der Wirkungsgrad elektrischer Maschinen kann grundsätzlich auf zwei Wegen bestimmt werden:

1. durch Messung der abgegebenen und der zugeführten Leistung)
2. durch Messung einer dieser beiden Leistungen und der Verluste.

Bei der vorliegenden Anordnung (Bild 77) kann nach beiden Methoden gearbeitet werden. Es werden zwei genau gleich gebaute Maschinen (Sachsenwerk, 120 V. 146 A. $n = 1500$) untersucht, die über ein Torsionsdynamometer (zur Messung des übertragenen Drehmomentes) miteinander gekuppelt sind. Die eine Maschine (M)

¹⁾ Brion, ETZ 1909, S. 865.

R. Richter, Elektrische Maschinen I, S. 527 f. 1924, ferner REM des V. D. E.

läuft als Motor, die andere (G) läuft als Generator und gibt ihre Leistung an das den Motor speisende Netz, bzw. unmittelbar an die Motorklemmen zurück. Da aber zur Erzielung gleicher Eisenverluste in beiden Maschinen (mit Rücksicht auf die gleichzeitig auszuführende zweite Methode zur Bestimmung des Wirkungsgrades) die Maschinen gleich stark erregt sein müssen, ist die EMK. des Generators kleiner als die Netzspannung, die Maschine kann also nicht ohne weiteres Strom an das Netz abgeben. Ermöglicht wird dies erst dadurch, daß mit dem Anker des Generators der Anker einer Zusatzmaschine ZG in Reihe geschaltet wird.

Das Torsionsdynamometer¹⁾ (Bild 78) besteht aus einem Torsionsstab, dessen Enden durch Vierkantfassungen fest mit den Enden der Wellen von Generator und Motor verbunden sind. Gemessen wird der Torsionswinkel, um den der Stab von dem übertragenen Drehmoment verdrillt wird. Der zwischen den Maschinen angebrachte Stab verträgt ein maximales Drehmoment von 25 mkg. An der Skala bedeutet 1 Skalenteil = 0,266 mkg. Skala und Marke befinden sich auf zwei parallelen Scheiben, die mit den Einklemmstellen des Stabes starr (d. h. ohne wesentliche elastische Verschiebung) verbunden sind. Um den Torsionswinkel ablesen zu können, wird sein scheinbares Bild mittels eines 45°-Spiegels möglichst

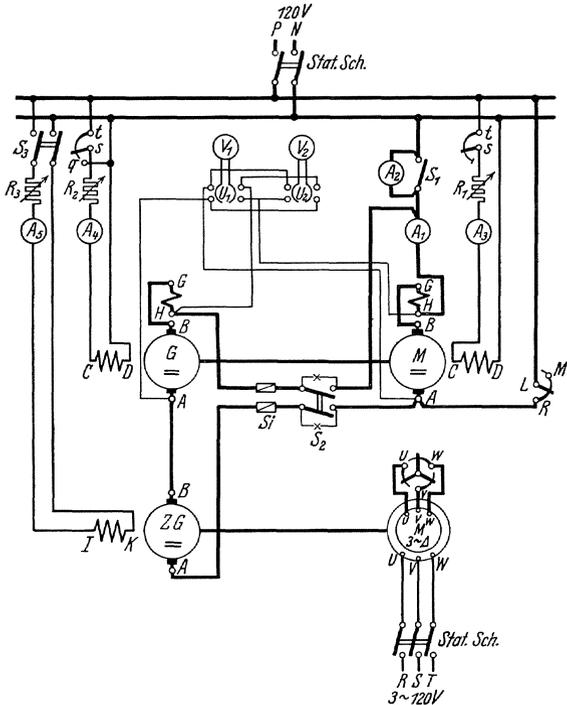


Bild 77. Wirkungsgradbestimmung an Gleichstrommaschinen.

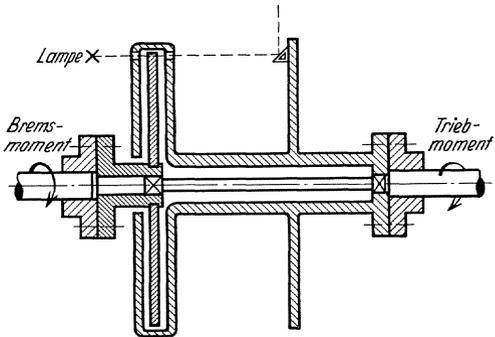


Bild 78. Torsionsdynamometer.

¹⁾ Z. f. Maschinenbau 1924, S. 1028 und Z. d. V. D. J. 1925, S. 353.

genau in die Drehachsen verlegt, so daß es dort, mit einem Fernrohr betrachtet, zu ruhen scheint (Prinzip von Brodhun).

Wird das Drehmoment M_d in mkg gemessen, so ist die übertragene Leistung

$$N_{\text{mech.}} = \frac{9,81}{1000} M_d \frac{2\pi\omega}{60} = 0,001027 M_d n \text{ in kW,} \quad (1)$$

Die Wirkungsgrade der beiden Maschinen ergeben sich folgendermaßen:

1. Die dem Anker zugeführte Leistung beim Motor M bzw. die vom Anker abgegebene Leistung beim Generator G erhält man aus Spannung und Strom zu

$$U_m \cdot I_m \cdot 10^{-3} \text{ bzw. } U_g \cdot I_g \cdot 10^{-3} \text{ (beide in kW)}$$

(U_m, U_g gemessen an V_1, I_m an $A_1, I_g = I_m - I_z, I_z$ der aus dem Netz zufließende Strom gemessen an A_2). Darüber hinaus wird beiden Maschinen die gleiche Erregerleistung $U_m \cdot I_e \cdot 10^{-3}$ kW zugeführt. Die vom Motor abgegebene Leistung $N_{\text{mech.}}$ ist praktisch gleich der vom Generator an der Welle aufgenommenen und ergibt sich aus dem durch die Torsionskupplung übertragenen Drehmoment \bar{M}_d mkg und der Drehzahl n U/min nach Gl. (1)

Daraus folgt für die Wirkungsgrade:

$$\eta_m = \frac{N_{\text{mech.}}}{(U_m \cdot I_m + U_m \cdot I_e) \cdot 10^{-3}} \text{ und } \eta_g = \frac{U_g \cdot I_g \cdot 10^{-3}}{N_{\text{mech.}} + U_m \cdot I_e \cdot 10^{-3}} \quad (2)$$

2. Durch die besondere Anordnung der Schaltung kann im vorliegenden Falle aber auch der Wirkungsgrad aus den Verlusten bestimmt werden, sofern die Voraussetzung zutrifft, daß die gekuppelten Maschinen genau gleich sind. Die gesamten Ankerverluste V_a des Motorgenerators betragen:

$$\begin{aligned} V_a &= U_m I_m - U_g I_g \\ &= U_m (I_m - I_g) + (U_m - U_g) I_g \\ &= U_m I_z + U_z I_g \end{aligned}$$

Darin können I_z direkt an A_2

U_z direkt an V_1

gemessen werden. Zieht man von V_a die Kupferverluste beider Maschinen ab, so erhält man die gesamten Eisenverluste, die sich wegen der gleichen Erregung praktisch auf beide Anker gleich verteilen:

$$V_{Fe} = \frac{1}{2} (V_a - I_g^2 R_a - I_m^2 R_a)$$

Daraus folgen für die gesamten Ankerverluste des Generators

$$V_g = \frac{1}{2} (V_a + I_g^2 R_a - I_m^2 R_a)$$

und die des Motors

$$V_m = \frac{1}{2} (V_a - I_g^2 R_a + I_m^2 R_a)$$

Und die Wirkungsgrade werden:

$$\eta_m = \frac{U_m \cdot I_m - V_m}{U_m \cdot I_m + U_m \cdot I_e} \text{ und } \eta_g = \frac{U_g \cdot I_g}{U_g \cdot I_g + V_g + U_m \cdot I_e} \quad (3)$$

Versuche: Die Schaltung ist nach dem Bild 77 auf den Stationen II und III aufzubauen. Das Fernrohr zur Ablesung des Torsionsdynamometers ist auf der Station III aufzustellen, sämtliche Meßinstrumente auf dem Tisch der Station II.

Bei geschlossenem Schalter S_1 und geöffnetem S_2 und S_3 wird der Motor des Maschinensatzes mit Hilfe des Anlassers LMR angelassen und durch Schwächen der Motorerregung durch R_2 auf seine Nenn-drehzahl gebracht. Wird jetzt der Erregerstrom des Generators in R_1 auf den gleichen Wert eingestellt wie der des Motors, so müssen bei richtiger Schaltung die vorher (dunkel) brennenden Lampen am Schalter S_2 ganz verlöschen. Zweckmäßig läßt man nun die Maschinen erst einige Zeit laufen, um Beharrungswerte der Reibung zu erzielen. Nachdem dann auch der Asynchron-Motor zum Antrieb der Zusatzmaschine ZG angelassen ist, kann man bei größtem Widerstand R_3 zunächst S_2 , darauf S_3 einschalten und durch vorsichtiges Ver-mindern von R_3 , d.h. Steigern der Zusatzspannung von ZG , den Maschinensatz unter Beobachtung von A_1 belasten.

Man mache bei mehreren Belastungsstufen zwischen Leerlauf und Vollast des Motors die erforderlichen Ablesungen, bestimme daraus nach den beiden beschriebenen Methoden die Wirkungsgrade und vergleiche die gefundenen Werte miteinander.

Durch Kurven sind darzustellen:

$$\eta_m = f(M_a) \text{ und } \eta_g = f(I_g).$$

121. Untersuchungen an einem Synchrongenerator.

Theoretisches. Es soll die Spannungsänderung eines Synchron-generators bei Belastung untersucht werden. Der Einfachheit halber soll die Maschine zweipolig gedacht werden und sym-metrisch belastet sein. Die drei Phasenwick-lungen des Ständers hat man sich räumlich um je 120° versetzt vorzustellen ($11'$, $22'$, $33'$ in Bild 79). Sind diese vom Belastungsdrehstrom durchflossen, so entsteht in der Bohrung ein reines Drehfeld, das diesem Strome proportional ist. Betrachtet man nunmehr allein die Spule $11'$, so wird sie von einem einfachen periodischen Magnetfluß durch-setzt, der in jedem Augenblick der Strom-stärke in $11'$ proportional ist. Das heißt

$$\Phi_a \sim D_a$$

wo unter D_a die Durchflutung herrührend von einer Spule (z. B. $11'$) zu verstehen ist.

Orlich, Anleitungen II.

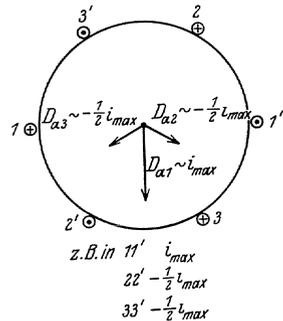


Bild 79. Entstehung eines Drehfeldes.

Außer dem von den Belastungsströmen herrührenden Drehfeld ist aber noch ein zweites Φ_e vorhanden, das von den umlaufenden, mit konstantem Strom I_e erregten Magnetpolen herrührt. Im allgemeinen wird dies mit dem Drehfeld Φ_a einen von der Belastung abhängigen, sonst aber konstanten Winkel einschließen. Das hat zur Folge, daß auf die Spule 11' bezogen, der vom Drehfeld Φ_e herrührende, diese Spule durchsetzende Fluß gegen den von Φ_a herrührenden eine dem Drehwinkel entsprechende Phasenverschiebung besitzt. Man kann diesen Flußteil einer periodisch

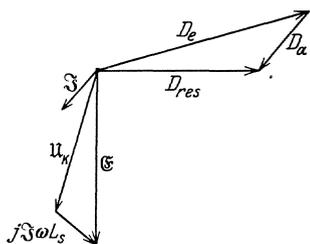


Bild 80. Diagramm des Synchrongenerators.

sich ändernden Durchflutung D_e zu beschreiben. Aus D_a und D_e kann man im Vektordiagramm die resultierende Durchflutung D_{res} zusammensetzen (Bild 80), der einen phasengleichen Fluß erzeugt; dieser induziert in der Spule 11' eine EMK

$$e \approx - \frac{d \Phi_{res}}{d t}$$

e ist also gegen Φ_{res} und D_{res} um 90° nach rückwärts verschoben. Das Induktionsgesetz auf Spule 11' angewendet (Bild 81) ergibt:

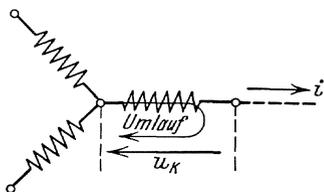


Bild 81. Umlaufschaltung für die Phasenwicklung.

$$i R_1 + u_k = -w \frac{d \Phi_{res}}{d t} - L_s \frac{d i}{d t} \quad (4)$$

- i Belastungsstrom in 1 1',
- R_1 Widerstand der Spule 1 1'
- u_k Klemmspannung an 1 1' (Phasenspannung)

Φ_{res} resultierender Fluß aus D_a und D_e (Ständerstrom und Erregerstrom),

L_s Streuinduktivität, herrührend von dem die Spule 1 1' durchsetzenden Streufluß.

Vernachlässigt man den ohmschen Widerstand der Spule, so ergibt sich in symbolischer Schreibweise:

$$u_k = \mathfrak{E} - j \omega L_s \mathfrak{I} \quad (5)$$

und daraus leicht verständlich das Diagramm nach Bild 80.

Eine besonders einfache Form nimmt das Diagramm an, wenn die Maschine rein induktiv belastet wird, d. h. \mathfrak{I} liegt um genau 90° hinter u_k ; $j \mathfrak{I}$ und u_k fallen in dieselbe Richtung. Man sieht aus dem Bild (82), daß dann für die Effektivwerte gilt:

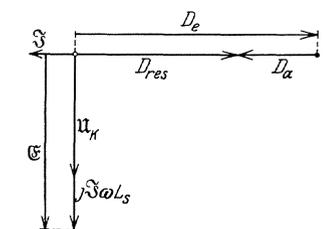


Bild 82. Diagramm bei rein induktiver Last.

$$\left. \begin{aligned} U_k &= E - I \omega L_s, \\ D_{res} &= D_e - D_a. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

verketteten Spannungen gemessen (Umschalter US). Der zum Nebenschlußregler ts parallel geschaltete Schiebewiderstand R_e dient dabei

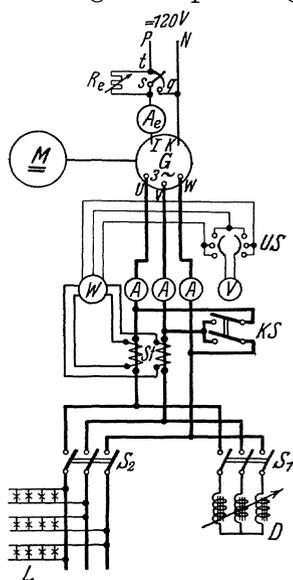


Bild 84. Untersuchung eines Synchrongenerators.

zur Feinreglung, wozu er stets auf möglichst hohem Widerstand gehalten werden muß.

2. Kurzschlußversuch: Der Schiebewiderstand R_e ist jetzt mit dem Nebenschlußregler in Reihe zu schalten. Nachdem in beiden der größte Widerstand eingestellt ist, wird die Maschine über die drei Strommesser durch den Schalter KS kurzgeschlossen und unter vorsichtiger Steigerung des Erregerstromes der Kurzschlußstrom (gemessen an A) in Abhängigkeit von der Erregung aufgenommen. Dabei darf der Nennstrom kurzzeitig bis zu 25% überschritten werden.

3. Versuch bei rein induktiver Belastung: Diese wird durch eine Drosselspule mit geringen Verlusten angenähert erreicht. Schiebewiderstand R_e und Nebenschlußregler werden jetzt zweckmäßig wieder parallel geschaltet. Bei schwächster Erregung und ganz eingeschobenem Eisenkern der Drosselspule D wird diese durch den

Schalter S_1 an die Maschine angeschlossen. Dann wird der Eisenkern allmählich herausgezogen bis die Belastungsstromstärke auf etwa $\frac{2}{3}$ bis $\frac{3}{4}$ des Maschinen-Nennstromes gestiegen ist. Nötigenfalls ist dazu die Erregung zu steigern. Bei stufenweiser Steigerung der Erregung wird der Belastungsstrom durch Regulieren der Drosselspule konstant gehalten und jedesmal die Klemmenspannung abgelesen.

4. Versuche bei gemischter Belastung: Bei dieser wird durch Regeln des Erregerstromes die Klemmenspannung auf ihrem Nennwert konstant gehalten und bei den verschiedenen Belastungen die dazu erforderliche Erregerstromstärke bestimmt. Es sind zwei Meßreihen bei symmetrischer Belastung in den drei Zweigen aufzunehmen:

a) bei konstantem Strom (etwa $0,5 \times$ Nennstrom) und veränderlichem Leistungsfaktor, erreicht durch verschiedene Verteilung des Gesamtstromes auf die Drosselspule (Schalter S_1) und die Glühlampen (Schalter S_2),

b) bei konstantem Leistungsfaktor $\cos \varphi = 0,8$ und veränderlicher Stromstärke.

Am besten rechnet man sich zunächst zu dem gewünschten Gesamtstrom I den Wirkstrom $I \cos \varphi$ und den Blindstrom $I \sin \varphi$ aus und stellt den Wirkstrom mit der Lampenbatterie, den Blindstrom mit der Drosselspule zunächst getrennt ein. Beim gleichzeitigen Einschalten beider Belastungen wird sich ungefähr $\cos \varphi = 0,8$ ergeben. Durch Ablesen der Wirkleistung N am Leistungsmesser W wird dies

geprüft nach der Beziehung $\cos \varphi = \frac{N}{\sqrt{3} \cdot I \cdot U}$ und nötigenfalls nachreguliert (vgl. auch S. 43).

Auswertung: Aus der Versuchsreihe 1 und 3 zeichnet man sich aus dem Bild 83 die Leerlaufkurve OB_1G und den einer rein induktiven Belastung entsprechenden Punkt A . Versuch 2 gibt die Kurzschlußerregung OA_2 . Dann ist in der oben angegebenen Weise das Potiersche Dreieck $O'AB$ zu zeichnen. Daraus ist:

$$\omega L_s = \frac{BC \text{ (in V)}}{I} \text{ und die Proportionalitätskonstante}$$

$$k = \frac{AC \text{ (in A)}}{I}$$

zu berechnen. k dient zur Berechnung der Gegendurchflutung bei beliebiger anderer Belastungsstromstärke.

Auf Grund dieser Ergebnisse (Diagramme Bild 80 und 83) sei z. B. berechnet, wieviel die Erregerstromstärke gesteigert werden muß, damit bei einer Belastung $3/4 I_{Nenn}$ und $\cos \varphi = 0,8$ die Klemmspannung wieder auf die Nennspannung kommt.

Schließlich ist auf Grund der Meßwerte der Versuchsreihe 4 graphisch darzustellen:

$$I_e = f(\cos \varphi) \text{ bei konstantem Belastungsstrom und}$$

$$I_e = f(I) \text{ bei konstantem } \cos \varphi = 0,8.$$

122. Untersuchung eines Synchronmotors.

Zubehör:

	V_1	Wechselspannungsmesser für	140 Volt,
	V_2	Gleichspannungsmesser	„ 150 Volt,
	A_1	Wechselstrommesser	„ 50 Amp.,
	A_2	„	„ 10 Amp.,
A_3, A_4		Gleichstrommesser	„ 5 Amp.,
	A_5	„	„ 50 Amp.,
	W	Leistungsmesser	„ 50 Amp., 120 Volt,
	S_1	dreipoliger Hebelschalter mit	Phasenlampen,
S_2, S_3		zweipolige Hebelschalter,	
	U	Spannungsumschalter,	
	R	Schiebewiderstand	380 Ω , 5 Amp.

Theoretisches: Die Arbeitsweise einer Synchronmaschine als Motor kommt auf folgende Weise zustande: die im Stator befindliche Drehstromwicklung wird an ein Drehstromnetz gelegt, so daß durch den in die Wicklung fließenden Arbeitsstrom ein magnetisches Drehfeld entsteht, dessen Drehzahl aus Frequenz f und Polpaarzahl p durch die Gleichung

$$n = \frac{f \cdot 60}{p} \text{ min}^{-1}$$

berechenbar ist.

Der Läufer besteht aus einem mit Gleichstrom erregten Polrad der gleichen Polpaarzahl, durch das ebenfalls ein magnetisches Drehfeld erzeugt wird; wenn dieses mit dem vorher beschriebenen dieselbe Drehzahl hat, so können durch diese synchron laufenden Felder zeitlich unveränderliche mechanischen Kräfte auf den Läufer zustande kommen.

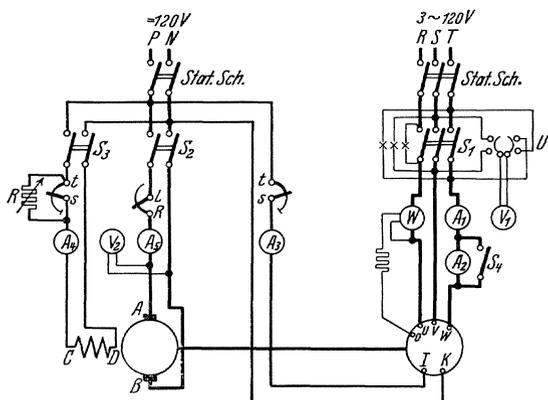


Bild 85. Untersuchung eines Synchronmotors.

Stände dagegen der Läufer still, so käme nur ein rasch pulsierendes Drehmoment zustande, und das resultierende

Drehmoment wäre Null; die Maschine läuft also ohne besondere Hilfsmittel nicht an. Man muß sie vielmehr, um sie in Gang zu setzen, zunächst künstlich auf die synchrone Drehzahl bringen.

Das geschieht im vorliegenden Fall auf folgende Weise: die Synchronmaschine ist mit einer fremderregten Gleichstrommaschine direkt gekuppelt, die ihrerseits an ein Gleichstromnetz (Akkumulatorenbatterie von 120 Volt) gelegt werden kann. Man läßt zunächst die Gleichstrommaschine, angetrieben vom Gleichstromnetz, als Motor anlaufen und regelt ihre Drehzahl so, daß diese mit der synchronen Drehzahl der Drehstrommaschine nahezu übereinstimmt. Ferner erregt man die Drehstrommaschine so, daß ihre Spannung praktisch denselben Effektivwert hat, wie

die des Netzes. Dann wird sich im Diagramm der Spannungstern des Netzes *RST* gegen das der Maschine *UVW* im Takte der Differenz der Frequenzen von Netz und Maschine (Bild 86) langsam drehen. Nun sind zwischen *UR*, *VS*, *WT* drei Lampen geschaltet, die sogenannten Phasenlampen (Bild 85

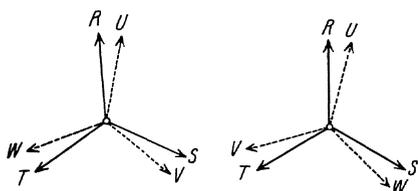


Bild 86 a.

Bild 86 b.

Schema des Synchronisierens.

rechts oben). Dann gibt es zwei Möglichkeiten:

a) Die Phasenfolge von *UVW* und *RST* ist die gleiche (Bild 86 a). Im Augenblick wo *U* auf *R* fällt, fällt auch *S* auf *V* und *T* auf *W*. Alle drei Lampen verlöschen gleichzeitig; und wenn die Sterne sich allmählich gegeneinander drehen, werden im Augenblick, wo die

Vektoren OR und OU einander entgegengesetzt sind, auch S und V , T und W auf entgegengesetzten Seiten des Nullpunktes O liegen; alle drei Lampen brennen hell mit einer Spannung gleich der doppelten Phasenspannung.

b) Die Phasenfolge von UVW , RST sind entgegengesetzt (Bild 86 b). Wenn R auf U fällt, fällt S auf W , T auf V . Lampe RU erlischt, und gleichzeitig brennen Lampen RT und SV mit der verketteten Spannung. Beim Schlüpfen der Spannungssterne gegeneinander wird nacheinander jede der Lampen erlöschen. Um gleiche Phasenfolge zwischen Netz und Maschine herzustellen, muß man zwei Leitungen z. B. R und S miteinander vertauschen.

Der Synchronmotor darf nur bei gleicher Phasenfolge (Fall a) an das Netz geschlossen werden und zwar darf die Schaltung nur in dem Augenblick geschehen, wo in allen drei Phasen zwischen Gabel und Trennmesser des Schalters S_1 die Spannung Null ist. Das ist nach dem Vorigen an dem gleichzeitigen Verlöschen aller drei Lampen erkennbar. In diesem Augenblick muß der Schalter eingelegt werden. Es ist empfehlenswert, die Drehzahl des Antriebsmotors zunächst so lange zu regulieren, bis das Schweben der Lampen sehr langsam vor sich geht und dann im rechten Augenblick weder zaghaft noch krampfhaft, sondern ruhig und bestimmt den Schalter zu schließen.

Ist die Schaltung richtig ausgeführt, so halten sich Netz und Synchronmotor automatisch im Tritt. Der Motor ist also gezwungen, wenn er nicht ganz anomal belastet wird, mit der synchronen Drehzahl weiter zu laufen. Daraus folgt die wichtige Tatsache, daß man die Belastung des Synchronmotors nur durch geeignetes Regeln an der Belastungsmaschine verändern kann. Vergrößert man den Erregerstrom der belastenden Gleichstrommaschine, so gibt sie als Generator steigenden Ladestrom an die Akkumulatorenbatterie ab. Verringert man dagegen ihre Erregerstromstärke, so sinkt der Ladestrom bis auf Null und dreht dann seine Richtung um, d. h. die Gleichstrommaschine arbeitet als Motor und die Synchronmaschine gibt elektrische Arbeit an das Drehstromnetz ab.

Demgegenüber hat eine Änderung der Erregung der Synchronmaschine, die als Motor arbeitet, eine ganz andere Wirkung. Vor allem ist es wichtig, daß dadurch die einmal eingestellte Belastung des Gleichstromgenerators keine Veränderung erfahren kann, weil die Drehzahl konstant bleibt.

Über das Verhalten der Synchronmaschine gibt grundsätzlich das folgende Diagramm mit einiger Annäherung Auskunft (Bild 87). Wenn man den ohmschen Widerstand der Drehstromwicklung vernachlässigt, kann man ansetzen (vgl. Gl. 5):

$$u_k = \mathcal{E} + j\omega L_s \mathcal{I} \quad (5a)$$

u_k Netzspannung,
 \mathcal{E} im Motor induzierte EMK,
 \mathcal{I} Belastungsstrom,
 L_s Streuinduktivität.

Die Gleichung (6) ist in Bild 87 durch ein Diagramm dargestellt. Nun ist die aufgenommene Leistung

$$N' = U_k I \cos \varphi = \frac{O A \cdot O B}{\omega L_s} \sin \sphericalangle B O A = \frac{2 F}{\omega L_s} \quad (7a)$$

wo F den Flächeninhalt des Dreiecks OAB bedeutet.

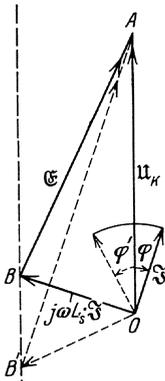


Bild 87. Verhalten der Synchronmaschine bei Änderung der Erregung.

Da nun die abgegebene Leistung konstant ist, muß es auch angenähert die aufgenommene sein, d. h.

$$F \approx \text{const.}$$

Nun ist die Netzspannung U_k als konstant anzusehen. Deshalb muß bei Änderung der Erregung des Synchronmotors der Punkt B auf einer Parallelen zu U_k wandern. Soll z. B. B nach unten wandern, so muß \mathcal{E} wachsen, d. h. die Erregung der Synchronmotors muß gesteigert werden. Der Strom, der ursprünglich in der Phase hinter U_k lag, geht so allmählich durch die Lage, wo $\varphi = 0$ wird, und wird schließlich voreilend gegen die Spannung. Ein überregter Motor \mathcal{E} hat eine voreilende Phase des Stromes, ein untererregter eine nacheilende Phase zur Folge. Dabei muß $I \cos \varphi$ annähernd konstant bleiben. Diejenige Erregung des Motors, bei der die Phasenverschiebung gleich Null wird, hat also ein Minimum des Arbeitsstromes zur Folge.

Versuche: Die Schaltung wird nach Bild 85 angeführt. Nachdem der Synchronmotor in der S. 103 erläuterten Weise an das Netz angeschlossen ist, soll er zunächst bei Leerlauf untersucht werden. Dazu wird zuerst der Anker der Gleichstrommaschine durch Öffnen des Schalters vom Netz S_2 getrennt, der Anlaßwiderstand, R auf seinen Höchstwert gebracht, um die Maschine für späteres Einschalten wieder vorzubereiten, und dann durch S_3 auch der Erregerstrom der Gleichstrommaschine abgeschaltet, nachdem er durch die eingebauten Widerstände st vorher so weit wie möglich geschwächt war. Das Abschalten der Gleichstrommaschine darf nicht durch Öffnen des Stationsschalters erfolgen, weil dadurch auch die Erregung der Synchronmaschine abgeschaltet würde. Dies hätte einerseits zur Folge, daß dem Synchronmotor das Antriebsmoment genommen wird und andererseits, daß beim Auslaufen durch das Drehfeld des Ständers in der Erregerwicklung allmählich sehr stark wachsende EMK induziert würden und drittens, daß wegen Fehlens der GegenEMK die Ständerströme sehr groß werden.

Ist der Synchronmotor durch Öffnen von S_2 und S_3 richtig abgeschaltet, so ist er jetzt nur noch durch die Reibungsverluste des Maschinensatzes belastet. Man ändere nun vorsichtig den Erregerstrom in solchen Grenzen, daß der dem Drehstromnetz entnommene Strom den Maschinennennstrom nicht überschreitet und lese bei jeder Ein-

stellung Strom, Spannung und Leistung ab. Der Leistungsmesser zeigt nur die Leistung einer Phasenwicklung an. Als Gesamtleistung kann man mit genügender Genauigkeit das dreifache dieses Wertes annehmen. (Will man genauer messen, so muß man mit zwei Leistungsmessern in Aronschaltung arbeiten s. Anl. I.)

Um den Synchronmotor bei Belastung untersuchen zu können, wird zuerst die Erregung der Gleichstrommaschine wieder eingeschaltet und so geregelt, daß ihre Ankerspannung gleich der vom Stationsspannungsmesser angezeigten Netzspannung wird. Dann wird auch mit S_2 der Anker an das Netz geschaltet und der Anlaßwiderstand LR langsam verkleinert. Dabei wird der Strommesser A_5 , wenn die Gleichspannung zuvor gut eingeregelt war, keinen oder nur einen sehr kleinen Ausschlag zeigen. Ist der Anlasser ganz ausgeschaltet, so steigert man die Erregung der Gleichstrommaschine vorsichtig so weit, bis der Wirkstrom der Synchronmaschine bei $\cos \varphi = 1$ ein Drittel ihres Nennstromes beträgt. Den jetzt vorhandenen Ankerstrom der Gleichstrommaschine hält man nun während der Versuchsreihe, die im übrigen wie die bei Leerlauf vor sich geht, konstant. Dadurch wird die Nutzleistung des Synchronmotors auch angenähert konstant gehalten.

Bei einer weiteren Versuchsreihe stelle man den Wirkstrom auf zwei Drittel des Nennstromes ein. Bei diesen Versuchen werden auch Spannung und Ströme auf der Gleichstromseite abgelesen. Beim Abschalten ist zuerst der Maschinensatz durch Regeln der Gleichstrommaschinen-erregung zu entlasten, dann der Drehstromschalter S_1 zu öffnen, und zum Schluß der Gleichstromschalter S_2 zu öffnen, und der Anlasser LR in seine Ruhestellung zurückzudrehen. Diese Reihenfolge ist auch bei etwaigen Störungen einzuhalten.

Aus den Versuchswerten berechnet man den Leistungsfaktor des Synchronmotors und den Wirkungsgrad des ganzen Maschinensatzes und zeichnet außer diesen beiden Größen den vom Motor aufgenommenen Strom in Abhängigkeit von seinem Erregerstrom. Ferner zeichnet man das Vektordiagramm des Ständerstromes der Synchronmaschine für jede Versuchsreihe.

123. Untersuchung eines Asynchronmotors.

Zubehör (Bild 88):

- V_1 Wechselspannungsmesser für 260 Volt,
- V_2 Gleichspannungsmesser für 150 Volt,
- A_1 Wechselstrommesser für 50 Amp.,
- A_2 Gleichstrommesser für 50 Amp.,
- W Leistungsmesser für 300 Volt, 25/50 Amp.,
- f Zungenfrequenzmesser,
- L Glimmlampe für 220 Volt,
- S zweipoliger Hebelschalter,
- U_1 zweipoliger Stromumschalter für die Leistungsmessung,

U_2, U_3 zweipolige Spannungsumschalter,
 R Schiebewiderstand 380 Ω , 3 Amp.,
 Stoppuhr.

Theoretische Grundlagen. Ständer und Läufer des zu untersuchenden Asynchronmotors haben je eine in Stern geschaltete Drehstromwicklung. An den Ständer wird die Netzspannung gelegt, die Läuferwicklung ist an drei Schleifringe geführt, die bei Stillstand durch einen in Stern geschalteten Anlaßwiderstand geschlossen sind. Um den Motor in Gang zu setzen, wird, nachdem die Ständerwicklung durch das Netz erregt ist, der Anlaßwiderstand allmählich bis zum Kurzschluß der Läuferwicklung ausgeschaltet

Die von der Netzspannung erregte Ständerwicklung gibt ein magnetisches Drehfeld, das sich mit der Synchrondrehzahl n_0 dreht. Darin ist:

$$f = \frac{n_0 p}{60} \quad (8)$$

f Frequenz des Drehstromes,
 n_0 synchrone Drehzahl (je Min.) des Drehfeldes,
 p Polpaarzahl der Wicklung (bei dem zu untersuchenden Motor ist $p = 2$).

Die Drehzahl n_2 des Läufers bleibt etwas hinter der synchronen Drehzahl des Drehfeldes zurück. Man nennt

$$s = \frac{n_0 - n_2}{n_0} \quad (9)$$

die Schlüpfung des Motors; s ist ein Bruch, der meist in Prozenten ausgedrückt wird. Wäre die Schlüpfung Null, so würde der Läufer relativ zum Drehfelde ruhen; es könnten keine Ströme in ihm induziert werden, und es könnte keine mechanische Arbeit geleistet werden.

Wenn eine Schlüpfung vorhanden ist, so ist die Relativedrehzahl des Läufers zum Drehfeld $n_0 - n_2$ nur sehr klein; es wird dadurch im Läufer eine *EMK* mit sehr geringer Frequenz:

$$f_2 = \frac{(n_0 - n_2) p}{60} = s f \quad (10)$$

erzeugt. Der im Läufer verlaufende Drehstrom hat dieselbe langsame Frequenz f_2 und erzeugt seinerseits ein Drehfeld, das sich relativ zum Läufer mit der Drehzahl $\frac{60 f_2}{p} = n_0 - n_2$ dreht. Addiert man dazu die Drehzahl n_2 des Läufers, so erhält man, als Drehzahl des Läufers relativ zum Ständer $n_2 + \frac{60 f_2}{p} = n_0$, wieder die synchrone Drehzahl. Zusammengefaßt ergibt sich: der Asynchronmotor verhält sich wie ein Transformator, dessen primäre Wicklung im Ständer, dessen sekundäre im Läufer liegt. Die Ströme der primären Wicklung haben die Netzfrequenz f , diejenigen der sekundären Wicklung die Schlupffrequenz $f_2 = s f$. Das magnetische Feld, das von den primären und sekundären Strömen herrührt, hat relativ zum Ständer die synchrone Drehzahl n_0 , relativ zum Läufer die Schlupfdrehzahl $n_0 - n_2$.

Wenn nun z. B. ein vierpoliges Drehfeld von der konstanten Stärke Φ sich mit der Drehzahl n_0 dreht, so ist die Wirkung auf eine feststehende Spule die gleiche, als ob sich ein relativ zur Spule ruhender Fluß mit dem Maximalwert Φ einphasig mit der Frequenz f ändert. Wird dieser Fluß von einer von dem Strom i durchflossenen Dreiphasenwicklung erzeugt, so ist die einphasige Wirkung auf eine der Dreiphasenwicklungen dieselbe als ob in ihr der Strom $\frac{3i}{2}$ fließt (s. Bild 79).

Aus diesen Überlegungen folgt, daß die Transformatorgleichungen (vgl. S. 35 Gl. 16) auf den Asynchronmotor angewandt werden können und folgende Form erhalten:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= R_1 \mathfrak{I}_1 + \frac{3}{2} j \omega L_{1s} \mathfrak{I}_1 + \frac{3}{2} j \omega M (\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2) \\ 0 &= R_2 \mathfrak{I}_2 + \frac{3}{2} j \omega s L_{2s} \mathfrak{I}_2 + \frac{3}{2} j \omega s M (\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{I}_2) \end{aligned} \right\} (11)$$

U_1 primäre Sternspannung,

\mathfrak{I}_1 primärer Sternstrom, \mathfrak{I}_2 sekundärer Sternstrom,

R_1, R_2 wirksamer primärer und sekundärer Widerstand einer Phasenwicklung

L_{1s}, L_{2s} primäre und sekundäre Streuinduktivität einer Phasenwicklung,

M Gegeninduktivität einer primären und sekundären Phasenwicklung in Gegenüberlage.

Dann wird durch skalare Multiplikation¹⁾

$$\left. \begin{aligned} (U_1 \mathfrak{I}_1) &= R_1 I_1^2 + \frac{3}{2} \omega M (j \mathfrak{I}_2 \times \mathfrak{I}_1) \text{ und} \\ 0 &= R_2 I_2^2 + \frac{3}{2} \omega s M (\mathfrak{I}_2 \times j \mathfrak{I}_1) \end{aligned} \right\} (12)$$

wo noch $(j \mathfrak{I}_2 \times \mathfrak{I}_1) = -(\mathfrak{I}_2 \times j \mathfrak{I}_1)$ gesetzt werden kann. Damit ist die gesamte dem Motor zugeführte elektrische Leistung:

$$N_1 = 3 (U_1 \times \mathfrak{I}_1) = 3 R_1 I_1^2 + N' \quad (13)$$

und

$$N' = \frac{3}{2} \omega M (j \mathfrak{I}_2 \times \mathfrak{I}_1)$$

ferner

$$0 = 3 R_2 I_2^2 - s N'. \quad (14)$$

Aus dem Energieprinzip folgt, daß N' folgende Teilleistungen enthalten muß:

$N' =$ sekundäre Kupferverluste + Eisenverluste + Reibungsverluste + abgegebene mechanische Leistung.

Nun ist der magnetische Fluß im Motor bei konstanter Spannung U_1 praktisch ebenfalls konstant, folglich sind die Eisenverluste auch nahezu konstant; dabei spielen nur diejenigen im Ständer eine Rolle, weil die Periodenzahl im Läufer nur sehr klein ist. Auch die Reibungsverluste sind, da die Drehzahl praktisch konstant ist, als konstant anzusehen.

Folglich ist, wenn man durch den Index 0 die Leerlaufgrößen bezeichnet:

$$N' - N'_0 = 3 I_2^2 R_2 - 3 I_{20}^2 R_2 + N_m$$

N_m abgegebene mechanische Leistung in elektrischem Maaß.

¹⁾ Es ist $(\mathfrak{I} \times \mathfrak{I}) = I^2 \quad (\mathfrak{I} \times j \mathfrak{I}) = 0 \quad (j \mathfrak{I} \times j \mathfrak{I}) = I^2$.

Und aus Gl. (14):

$$3 I_2^2 R_2 - 3 I_{20}^2 R_2 = s (N' - N'_0)$$

oder

$$(1 - s) (N' - N'_0) = N_m$$

Weiter aus Gl. (13)

$$N_1 - N_{10} = 3 R_1 I_1^2 - 3 R_1 I_{10}^2 + N' - N'_0$$

folglich.

$$N_m = (1 - s) \{ N_1 - N_{10} - 3 R_1 I_1^2 + 3 R_1 I_{10}^2 \} \quad (15)$$

und der Wirkungsgrad

$$\eta = (1 - s) \{ N_1 - N_{10} - 3 R_1 I_1^2 + 3 R_1 I_{10}^2 \} : N_1 \quad (16)$$

- N_1 zugeführte Leistung bei Belastung,
- $3 R_1 I_1^2$ primäre Kupferverluste bei Belastung,
- N_{10} zugeführte Leistung bei Leerlauf,
- $3 R_1 I_{10}^2$ primäre Kupferverluste bei Leerlauf,
- $s =$ Schlüpfung.

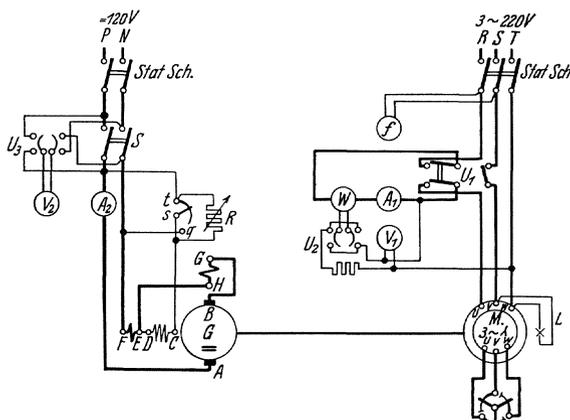


Bild 88. Untersuchung eines Asynchronmotors.

Versuche. Schal-
tung nach Bild 88.
Es ist der Wirkungs-
grad des Asynchs-
motors in Abhängig-
keit von der Bela-
stung zu bestimmen.
Die Belastung wird
mit einer Gleich-
strommaschine G
angeführt, die auf eine
Akkumulatorenbat-
terie arbeitet. Dazu
muß, bevor der Bela-
stungsschalter S ge-
schlossen wird, die
Spannung der Gleich-
strommaschine mög-
lichst genau der Spannung der Akkumulatorenbat-
terie gleich gemacht werden. Dies geschieht durch Spannungsmesser V_2
mit Hilfe des Umschalters U_3 . Und zwar müssen beim Einschalten
gleichnamige Pole miteinander verbunden werden. Hat man den Bela-
stungsschalter S geschlossen, so wird die Maschine dadurch belastet,
daß man vorsichtig die Magneterregung der Gleichstrommaschine
erhöht. (Der Widerstand R dient nur zur Feinregelung.) Bei jeder
Belastung (vom Leerlauf angefangen) mißt man

$$U_1 I_1 N_1 s U_g I_g \eta$$

Die Leistung N_1 wird in der Aronschaltung gemessen; dabei ermög-
licht es ein besonders konstruierter Umschalter U_1 , mit einem Leistung-
messer W auszukommen. In der einen Lage von U_1 wird der Strom-
pfad des Leistungsmessers in R gelegt, und gleichzeitig die Schaltstelle

für S kurzgeschlossen ist, während nach Umlegen des Schalters die Rollen von R und S vertauscht werden. Durch das Umschalten wird auch der Spannungspfad von $R-T$ nach $S-T$ umgelegt. Die Hauptstromleitungen müssen so an den Umschalter geführt werden, daß in beiden Stellungen dieselbe Klemme der Stromspule des Leistungsmessers an das Netz angeschlossen wird. Dann entstehen bei größerer Belastung in beiden Lagen positive Ausschläge, und die Summe der Ablesungen ergibt die gesamte dem Motor zugeführte Leistung (vgl. Anl. I, S. 73 u. 80). Bei allmählicher Entlastung des Motors nimmt der eine der beiden Ausschläge des Leistungsmessers bis auf Null ab und wird schließlich negativ. Um ihn trotzdem ablesen zu können, wendet man durch den Umschalter U_2 die Stromrichtung im Spannungspfad und erhält, indem man diese Ablesung als negativ in Rechnung setzt, die Gesamtleistung als Differenz der beiden Ausschläge des Leistungsmessers.

Den Leistungsfaktor des Motors berechnet man aus den beiden Einzelablesungen am Leistungsmesser nach der Beziehung:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \sqrt{3} \frac{N_R - N_S}{N_R + N_S} \quad (17)$$

Der Wirkungsgrad wird nach § 54 der REM. des VDE. (Regeln für die Bewertung und Prüfung von elektrischen Maschinen) indirekt gemessen; nämlich aus der zugeführten Leistung N_1 und den Verlusten. Dies geschieht praktisch nach Gleichung (16).

Streng genommen müßte erst der betriebswarme Zustand der belasteten Maschine abgewartet werden. Da dies bei der kurzen zur Verfügung stehenden Zeit unmöglich ist, so werden die primären Widerstände kalt gemessen und auf 75° umgerechnet nach der Formel:

$$R_{\text{warm}} = R_{\text{kalt}} \left(1 + \frac{75 - \vartheta_{\text{kalt}}}{235 + \vartheta_{\text{kalt}}} \right) \quad (18)$$

An Stelle der direkten Messung der sekundären Kupferverluste werden diese aus einer Schlüpfungsmessung gefunden. Die übrigen Verluste werden wegen der Temperatur nicht korrigiert. Will man die sogenannten zusätzlichen Verluste berücksichtigen, so hat man nach den V. D. E.-Regeln pauschal die Verluste um 0,5% zu erhöhen.

Wie die Formel (11) zeigt, ist für die Wirkungsgradbestimmung eine genaue Messung der Schlüpfung s erforderlich: $s = \frac{n_0 - n}{n_0} \cdot 100\%$. Da

die Schlüpfung gewöhnlich nur einige Prozent beträgt, wäre ihre Bestimmung durch unmittelbare Messung von n mittels eines Drehzahlmessers und von n_0 mittels eines Frequenzmessers sehr ungenau. Besser ist es, die Differenz ($n_0 - n$) direkt, und zwar nach einer stroboskopischen Methode, zu messen. Dazu ist auf der Motorwelle eine Scheibe befestigt, die in je 4 weiße und schwarze Sektoren (entsprechend den 4 Polen der Maschine) eingeteilt ist. Diese Scheibe wird von einer Glimmlampe, die aus demselben Netz gespeist wird wie der Motor, beleuchtet. Während jeder Halbperiode der Wechselspannung leuchtet die Glimmlampe einmal auf; bei synchronem Lauf des Motors hätte sich

die Scheibe in der Zwischenzeit jedesmal um eine viertel Umdrehung gedreht, würde also scheinbar dieselbe Lage einnehmen und somit dem Auge als stillstehend erscheinen. Bei asynchronem Lauf sieht man die Scheibe sich mit der Differenz von Drehfeld- und Läuferdrehzahl entgegen der Läuferdrehrichtung drehen. Man erhält also direkt die Differenz ($n_0 - n$) indem man zu einer ganzen Anzahl z dieser scheinbaren Umdrehungen mit einer Stoppuhr genau die zugehörige Zeit t in Sekunden mißt und daraus die Schlupfdrehzahl berechnet nach der Beziehung:

$$(n_0 - n) = \frac{z \cdot 60}{t}$$

Die Zahl der abgezählten Umdrehungen ist so hoch zu wählen, daß die Meßzeit etwa 2 Minuten beträgt. (Lit. über Schlüpfungsmessung ETZ. 1909, S. 825; ETZ. 1923, S. 949; ETZ. 1925, S. 1107.)

Das Nutzdrehmoment, das in den charakteristischen Kurven als Abszisse aufgetragen wird, berechnet man aus:

$$M_d = 0,973 \frac{N_2}{n_2} \text{ (gemessen in m/kg).} \quad (19)$$

Darin berechnet man n_2 aus:

$$n_2 = (1 - s) n_0 \quad (20)$$

Ferner trage man in demselben Digramm

$$I_1, \quad \cos \varphi_1, \quad s$$

als Funktionen von M_d auf.

Schließlich berechne man auch den Wirkungsgrad des ganzen Maschinensatzes (Asynchronmotor plus Gleichstrommaschine) $\eta = U_g I_g / N_1$ und trage ihn als Funktion der Nutzleistung $U_g I_g$ auf.

Der asynchrone Drehstrommotor besitzt namentlich bei schwacher Belastung einen niedrigen Leistungsfaktor. Man kann jedoch das Netz von diesen magnetisierenden Blindströmen des Motors durch Einbau eines Phasenschiebers entlasten, der einen kompensierenden Blindstrom an Ort und Stelle erzeugt. Hierzu steht bei den Versuchen ein Phasenschieber-Kondensator mit konstanter Kapazität von Meirowsky & Cie zur Verfügung, der für eine Blindleistungsaufnahme von 3,5 kVA bei einer Betriebsspannung von 220 V, 50 Hz bemessen ist. Man berechne den vom Kondensator abgegebenen, der Spannung vor-eilenden Blindstrom und daraus durch Zusammensetzen mit dem Leerstrom des Motors den Strom, den das Netz bei Leerlauf des Motors hergeben muß. Man prüfe das Ergebnis der Rechnung auch durch einen Belastungsversuch, bei dem der Phasenschieber-Kondensator parallel zu den Ständerklemmen der Motors liegt.

124. Untersuchung eines Quecksilberdampfgleichrichters¹⁾.

Zubehör:

- Gl.* dreiphasiger Gleichrichterkolben für 10 Amp. Gleichstrom,
*V*₁ Wechselspannungsmesser 150/300 Volt,
*V*₂ Gleichspannungsmesser 130/300 Volt,
*A*₁ Wechselstrommesser 10 Amp.,
*A*₂ Gleichstrommesser 10 Amp.,
W Leistungsmesser 120/240 Volt, 10 Amp.,
D Drosselspule mit Eisenkern,
R_B Glühlampenbatterie,
R Schiebewiderstand 380 Ω, 3 Amp.,
 Schiebewiderstand 380 Ω, 5 Amp., zur Feinreglung der
 Erregung der Wechselstrommaschine,
*S*₁ dreipoliger Hebelschalter mit Sicherungen,
*S*₂, *S*₃ einpolige Hebelschalter.

Theoretische Grundlagen. Stehen in einem Hochvakuumrohr zwei kalte Elektroden einander gegenüber, an die man eine Gleichspannung legt, so kommt durch das Vakuum hindurch kein nennenswerter Strom zustande. Bringt man aber die Kathode auf irgendeinem Wege zur Weißglut, so sendet sie Elektronen aus, die von dem zwischen den Elektroden befindlichen Felde zur Anode hinübergezogen werden; d. h. es entsteht ein Strom in der Richtung von der Anode zur Kathode. Ersetzt man die Gleichspannung durch eine Wechselspannung, so kann nur in der einen Periodenhälfte (Richtung kalte Elektrode, heiße Kathode) ein Strom zustande kommen, während er in der zweiten Periodenhälfte (heiße Elektrode, Anode) abgeschnitten wird. Ein solches Rohr hat also eine Ventilwirkung.

Wählt man als heiße Elektrode eine solche aus Quecksilber, so erreicht man zwei Vorteile:

1. Der in der durchlässigen Richtung fließende Strom heizt selber die Elektrode zur Weißglut, sofern die Stromstärke nicht unter einen gewissen Minimalwert sinkt (etwa 3—5 Amp., Kathodenfall etwa 5,3 Volt). Man braucht also keine besondere Heizvorrichtung.

2. Das heiße Quecksilber verdampft und die heißen Dämpfe werden ionisiert und dadurch Stromträger, so daß der Spannungsabfall im Rohre verhältnismäßig klein wird; er beträgt insgesamt etwa 15—20 Volt.

Andererseits muß ein größerer Kondensraum für die Quecksilberdämpfe vorgesehen werden, damit nicht der Dampfdruck unzulässig große Werte annimmt.

Ein solches einfaches Zweielektrodenrohr würde aber in der beschriebenen Weise noch nicht arbeiten können, weil der Lichtbogen, wenn er auf irgendeine Weise in der „durchlässigen“ Richtung zustande gebracht worden ist, in der nächsten „undurchlässigen“ Periodenhälfte

¹⁾ Müller, K. E.: Der Quecksilberdampf-Gleichrichter. Berlin: Julius Springer 1925 und 1929.

erlischt und nicht wieder zünden kann, weil in dieser Hälfte die Quecksilberelektrode die dazu erforderliche Temperatur verliert. Man arbeitet deshalb mit mehrphasigen Strömen und muß in das Gleichrichterrohr soviele Arme mit je einer Anode einsetzen, als das Stromsystem

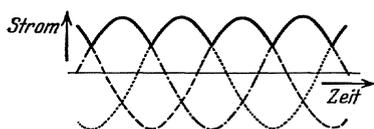


Bild 89. Spannungsüberlappung bei einem Drehstromgleichrichter.

Phasen hat. Bild 89 zeigt, wie sich die Verhältnisse bei einem Dreiphasenrohr gestalten. Es arbeitet immer nur eine Anode und zwar diejenige, die die jeweils höchste Spannung gegen die Kathode hat. Dadurch kommt in der Kathode ein Strom zustande, der durch die ausgezogene Linie in Bild 89

dargestellt ist. Dieser Strom fällt, wie man sieht, niemals auf Null, die Kathode wird also ohne Unterbrechung vom Strome beheizt und der Lichtbogen braucht nicht mehr abzureißen.

Gleichstromseitig kommt somit kein reiner Gleichstrom, sondern ein „Wellenstrom“ i zustande, den man sich aus einem Gleichstromanteil i_g und einem reinen Wechselstromanteil i_w zusammengesetzt denken kann:

$$i = i_g + i_w$$

Für die Effektivwerte gilt:

$$I^2 = I_g^2 + I_w^2 \quad (21)$$

Wird gleichstromseitig eine Akkumulatorenbatterie angeschlossen, so ist für die Ladung nur I_g wirksam. Für die Erwärmung (z. B. Lampenbelastung) ist I maßgebend.

Es ist leicht zu sehen, daß die „Welligkeit“ des Kathodenstromes mit der Zahl der Phasen abnimmt. Als weiteres Mittel, die Welligkeit herabzusetzen dient eine Drosselspule (Bild 90 D), die aber ein großes Kupfer- und Eisengewicht bekommt, da sie auch von der Gleichstromkomponente durchflossen wird.

Die Anoden sind nach den vorherigen Auseinandersetzungen nur während $\frac{1}{3}$ der Periodendauer strombelastet. Das hat, falls der Gleichrichter an einen Transformator angeschlossen ist, für die Dimensionierung des Transformators sehr ungünstige Folgen. Man ist daher bestrebt, durch Einführung geeigneter Drosseln (Anodendrosseln, Saugdrossel der BBC) den Anodenströmen eine gewisse Trägheit zu geben, so daß gleichzeitig nicht eine, sondern zwei oder gar drei Anoden strombelastet sind.

Die erste Zündung des Gleichrichters erfolgt mittels einer besonderen Zündanode, die mit der Kathode in Berührung gebracht werden kann und über einen Widerstand mit einer der Hauptanoden verbunden wird. Durch Neigen des Gleichrichterkolbens wird die Verbindung zwischen Zündanode und Kathode hergestellt. Beim Zurückbewegen entsteht an der Unterbrechungsstelle ein Lichtbogen, der die Kathode erhitzt, so daß sie Elektronen aussenden kann. Der Zündkreis wird, wenn der Gleichrichter im Betrieb ist, wieder ausgeschaltet.

Versuche. Die Schaltung ist nach Bild 90 auszuführen. Die den Drehstrom liefernde Maschine G ist nach dem auf der Station befindlichen Schema zunächst für 220 Volt verkettete Spannung zu schalten. Die Drehzahl wird entsprechend der Frequenz 50 Hertz eingeregelt, die Phasenspannung des Generators auf 120 Volt gebracht. An den Gleichrichter werden 10 bis 15 Glühlampen angeschlossen, dann wird Schalter S_1 und danach Schalter S_2 eingeschaltet und durch Kippen des Kolbens die Zündung bewirkt. Der Schalter S_3 bleibt dabei am besten geöffnet. Nach geglückter Zündung ist die Zündanode durch S_2 sofort abzuschalten. Durch Zuschalten von Lampen wird die Gleichstromstärke bis auf 10 Amp. gesteigert und dann wieder stufenweise vermindert, wobei die Angaben der eingebauten Meßinstrumente abzulesen sind. Die Wechselspannung U_1 (an V_1) ist dabei auf 120 Volt konstant zu halten und die Frequenz auf 50 Hertz. Man bestimme auch die Stromstärke, bei der der Gleichrichter erlischt. Diese Versuchsreihe ist zu wiederholen, nachdem die Drosselspule D durch S_3 kurzgeschlossen wurde.

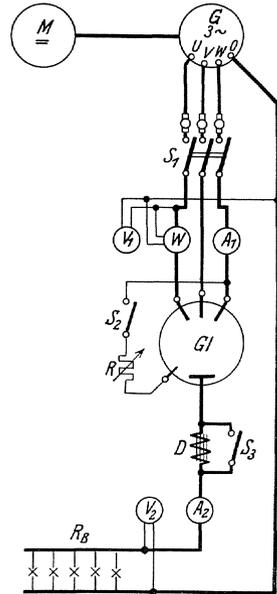


Bild 90. Untersuchung eines Quecksilberdampfgleichrichters.

Dann wird der Drehstromgenerator auf 440 Volt verkettete Spannung umgeschaltet, die Meßinstrumente werden auf die höheren Meßbereiche gebracht und die beiden Versuchsreihen bei einer konstanten Wechselspannung $U_1 = 220$ Volt wiederholt. In der Lampenbatterie sind dabei je 2 Lampen hintereinanderschalten.

Auswertung. Die abgegebene Gleichstromleistung ist $N_2 = U_2 \cdot I_2$. Die zugeführte Drehstromleistung ist unter Voraussetzung gleicher Leistung in den drei Phasenleitungen dem Dreifachen der vom Leistungsmesser angezeigten Phasenleistung, also $N_1 = 3 N_{ph}$. Daraus ergibt sich der Wirkungsgrad zu

$$\eta = \frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2 \cdot I_2}{3 N_{ph}} \quad (22)$$

Der Wirkungsgrad ist in Abhängigkeit von der Gleichstromstärke für die vier Versuchsreihen zeichnerisch darzustellen.

Man berechne außerdem den „Leistungsfaktor“ des Gleichrichters aus

$$\cos \varphi = \frac{N_{ph}}{U_1 \cdot I_1} \quad (23)$$

D. Messung von Wechselstromgrößen.

125. Vibrationsgalvanometer.

Bei den im folgenden behandelten Messungen werden vielfach sogenannte Nullmethoden angewandt (Brückenmethoden, Kompensationsmethoden). Hierbei wird auf Stromlosigkeit in einem Stromzweige eingestellt. Dies wird bei Gleichstrom mit dem Galvanometer gemacht, bei Wechselstrom am bequemsten mit dem Hörtelephon. Ist aber die Gleichgewichtsbedingung der Methode von der Frequenz des benutzten Wechselstromes abhängig, so würde der Nullstrom, also das Schweigen des Telephons, nur bei rein sinusförmigem Strom erreichbar sein. Bei beliebiger Kurvenform erhält man dagegen nur ein mehr oder weniger verwaschenes Minimum, kein Schweigen des Telephons.

Man kann sich in diesem Fall dadurch helfen, daß man die verzerrte Kurvenform durch Siebketten (s. S. 67) reinigt, oder dadurch, daß man das Telephon durch ein Resonanzinstrument, das Vibrationsgalvanometer, ersetzt.

Vibrationsgalvanometer sind Galvanometer mit beweglichen Systemen, deren mechanische Eigenfrequenz der drehenden Schwingungen verhältnismäßig hoch liegt. Dies wird dadurch erreicht, daß man der auf das System wirkenden Richtkraft einen großen, dem Trägheitsmoment dagegen einen sehr kleinen Wert gibt. Durch geeignete Veränderung von Richtkraft und Trägheitsmoment kann man der Eigenfrequenz einen bestimmten gewollten Wert geben. Schickt man in das Galvanometer einen Wechselstrom, dessen Frequenz mit der Frequenz der Eigenschwingung übereinstimmt, so tritt Resonanz ein und das System macht verhältnismäßig sehr große Schwingungen, die man in geeigneter Weise sichtbar macht. Anders ausgedrückt: das Galvanometer ist für diese Resonanzfrequenz sehr empfindlich, für davon abweichende Frequenzen sehr unempfindlich. Die Resonanzbreite ist abhängig von der Dämpfung, und zwar ist die Resonanz um so schärfer, je geringer die Dämpfung ist (vgl. die entsprechende Betrachtung bei elektrischen Schwingungskreisen S. 47, Gl. 36). Nun ist meist eine zu große Resonanzschärfe unerwünscht, weil die geringste Drehzahlschwankung der Maschine starke Empfindlichkeitsänderungen des Galvanometers zur Folge hätte, andererseits ist auch namentlich bei Nullmethoden eine zu schwache Dämpfung unbequem, weil ein Ausschlag z. B. bei stetigen Regulierungen in der Meßanordnung die Einstellung des Galvanometers zu stark nachhinkt. Man arbeitet also am besten mit ziemlich stark gedämpften Systemen.

Konstruktiv sind die Vibrationsgalvanometer in zwei Formen, als Nadelgalvanometer und als Spulengalvanometer, ausgebildet.

Das Nadelgalvanometer von Schering-Schmidt¹⁾ hat ein bewegliches System bestehend aus einem etwa 4×5 mm großen, dünnen Eisenblättchen, das an einen feinen, kurzen Bronzedraht als Torsionsdraht angeklebt ist. Das System ist in einem kleinen Pappröhrchen unterge-

¹⁾ Z. f. Instrk. 1918, S. 1 und 1919, S. 140.

bracht, das zwischen den Polen eines Elektromagneten eingesteckt wird, der, mit Gleichstrom erregt, die Richtkraft für das bewegliche System liefert. Die Pole sind gespalten und jeder dieser Pole trägt eine in den Wechselstromkreis eingeschaltete Wicklung. Die Windungsrichtung dieser Wicklungen ist so gewählt, daß gleichzeitig zwei diagonal liegende Wicklungen den magnetischen Fluß stärken, die anderen beiden ihn schwächen. Es wird also bei Wechselstrom auf das bewegliche System ein periodisches Drehmoment ausgeübt, dessen Frequenz mit der Frequenz des Wechselstromes übereinstimmt. Um in die Resonanzlage zu kommen, ändert man die Gleichstromerregung (d. h. die Richtkraft) solange, bis bei konstantem Wechselstrom das schwingende Fadenbild eine maximale Breite bekommt. Mit zwei auswechselbaren Systemen beherrscht man das Frequenzgebiet von 10—500 Hertz.

Gleichstromwicklung 2×670 Wdg. $R = 52 \Omega$,

Erregergleichstrom $0 \div 0,25$ Amp.,

Wechselstromwicklung 4×1000 Wdg. ($R_{\text{—}} = 73 \Omega$, $R_{\text{~}} = 90 \Omega$ bei der Frequenz 50 Hz). Den Einfluß von Fremdfeldern beseitigt man durch Umhüllen mit einer kräftigen gußeisernen Haube.

Das Spulengalvanometer¹⁾ ist ähnlich dem Oszillographen gebaut. Ein dünnes schwaches Band ist zwischen den Polen eines Dauermagneten ausgespannt und wird von dem anzuzeigenden Wechselstrom durchflossen. Ein Spiegelchen, das in der Mitte quer über die nebeneinander liegenden Bänder gespannt ist, gerät also bei Resonanz in Schwingungen. Die Resonanz wird dadurch eingestellt, daß man entweder mit einer am Ende des beweglichen Systems angeordneten Mikrometerschraube die mechanische Längsspannung der Bänder ändert oder durch ein Paar Stege die Länge der schwingenden Bänder begrenzt. Ein Apparat mit sehr langem System kann auf die Frequenzen 25—100 abgestimmt werden, ein zweites mit wesentlich kürzerem System auf die Frequenzen 50—500. Die Frequenzeinstellung des Nadelgalvanometers ist bequemer, als die des Spulengalvanometers, weil man sie aus der Ferne vom Beobachterplatz aus vornehmen kann.

126. Allgemeines über Meßwandler.

Die vom Verbands Deutscher Elektrotechniker aufgestellten REW (Regeln für die Bewertung und Prüfung von Wandlern²⁾) enthalten folgende wichtige Definitionen:

Primäre und sekundäre Nennstromstärke sind bei einem Stromwandler die auf dem Schild angegebenen Werte der primären und sekundären Stromstärke.

Primäre und sekundäre Nennspannung sind bei einem Spannungswandler die auf dem Schild angegebenen Werte der primären und sekundären Spannung.

¹⁾ Dudell, Phil. Mag. 18 S. 168, 1909. Schering und Schmidt, Arch. f. El. 1 S. 254, 1912. Theorie bei Zölllich, Arch. f. El. 2, S. 369 u. 3, S. 369.

²⁾ ETZ 1921, S. 209, 836 u. 212. Neue Regeln sind in Vorbereitung.

Nennbürde ist bei Stromwandlern der auf dem Schild in Ohm angegebene resultierende Scheinwiderstand, der an die sekundäre Seite angeschlossen werden darf, ohne daß die Fehlergrenzen der betreffenden Klasse überschritten werden.

Nennleistung ist bei Stromwandlern der der Nennbürde entsprechende Scheinleistungsverbrauch der sekundär angeschlossenen Apparate, gemessen in VA. bei Nennstrom.

Nennleistung ist bei Spannungswandlern die auf dem Schild in VA. angegebene Scheinleistung, die der Wandler bei Nennspannung abgeben kann, ohne die Fehlergrenzen für die betreffende Klasse zu überschreiten.

Für Stromwandler ist folgende Formbezeichnung festgesetzt, aus der man sofort über die Art des Wandlers Auskunft erhält:

erster Buchstabe (Art der Isolierung)	zweiter Buchstabe (Art der Wicklung)	dritter Buchstabe	vierter Buchstabe (Lage)
<i>T</i> Trockenwandler <i>O</i> Ölwan dler <i>M</i> Massewandler	<i>S</i> Stabwandler <i>W</i> Wicklungs- wandler	<i>T</i> Topf- <i>S</i> Stützer- <i>D</i> Durchführungs- form	<i>H</i> horizontal <i>V</i> vertikal

Bei Spannungswandlern werden folgende Klassen unterschieden:

Klasse E.

Spannungswandler dieser Klasse müssen den von der Phys.-Techn. Reichsanstalt für beglaubigungsfähige Spannungswandler vorgeschriebenen Bedingungen genügen.

Klasse F.

Unter Belastung mit der Nennleistung bei Leistungsfaktoren zwischen 0,6 und 1,0 und Spannungen zwischen dem 0,9- und 1,1-fachen Betrage der Nennspannung darf der Spannungsfehler nicht mehr als $\pm 1,5\%$, der Fehlwinkel nicht mehr als 60 Minuten betragen.

Über zusätzliche Spannungsfehler und Fehlwinkel werden vorläufig keine Bestimmungen getroffen.

Klasse H.

Unter Belastung mit der Nennleistung bei dem Leistungsfaktor 1,0 und bei Spannungen zwischen dem 0,9- und 1,1-fachen Betrage der Nennspannung darf der Spannungsfehler nicht mehr als $\pm 5\%$ betragen.

Der Fehlwinkel ist nicht begrenzt.

Entsprechende Klassenbezeichnungen und Fehlergrenzen sind auch für Stromwandler festgesetzt.

127. Prüfung eines Stromwandlers¹⁾.

Zubehör (Bild 92):

- T Transformator $\dot{i} = 8:1$,
 St Stromwandler 25/5 Amp.,
 r_1 induktionsfreier Widerstand aus Manganinblech, 0,0472 Ω ,
 25 Amp.,
 r_2 desgleichen, 0,0404 Ω , 5 Amp.,
 r_3, r_4 zwei Stöpselwiderstände, je 1000 Ω ,
 r_5 Schiebewiderstand 380 Ω , 5 Amp.,
 r_s Kurbelwiderstand 30 000 Ω ,
 C Drei-Kurbelkondensator von insgesamt 0,999 μF ,
 A_1 Strommesser für 50 Amp.,
 A_2, A_3 Strommesser für 5 Amp.,
 W Leistungsmesser für 5 Amp., 120 Volt,
 ein Wechselstromzähler für 5 Amp., 120 Volt,
 G Vibrationsgalvanometer (siehe Nr. 125 S. 114),
 S_1 zweipoliger Schalter,
 S_2 Taster,
 ein Schiebewiderstand 380 Ω , 5 Amp.,
 eine Akkumulatorenbatterie von 6 Volt für die Erregung des
 Vibrationsgalvanometers.

Theoretische Grundlagen. Ein Stromwandler arbeitet wie ein nahezu kurzgeschlossener Transformator, d. h. der primäre Strom verhält sich zum sekundären nahezu umgekehrt wie die Windungszahlen. Wenn man ferner die primären und sekundären Ströme in benachbarten Windungen in entgegengesetzter Richtung positiv rechnet, so ist die Phasenverschiebung zwischen den beiden Strömen nahezu Null. Aufgabe der Messungen ist es, die geringen Abweichungen des Übersetzungsverhältnisses von ihrem Sollwert und der Phasenabweichung festzustellen und zwar in Abhängigkeit von der an den sekundären Kreis gelegten Bürde (Strompfade von Strommessern, Leistungsmessern, Zählern).

Um über die Größe dieser Abweichungen sich ein Bild machen zu können, geht man von dem Ersatzschema eines Transformators (Bild 91) aus, das sich auf einen auf das Windungsverhältnis 1:1 reduzierten Wandler bezieht (s. S. 34f.).

Die zugehörigen Gleichungen schreiben wir in der Form

$$\begin{aligned} \mathfrak{U}_1 &= \mathfrak{S}_1 (R_1 + j \omega L_1 s) + j \omega w_1 \Phi_g \\ -\mathfrak{U}_2 &= \mathfrak{S}_2 (R_2 + j \omega L_2 s) - j \omega w_1 \Phi_g \end{aligned} \quad (1)$$

wo w_1 die primäre Windungszahl und Φ_g der gemeinsame Fluß für beide Spulen ist; er hängt mit der magnetisierenden Durchflutung $(\mathfrak{S}_1 - \mathfrak{S}_2) w_1$ durch die Magnetisierungskurve zusammen.

Ist R_B und X_B der Wirk- und Blindwiderstand der Belastung (Strompfade der angeschlossenen Meßapparate), so ist

$$\mathfrak{S}_2 (R_2 + j \omega L_2 s + R_B + j X_B) = j \omega w_1 \Phi_g$$

¹⁾ Goldstein, Die Meßwandler. Berlin: Julius Springer 1928. Möllinger u. Gewecke, ETZ. 1912, S. 270.

Leistung, wenn dessen Strompfad im sekundären Kreise des Stromwandlers liegt, so ist

$$N_2 = U I_2 \cos(\psi - \delta) \approx U I_2 \cos \psi (1 + \delta \operatorname{tg} \psi)$$

und

$$N = U \ddot{u}_0 I_2 \left(1 + \frac{p}{1000}\right) \cos \psi$$

$$N = N_2 \ddot{u}_0 \left(1 + \frac{p}{1000}\right) (1 - \delta \operatorname{tg} \psi) \tag{4}$$

Diese Formel lehrt, wie man aus der Ablesung N_2 die gesuchte Leistung findet.

Versuche. Zur experimentellen Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses der Ströme legt man in den primären und sekundären Stromkreis ($L_1 L_2$ und $l_1 l_2$) je einen induktionsfreien Normalwiderstand r_1 und r_2 (Bild 92). Man erhält für die später zu beschreibenden Messungen eine genügende Genauigkeit, wenn man die Wahl so trifft, daß $I_1 r_1$ und $I_2 r_2$ zwischen 0,5 und 1,5 Volt liegt. Ferner sei $I_2 r_2 < I_1 r_1$. Dann kann man $I_1 r_1$ durch einen Spannungsteiler $r_3 + r_4$ so unterteilen, daß der Effektivwert der Spannung an r_3 gleich der Spannung an r_2 wird. Ist der Zweigstrom in $r_3 + r_4$ klein gegen den Hauptstrom I_1 , so soll also

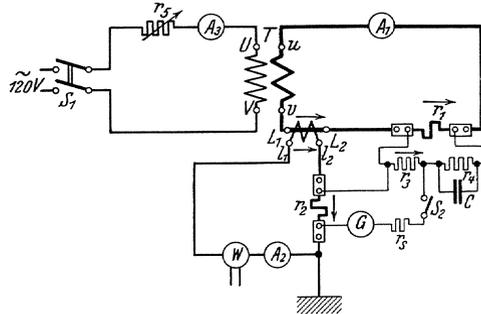


Bild 92. Meßanordnung zur Bestimmung der Fehler eines Stromwandlers.

$$I_1 r_1 \cdot \frac{r_3}{r_3 + r_4} = I_2 r_2$$

werden. Hätten \mathfrak{S}_1 und \mathfrak{S}_2 gleiche Phasen, so könnte man beide Spannungen gegeneinander kompensieren; das in eine Kompensationsleitung eingeschaltete Vibrationsgalvanometer G würde auf den Ausschlag Null gebracht werden können. Und es wäre (vgl. Gl. 3)

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{r_1 r_3}{r_2 (r_3 + r_4)}, \quad \frac{p}{1000} = 1 - \ddot{u}_0 r_2 \frac{r_1 r_3}{(r_3 + r_4)} \tag{5}$$

Da aber \mathfrak{S}_1 und \mathfrak{S}_2 die kleine Phasenabweichung δ besitzen, so ist, wie Bild 93 zeigt, die scharfe Kompensation nicht möglich; diese wird vielmehr erst dadurch erreicht, daß man die Spannung an r_3 durch einen parallel zu r_4 geschalteten Kondensator C in der Phase verschiebt. Der Operator des zu r_1 parallel geschalteten Zweiges ist nämlich:

$$r_3 + \frac{r_4}{1 + j\omega C r_4} \approx r_3 + r_4 - j\omega C r_4^2$$

Der in r_3 fließende Strom ist also gegen die ihn erzeugende Spannung $\mathfrak{S}_1 r_1$ um den kleinen Winkel

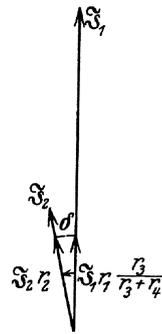


Bild 93. Stromdiagramm.

$$\varepsilon = \frac{\omega C r_4^2}{r_3 + r_4} \text{ (im Bogenmaß)} \quad (6)$$

nach vorwärts verschoben.

Und da die Spannung an r_3 dieselbe Phase hat wie der Strom in r_3 , so ist ε auch die Phasenverschiebung zwischen dieser Spannung und \mathfrak{S}_1 . Macht man also $\delta = \varepsilon$, so ist diese Spannung mit $\mathfrak{S}_2 r_2$ phasengleich und das Vibrationsgalvanometer gibt den Ausschlag Null.

Gleichung (5) gibt den Fehler p des Übersetzungsverhältnisses und Gleichung (6) die Phasenabweichung. Man kann beide Gleichungen dadurch befriedigen, daß man zuerst nur r_3 regelt und zwar so, daß der gesamte Parallelwiderstand $r_3 + r_4$ konstant bleibt (Messung von p) und danach nur C regelt, um auch die Phasenbedingung zu erfüllen.

Man mache $r_3 + r_4 \approx 600$ Ohm und verändere abwechselnd r_3 und C so lange, bis das Vibrationsgalvanometer den Nullausschlag gibt.

Es werden bei der Nennstromstärke I_1 Versuche mit folgenden sekundären Bürden ausgeführt:

1. nur r_2 ,
2. r_2 plus Strompfad eines Strommessers A und eines Leistungsmessers W ;
3. zu der Belastung von 2. wird der Strompfad eines Zählers hinzugefügt. Ferner bei dieser Sekundärbürde: Versuche mit den primären Strömen $\frac{I_1}{5}$ und $\frac{3 I_1}{5}$.

Es kann vorkommen, daß bei einem der Versuche der Winkel δ negativ wird, d. h. daß \mathfrak{S}_2 nicht vor, sondern hinter \mathfrak{S}_1 liegt. Dann muß man die Kompensationsleitungen von r_4 abzweigen und den Kondensator C parallel zu r_3 legen. Die Gleichungen müssen entsprechend abgeändert werden.

Wenn der Wandler primär mit Strom belastet wird, dürfen die sekundären Klemmen nie, auch für kurze Zeit nicht, geöffnet werden. Da nämlich der Wandler stets nahezu im Kurzschluß arbeitet, so ist das magnetische gemeinsame Feld sehr schwach. Öffnet man die sekundären Klemmen, so würde plötzlich ein starkes Magnetfeld entstehen, das einerseits eine unzulässige Erwärmung des Eisenkerns hervorruft, andererseits kann beim Ausschalten eine remanente Magnetisierung zurückbleiben, die die Fehler des Wandlers verändert. Auch kann die Spannung an den offenen Sekundärklemmen einen gefährlich hohen Wert annehmen.

Die Ergebnisse sind in Kurven darzustellen.

128. Prüfung eines Spannungswandlers ¹⁾.

Zubehör (Bild 96 und 98):

Sp Spannungswandler für 5000/100 Volt, $f = 40$ bis 60 Hz,
Belastbarkeit: 130 Volt-Amp.,

¹⁾ Möllinger u. Gewecke, ETZ 1911, S. 922.

- Tr* Transformator für 207/6200 Volt, $f = 50$ Hz, 10 kVA.,
r Schiebewiderstand 380 Ω , 5 Amp.,
*r*₁ Hochspannungswiderstand 499 750 Ω (kapazitäts- und induktionsfrei), Belastbarkeit: 100 Watt,
*r*₂, *r*₃, *r*₄, *r*₆ Stöpselwiderstände für je 1000 Ω , Belastbarkeit: 1 Watt je Stufe,
*r*₅ Kurbelwiderstand bis 30 000 Ω , 1 Watt je Stufe,
*r*₈ Kurbelwiderstand bis 10 000 Ω , 1 Watt je Stufe (Schutzwiderstand für das Vibrationsgalvanometer),
C Dreikurbelkondensator von insgesamt 0,999 μ F,
G Vibrationsgalvanometer nach Schering (siehe Nr. 125),
V Spannungsmesser für 140 Volt,
*A*₁ Strommesser für 5 Amp.,
*A*₂ Strommesser für 1 Amp.,
W Leistungsmesser für 120 Volt, 5 Amp.,
Wh Wechselstromwattstundenzähler für 120 Volt, 5 Amp.,
D verstellbare Eisendrossel, Schaltung für max 300 Volt, 8 Amp.,
L Lampenbatterie für 120 Volt,
*S*₁ zweipoliger Schalter,
*S*₂ Taster,
*S*₃, *S*₄ zwei einpolige Schalter,
 ein Schiebewiderstand 380 Ω , 3 Amp., und
 eine Akkumulatorbatterie von 6 Volt für die Erregung des Vibrationsgalvanometers.

Theoretische Grundlagen. Nach S. 36 ist das Spannungsverhältnis eines auf das Windungsverhältnis $\dot{u} = 1:1$ „reduzierten“ Transformators nahezu gleich 1, außerdem haben die Spannungen bei Zugrundelegung der positiven Richtungen, wie sie im Ersatzschema, Bild 21, festgelegt sind, nahezu dieselbe Phase. Beim Spannungswandler kommt es aber gerade auf die geringen prozentischen Abweichungen des Spannungsverhältnisses von eins und des Phasenwinkels von Null an. Diese Abweichungen sind von der sekundär angeschlossenen Bürde (Spannungsmesser, Leistungsmesser, Elektrizitätszähler) abhängig. Man findet sie leicht aus dem Diagramm Bild 94, das sich auf das Ersatzschema bezieht.

Seien die Belastungsgrößen \mathfrak{U}_2 und \mathfrak{I}_2 nach Größe und Phase gegeben, so gibt der Leerlaufversuch:

$$\mathfrak{U}_{10} = \mathfrak{I}_{10} (R_1 + j \omega L_{1s}) + \mathfrak{U}_2 \quad (7)$$

Diese Gleichung ist in Bild 94 durch das Dreieck POA dargestellt. Vernachlässigt man andererseits bei Kurzschluß den Abzweigstrom durch die Induktivität M (vgl. Bild 21), so ist

$$\mathfrak{U}_{1K} = \mathfrak{I}_2 (R_K + j \omega L_K) \quad (8)$$

wo man in erster Annäherung

$$R_K = 2 R_1 \quad L_K = 2 L_{1s}$$

setzen kann (vgl. S. 36, Gl. 11 und 12). Die Gleichung (8) ist in Bild (94) für induktionslose Last ($u_2 \parallel \mathfrak{S}_2$) durch Dreieck ACB , für induktive Last mit dem Leistungsfaktor $\cos \varphi_2$ durch das Dreieck $AC'B'$ dargestellt. Folglich ist $u_1 = u_{10} + u_{1k}$ durch die Strecken PB bzw. PB' dargestellt. Nun ist aber praktisch PO sehr groß gegen OA und AB . Man kann also PO, PA, PB einander parallel annehmen; das ist in Bild 95 geschehen. Dann kann man durch O ein rechtwinkliges Koordinatensystem legen; in diesem wird die Ordinate von B gleich dem Fehler des Übersetzungsverhältnisses, die Abszisse proportional dem Fehlwinkel ($\sphericalangle u_1, u_2$). Denkt man sich $PO_2 = 10$ m lang, so bedeutet an der Ordinate 1 cm einen Fehler vor 1000 , an der Abszisse $\frac{10800}{1000 \cdot \pi}$ cm die Größe des Fehlwinkels in Minuten, oder 1 Min. Fehlwinkel gleich 2,92 mm.

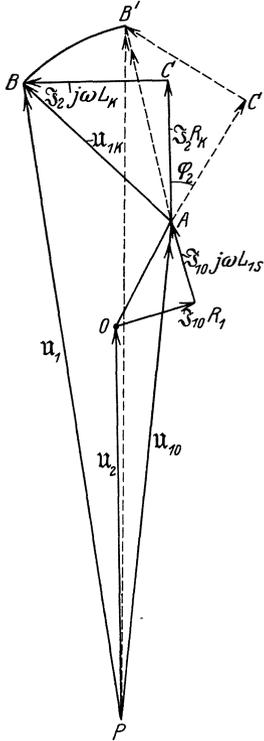


Bild 94. Diagramm eines Spannungswandlers.

Die Strecke OA wird aus dem Leerlaufversuch gefunden und ist unabhängig von der Belastung des Wandlers. Die Seiten des Dreiecks ACB , dessen Form aus dem Kurzschlußversuch gefunden wird, sind proportional der sekundären Stromstärke I_2 , es wird je nach der Phasenverschiebung φ_2 in der Belastung um den Punkt A geschwenkt.

Versuche: u_1 und u_2 seien jetzt primäre und sekundäre Spannung des gegebenen Transformators; die Spannungen seien also nicht auf das

Windungsverhältnis 1:1 reduziert. Die positiven Richtungen von u_1 und u_2 seien so gewählt, daß sie nahezu gleichgerichtet sind. Dann soll mit

δ der Fehlwinkel,

$$\sphericalangle(u_1, u_2)$$

bezeichnet werden. Dieser kleine Winkel soll positiv gerechnet werden, wenn u_2 dem Vektor u_1 zeitlich vorseilt.

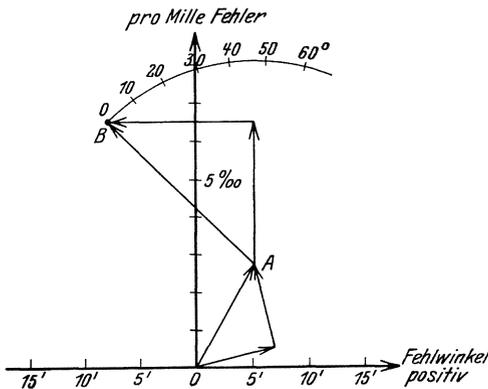


Bild 95. Fehlerdiagramm eines Spannungswandlers.

Sei ferner $\ddot{u}_0 \approx U_1 : U_2$ der Sollwert des Übersetzungsverhältnisses (z. B. $U_1 \approx 5000$ Volt, $U_2 \approx 100$ Volt, $\ddot{u}_0 = 50$). Dann wird:

$$\frac{U_1 - \ddot{u}_0 U_2}{U_1} = \frac{p}{1000} \tag{9}$$

der Promillefehler der Übersetzungsverhältnisses; p und δ sollen durch den Versuch ermittelt werden.

Dazu legt man den primären Pol V und den sekundären Pol v des Spannungswandlers an Erde (Bild 96) und bewirkt dadurch, daß U_1 und

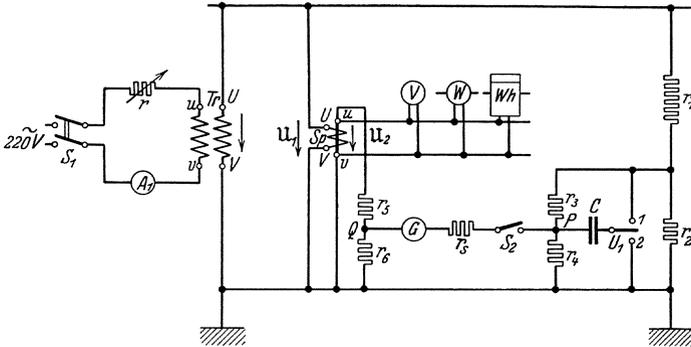


Bild 96. Meßanordnung zur Bestimmung der Fehler eines Spannungswandlers.

U_2 nahezu gleiche Richtung im Diagramm bekommen. An die Spannungen U_1 und U_2 werden die aus induktions- und kapazitätsfreien Widerständen gebildeten Spannungsteiler r_1, r_3, r_4 bzw. r_5, r_6 geschaltet und auf ihnen die beiden Punkte P und Q so bestimmt, daß die Effektivwerte der Spannungen U_a und U_b einander gleich sind (Bild 97). Dann ist aber wegen des Fehlwinkels die Spannung zwischen P und Q nicht Null; um diese auf Null zu bringen, wird zu einem Teil des Spannungsteilerwiderstandes r_1, r_3, r_4 ein Kondensator C parallel geschaltet, der die Phase von U_b aus der im Bild 97 gezeichneten Lage bis zum Verschwinden der Spannung zwischen P und Q verschiebt. Zu diesem Zweck muß die Kapazität C , je nachdem δ positiv oder negativ ist, mit dem Umschalter U_1 an R_3 bzw. an R_4 angeschlossen werden. Das Nullwerden der Spannung PQ wird mit einem Vibrationsgalvanometer G (s. S. 114) festgestellt.

Ist das Vibrationsgalvanometer stromlos, d. h. ist $U_a = U_b$ eingestellt, so folgt:

Für Stellung I des Umschalters U_1 :

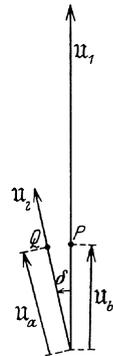


Bild 97. Spannungsdiagramm.

$$\frac{U_1}{U_2} = \ddot{u} \cdot e^{-j\delta} = \frac{r_6 \left[r_1 r_2 + r_1 r_4 + r_2 r_4 + \frac{(r_1 + r_2) r_3}{1 + \omega^2 C^2 r_3^2} \right] - j \left[\frac{r_6 r_3^2 (r_1 + r_2) \omega C}{1 + \omega^2 C^2 r_3^2} \right]}{r_2 r_4 (r_5 + r_6)} \tag{10}$$

Für Stellung 2 des Umschalters U_1 :

$$\frac{U_1}{U_2} = -\ddot{u} \cdot e^{-j\delta} = \frac{r_6[r_1(r_2+r_3+r_4)+r_2(r_3+r_4)] + j[\omega C r_4 r_6(r_1 r_2 + r_1 r_3 + r_2 r_3)]}{r_2 r_4 (r_5 + r_6)} \quad (11)$$

Aus den Gleichungen (10) und (11) ergibt sich jedesmal \ddot{u} als Betrag, δ als Winkel der komplexen Zahl auf der rechten Seite der Gleichungen. Man erkennt, daß δ in dem ersten Falle einen positiven, in dem zweiten Falle einen negativen Winkel bedeuten muß.

Bei dem Aufbau der Schaltung (Bild 96 u. 98) ist besonders darauf zu achten, daß für die Erdleitungen Kabel mit großem Querschnitt benutzt werden und die Verbindungen sehr sorgfältig hergestellt werden, da sonst bei einem Leitungsbruch oder einer Unterbrechung einzelne Teile der Meßanordnung unter Hochspannung geraten können und den Arbeitenden gefährden. Sämtliche Hochspannung führenden Teile der Schaltung sind in einem abgeteilten Raum aufzubauen, der nach dem Einschalten nicht mehr betreten werden darf.

Der Hochspannungswiderstand beträgt $r_1 = 499750 \Omega$. Man wähle für den Versuch $r_2 = 500 \Omega$, $r_3 + r_4 = 500 \Omega$ (etwa $r_3 = 300 \Omega$, $r_4 = 200 \Omega$) und $r_5 \approx 10000 \Omega$. Dann beträgt der resultierende Widerstand des Hochspannungsteilers ohne Kondensator genau 500000Ω .

Für die Effektivwerte der Spannungen von P und Q gegen Erde folgt:

$$U_1 \frac{250}{500000} \frac{r_4}{500} = U_2 \frac{r_6}{r_5 + r_6}$$

Für das Übersetzungsverhältnis ergibt sich daraus bei beiden Stellungen des Umschalters U_1 die gleiche Näherungsformel:

$$\ddot{u} = \frac{r_6}{r_4(r_5 + r_6)} \cdot 10^6 \quad (12)$$

Für einen nicht zu großen Fehlwinkel ($C < 0,5 \mu\text{F}$) ergibt sich bei Stellung 1 des Umschalters U_1 :

$$\delta = \frac{180 \cdot 60}{\pi} \cdot \omega \cdot C \cdot r_3^2 \cdot 10^{-3} \text{ Minuten}, \quad (13)$$

bei Stellung 2 des Umschalters U_1 :

$$\delta = -\frac{180 \cdot 60}{\pi} \cdot \omega \cdot C (r_2 + r_3) r_4 \cdot 10^{-3} \text{ Minuten}. \quad (13a)$$

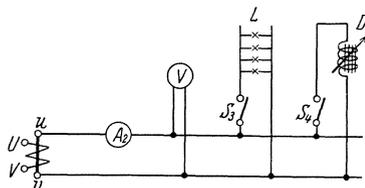


Bild 98. Bürde eines Spannungswandlers.

1. Es soll zunächst bei betriebsmäßiger Belastung des Wandlers (Bild 98) die Abhängigkeit des Übersetzungsverhältnisses und des Fehlwinkels von der Sekundärspannung des Wandlers in den Grenzen zwischen 40% und 120% der Nennspannung untersucht werden.

2. An Stelle der Meßinstrumente wird eine Lampenbatterie bzw. eine verstellbare Eisendrossel in den Sekundärkreis des Spannungswandlers geschaltet.

Die Nennspannung $U_2 = 100$ Volt des Wandlers wird mit dem

Schiebewiderstand r eingestellt und während der folgenden Versuche konstant gehalten; die Frequenz soll ebenfalls konstant 50 Hz. betragen. \ddot{u} und δ werden in Abhängigkeit von der Belastung gemessen und zwar bei induktionsloser Last (Schalter S_3 geschlossen) bis maximal 100 Volt/Amp.

Die prozentische Abweichung des Übersetzungsverhältnisses von dessen Nennwert und der Fehlwinkel sind in geeignetem Maßstab für den Versuch 1 in Abhängigkeit von der Spannung, für den (bzw. die) Versuche 2 in Abhängigkeit von der Bürde graphisch darzustellen.

Bei diesen Messungen können leicht dadurch Fehler entstehen, daß der große Widerstand r_1 nicht genügend induktions- und kapazitätsfrei ist. Man zieht es daher neuerdings oft vor, den unbekanntem Wandler mit einem Normalwandler, dessen Fehler genau bekannt sind, zu vergleichen. Die Messungen werden durch Vergleich der sekundären Spannungen nach Größe und Phase vollzogen; große Spannungsteilerwiderstände sind dann nicht erforderlich.

129. Prüfung eines kapazitiven Spannungswandlers.

a) Untersuchung der Spannungsverteilung in einer Kondensator-Durchführung¹⁾.

Zubehör (Schaltung Bild 100):

- M 600 Hertz-Umformer,
- S doppelpoliger Schalter,
- R Spannungsteilerwiderstand 1300Ω ,
- C_1, C_2 Luftdrehkondensatoren von je etwa $1500 \mu\mu F$,
- KD Kondensatordurchführung,
- F Fernhörer von etwa 1000Ω .

1. Beschreibung der Durchführung. Es wird eine 20 kV.-Kondensatordurchführung der Siemens - Schuckert - Werke untersucht. Die Durchführung ist aus Repelit (Hartpapier) gewickelt; in passenden Abständen sind Stanniol-Einlagen angeordnet, deren achsiale Länge gesetzmäßig von innen (Bolzen) nach außen

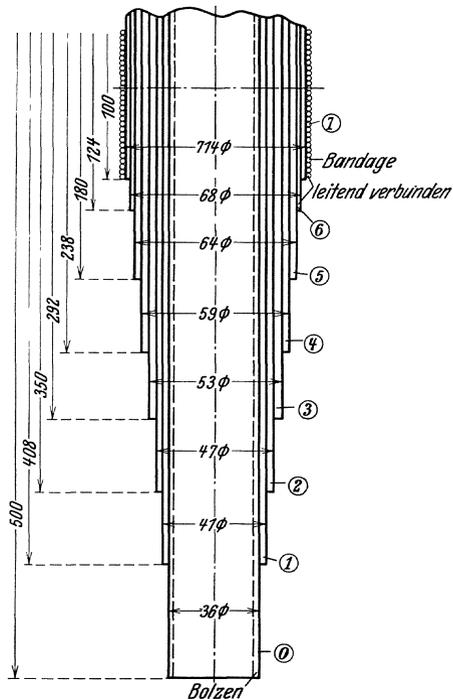


Bild 99. Kondensatordurchführung.

¹⁾ H u m b u r g, Archiv f. Elektrotechnik Bd. 12, S. 526.

aus Bild 99 zu entnehmen. Bei der fabrikatorischen Herstellung wird das Repelitpapier in konstanter Breite durchgewickelt, so daß der fertige Durchführungsisolator eine zylindrische Form besitzt. Für die Zwecke der Untersuchung ist das Hartpapier soweit abgedreht worden, daß die Ränder der metallischen Einlagen zugänglich wurden; sie sind jeweils mit einer Klemme verbunden. Man überlege sich, ob und inwieweit durch die Entfernung des äußeren Hartpapiers die Spannungsverteilung beim Versuch von der wahren Spannungsverteilung in fabrikmäßig hergestellten Durchführungen abweicht.

2. Versuche. Durch den Versuch soll die Spannungsverteilung in der Kondensatordurchführung bestimmt werden. Man bedient sich hierzu

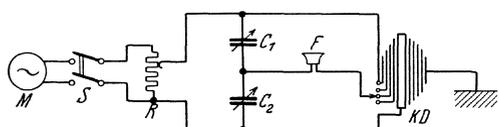


Bild 100. Bestimmung der Spannungsverteilung an einer Kondensatordurchführung.

der Brückenschaltung nach Bild 100. Die Meßspannung wird an die Reihenschaltung zweier bekannter (Eichkurve!) Luftdrehkondensatoren C_1 und C_2 und parallel hierzu an Bolzen und Fassung der Durchführung ge-

legt; die Fassung wird geerdet. Ein Fernhörer wird zwischen den gemeinsamen Punkt beider Luftdrehkondensatoren und nacheinander an sämtliche freien Belegungen der Kondensatordurchführung angeschlossen. Die Luftdrehkondensatoren bilden dann zusammen mit den Durchführungs-Teilkapazitäten C_b zwischen Bolzen und der jeweils am Fernhörer angeschlossenen Belegung und C_f zwischen dieser Belegung und der Fassung die vier Zweige einer Wheatstoneschen Brücke. Der Ton im Fernhörer verschwindet, falls die Bedingung

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{C_f}{C_b}$$

erfüllt ist. Aus dieser sehr einfachen Messung kann, wie im folgenden gezeigt wird, das betriebsmäßige Verhalten der Kondensatordurchführung genau bestimmt werden.

3. Auswertung der Messungen. Der Versuch ergibt unmittelbar das Verhältnis der Kapazität C_b zwischen dem Bolzen und der jeweils an den Fernhörer angeschlossenen metallischen Einlage zur Kapazität C_f dieser Einlage gegen den Bolzen. Von einer Gesamtspannung U zwischen Bolzen und Fassung entfällt ein Anteil U_b auf die Isolationsstrecke Bolzen-Einlage, der Rest U_f auf die Isolationsstrecke zwischen der Einlage und der Fassung. Da der gesamte dielektrische Verschiebungsfluß in konstanter Stärke die Kondensatordurchführung durchsetzt, gilt:

$$U_b \cdot C_b = U_f \cdot C_f ; \quad \frac{U_b}{U_f} = \frac{C_f}{C_b}$$

Praktisch interessiert die relative Spannung der einzelnen Einlagen gegen den Bolzen im Verhältnis zur Gesamtspannung U . Man findet:

$$\frac{U_b}{U} = \frac{C_f}{C_f + C_b}$$

Man stelle die so gefundene Spannungsverteilung graphisch dar, indem man als Abszisse die Ordnungszahl der metallischen Belegungen (Bolzen: Null, erste Einlage: Eins usw.), als Ordinate die jeweils berechnete Spannung in Prozent der Gesamtspannung aufträgt. Dann stelle man in einer Zahlentafel für jede metallische Belegung einschließlich Bolzen und Fassung aus Bild 99 die Hauptabmessungen der Durchführung zusammen, soweit sie für ihr elektrisches Verhalten von Bedeutung sind: 1. Den jeweiligen Überschlagsweg in achsialer Richtung zwischen metallischer Belegung und Bolzen, 2. den jeweiligen Durchmesser der metallischen Belegung. Mittels dieser Zahlentafel und den vorher errechneten Werten der Spannungsverteilung werden nunmehr die Diagramme der räumlichen Spannungsverteilung gezeichnet: Der Zusammenhang zwischen dem Überschlagsweg und der relativen Spannung $\frac{U_b}{U}$ ergibt die achsiale Spannungsverteilung, der Zusammenhang zwischen dem Radius und dieser relativen Spannung die radiale Spannungsverteilung. (Achtung beim Übergang vom Durchmesser zum Radius!)

Die achsiale Spannungsverteilung ist maßgebend für die elektrische Beanspruchung der Luft. Man ermittle zuerst für eine angenommene Spannung U die mittlere Luftfeldstärke \mathcal{E}_m als Verhältnis dieser Spannung zum gesamten wirksamen Überschlagswege. Dann berechne man für jede Isolationsstrecke zwischen zwei aufeinanderfolgenden Belegungen die wirkliche Luftfeldstärke \mathcal{E} , die bei der gleichen Gesamtspannung U auftreten würde. Hierzu entnimmt man dem Diagramm der achsialen Spannungsverteilung (oder einer entsprechenden Zahlentafel) den Relativwert der auf die Isolationsstrecke wirkenden Teilspannung, multipliziert ihn mit U und teilt ihn durch den Überschlagsweg zwischen den beiden Belegungen. Das Verhältnis $\frac{\mathcal{E}}{\mathcal{E}_m}$ ist eine dimensionsfreie Kennziffer der achsialen Luftbeanspruchung; sie ist in einem Diagramm graphisch darzustellen. Genau die gleiche Rechnung, sinngemäß übertragen auf die radiale Spannungsverteilung, liefert ein Maß der elektrischen Beanspruchung des Isoliermaterials. Man zeichne dementsprechend die radiale Feldstärke \mathcal{E}_r im Verhältnis zur mittleren Radialfeldstärke \mathcal{E}_{r_m} , welche also eine dimensionsfreie Kennziffer der radialen Beanspruchung des Isoliermaterials darstellt. Man berechne aus diesen Kurven die mittlere Feldstärke des Isoliermaterials, sowie die Höchsfeldstärke des Isoliermaterials im Verhältnis zur mittleren Luftfeldstärke. Endlich ermittle man für eine Betriebsspannung von $U = 20$ kV. und die durch die Vorschriften des Verbandes¹⁾ vorgeschriebene Prüfspannung $U_p = (2,2 U + 20)$ kV. die wirklich auftretenden maximalen Feldstärken im Isoliermaterial und in der Luft.

¹⁾ Vorschriftenbuch des Verbandes. 1930, S. 809.

130. Allgemeines über Wechselstrombrücken.

Werden die Widerstandsoperatoren der vier Zweige einer Wheastoneschen Brücke mit $\delta_1 \delta_2 \delta_3 \delta_4$ bezeichnet, so ist die Bedingung für die Stromlosigkeit des Brückenzweiges:

$$\delta_1 : \delta_2 = \delta_3 : \delta_4 \quad (14)$$

Die δ sind im allgemeinen komplex; werden sie in die Form $\delta = z e^{j\varphi}$ gebracht (z Absolutwert, φ Phase), so wird aus der Bedingungs-gleichung (14)

$$\left. \begin{aligned} z_1 : z_2 = z_3 : z_4 \\ \varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_3 - \varphi_4 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

D. h. im allgemeinen sind für das Gleichgewicht der Wechselstrombrücke zwei Bedingungs-gleichungen zu erfüllen. Das hat seinen inneren Grund darin, daß die Spannungen zwischen einem Punkt der Stromverzweigung und den Enden des Nullzweiges nicht bloß der Größe, sondern auch der Phase nach einander gleich sein müssen.

Man kann also eine „Einstellung“ der Brücke im allgemeinen nur dadurch erreichen, daß man abwechselnd zwei Größen, die in den Zweigen 1—4 liegen, regelt. Es ist zweckmäßig diese so zu wählen, daß man mit der einen möglichst nur die erste der beiden Gleichungen, mit der zweiten und nur die zweite beeinflusst.

Ist die Gleichgewichtsbedingung von der Frequenz abhängig, so ist es zweckmäßig, einerseits durch passende Kettenleiter die Oberschwin-gungen auszuschließen, andererseits im Brücken-zweig mit einem Vibra-tionsgalvanometer statt mit einem Hörtelephon zu arbeiten.

Folgende Fehlerquellen sind zu beachten:

Widerstände sollen induktions- und kapazitätsfrei gewickelt sein. Darauf ist aber bei älteren Kästen oft nicht geachtet worden; dann besitzen die kleineren Beträge (unter 100 Ω) eine merkliche Selbstinduk-tivität, die größeren (von 500 Ω an) Kapazität. Die Kapazität wird meist durch die Wicklung von Chaperon (Compt. rend 108 S. 799) beseitigt, die Induktivität durch die Wicklung von K. W. Wagner und Wertheimer (ETZ Bd. 34, S. 613, 1913).

Selbstinduktionsspulen haben nur dann eine reine Induktivität, wenn sie

- a) auf einen Kern von konstanter Permeabilität gewickelt sind,
- b) weder in benachbarten Metallteilen, noch im Metall des Strom-leiters selbst Wirbelströme entstehen können. Deswegen werden gute Spulen aus Drahtlitze mit isolierten Einzeldrähten gewickelt, und die Anschlußklemmen werden nicht zu groß ausgestaltet und werden am besten am äußeren Rande der Spule angeordnet. Größere Spulen besitzen eine feste Kapazität, deren Wert angegeben werden sollte. Der Operator wird $(R + j\omega L)/(1 - \omega^2 LC + j\omega CR)$. Zuleitungsdrähte sind namentlich in der Nähe der Spulen bifilar zu führen.

Kondensatoren sind oft aus Dielektriken aufgebaut, die dielektrische Hysterese besitzen, d. h. die bei Gebrauch mit Wechselstrom Verluste

haben. Der Widerstandsoperator eines solchen Kondensators ist $e^{\delta i} / j \omega C$ zu setzen; δ heißt der Verlustwinkel.

Die Brückenweige können, wenn sie nicht sorgfältig aufgebaut sind, einander induktiv oder kapazitiv beeinflussen. Spulen und Kondensatoren müssen also größere Abstände voneinander haben. Besonders zu achten ist auf kapazitive Wirkungen gegen Erde, die in den Gleichgewichtsbedingungen nicht berücksichtigt sind. Wenn man mit nicht zu hohen Spannungen arbeitet, kann man sie am einfachsten beseitigen, indem man einen Stromverzweigungspunkt der Brückenordnung erdet (auf keinen Fall einen Endpunkt des Nullzweiges, Warum?). Wirksamer ist es, zu der ganzen Brückenverzweigung einen weiteren Zweig parallel zu schalten, der aus denselben Wechselstromwiderständen besteht, wie einer der parallelen Brückenweige, und in diesem Zweige die Stoßstelle der beiden Widerstände zu erden. (K. W. Wagner, ETZ. 1911, S. 1001.) Man erreicht dadurch, daß der Galvanometerzweig keine Spannung mehr gegen Erde besitzt, ohne daß einer seiner Punkte eine galvanische Verbindung mit der Erde besitzt.

Auch durch Zwischenschalten eines Transformators im Hauptkreis gelingt es oft, Störungen von fremden Quellen zu beseitigen.

131. Messung von Kapazitäten und Induktivitäten mit der Wechselstrombrücke.

Zubehör (Bild 101):

- Wechselstrom-Generator (Gleichstrom-Wechselstrom-Umformer) für $f = 500$ Hertz,
- C_n Normale der Kapazität $0,5 \mu F$,
- L_n Normale der Induktivität $0,1 H$,
- C_x Stöpselkondensator $0,1$ bis $1 \mu F$,
Drehkondensator $4000 \mu\mu F$,
- L_x Variator der Induktivität von Hartmann & Braun $0,001$ bis $0,2 H$,
- R_1, R_2, R_z Stöpselwiderstände $0,1$ bis 1000Ω ,
- T Telephon (1000Ω),
- V Hitzdraht-Spannungsmesser 130 Volt,
- L drei Drosselspulen, je $0,1 H$,
- C $\frac{C}{2}$ Papierkondensatoren von 2 und 2 und $1 \mu F$,
- R Regelwiderstand 250Ω , $0,5$ Amp.

1. Messungen mit einer selbst zusammenzustellenden Brücke.

Die Meßanordnung zeigt Schaltbild 101:

Ein 500-Hertz-Generator speist über einen Regelwiderstand R (zur Begrenzung der Spannung an der Meßbrücke) und eine dreigliedrige Spulenketten (zur Beseitigung der Oberwellen der Maschinenspannung) eine „Wheatstonesche Brücke“, die aus den beiden rein Ohmschen Wider-

ständen R_1 und R_2 und zwei Kapazitäten (C_x und C_n) oder zwei Induktivitäten (L_x und L_n) zusammengestellt wird. Zwischen die Kapazitäten (Induktivitäten) ist ein weiterer, rein Ohmscher Zusatzwiderstand R_z

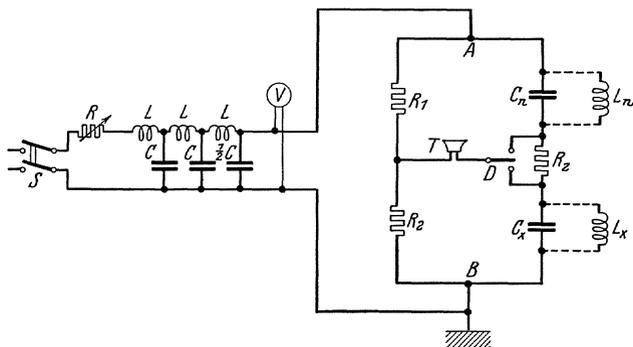


Bild 101. Relativmessungen von Kapazitäten oder Induktivitäten mit der Wechselstrombrücke.

eingeschaltet, der die Erfüllung von Bedingung (17) für das Brückengleichgewicht ermöglichen soll.

Für das Gleichgewicht der Brücke, d. h. Schweigen des Telefons, ergeben sich aus der komplexen Bedingungsgleichung: (14) die Beziehungen:

für die Kapazitätsbrücke:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_x}{C_n} \quad \frac{R_{AD}}{R_{BD}} = \frac{C_x}{C_n} \quad (16)$$

für die Induktivitätsbrücke:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{L_n}{L_x} \quad \frac{R_{AD}}{R_{DB}} = \frac{L_n}{L_x} \quad (17)$$

Dabei ist unter R_{AD} und R_{BD} der gesamte Verlustwiderstand in den Zweigen A bis D bzw. B bis D zu verstehen, unter Einrechnung des Zusatzwiderstandes R_z , der je nach Bedarf durch Umschalter D in einen der beiden Zweige n oder x eingeschaltet werden kann.

Versuchsaufbau. Die Wechselstrommaschine (Gleichpoltyp) ist im Maschinenraum aufgestellt. Von dort ist, um vom Maschinengeräusch frei zu werden, nach Zwischenschaltung des Regelwiderstandes R — die Wechselspannung in den Meßraum zu leiten, wo der „Wellenputzer“ und die Meßbrücke — hinreichend weit voneinander entfernt — aufgebaut werden (Abstand 1—2 m). Nach Abgleichung der Brücke darf eine Drehung der Spulenebenen L_x und L_n keine Veränderung bewirken. Die Spannung an der Meßbrücke ist an V abzulesen und so einzuregulieren, daß die Widerstände R_1 und R_2 nicht überlastet werden (Belastbarkeit 1 Watt pro Stufe, R_1 und R_2 etwa je 200—300 Ω). Ein Speisungspunkt der Brücke wird geerdet, um dadurch störende Ladeströme, die von den Erdkapazitäten herrühren, möglichst unschädlich

zu machen (s. Nr. 130). Der Variator der Induktivität (L_x) besteht aus zwei in Reihe geschalteten, ineinander drehbaren Spulen, von denen jede aus mehreren, galvanisch voneinander ganz trennbaren Wicklungen besteht. Er ist in Schaltung „A“ zu verwenden (siehe das aufgedruckte Schaltschema), wobei mit Hilfe des Walzenschalters 450 Windungen der festen Spule einzuschalten sind (Bewegl. Sp. 150 Wdgn.).

Versuche mit der Kapazitätsbrücke. Es werden zunächst die einzelnen Stufen und die Gesamtkapazität des Stöpselkondensators C_x verglichen mit der Normkapazität C_n . — Da die Verluste in den (Glimmer-)Kondensatoren sehr gering sind, kann die Phasenbedingung (15) als von selbst erfüllt angesehen werden. Der Zusatzwiderstand R_z kann kurzgeschlossen werden. Die scharfe Abgleichung bis zu völligem Schweigen des Telephons erfolgt nur durch Veränderung von $\frac{R_1}{R_2}$.

Versuche mit der Induktivitätsbrücke. Die Kapazitäten C_x und C_n sind zu ersetzen durch die Induktivitäten L_x und L_n und für mehrere Stellungen α der drehbaren Spule sind die Induktivitätswerte des Variators zu messen (Maximalwert, Minimalwert, 2 Zwischenwerte).

L_x ist als Funktion von α in ein Kurvenblatt einzutragen.

2. Messungen mit einer fertig zusammengebauten Brücke.

Benutzt wird eine Kapazitäts- und Induktivitäts-Meßbrücke¹⁾ der Firma Dr. Georg Seibt, deren Schaltungsschema in Schaltbild 102 dargestellt ist. In Stellung „C“ des Umschalters US liegt die gleiche

Schaltung vor, die bereits in 1) zur Kapazitätsmessung verwendet wurde. Jedoch sind R_1 und R_2 jetzt Festwiderstände (R_2 nur zur Veränderung des Meßbereichs in 4 Stufen veränderlich), und die Abgleichung der Brücke erfolgt wesentlich durch Veränderung des Drehkondensators C_n . Die Widerstände G , F und Ph haben dieselbe Funktion

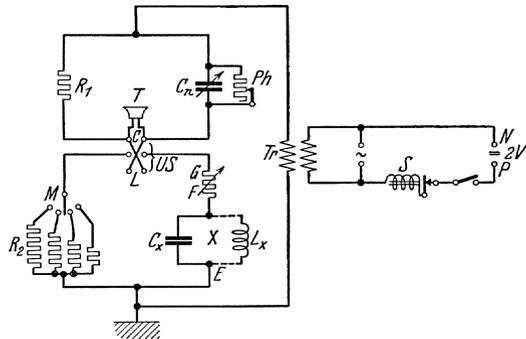


Bild 102. Seibtsche Brücke.

wie der Zusatzwiderstand R_z in Schaltbild 101; sie sollen die Verlustwinkel der Kondensatoren (s. S. 129 oben) kompensieren. Sie unterstützen sich gegenseitig in der Weise, daß Ph grob wirkt und die Zwischeneinstellungen mit Hilfe von G und F (Grob- und Feinregler in Reihe) vorzunehmen sind. Bei Messungen von Kapazitäten mit kleinen Verlusten ist im allgemeinen Ph unendlich groß, G , F sehr

¹⁾ Archiv f. Elektrotechnik, Bd. 19, S. 45.

klein zu machen. Die Widerstandswerte wachsen mit den Stufennummern. Nach Abgleichung der Brücke gilt:

$$C_x = C_n \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (18)$$

woraus C_x an Hand einer Eichkurve für C_n errechnet oder unmittelbar einer dem benutzten Meßbereich M entsprechenden Eichkurve $C_x = f(\alpha_{c_n})$ entnommen werden kann.

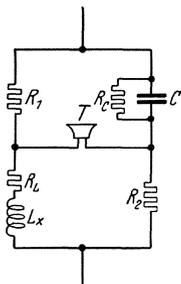


Bild 103. Vergleich von Induktivität und Kapazität nach Maxwell.

In Stellung L des Umschalters US ist dagegen die Schaltung der Meßbrücke wesentlich von der zur Induktivitätsmessung in 1) benutzten verschieden. Verwendet wird hier die Maxwellsche Brückenordnung zum Vergleich einer Induktivität mit einer Kapazität, wie sie in Bild 103 schematisch dargestellt ist. Durch den Umschalter US in Bild 102 wird L_x statt C_x eingeschaltet. R_L entspricht G , F ; R_c entspricht Ph . Die Gleichgewichtsbedingungen der Anordnung nach Bild 103 lauten:

$$R_1 \cdot R_2 = \frac{R_c}{1 + R_c j \omega C_n} \cdot (R_L + j \omega L_x)$$

und daraus:

$$\left. \begin{array}{l} 1. \quad \frac{L_x}{C_n} = R_1 R_2 \\ 2. \quad R_c \cdot R_L = R_1 R_2 \end{array} \right\} \quad (19)$$

Sie werden durch wechselweise Veränderung von C_n und Ph oder G , F erfüllt. — Danach ergibt sich L_x aus einer Eichkurve $L_x = f(\alpha_{c_n})$. Jetzt ist die richtige Einstellung von Ph und G , F von ausschlaggebender Bedeutung! Bei Messung von sehr kleinen Induktivitäten muß die Eigeninduktivität des Grobreglers G von dem Meßergebnis abgezogen werden. Sie wird aus einer beigegebenen Kurve als Funktion der Reglerstellung G erhalten. Die Wechselspannung für die Brücke liefert entweder der zuvor benutzte 500 Hertz-Generator oder einfacher ein Summer, der in der Primärwicklung eines Transformators T (Bild 102) einen zerhackten Gleichstrom erzeugt (vgl. auch S. 211).

Versuche. An die Klemmen X der Meßbrücke ist die zu messende Induktivität oder Kapazität, an die Klemmen PN die zu benutzende Akkumulatorenzelle von 2 Volt anzuschließen. Die mit E bezeichnete Brückenklemme ist zu erden.

Es ist die Eichkurve für einen Drehkondensator C_x und die vollständige Eichkurve für den bereits vorher durchgemessenen Bereich des Induktivitätsvariators L_x aufzunehmen.

Die erhaltenen Kapazitätswerte für die einzelnen Stufen des Stöpselkondensators C_x sind übersichtlich als „Ist-Werte“ den „Soll-Werten“ (laut Aufschrift) gegenüberzustellen. Die berechnete Summe aus den einzelnen Stufenmessungen ist zu vergleichen mit dem tatsächlich gemessenen Summenwert (Maßstab für die erreichte Meßgenauigkeit).

Die Meßergebnisse am Variator L_x sind in Form von Eichkurven graphisch darzustellen. In die Eichkurve für den Induktivitätsvariator sind die Einzelmeßpunkte nach 1) zum Vergleich einzutragen.

Man erörtere die Frage, ob der benutzte „Wellenputzer“ unbedingt notwendig ist!

132. Messung kleiner Gegeninduktivitäten durch Vergleich mit einer Kapazität.

Zubehör:

- M Gegeninduktivität (Strom- und Spannungsspule eines Leistungsmessers für 5 Amp., 120 Volt),
 - C Normale der Kapazität $0,01 \mu F$,
 - R_1 Festwiderstand 2Ω , induktivitäts- und kapazitätsfrei,
 - R_2 Kurbelwiderstand 30000Ω , induktivitäts- und kapazitätsfrei,
 - R_3 Stöpselwiderstand 1000Ω , induktivitäts- und kapazitätsfrei,
 - T Telefon 4000Ω ,
 - A Hitzdrahtstrommesser 5 Amp. ,
 - Tr Isoliertransformator, $i = 4:1$,
 - L Drosselspulen $0,1 \text{ Henry}$,
 - C' Kondensatoren von $2, 2, 1 \mu F$,
 - R Schiebewiderstand 380Ω , 3 Amp. ,
 - S Schalter,
- 500 Hertz-Generator (Gleichstrom-Wechselstrom-Umformer),

Meßanordnung. Ein Wechselstromgenerator (500 Hertz, Gleichpoltype) speist über einen Regelwiderstand R (zum Einregeln des Stromes in

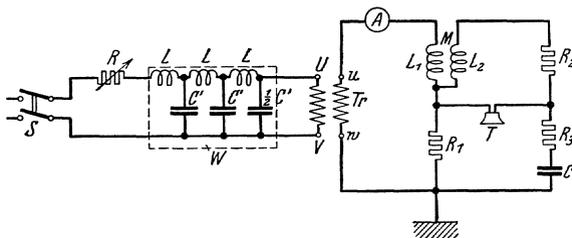


Bild 104. Vergleich einer Gegeninduktivität mit einer Kapazität.

L_1 , den „Wellenputzer“ W und den Isoliertransformator Tr (zur Herabsetzung der Spannung und zur elektrischen Trennung des Meßkreises von dem Generator) (s. S. 129) eine „brückenartige“ Anordnung. Diese besteht aus Strom- und Spannungsspule eines Leistungsmessers, deren Gegeninduktivität M gemessen werden soll (L_1 Stromspule, L_2 Span-

nungsspule), einem festen Ohmschen Widerstand R_1 , den regelbaren Ohmschen Widerständen R_2 und R_3 , und einer Normkapazität C .

Sei der Hauptstrom in L_1 gleich \mathfrak{S} , in den Zweigen L_2 R_2 R_3 C gleich \mathfrak{S}_1 , so ist er in R_1 gleich $\mathfrak{S} - \mathfrak{S}_1$; dann ist die Bedingung für das Schweigen des Telephons:

$$\begin{aligned} (R_2 + j \omega L_2) \mathfrak{S}_1 - j \omega M \mathfrak{S} &= 0 \quad \text{und} \\ \left(R_3 + \frac{1}{j \omega C} \right) \mathfrak{S}_1 &= R_1 (\mathfrak{S} - \mathfrak{S}_1) \end{aligned}$$

Durch Eliminieren der Ströme folgt:

$$\frac{R_1 + R_3 + \frac{1}{j \omega C}}{R_2 + j \omega L_2} = \frac{R_1}{j \omega M}$$

Die Trennung des reellen und imaginären Teiles ergibt:

$$\left. \begin{aligned} \frac{M}{C} &= R_1 \cdot R_2, \\ \frac{M}{L_2} &= \frac{R_1}{R_1 + R_3} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

wobei unter R_2 der gesamte Verlustwiderstand des Zweiges 2, einschließlich des Eigenwiderstandes der Spule L_2 (2800 Ω), zu verstehen ist.

Aus Gleichung (20) kann M berechnet werden, nachdem durch wechselweise Veränderung von R_2 und R_3 die Abgleichung erfolgt ist.

Der Wechselstromgenerator steht im Maschinensaal auf Station 22. Von dort ist die Wechselspannung über Schalttafel III und I nach Saal 3 zu leiten.

Beim Aufbau der eigentlichen Schaltung ist sorgfältig darauf zu achten, daß die einzelnen Schaltungselemente sich nicht gegenseitig durch

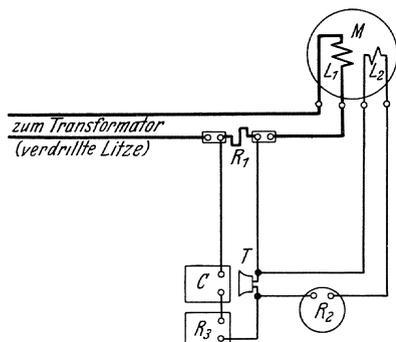


Bild 105. Räumliche Verteilung der Schaltungselemente in Bild 104.

magnetische oder elektrische Streufelder beeinflussen. Es muß ein räumlicher Abstand zwischen R , W , T und A einerseits und der eigentlichen Meßbrücke andererseits eingehalten werden. (Verbindungsleitung: 1 bis 2 m verdrillte Litze. Eine gegenseitige Verschiebung von Meßanordnung und Spulenkette darf das Meßergebnis nicht beeinflussen.) Ferner ist darauf zu achten, daß die einzelnen Stromzweige der Brücke keine großen Schleifen bilden, durch die magnetische Flüsse hindurchtreten könnten. Eine zweckmäßige Anordnung der einzelnen Schaltungsteile veranschaulicht Bild 105.

Die Verbindungsleitungen von R_1 nach der Kapazität C und der vorderen Telephonbuchse, ebenso wie die von der Spannungsspule L_2 nach dem Widerstand R_2 und der gleichen Telephonbuchse bestehen am besten

aus je zwei Kabeln (1,5 mm²), die mehrfach umeinander geschlungen werden.

Eine Seite der Brücke ist zu erden, um die Kapazitäten der Zweige gegen Erde möglichst unschädlich zu machen.

Versuche. Mit Hilfe von R wird ein Strom von etwa 1 Amp. in der Stromspule des Leistungsmessers eingestellt, und die Gegeninduktivität M in Abhängigkeit von der Stellung der beweglichen Spule ermittelt. (Beeinflussung der Zeigerstellung α mit Hilfe des in der Glasscheibe befestigten Hebels!). Man beginnt die Messungen bei $\alpha = 0$ oder $\alpha = \text{maximal}$, je nachdem, in welcher Stellung — entsprechend dem „Sinn“ der Gegeninduktion — überhaupt eine Abgleichung zu erreichen ist und verfolgt dann den (abnehmenden) Wert von M bei einer Veränderung von α bis herab zu möglichst kleinen Werten. Dann ermittelt man die der Bedingung $M = 0$ entsprechende Stellung α_0 , indem man die Verbindung zwischen R_1 und C unterbricht und durch Drehen des Zeigers Tonlosigkeit des Telephons einstellt. Schließlich vertauscht man die Zuleitungen zur Spule L_2 und mißt M weiter bis zum jenseitigen Grenzwert von α .

Die Einstellung von R_2 , die allein in die Berechnungsformel für M eingeht, kann durch sorgfältige Anpassung von R_3 stets bis auf 1% genau erfolgen.

Kontrollmessung. Wenn das Verhältnis $\frac{M}{L_1 + L_2}$ nicht zu klein ist,

d. h. für die Endstellungen des Zeigers, läßt sich der Wert von M durch eine einfache Selbstinduktivitätsmessung kontrollieren. Man schaltet zu dem Zweck die Spulen L_1 und L_2 einmal in Reihe und einmal gegeneinander (vgl. Bild 106 a und b, Klemmenfolge: 1234, bzw. 1243) und mißt die jeweilig zwischen Eingangsklemme und Ausgangsklemme wirksame Selbstinduktivität mit der Seibtschen Induktivitätsmeßbrücke (vgl. Aufgabe 131₂). Im Fall a) ist:

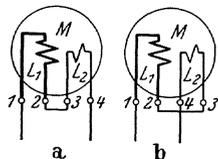


Bild 106. Zusammenhang von Gegeninduktivität und Selbstinduktivität.

$$\left. \begin{aligned} L &= L_1 + L_2 + 2 M \\ \text{im Fall b):} \\ L' &= L_1 + L_2 - 2 M \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

so daß sich ergibt:

$$M = \frac{1}{4} (L - L') \quad (22)$$

Die Methode ist nur brauchbar, wenn nicht M zu klein gegen L_1 und L_2 ist.

Versuchsauswertung. Die Gegeninduktivität M ist als Funktion des Zeigerausschlags α (in Bogeneinheiten!) graphisch darzustellen, wobei die durch die Kontrollmessung erhaltenen Werte besonders hervorzuheben sind.

An Hand der Kurve $M = f(\alpha)$ ist das Drehmoment zu berechnen,

das auf die bewegliche Spule ausgeübt wird, wenn die Stromspule von einem Gleichstrom von 2,5 Amp. durchflossen wird und an der Spannungsspule eine Gleichspannung von 120 Volt anliegt. Es ist in elektromagnetischem Maaß:

$$M_d = i_1 \cdot i_2 \frac{\partial M}{\partial a} \quad (23)$$

i_1 Strom in L_1 , i_2 Strom in L_2 .

Wie ist M_d in Gramm-Zentimetern umzurechnen?

Wahlfrei kann (unter Anleitung durch einen Assistenten des Laboratoriums) das entsprechende Gegendrehmoment der Feder des beweglichen Systems bei einem Zeigerausschlag: $N = 300$ Watt mit Hilfe einer Federwaage ermittelt werden.

133. Messung der Widerstandserhöhung durch Stromverdrängung.

Zubehör:

- L_x Spule aus massivem Kupferdraht, 2,5 mm \varnothing , 797 Windungen (auf dreieckiger Grundplatte!),
- L_n Normale der Selbstinduktivität (Spule aus verdrahteter Litze) 0,1 Henry,
- L Drosselspule (2 Spulen von 0,005 Henry parallel!),
- $A C B$ Schleifdraht,
- R_z Stöpselwiderstand von 1000 Ω ,
- T Kopfhörer (200 Ω),
- A_1 Hitzdrahtstrommesser 2 Amp.,
- A_2 Dreieisenstrommesser 2,5 Amp.,
- R_1 Schiebewiderstand 7000 Ω ,
- R_2 Schiebewiderstand 380 Ω .

} vgl. Bild 120
S. 156

Meßanordnung. In einer Wechselstrombrücke wird bei verschiedenen Frequenzen der (starkveränderliche) Wirkwiderstand und die Induktivität einer Spule L_n aus dickem Kupferdraht verglichen mit dem konstanten Widerstand und der Induktivität einer Spule L_x aus ideal verdrahteter Litze (s. S. 128).

Die Bedingung für Schweigen des Telephons ist

$$\frac{A C}{B C} = \frac{L_x}{L_n} \qquad \frac{R_{AD}}{R_{BD}} = \frac{A C}{B C}, \quad (24)$$

wobei R_{AD} und R_{BD} die gesamten Verlustwiderstände in den Zweigen $A \dots D$ und $B \dots D$ bedeuten.

Demgemäß erfolgt die Abgleichung der Brücke durch wechselweises Verschieben des Schleifkontaktes C und Veränderung des rein Ohmschen Widerstandes R_z , wobei dieser je nach Bedarf in den Zweig AD oder BD einzuschalten ist (s. Aufg. 131).

Aus der zweiten Gleichung (24) erhält man unmittelbar durch Berechnung von R_{AD} den gesuchten Wirkwiderstand der Spule L_x .

Beim Aufbau der Wechselstrombrücke ist sorgfältig auf „saubere“ Schaltung zu achten: Die Spulen sollen so weit voneinander aufgestellt sein, daß sie nicht durch ihre magnetischen Felder miteinander verkettet sind. (Man überzeuge sich davon, daß nach der Abgleichung eine Drehung oder Verschiebung von L_n oder L_x ohne Einfluß bleibt.) Alle Leitungen sind straff zu verlegen.

Als Stromquelle dient die 7200 Hertz-Maschine des Laboratoriums. Um die Frequenz bequem in weiten Grenzen verändern zu können, wird die Leonardschaltung nach Bild 120 (vgl. auch S. 88) angewendet.

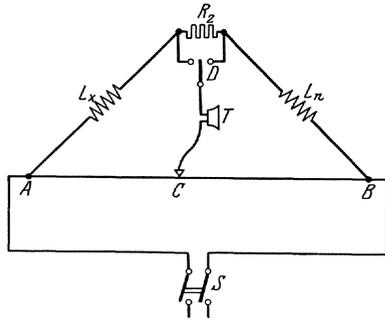


Bild 107. Messung der Widerstandserhöhung einer Spule.

Die erzeugte Wechselspannung wird mit Hilfe des Regelwiderstandes derart eingestellt, daß der Wechselstrombrücke über einen Hitzdrahtstrommesser A_1 und die Drosselspule L ein Strom von etwa 0,5...0,6 Amp zufließt. Die Drossel L bewirkt, daß dieser Strom auch bei anderen einzustellenden Frequenzen angenähert konstant bleibt, ohne daß die Erregung der Wechselstrommaschine verändert werden muß (vgl. S. 52).

Versuche. Es wird zunächst der Widerstand der Spulen L_x und L_n mit Gleichstrom bestimmt (Wheatstonesche Brücke mit Akkumulator und Galvanometer). Danach werden Messungen mit Wechselstrom von 300—2000 Hertz ausgeführt.

Der Widerstand R_x und die Induktivität L_x der Spule mit massivem Draht sind graphisch als Funktion der Frequenz darzustellen. — Für $f = 1000$ Hertz ist die experimentell gefundene Widerstandszunahme gegenüber dem Gleichstromwiderstand zu vergleichen mit der rechnerisch sich ergebenden, wobei das folgende Berechnungsverfahren zugrunde zu legen ist.

Berechnung des Wirbelstromfaktors¹⁾. Für lange Zylinderspulen und die Nutenwicklungen elektrischer Maschinen ergibt sich das Verhältnis von Wechselstromwiderstand zu Gleichstromwiderstand nach der Beziehung:

$$\frac{R_w}{R_{gl}} = \alpha = \varphi(\xi) + \frac{z^2 - 1}{3} \psi(\xi) \tag{25}$$

¹⁾ Bezüglich „Stromverdrängung“ und Berechnung des Wirbelstromfaktors vergleiche:

E. Orlich, Kapazität und Induktivität S. 134;
F. Emde, Über einseitige Stromverdrängung. El. u. Maschinenbau 1922, S. 301;

F. Ollendorff, Die Grundlagen der Hochfrequenztechnik, S. 123.

Hierin ist:

$$\xi = h \sqrt{\frac{\lambda' H \omega}{2}} \quad (26)$$

$$\lambda' = \lambda \frac{z' h}{H_w} \quad (27)$$

$$H_w = H \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{R}{H} \right)$$

Darin bedeutet:

- ξ die reduzierte Leiterhöhe,
- h die Höhe des rechteckigen Kupferleiters in cm,
- λ' die reduzierte elektrische Leitfähigkeit,
- λ die wirkliche elektrische Leitfähigkeit = $57 \cdot 10^2 (\Omega \text{ cm})^{-1}$,
- z' die achsiale Lagenzahl der Spule,
- z die radiale Lagenzahl der Spule,
- H die wirkliche Höhe der Spule,
- H_w die wirksame Höhe der Spule,
- R der mittlere Wicklungsradius.

} (Bild 108)

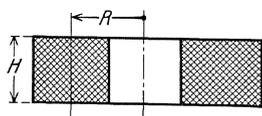


Bild 108. Spulenaabmessungen.

Aus ξ und z ergibt sich α nach Gl. (25), indem die Funktionswerte $\varphi(\xi)$ und $\psi(\xi)$ aus Tabellen entnommen werden (Ollendorff a. a. O. Bild 77 und 78). Wenn $\xi < 1$ ist, ist mit genügender Genauigkeit:

$$\alpha \approx 1 + \frac{z^2 - 1}{3} \frac{\xi^4}{3}. \quad (28)$$

134. Messung von Frequenzen mit der Tonfrequenzmeßbrücke.

Zubehör (Bild 109 u. 110):

- C_1, C_2 Glimmerkondensatoren je $1 \mu F$,
- R_1, R_2 Stöpselkasten je 1000 Ohm,
- R_3, R_4 Stöpselkästen je 500 Ohm,
- G_I Vibrationsgalvanometer,
- R_G Schutzwiderstand für Vibrationsgalvanometer,
- U Umschalter,
- L Drosselspule $\approx 0,3 \text{ H}$,
- R induktionsfreier Widerstand $\approx 1 \text{ Ohm}$,
- T Transformator, $\dot{u} = 33 : 1$,
- R_S Kurbelwiderstand 100 000 Ohm,
- R_e, R_a, R_b Schiebewiderstände je 380 Ohm,
- A Drehspulenstrommesser 0,15 Amp.,
- G_{II} Vibrationsgalvanometer,

B Akkumulatorenbatterie 6 Volt,

S Schalter,

Maschinensatz zur Erzeugung von Wechselfspannung der Frequenz 40—60 Hz.

Theoretisches. Die Schaltung der Tonfrequenzmeßbrücke ist in Bild 109 dargestellt. Die Bedingung für den Nullstrom im Galvanometerzweig ist:

$$\delta_1 : \delta_2 = \delta_3 : \delta_4 \text{ oder}$$

$$\left(R_1 - \frac{j}{\omega C_1} \right) : \frac{R_2}{1 + j R_2 \omega C_2} = R_3 : R_4 \quad (29)$$

und daraus die beiden Bedingungsgleichungen:

$$\left. \begin{aligned} \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 &= 1 \text{ und} \\ R_1 R_4 C_1 + R_2 R_4 C_2 - R_2 R_3 C_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

von denen, wie man sieht, die erste frequenzabhängig ist. Macht man:

$$C_1 = C_2 \text{ und } R_3 = 2 R_4 \quad (31)$$

so folgt als Bedingung

$$\omega = \frac{1}{R_1 C} \quad R_1 = R_2 \quad (32)$$

Gibt man also $C_1 = C_2$ und $R_3 = 2 R_4$ feste Werte, so kann man, wenn man so reguliert, daß man stets R_1 und R_2 einander gleich macht, allein durch diese Widerstände den Brückenstrom für eine Frequenz auf Null bringen und den Wert der Frequenz aus Gl. (32) leicht berechnen. Natürlich muß bei der Einstellung die Eigenfrequenz des benutzten Vibrationsgalvanometers G auf die zu messende Frequenz abgestimmt werden.

Versuche. Es sollen unter Benutzung der Tonfrequenzbrücke zur Frequenzmessung die charakteristischen Kurven eines Vibrationsgalvanometers nach Schering (s. S. 114) aufgenommen werden. Die Schaltung ist nach Bild 110 auszuführen. G_{II} ist das zu untersuchende Galvanometer. Rechts unten ist die Tonfrequenzbrücke gezeichnet.

- a) Messungen mit konstanter Frequenz und veränderlicher Erregung.

Der Umschalter U wird nach links gelegt; dadurch wird an die Meßanordnung die Netzspannung RT mit konstanter Spannung und konstanter Frequenz (≈ 50 Hz.) gelegt. Das Galvanometer G_{II} liegt im Nebenschluß zu dem Widerstand R ; durch Regeln von R_b im Magnetkreis des Galvanometers wird das Ausschlagband auf seinen maximalen Wert (Resonanzlage) eingestellt. Der Wert der maximalen Bandbreite kann durch Widerstand R_s auf einen passenden, nicht zu kleinen Wert

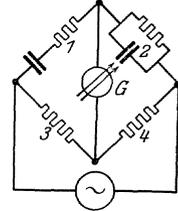


Bild 109. Tonfrequenzmeßbrücke.

gebracht werden. Den genauen Wert der zugehörigen Frequenz mißt man mit der Brücke, wobei natürlich das Galvanometer G_I ebenfalls

erst durch R_a auf die Resonanzfrequenz abgestimmt werden muß.

Nach diesen Einstellungen wird allein R_b verändert und dadurch die Magneterregung von G_{II} verändert. Man mißt die Breite b des Lichtbandes in mm in Abhängigkeit von der mit A zu messenden Erregerstromstärke i_e . Die Frequenz des Wechselstromes bleibt unverändert 50 Hz. Es ist die Kurve

$$b = f(i_e)$$

zu zeichnen.

b) Messungen mit veränderlicher Frequenz bei konstanter Erregung.

Der Umschalter U wird nach rechts gelegt; dadurch wird die Spannung UV einer Wechselstrommaschine an die Meßanordnung gelegt,

deren Drehzahl durch den Antriebsmotor A leicht verändert werden kann. Die Drehzahländerung geschieht durch Regeln des Widerstandes R_e in der Erregung des Gleichstrommotors. Wird die Drehzahl geändert, so ändert sich nicht nur die Frequenz der in der Wechselstrommaschine erzeugten Spannung, sondern auch bei konstanter Erregung der Wechselstrommaschine die Größe der Klemmenspannung UV proportional mit der Frequenz. An UV sind nun, abgesehen von Widerstand R , der verhältnismäßig klein ist, nur große Induktivitäten geschlossen, deren Blindwiderstände ebenfalls proportional mit der Frequenz wachsen. Somit folgt, daß der Strom, der der Wechselstrommaschine entnommen wird, bei konstanter Erregung der Wechselstrommaschine praktisch unabhängig von der Frequenz konstant bleibt (s. S. 52). Und daraus folgt, daß, wenn man allein R_e in der Erregung des Gleichstrommotors ändert, das Galvanometer G_{II} an konstanter Spannung (Klemmenspannung an R), aber mit veränderlicher Frequenz liegt.

Man geht nun von der unter a) beschriebenen Einregelung des Galvanometers G_{II} auf die Resonanzfrequenz 50 Hz. aus und nimmt unter alleiniger Veränderung von R_e die Kurve auf, welcher die Bandbreite b

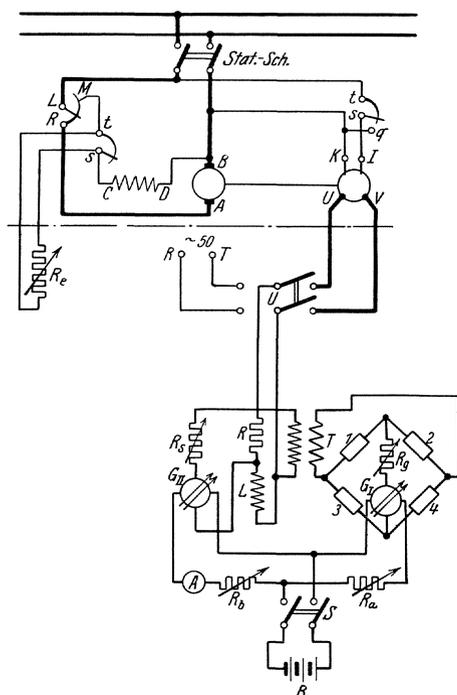


Bild 110. Praktischer Aufbau der Tonfrequenzmeßbrücke.

von G_{II} in Abhängigkeit von der Frequenz darstellt. R_b und R_s bleiben also dabei unverändert. Die Frequenz wird etwa im Bereich 40—60 Hz. geändert und jedesmal durch die Tonfrequenzbrücke gemessen. Natürlich muß bei jeder der Frequenzmessungen die Eigenfrequenz von G_I auf die jeweilige Frequenz des zu messenden Wechselstromes (durch Widerstand R_a) neu geregelt werden.

$$b = f(\omega)$$

ist in einer Kurve darzustellen.

135. Bestimmung von Frequenzen bzw. Wellenlängen mit dem Wellenmesser¹⁾.

Zubehör (Bild 111):

- W ein Wellenmesser mit aperiodischem Detektorkreis,
- G Galvanometer ($I^0 = 10^{-6}$ Amp.),
- D Detektor,
- ER Elektronenröhre (R E 134) mit Sockel,
- C' Blockkondensator $0,5 \mu F$,
- V Spannungsmesser bis 15 Volt maximal,
- R Schiebewiderstand für den Heizkreis,
- L Spule
- C_1 Drehkondensator
- C_2 Drehkondensator
- K_1 bis K_4 Kopplungsspulen, } Abstimmittel
- N Quarznormale ($\lambda = 1997,5$ m),
- S_1, S_2 zweipolige Schalter,
- B Akkumulatorenbatterie, 4 Volt oder 6 Volt.

Theoretisches. Ein Wellenmesser besteht aus einem Schwingungskreis, dessen Eigenfrequenz durch Veränderung seiner Kapazität stetig und durch Veränderung seiner Induktivität stufenweise in weiten Grenzen geändert werden kann. An der Skala des Drehkondensators ist nicht seine Kapazität, sondern direkt die Eigenfrequenz bzw. die Eigenwelle angegeben.

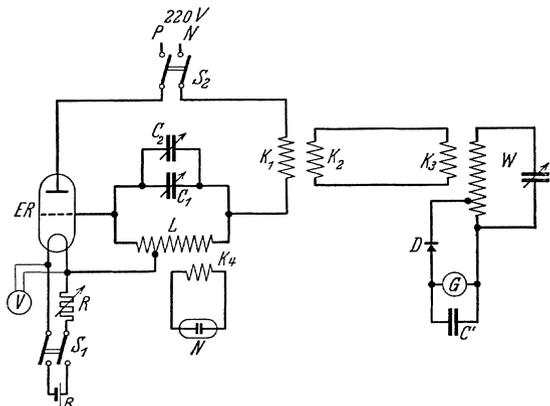


Bild 111. Wellenmessereichung mit Quarznormale.

Die Frequenz eines elektromagnetischen Feldes wird ermittelt, indem

¹⁾ Rein-Wirtz, Radiotelegraphisches Praktikum.

man die Spule des Wellenmessers in dieses Feld bringt und dann nacheinander in jeder einzelnen Stufe der Induktivität die Kapazität solange ändert, bis die Eigenfrequenz des Schwingungskreises mit der unbekanntem Frequenz übereinstimmt. Diese Übereinstimmung wird mit einem Galvanometer in einem aperiodischen Detektorkreise festgestellt. Da der Detektor je nach der Stromrichtung einen verschiedenen mittleren Widerstand hat, so kann der resultierende Strom im Detektorkreis als ein von Wechselstrom überlagerter Gleichstrom angesehen werden; dieser wird von dem Galvanometer G angezeigt. Wenn die Frequenz des elektromagnetischen Feldes mit der Eigenfrequenz des Wellenmessers übereinstimmt, so erreicht der Strom durch das Galvanometer ein Maximum.

Die Eichung des Wellenmessers geschieht mit Hilfe eines Quarzresonators. Ein solcher Resonator besteht aus einer quaderförmigen Scheibe oder einem quaderförmigen Stabe, die aus einem Quarzkristall in geeigneter Weise herausgeschnitten werden. Wird auf diesen Kristall ein Druck ausgeübt, so tritt an den Druckflächen eine elektrische Ladung auf, deren Dichte proportional dem Druck wächst (piezoelektrischer Effekt). Legt man umgekehrt an zwei gegenüberliegende Flächen des Kristalls Metallbelegungen und an diese eine Spannung, so wird er zusammengedrückt bzw. bei entgegengesetztem Vorzeichen der Spannung gedehnt (reziproker Piezoeffekt). Bringt man insbesondere eine Wechselspannung an die Metallbelegungen, so führt der Kristall Longitudinalschwingungen aus, die sich durch eine außerordentlich kleine Dämpfung auszeichnen. Wenn die Frequenz der Wechselspannung mit der longitudinalen Grundfrequenz des Stabes übereinstimmt, steigen die Schwingungsamplituden des Stabes sehr stark an. Dies kann man durch die Rückwirkungen des schwingenden Kristalls feststellen, die insbesondere darin bestehen, daß sekundär durch den direkten Piezoeffekt Ladungen wechselnden Vorzeichens auf denjenigen Stabflächen auftreten, die den Elektroden zugekehrt sind. Wenn mindestens eine Elektrode an den Stabflächen nicht anliegt, dann entstehen zwischen den beiden Stabflächen so hohe Spannungen, daß sie in einem luftverdünnten Raum eine leuchtende Entladung hervorrufen. Die Quarzresonatoren sind als Frequenznormale besonders deswegen geeignet, weil die Resonanzlage wegen der geringen Dämpfung der Schwingungen sehr scharf ist (s. S. 47 Gl. 36). Man muß ihr mindestens auf $0,1\%$ nahe kommen, damit die Leuchterscheinung einsetzt.

Versuche. Zur Eichung des Wellenmessers wird eine Quarznormale benutzt, deren Eigenwelle $\lambda = 1997,5$ m beträgt. Ein Röhrensender $E R$ (Bild 111) wird durch Einstellung der Schwingungskondensatoren C_1 und C_2 auf die Eigenwelle der Quarznormale gebracht, so daß diese bei entsprechender Kopplung der Spule K_4 mit der Senderspule L zum Aufleuchten kommt. (Vorsicht! Der Kristall darf nur ganz schwach aufleuchten. Bei fester Kopplung, bei der die ganze Umgebung des Kristalls zum Aufleuchten kommt, wird der Kristall leicht zerstört.) Nunmehr wird der Wellenmesser über die Kopplungsspulen K_1, K_2, K_3 mit dem Anodenkreis induktiv lose gekoppelt und so eingestellt, daß das Galvano-

meter G einen möglichst großen Ausschlag liefert. Der gefundenen Einstellung des Wellenmessers entspricht dann die Eigenwelle der Quarznormale ($\lambda = 1997,5$ m).

Weitere Punkte der Skala des Wellenmessers werden mit Hilfe derselben Normale dadurch ermittelt, daß man die stark verzerrte Kurvenform des Anodenstromes des Röhrensenders durch die ganzzahligen Oberschwingungen ausnutzt. Man verkleinert allmählich die Kapazität des Wellenmessers, unter Umständen auch die Induktivität. Dabei beobachtet man, daß das Galvanometer durch verschiedene Maxima geht. Dies geschieht nacheinander bei den Wellenlängen

$$\frac{\lambda}{2}, \frac{\lambda}{3}, \frac{\lambda}{4} \dots = \frac{1997,5}{2} \text{ m.}$$

Um noch Zwischenwerte der Skala des Wellenmessers zu erhalten, stellt man den Wellenmesser auf die Grundwelle $\lambda = 1997,5$ m ein und vergrößert die Wellenlänge des Senders solange, bis das Galvanometer G bei irgendeiner Oberwelle des Senders (z. B. $\frac{\lambda'}{3}$, wobei λ' die neue Grundwelle des Senders bezeichnet) wiederum ein Maximum anzeigt. Für die neue Grundschwingung des Senders (z. B. $\lambda' = 3\lambda$) werden nunmehr alle Oberwellen aufgesucht. Man erhält so die Einstellungen für

$$\lambda', \frac{\lambda'}{2}, \frac{\lambda'}{3}, \frac{\lambda'}{4} \dots,$$

also z. B. $3\lambda, \frac{3\lambda}{2}, \lambda, \frac{3}{4}\lambda \dots$

Verlangt ist eine Eichkurve mit hinreichend dicht nebeneinander liegenden Meßpunkten für die Bereiche *II* und *III* des Wellenmessers.

136. Bestimmung der Eigenkapazität einer Selbstinduktionsspule.

(Verfahren von Rietz¹⁾.)

Zubehör (Bild 113):

Senderöhre	Telefunken, Type REG 7, 3,5 Volt,	} Heizkreis
R	Heizwiderstand (etwa 4 Ohm), 2 Amp.,	
V	Spannungsmesser 9—150 Volt,	
	Akkumulatorenbatterie 6 Volt,	
L_A	Anodendrossel (mit Eisen),	} Schwingkreis
C_A	Anodenblockkondensator ($2 \mu F$),	
L_S	Senderspule, angezapft	
C_S	Drehkondensator (etwa 4000 cm),	
L	Selbstinduktionsspule 0,01 Henry,	
C_X	Drehkondensator etwa 600 cm,	} Resonanzkreis

¹⁾ Rein-Wirtz, Radiotelegraphisches Praktikum.

S	Spule zum aperiodischen Kreis,	} aperiodischer Kreis
D	Detektor (ED 39),	
C_B	Blockkondensator (etwa $0,25 \mu F$),	
G	Galvanometer.	

a) Physikalische Grundlagen.

Das Verhalten einer Selbstinduktionsspule gegenüber Wechselstrom darf man bis zu sehr hohen Frequenzen durch das Ersatzschema: Parallelschaltung einer konzentrierten Kapazität C zur Spule L , nach Bild 112 darstellen. Die Spule erhält dadurch eine ganz bestimmte Resonanzfähigkeit mit ihrer eigenen Kapazität; die Frequenz, bei der dies eintritt, wird die (unterste) „Eigenfrequenz“ ω_0 der Spule genannt. Wird diese durch den Versuch ermittelt, so kann man die Eigenkapazität C_0 aus der Beziehung $\omega_0^2 \cdot L \cdot C_0 = 1$ berechnen.

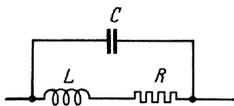


Bild 112. Ersatzschema einer Selbstinduktionsspule.

Ist die Eigenfrequenz durch Messung der Wellenlänge λ in m bekannt, so wird

$$C_0 = \frac{\lambda_{(m)}^2}{36 \pi^2 \cdot L_{(H)}} \cdot 10^{-10} (\mu F) = \frac{\lambda_{(m)}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_{(H)}} \cdot 10^{-5} (\text{cm}) \quad (33)$$

Diese Bestimmung setzt die Kenntnis von L voraus. Ist dies nicht der Fall, so kann man C_0 aus folgender Differenzmessung erhalten: Man schalte der Spule eine geeichte veränderliche Kapazität C_x parallel und bestimme die zugehörige Resonanzwellenlänge λ ; es ist dann

$$\lambda^2 = K \cdot (C_0 + C_x), \quad (34)$$

wo K eine der Größe der Induktivität proportionale Konstante ist. Trägt man also λ^2 als Funktion von C_x für verschiedene Werte von C_x auf, so erhält man eine Gerade, die nicht durch den Nullpunkt geht, sondern für $C_x = -C_0$ die Abszisse schneidet.

Versuche. Es wird ein Röhrensender (vgl. S. 205) aufgebaut, dessen Eigenfrequenz mit dem Kondensator C_s in weiten Grenzen regelbar ist.

Die Induktivität L eines Resonanzkreises wird durch das magnetische Feld dieses Senders zu Schwingungen angeregt. Diese Schwingungen werden durch einen mit ihr lose gekoppelten „aperiodischen Kreis“, erkennbar gemacht. Er besteht aus einer Spule S , deren Eigenfrequenz weit oberhalb der Meßfrequenzen liegt, einem als Gleichrichter wirkenden Detektor D und einem empfindlichen Galvanometer G . Ein Blockkondensator C_B parallel zum Galvanometer verhindert die Absperrung des Wechselstromes durch die Induktivität des Galvanometers. Die Anordnung der Spule des aperiodischen Kreises ist möglichst so zu treffen, daß diese mit dem von der Senderspule ausgehenden magnetischen Fluß nicht verkettet ist, wohl aber mit der Spule des Resonanzkreises. Die räumliche Anordnung ist etwa nach Bild 113 zu treffen.

Der Induktivität L mit der unbekanntem Eigenkapazität C_0 wird

ein geeichter Kondensator C_x parallel geschaltet und diese mit dem aperiodischen Kreis zunächst fest gekoppelt in das Feld des Senders gebracht. Man verändert nunmehr die Frequenz des Senders mittels des Schwingkreiskondensators C_s solange, bis am Galvanometer des aperiodischen Kreises ein deutlicher Ausschlag sichtbar wird. Dann wird die Kopplung zwischen den drei Spulen soweit als möglich gelockert — solange als eben noch eine scharf ausgeprägte Resonanzeinstellung möglich ist. Diese Lockerung der Kopplung ist erforderlich, um die Verschiebung der Resonanzlage durch die Koppelung (die „Koppelungsfrequenzen“ weichen von den Eigenfrequenzen der gekoppelten Kreise ab) auf ein Minimum zu beschränken. Dann entfernt man die Induktivität mit dem Parallelkondensator (Resonanzkreis) und ersetzt sie durch einen geeichten Wellenmesser (s. Nr. 135). Man mißt nun — ohne die Frequenz des Senders zu ändern — mit dem Wellenmesser (durch Einstellung mit Drehkondensator und Benutzung des aperiodischen Kreises als Indikator) die benutzte Wellenlänge. Diese Messung wiederholt man für verschiedene Werte von C_x . Man beginnt zweckmäßig mit großem C_x und verkleinert dieses stufenweise. Schließlich schaltet man C_x gänzlich ab und bestimmt die Eigenwelle der Spule.

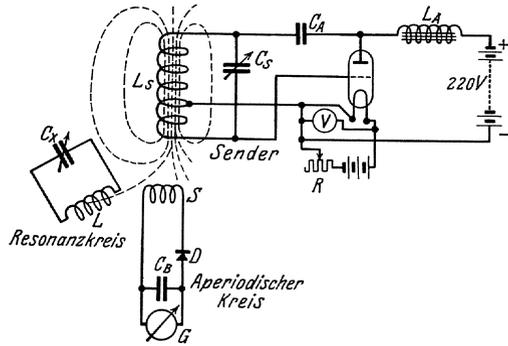


Bild 113. Messung der Eigenkapazität einer Spule.

Die Eigenkapazität wird erstens aus der Eigenwelle nach Gl. 33 und zweitens aus der graphischen Darstellung λ^2 als Funktion von C_x gefunden; ferner bestimme man hieraus die Induktivität L .

E. Messungen über das Verhalten von Fernleitungen.

137. Aufnahme des elektrischen Feldes in Kabeln¹⁾.

Zubehör (Bild 116):

kleine 500 Per.-Maschine,
W Wandler 6000/180 Volt, Frequenz 500 Hz,

¹⁾ Förster, Archiv f. El. Bd. II. S. 175, 245. Estorff, E. T. Z. 1916 S. 60, 76.

- S_1 Schleifdraht von kleinem Widerstand mit drei verschiebbaren Schleifkontakten,
- S_2 Schleifdraht von größerem Widerstand mit einem Schleifkontakt,
- F Fernhörer,
- Modell eines Kabels mit mehreren Schablonen und Einsätzen,
- Pantograph,
- Reißbrett.

Theoretisches. Das elektrische Feld in einem homogenen Dielektrikum zwischen Leitern, die unter Spannung stehen, stimmt überein

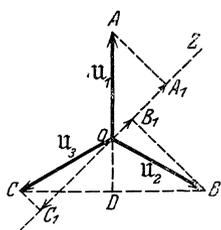


Bild 114.
Spannungsdiagramm einer Drehspannung.

mit demjenigen einer elektrischen Strömung, wenn man das Dielektrikum durch eine leitende Flüssigkeit ersetzt. Den Feldlinien im Dielektrikum entsprechen die Strömungslinien in der Flüssigkeit. Bei sogenannten ebenen Problemen, die nur von zwei Koordinaten abhängig sind, z. B. bei Kabeln ist es vorteilhaft, die gesamte Anordnung, sich selbst ähnlich, auf einen angemessenen Maßstab zu vergrößern; das relative Feldbild und die Kapazität/km werden dadurch nicht geändert.

Ein Kabel wird dementsprechend abgebildet durch ein zylindrisches Gefäß von großem Durchmesser, dessen Wandung dem Kabelmantel entspricht. In das Gefäß werden metalische Einsätze gestellt, die ähnlich den Kabelleitern angeordnet werden. Der zwischen Einsätzen und Wandung freibleibende Raum wird mit Leitungswasser als Elektrolyten gefüllt. Man bringt nun die Leiter der Kabel auf die einem gegebenen Betriebszustand entsprechenden Potentiale. Soll z. B. von einem Drehstromkabel das Feldlinienbild entworfen werden, das dem Augenblick entspricht, in dem der Leiter 1 die maximale Phasenspannung besitzt, während die beiden anderen Leiter 2 und 3 sich auf halber Phasenspannung mit entgegengesetztem Zeichen befinden ($OD = \frac{1}{2}OA$, Bild 114), so bildet man diesen Betriebszustand dadurch nach, daß man ein Paar Akkumulatoren (Bild 115) an den Schleifdraht S_1 legt, dessen Mittelpunkt K_0 dauernd mit dem Mantel M des Modells verbunden ist; Punkt K_1 des Schleifdrahtes, der zweckmäßig nahezu am Ende des Schleifdrahtes gewählt wird, wird mit dem Leiter 1 verbunden, ferner K_2 mit 2 und K_3 mit 3. K_2 und K_3 werden auf denselben Punkt geschoben, so daß $K_0 K_1 = 2 K_0 K_2 = 2 K_0 K_3$ ist.

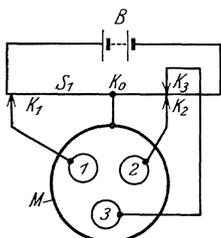


Bild 115. Nachbildung der Augenblicksspannungen eines Drehstromsystems.

Macht man z. B. $K_0 K_1 = 50$ cm und im Diagramm $OA = 25$ cm, so kann man durch Abgreifen der Projektionen von OA , OB , OC auch auf eine andere Lage der Zeitlinie und Verdoppeln der Ablesungen OA_1 , OB_1 , OC_1 unmittelbar die Einstellungen von K_1 , K_2 , K_3 finden, die einer beliebigen Einstellung der Zeitlinie Z entsprechen.

Das Verfahren gibt nur annähernd richtige Ergebnisse, und zwar um so bessere, je kleiner der Widerstand des Schleifdrahtes S_1 gegen den Widerstand der Wasserschichten zwischen 1, 2, 3 und Mantel ist.

Zu S_1 ist ein zweiter Schleifdraht S_2 parallel geschaltet, jedem Punkt dieses Drahtes entspricht ein leicht berechenbares Potential, das zwischen 0 und maximaler positiver oder negativer Phasenspannung liegt. Verbindet man einen solchen Punkt K durch ein Instrument, das auf den Nullstrom einzustellen ist, mit einer Sonde P , die in das Wasser getaucht wird, so kann man durch Umherführen der Sonde leicht die Punkte finden, die das Potential von K besitzen.

Die Messung ist von Richtung und Größe des Stromes in den Schleifdrähten unabhängig. Man kann sie daher ebenso gut mit Wechselstrom statt mit Gleichstrom vornehmen, bei Benutzung von Wechselstrom hat man aber den Vorteil, daß bei genügend hoher Frequenz des Wechselstromes die Fehler, die durch die Polarisation an den Elektroden verursacht werden, auf ein geringes Maß heruntergedrückt werden. Die Messungen werden deshalb mit Wechselstrom der Frequenz 500 (Bild 116) ausgeführt. Als Nullinstrument dient ein Telephone F .

Die Feldlinien werden aufgezeichnet, indem die Bewegung des Stiftes P mittels Pantographen auf ein Blatt Papier übertragen wird.

Die Kapazität des Kabels wird durch die elektrische Leitfähigkeit, d. h. das Reziproke des elektrischen Widerstandes abgebildet. Man bestimmt die Proportionalitäts-Konstante, indem man den Widerstand einer Anordnung mißt, deren Kapazität sich leicht berechnen läßt. Für ein Einleiterkabel sei z. B. der Widerstand gleich R_1 an dem Modell gemessen worden, seine Kapazität ist nach der Theorie

$$C_1 = \frac{0,024 \cdot \epsilon}{\log(b/a)} \mu\text{F/km}$$

(ϵ Diel.-Konstante, b und a äußerer und innerer Radius). Wird für einen bestimmten Betriebsfall bei einphasiger Betriebsschaltung etwa eines Drehstromkabels (Bild 117) an dem Modell der Widerstand R_2 gemessen, so ist für diesen Fall die Betriebskapazität

$$C_2 = C_1 \cdot \frac{R_1}{R_2} \mu\text{F/km}$$

Dabei ist gleiche Wasserhöhe bei beiden Widerstandsmessungen zweckmäßig.

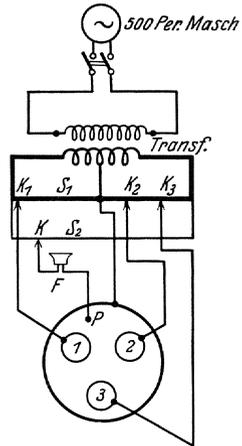


Bild 116. Aufbau zur experimentellen Aufnahme der Aequipotentiallinien.

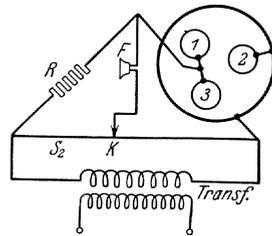


Bild 117. Einphasige Betriebsschaltung eines Drehstromkabels.

Versuche. Die 500 Per.-Maschine wird so erregt, daß sie etwa 200—300 Volt Spannung gibt. Diese Spannung wird an die Oberspannungsklemmen des Wandlers für 6000/180 Volt gelegt; an seine Unterspannungsseite werden die Schleifdrähte S_1 und S_2 mit dem Kabelmodell angeschlossen (Bild 116). Der Mittelpunkt der Unterspannungsseite des Wandlers wird mit dem Mantel und der Mitte von S_1 verbunden und geerdet. Es ist zweckmäßig die Maschine in einem anderen Raum aufzustellen, um bei der Einstellung auf Schweigen des Telephons nicht gestört zu werden.

Der Pantograph wird mit dem Übersetzungsverhältnis 2:1 (Verkleinerung auf halbe Größe) benutzt. Zuerst wird das Kabelmodell dicht bei dem Reißbrett unverrückbar aufgestellt und auf dem Reißbrett in geeigneter Lage ein Blatt Schreibpapier befestigt. Der Halter mit der Drehachse wird so am Reißbrett angebracht, daß bei der Bewegung des Fahrstiftes die Schreibspitze nicht über die Ränder der Papierfläche hinausgeht und der Stützstift nicht von dem Reißbrett herabgleitet. Dann wird das Gefäß etwa zu $\frac{3}{4}$ mit Leitungswasser gefüllt und punktweise durch Niederdrücken der Schreibspitze das Bild des Kabelmodells auf das Papier übertragen. Für die eigentlichen Aufnahmen stellt man die Schleifkontakte $K_1—K_3$ und K entsprechend den gewählten Potentialen ein und bewegt P , bis man eine Stelle gefunden hat, an der das Telephon schweigt. Dieser Punkt wird durch Niederdrücken der Schreibspitze auf dem Papier festgehalten. Dann wird, ohne daß die Kontakte K verschoben werden, ein zweiter Punkt gesucht und übertragen, und so fährt man fort, bis man eine oder mehrere Linien des gewählten Potentials gefunden hat. Es ist nicht zweckmäßig, P direkt auf der Niveaulinie zu führen, sondern man bewegt besser den Stift so, daß man an jedem Punkte die Niveaulinie senkrecht schneidet. Auf diese Weise erhält man die größte Empfindlichkeit der Einstellung.

Die Potentiale, die den zu zeichnenden Niveaulinien zukommen, sollen in arithmetischer Reihe fortschreiten. Dies erreicht man dadurch, daß der Kontakt K nach der Aufnahme jeder Niveaulinie um das gleiche Stück verschoben wird.

Ist das Bild für eine bestimmte Lage der Zeitlinie (Bild 114) aufgenommen, so werden die Kontakte K_1, K_2, \dots entsprechend den Werten eines anderen Augenblicks eingestellt, und man nimmt ebenso das dieser Spannungsverteilung im Kabel entsprechende Bild auf.

Es soll gezeichnet werden die Feldverteilung für ein

a) Zweileiterkabel, zweiphasiger Betrieb mit isolierten Leitern, Mantel geerdet. Feldlinienbilder für 9 um je 10^0 aufeinander folgende Zeitpunkte, oder

b) Dreileiterkabel, symmetrisch, dreiphasiger Betrieb mit isolierten Leitern. Feldlinienbilder für 3 um je 10^0 aufeinander folgende Zeitpunkte. Dabei ist der Zeitausschnitt, der von der Periode aufgenommen wird, so zu legen, daß man aus den aufgenommenen Feldlinienbildern die Feldverteilung während der ganzen Periode ersehen kann,

c) Kabel mit anderen Leiterquerschnitten als unter a) und b).

Fakultativ können die Teilkapazitäten eines Drehstromkabels durch Messung der Betriebskapazität für verschiedene Betriebsfälle ermittelt werden. Beispiel für die Schaltung Bild 117. Die Werte können auch graphisch bestimmt und mit den gemessenen Werten verglichen werden.

138. Bestimmung des Wellenwiderstandes einer Leitung.

Zubehör (Bild 118):

- RS* Röhrensummer,
- L'* 2 Spulen von je 0,1 H,
- C'* ein Kondensator von 4 oder 2 oder 1 μF ,
- C'/2* ein Kondensator von 2 oder 1 oder 0,5 μF ,
- L* 6 Spulen von je 0,01 H; 1,5 Ohm Gleichstromwiderstand,
- C* 5 Kondensatoren von je 2 μF ,
- C/2* 2 „ „ „ „ 1 μF ,
- L₁* Normalspule von 0,01 H,
- R₁, C₁* ein Widerstands-Kondensatorsatz von S & H,
- R'* Stöpselwiderstand 1000 Ohm,
- ab* Schleifdraht,
- T* Telephon,
- S* 3 doppelpolige, 2 einpolige Schalter.

Theoretische Grundlagen. (Vgl. Aufg. 116.) Zwischen den Spannungen und Strömen U_0, I_0 am Anfang einer Leitung und den entsprechenden Größen U_x, I_x im Abstand x vom Anfang bestehen die Beziehungen:

$$\begin{aligned} U_0 &= U_x \cdot \cos p x + I_x \cdot \mathfrak{z} \cdot \sin p x \\ I_0 &= \frac{U_x}{\mathfrak{z}} \cdot \sin p x + I_x \cdot \cos p x \end{aligned} \quad (1)$$

Darin sind:

$$\begin{aligned} p &= j \cdot a + b \text{ die Fortpflanzungskonstante und} \\ \mathfrak{z} &= z \cdot e^{j\varphi} \text{ der Wellenwiderstand} \end{aligned} \quad (2)$$

die beiden durch die Leitungskonstanten bestimmten charakteristischen Größen der Leitung. Sie können experimentell durch Messung der Scheinwiderstände bei Leerlauf und Kurzschluß der Leitung bestimmt werden: Für Leerlauf wird der Scheinwiderstand:

$$\mathfrak{z}_0 = z_0 \cdot e^{j\varphi_0} = \left(\frac{U_0}{I_0} \right)_{I_x=0} = \mathfrak{z} \cdot \operatorname{ctg} p x \quad (3)$$

Für Kurzschluß wird der Scheinwiderstand:

$$\mathfrak{z}_k = z_k \cdot e^{j\varphi_k} = \left(\frac{U_0}{I_0} \right)_{U_x=0} = \mathfrak{z} \cdot \operatorname{tg} p x \quad (4)$$

Aus beiden Gleichungen folgt:

$$\bar{z} = z \cdot e^{j\varphi} = \sqrt{\bar{z}_0 \cdot \bar{z}_k} = \sqrt{z_0 \cdot z_k} \cdot e^{j \frac{\varphi_0 + \varphi_k}{2}} \quad (5)$$

und

$$\bar{z} g \text{ p } x = \bar{z} g (j a + b) x = \sqrt{\frac{\bar{z}_k}{\bar{z}_0}} = \sqrt{\frac{z_k}{z_0}} \cdot e^{j \frac{\varphi_k - \varphi_0}{2}} \quad (6)$$

Man kann eine Leitung durch eine Spulenkettenkette von gleicher Gesamtkapazität und Gesamtkapazität ersetzen. Auch für diese gelten formell die allgemeinen Leitungsgleichungen (1). Es ist nur x durch die Gliedzahl n , p durch die Übertragungskonstante pro Glied $q = j \cdot c + d$ zu ersetzen. Die charakteristischen Größen; Übertragungskonstante q und Wellenwiderstand \bar{z} ergeben sich für Kettenleiter in Viereckform mit dem Reihenwiderstand r und der Querableitung g pro Glied (Bild 52) aus den Gleichungen (56) (57) auf S. 62

$$\text{Sin } \frac{q}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{r g} \quad (7)$$

$$\bar{z} = \sqrt{\frac{r}{g}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{4} r g}} \quad (8)$$

Für die verlustlose Spulenkettenkette ist $r = j \omega L$, $g = j \omega C$, mithin

$$\bar{z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4} \omega^2 LC}} = \frac{Z}{\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_g^2}}} = \frac{Z}{\sqrt{1 - F^2}} \quad (9)$$

$$\text{wobei eingeführt ist: der Wellenwiderstand } Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10)$$

$$\text{die Grenzfrequenz } \omega_g = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (11)$$

$$\text{das Frequenzverhältnis } F = \frac{\omega}{\omega_g} \quad (12)$$

Der Wellenwiderstand \bar{z} ist also nach Gl. (9) ein mit steigender Frequenz ständig wachsender reeller Widerstand.

Weiter wird:

$$\begin{aligned} \text{Sin } \frac{q}{2} &= \text{Sin } \frac{j c + d}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{j^2 \omega^2 LC} = j \cdot F \\ &= \cos \frac{c}{2} \cdot \text{Sin } \frac{d}{2} + j \cdot \sin \frac{c}{2} \cdot \text{Cos } \frac{d}{2} \end{aligned}$$

Unterhalb der Grenzfrequenz ist die Übertragungskonstante q also rein imaginär $= j \cdot c$, $d = 0$, wobei

$$\sin \frac{c}{2} = F$$

Für $F \ll 1$, also in größerer Entfernung von der Grenzfrequenz wird näherungsweise

$$c \approx 2F. \quad (13)$$

Mit diesen Werten ergeben sich die Scheinwiderstände der Leitung nach den allgemeinen Gleichungen zu:

$$\beta_0 = \beta \cdot \text{Cotg } \varphi n = -j \cdot \frac{Z}{\sqrt{1-F^2}} \cdot \text{ctg } c n \quad (14)$$

$$\beta_k = \beta \cdot \text{Tg } \varphi n = j \cdot \frac{Z}{\sqrt{1-F^2}} \cdot \text{tg } c n \quad (15)$$

Beide Widerstände haben Resonanzstellen, und zwar wird an den Stellen

$$c n \approx 2Fn = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots \quad z_0 = 0 \quad z_k = \infty; \quad (16)$$

an den Stellen

$$c n \approx 2Fn = 0, \pi, 2\pi, \dots \quad z_0 = \infty \quad z_k = 0 \quad (17)$$

Die zugehörigen Resonanzfrequenzen sind:

$$\frac{f_1}{f_g} = \frac{1}{2n} \cdot \frac{(2k+1)\pi}{2} \quad \text{bzw.} \quad \frac{f_2}{f_g} = \frac{1}{2n} \cdot k\pi \quad (k = 0, 1, 2, 3 \dots)$$

Man erkennt, daß mit wachsender Frequenz die absolute Größe der Widerstände dauernd zwischen 0 und ∞ schwankt, während die Phase an jeder Resonanzstelle von $-\frac{\pi}{2}$ auf $+\frac{\pi}{2}$ springt, der Widerstand also abwechselnd induktiv oder kapazitiv ist, und zwar ist das induktive und kapazitive Verhalten der Kette bei Leerlauf und Kurzschluß genau entgegengesetzt.

Für die Berechnung des wirklichen Wertes der Widerstände z_0 und z_k müssen die Verluste der Kette berücksichtigt werden. Dazu setze man den Reihenwiderstand $r = R + j\omega L = j\omega L (1 - j\delta)$, wo $\delta = \frac{R}{\omega L}$ der Verlustwinkel der Spule ist. Für kleine Verluste $\delta \ll 1$ und bei Beschränkung auf den unterkritischen Bereich $F \ll 1$ erhält man für den Wellenwiderstand

$$\beta = \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \frac{1-j\delta}{1-\frac{1}{4}\omega^2 LC(1-j\delta)}} = \frac{Z}{\sqrt{1-F^2}} \left(1 - j \frac{\delta}{2} \frac{1}{1-F^2} \right)$$

folglich ist der Absolutwert $|\beta| = z \approx \frac{Z}{\sqrt{1-F^2}}$, und (18)

die Phasenverschiebung $\text{tg } \varphi = -\frac{\delta}{2} \cdot \frac{1}{1-F^2}$ (19)

Für die Berechnung von Leerlauf- und Kurzschlußwiderstand erhält man

$$\begin{aligned} \text{Cin } \frac{a}{2} = \text{Cin } \frac{j c + d}{2} &\approx j \sin \frac{c}{2} + \frac{d}{2} \cos \frac{c}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{r g} \approx \\ &j F \left(1 - j \frac{\delta}{2} \right) \end{aligned}$$

Folglich

$$\sin \frac{c}{2} \approx \frac{c}{2} = F$$

$$d = \frac{\delta F}{\cos \frac{c}{2}} = \frac{\delta F}{\sqrt{1-F^2}}.$$

Mithin wird

$$z_0 = z \cdot \text{Ctg } \varphi n \approx -j z \frac{\cos cn + j dn \cdot \sin cn}{\sin cn - j dn \cdot \cos cn}$$

und

$$z_k = z \cdot \text{Tg } \varphi n \approx j z \frac{\sin cn - j dn \cdot \cos cn}{\cos cn + j dn \cdot \sin cn}$$

An den Resonanzstellen $cn \approx 2Fn = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2} \dots$ wird

$$z_0 = |z dn| \approx \frac{Z}{\sqrt{1-F^2}} \cdot dn = \frac{Z \cdot \delta F n}{1-F^2} \quad (20)$$

$$z_k = \left| \frac{z}{dn} \right| \approx \frac{Z}{\sqrt{1-F^2}} \cdot \frac{1}{dn} = \frac{Z}{\delta F n} \quad (21)$$

An den Resonanzstellen $cn \approx 2Fn = 0, \pi, 2\pi, 3\pi \dots$ wird

$$z_0 \approx \frac{Z}{\delta F n} \quad \text{und} \quad z_k \approx \frac{Z \cdot \delta F \cdot n}{1-F^2} \quad (22)$$

Die Widerstandswerte bleiben endlich, die Phasen gehen stetig von $-\frac{\pi}{2}$ auf $+\frac{\pi}{2}$ über.

Versuche. Es soll der Wellenwiderstand einer Leitung von 0,06 H Gesamtinduktivität und 12 μ F Gesamtkapazität in Abhängigkeit von der Frequenz experimentell ermittelt werden. Diese Leitung kann, wie die Theorie zeigt, durch einen sechsgliedrigen Kettenleiter ersetzt werden, dessen Glieder Viereckform haben. Die Induktivität eines Gliedes beträgt 0,01 H, die Kapazität 2 μ F. Mithin ist die Grenzfrequenz

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{2}{\sqrt{LC}} = 2236 \text{ Hertz.}$$

Die Messungen sollen sich über einen Frequenzbereich von etwa 250...1200 Hz erstrecken; sie liegen also erheblich unter der Grenzfrequenz.

Die zur Bestimmung des Wellenwiderstandes z erforderlichen Messungen von Leerlauf- und Kurzschlußwiderstand der Spulenleitung werden in einer Wheatestoneschen Schleifdraht-Brücke nach Bild 118 ausgeführt. Als Stromquelle dient ein Röhrensummer (S. 205), dessen Frequenz für vier verschiedene Bereiche aus den beiliegenden Eichkurven zu entnehmen ist. Der Ausgangstransformator des Röhrensummers wird auf günstige Anpassung (d. h. größte Lautstärke im Telephon, etwa Stellung 300) eingestellt. Zwischen ihm und der Brücke wird eine 2 gliedrige Spulenkette zur Abdrosselung der Oberwellen eingeschaltet. Die Induktivität L' dieser Drosselkette beträgt 0,1 Henry, die Kapazität C' je nach der Meßfrequenz 4 oder 2 oder 1 μ F.

Da die Scheinwiderstände δ_0 und δ_k der Leitung kapazitiv oder induktiv sein können, besteht der Vergleichswiderstand δ_1 der Wheatstoneschen Brücke aus folgender Reihenschaltung (Nr. 131):

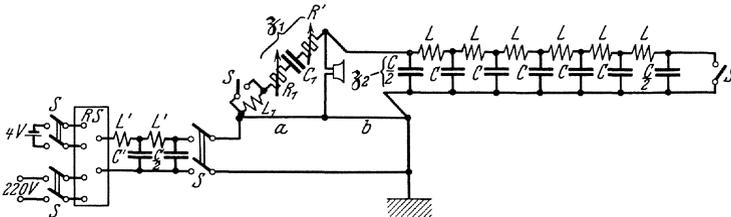


Bild 118. Messung eines Wellenwiderstandes mit der Wheatstoneschen Brücke.

1. eine Normalspule L_1 von 0,01 H, 6 Ohm Widerstand, die durch einen Schalter S kurzgeschlossen werden kann,

2. ein Widerstands-Kondensator-Satz von S & H mit 10 Stufen von je 250 Ohm, 10 Stufen von je 25 Ohm, 5 Stufen von je $1 \mu\text{F}$, 10 Stufen von je $0,1 \mu\text{F}$,

Die Widerstands- und die Kondensatorsätze können durch einen kleinen Umschalter entweder in Reihe oder parallel geschaltet werden.

3. ein Stöpselkasten R' zur Feinregulierung des Widerstandes.

Durch Ändern dieser Größen und des Schleifkontaktes ist ein Abgleichen immer möglich. Am besten geht man so vor, daß man vor jeder Messung zunächst den Schleifkontakt auf die Mitte des Drahtes stellt, dann δ_1 bis zu einem Tonminimum abgleicht und dann erst die genaue Abgleichung vornimmt. Leerlauf- und Kurzschlußmessung sind unmittelbar hintereinander bei genau derselben Frequenz auszuführen, da in der Nähe der Resonanzstellen (s. später) kleine Frequenzabweichungen große Änderungen des Widerstandes verursachen.

Die Gleichgewichtsbedingungen der Brücke lauten:

$$z_2 = z_1 \cdot \frac{b}{a} \quad \text{und} \quad \varphi_2 = \varphi_1$$

Darin ist z. B. für die Reihenschaltung von Widerstand und Kondensator

$$z_1 = \sqrt{(\sum R)^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2} \quad \text{und} \quad \text{tg } \varphi_1 = \frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{\sum R}$$

Aus Leerlauf- und Kurzschlußwiderstand δ_0 und δ_k ergibt sich der Wellenwiderstand nach der Gleichung (5), S. 150. δ_0 , δ_k und δ sind als Funktion der Frequenz aufzutragen. Die Kurven sind mit den theoretischen Formeln (14, 15) zu vergleichen.

139. Bestimmung der dielektrischen Verluste eines Kabels¹⁾.

Zubehör (Bild 119):

- H. M.* Hochfrequenzmaschine (10 000 Hz) auf Station XVII,
Tr Transformator 180/8000 Volt bei 500 Hz,
V Hitzdrahtspannungsmesser mit Vorwiderstand für 1500 Volt,
L Induktivität 1 H,
K/2 Glaskondensatoren $5 \times 0,004 \mu\text{F}$,
S drei doppelpolige Schalter,
U doppelpoliger Umschalter,
C_x großes Drehstomkabel in fahrbarem Gestell,
C₁ Luftdrehkondensator max. etwa $0,004 \mu\text{F}$,
C₂ „ „ „ „ $0,002 \mu\text{F}$,
C₃, C₄ zwei Luftdrehkondensatoren max. je etwa $0,001 \mu\text{F}$,
R₃, R₄ Widerstände max. 30 000 Ohm,
T Telephon,
 Umdrehungszähler.

Theoretisches. In einem Kondensator mit Verlusten ist der Ladestrom nicht um 90° gegen die Spannung nach vorwärts verschoben, sondern nur um einen Winkel $\varphi = 90^\circ - \delta$. Man bezeichnet δ als den Verlustwinkel des Dielektrikums. Er hängt im allgemeinen von der Frequenz, der Spannung und der Natur des Dielektrikums ab. In der vorliegenden Aufgabe soll der Verlustwinkel eines Kabels abhängig von der Frequenz bestimmt werden (vgl. S. 128).

Versuche. Die Meßanordnung ist im Schaltbild 119 dargestellt. Die Wechselspannung wird von der 10 000 Per.-Maschine auf Station XVII geliefert. Um die richtigen Drehzahlen für den erforderlichen Frequenzbereich zu erhalten, braucht man eine kleine Spannung am Anker des Antriebmotors. Man benutzt dazu Batterie II in der Schaltung auf 60 Volt und baut einen Regelwiderstand für stärkere Ströme in den Ankerkreis des Antriebmotors. Sein Feld dagegen wird voll mit 120 Volt erregt. Die Spannung des Hochfrequenz-Generators wird durch Regeln des Erregerstromes auf 300—500 Volt geregelt. (Achtung: Vorwiderstand nicht vergessen.)

Die für die Messung benutzte Brückenschaltung ist frequenzabhängig, infolgedessen wirkt eine schlechte Kurvenform der Betriebsspannung besonders störend. Man schaltet daher hinter den Generator ein Glied eines Kettenleiters, das alle Ströme oberhalb einer gewissen Kreisfrequenz ω_g stark drosselt. Mit den Bezeichnungen des Schaltbildes gilt hierfür

$$\omega_g = \frac{2}{\sqrt{LK}} \quad (23)$$

¹⁾ Schering, Die Isolierstoffe der Elektrotechnik, Berlin 1924. Alberti und Zickner, Archiv f. Elekt. Bd. XIII S. 1. S e m m, Archiv f. Elektr. Bd. IX S. 30. K. W. W a g n e r, Archiv f. Elektr. Bd. III S. 67.

Man berechne hiernach für den ersten Versuch mit der niedrigsten Frequenz die Kapazität K , die erforderlich ist, um alle Oberwellen von der dritten aufwärts zu drosseln. Bei dem zweiten Versuch mit der nächst höheren Frequenz braucht man die Einstellung der Kapazität nicht sogleich zu ändern. Erst wenn die Frequenz, mit der man arbeitet, so nahe an ω_g liegt, daß auch die Grundwelle merklich gedrosselt wird, schaltet man das Kettenglied wieder auf die dritte Oberwelle.

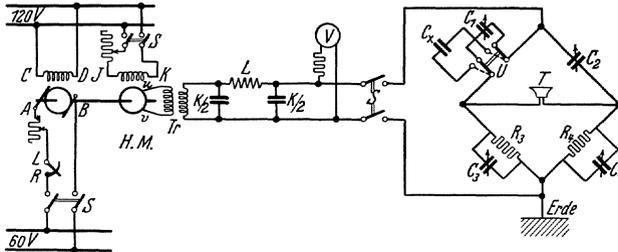


Bild 119. Messung dielektrischer Verluste.

Der unbekannte Kondensator C_x wird in der Wheatstoneschen Brücke mit Hilfe der Widerstände R_3 und R_4 mit dem bekannten Kondensator C_2 verglichen (s. Aufg. 131). Wollte man die Verluste in C_x dadurch kompensieren, daß man zu C_2 einen Widerstand in Reihe schaltet, so ergäben sich hierfür unbequem kleine, bei Parallelschaltung unbequem große Werte. Besser ist die im Bilde gezeichnete Anordnung nach Schering¹⁾, bei der der Winkel von C_x im Zweige I durch einen Kondensator C_4 parallel zu R_4 kompensiert wird. Da die Verlustwinkel sehr kleine Beträge haben, so spielen die Fehlwinkel der Widerstände R_3 und R_4 schon eine Rolle. Der Kondensator C_3 soll verhindern, daß diese Fehlwinkel unbequeme Werte von C_4 erforderlich machen.

Durch ein besonderes Meßverfahren werden die Fehler in R_3 und R_4 unschädlich gemacht. Man stellt zuerst U auf C_x und gleicht die Brücke mit R_3 , R_4 und C_2 und C_4 ab, bis das Telephone vollständig schweigt. Zweckmäßig wählt man bei niedriger Frequenz R_4 in der Größenordnung 20 000 Ohm. Dann schaltet man U um auf C_1 ; jetzt dürfen R_3 , R_4 und C_3 nicht mehr verstellt werden; vielmehr wird mit C_2 und C_4 abgeglichen, dessen Wert jetzt C_4' sei. C_1 liegt am besten in der Größe von C_x .

Sind δ_1 bis δ_4 die Operatoren der vier Brückenarme, mit den Scheinwiderständen S_1 bis S_4 und den Winkeln φ_1 bis φ_4 bzw. φ_4' , so gilt allgemein (s. S. 128)

$$\delta_1 \cdot \delta_4 = \delta_2 \cdot \delta_3$$

oder

$$S_1 \cdot S_4 = S_2 \cdot S_3 \quad \text{und} \quad \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$$

¹⁾ Tschiansny, Arch. f. El. 1927, Bd. 18, S. 248; dort weitere Literaturangabe.

Für die erste Einstellung gilt

$$90^\circ - \delta + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$$

für die zweite

$$90^\circ + \varphi_4' = \varphi_2 + \varphi_3$$

Daraus folgt

$$\delta = \varphi_4 - \varphi_4'$$

Man berechnet leicht

$$\operatorname{tg} \varphi_4 = R_4 \omega C_4$$

und entsprechend $\operatorname{tg} \varphi_4'$. Sind die Winkel φ_4 und φ_4' so klein, daß man für den tg den Bogen setzen kann, so folgt

$$\delta = R_4 \omega (C_4 - C_4')$$

δ ist für das große Drehstrom-Kabel abhängig von der Frequenz zu bestimmen und zwar in dem Frequenzbereich 600 bis 3000 Hz. Die Werte von δ sind abhängig von der Frequenz in Millimeterpapier einzutragen.

Wahlfrei kann eine Batterie Leydener Flaschen oder ein Schottscher Glaskondensator in demselben Frequenzbereich untersucht werden.

140. Untersuchungen am Krarupkabel.

Zubehör (Bild 123):

M Wechselstrommaschine für 6000 Hz. Antrieb mit Leonardsatz (Bild 120) (s. S. 49 u. 88).

R_1 Schiebewiderstand 7000 Ω

R_2 Schiebewiderstand 380 Ω

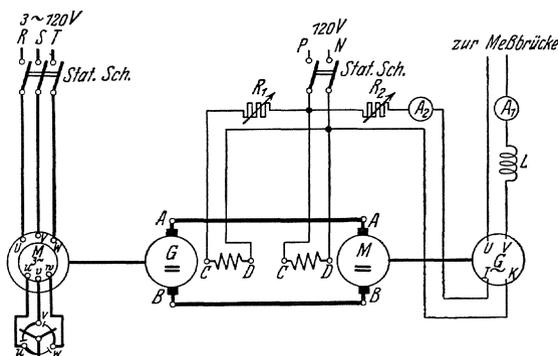


Bild 120. Leonardschaltung.

Tr Transformator $\ddot{u} = 1:4$

P Potentiometer (Schiebewiderstand = 1300 Ω),

Th Thermoelement mit

G Türmchengalvanometer 270 Ω

r Abzweig- und Vorwiderstand für das Thermogalvanometer (Stöpselwiderstand 1000 Ω)

für Messung
sehr kleiner
Wechsel-
ströme

- R_2 induktionsfreier Normalwiderstand $0,4 \Omega$,
- R_3, R_4 Präzisionsstöpselkästen je 1000Ω .
- C Dreikurbelkondensator $0 \dots 1 \mu\text{F}$
- L Krarupkabel,
- L' 3 Spulen zu je $0,1 \text{ H}$ und 3 Spulen zu je $0,01 \text{ H}$ } für eine
- C' 6 Kondensatoren zu je $1 \mu\text{F}$ und 2 Kondensatoren zu je $0,5 \mu\text{F}$ } Drosselkette
- T Hörtelefon
- V Verstärker,
- S ein doppelpoliger Schalter.

Theoretisches:

Um möglichst große Reichweiten für Telephon- und Telegraphenleitungen bzw. Kabel zu erhalten, muß die Dämpfung herabgesetzt werden. Ist

$$\left. \begin{array}{l} R \text{ der Ohmsche Widerstand} \\ G \text{ die Ableitung} \\ L \text{ die Induktivität} \\ C \text{ die Kapazität,} \end{array} \right\} \text{ einer Leitung pro km Länge,}$$

ferner $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ der Wellenwiderstand, so ist die Dämpfungskonstante, d. h. die Dämpfungskonstante der Leitung pro km Länge

$$b = \frac{1}{2} \left(GZ + \frac{R}{Z} \right) \tag{24}$$

Die Dämpfungskurve setzt sich also in Abhängigkeit vom Wellenwiderstand Z aus einer Geraden und einer Hyperbel zusammen. Die Summe ergibt nach Bild 121 eine Kurve mit einem Minimum an der Stelle B . Bei den praktisch ausgeführten Leitungen befindet man sich ungefähr im Punkt A . Um die Dämpfung zu verringern, den Betriebspunkt also nach B zu verlegen, muß Z erhöht werden, was durch Verkleinern der Kapazität oder Vergrößern der Induktivität erreicht werden kann. Da eine Änderung der geometrischen Leiterabmessungen in den praktisch möglichen Grenzen eine zu geringe Änderung von b bewirkt, hat man zwei andere Wege eingeschlagen, um die Induktivität zu erhöhen:

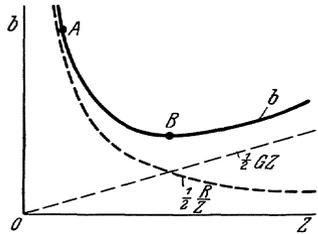


Bild 121. Dämpfungskonstante einer Leitung.

1. Einschaltung von konzentrierten Induktivitäten (Spulen) in gleichmäßigen Abständen (Pupinisierung).
2. Umwicklung des Leiters mit ferromagnetischen Stoffen (Krarupkabel).

Die vorliegende Aufgabe beschäftigt sich nur mit dem zweiten der genannten Wege. Das magnetische Feld des stromdurchflossenen Drahtes umschlingt ihn konzentrisch; bei dichter Bewicklung des Kupferleiters mit dünnen Eisendrähten wird also die magnetische Feldstärke in der Bessinnung im großen und ganzen dieselbe Richtung haben, wie

die Achse der eisernen Bespinnungsdrähte. Es wird daher im Eisen eine verhältnismäßig kräftige magnetische Induktion hervorgerufen werden, die eine Erhöhung der Induktivität des Kabels zur Folge hat. Da aber die Permeabilität nicht konstant ist, so ist diese Induktivitätserhöhung von der das Feld erzeugenden Stärke des Stromes und seiner Frequenz abhängig.

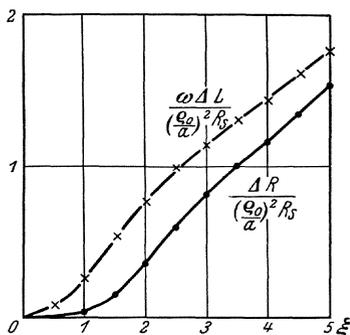


Bild 122. Erhöhung von Widerstand und Induktivität.

Das gleiche gilt wegen der Erwärmung des Kabels, ferner wegen des Einflusses von Hysterese- und Wirbelstrombildung von der Erhöhung seines Wirkwiderstandes.

Aus der Theorie der Stromverdrängung in Leitern mit kreisförmigem Querschnitt ergeben sich die in Bild 122 dargestellten Kurven für Induktivitätserhöhung ΔL und Widerstandszunahmen ΔR als Funktion von

$$\xi = \varrho_0 \sqrt{\varkappa \mu \Pi \omega}. \quad (25)$$

- a Radius der Kupferseele,
- ϱ_0 Radius des Bespinnungsdrahtes,
- \varkappa elektrische Leitfähigkeit des Eisendrahtes,
- μ Permeabilität des Eisens,
- $\Pi = 4\pi \cdot 10^{-9}$ (Gl. 9, S. 3),
- R_s Widerstand/km des Bespinnungsdrahtes.

Bei dem untersuchten Kabel ist $\left(\frac{\varrho_0}{a}\right)^2 R_s = 31,75$.

Es ergibt sich also die Wirkung, daß mit wachsender Frequenz der zusätzliche Widerstand steigt, die zusätzliche Induktivität dagegen fällt. Daraus folgt, daß die Krarupwicklung bei höheren Frequenzen wegen der Formel 24 keine Verringerung sondern eine Erhöhung der Dämpfung zur Folge haben kann. Man darf also, um eine Dämpfungsverminderung zu bekommen, praktisch nur bei kleinen Werten von ξ bleiben.

Versuche: Das zu untersuchende Kabel ist ein 10 m langes Krarupkabel der Firma S & H. Das Kabel hat 20 Adern, die in Viererschaltung zusammengefaßt sind. Zur Messung werden 2 zusammengehörige Adern verwendet, die am Ende des Kabels kurz geschlossen werden. Die Abmessungen des Kabels sind

Leiterdurchmesser	$2a = 0,12$ cm,
Durchm. des Eisendrahtes	$2\varrho_0 = 0,03$ cm,
mittl. Entfernung der Adern	$d = 0,42$ cm

Daraus ergibt sich durch Berechnung die Induktivität des Kabels ohne Bespinnung zu

$$L_0 = 4l \cdot \ln\left(\frac{d}{a} - \frac{1}{4}\right) \cdot 10^{-9} \text{ H/km} = 7,64 \cdot 10^{-3} \text{ m H/km}. \quad (26)$$

Der Ohmsche Widerstand des Kabels ist durch Gleichstrommessung bestimmt zu

$$R_0 = 0,36 \text{ Ohm/km}$$

Die Messung der Induktivität und des Verlustwiderstandes wird in der Brückenordnung nach Bild 123 ausgeführt. Als Stromquelle dient eine 6000 Hz.-Maschine in Leonard-Schaltung (Bild 120), die über Transformator und Potentiometer an die Brücke geschaltet ist. Die

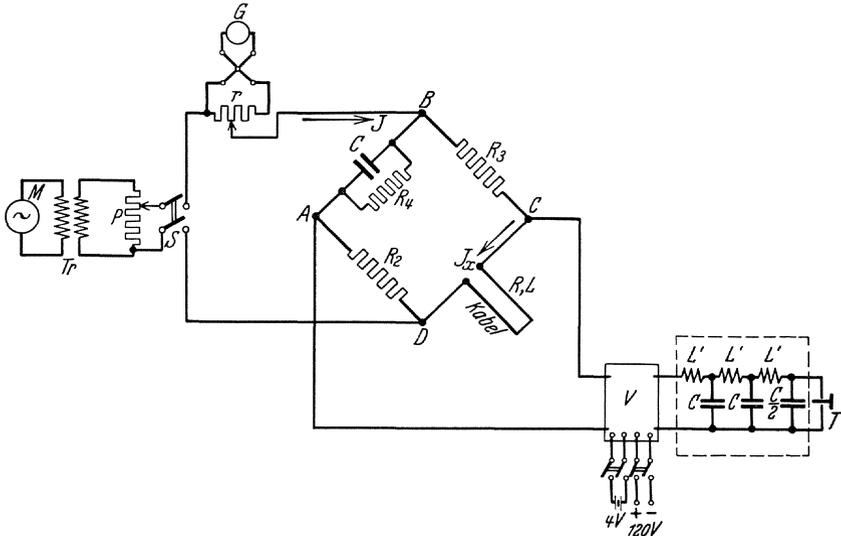


Bild 123. Messungen von Induktivität und Verlustwiderstand eines Krarupkabels.

Schaltung¹⁾ ist am empfindlichsten, wenn R_2 klein, R_3 groß ist. Man wähle daher etwa $R_2 = 0,4 \text{ Ohm} = \text{const}$; $R_3 = 1000 \text{ Ohm} = \text{const}$.

Wenn die Brücke durch Ändern von C und R_4 abgeglichen ist, gelten die Beziehungen

$$L = R_2 R_3 \cdot C \quad \text{und} \quad R = \frac{R_2 R_3}{R_4}.$$

Die zu messenden Zuwächse sind klein; es ist deshalb notwendig, die Brücke sehr sorgfältig aufzubauen, um konstante Fehler zu vermeiden. Die vier Brückenpunkte $ABCD$ lege man in einem kleinen Viereck dicht nebeneinander, so daß man von BD die Leitungen zur Energiequelle und von AC zum Telefonzweig gut bifilar führen kann; ebenso kann man von dort aus bifilare Leitungen zu den in den vier Zweigen eingeschalteten Widerständen usw. führen.

Die Eisenbespinnung des Kabels bewirkt eine Verzerrung der Kurvenform des Stromes, die einen vollkommenen Abgleich der Brücke erschwert. (Aus diesem Grunde kann im Brückenzweig ein fertig zusammen-

¹⁾ s. U. Meyer. E. N. T. 1924 S. 29.

gebauter Verstärker und eine dreigliedrige Drosselkette angeordnet werden, deren Grenzfrequenz $\omega_g = \frac{2}{\sqrt{LC}}$ durch passende Wahl von L und C so einzustellen ist, daß die zweite Oberwelle der jeweils zu messenden Frequenz schon sicher abgedrosselt wird.)

Der Strom I_x im Kabel wird aus dem mit Thermokreuz gemessenen Gesamtstrom I berechnet. Aus den Brückendaten ergibt sich

$$I_x = I \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)^2 + (R_3 \omega C)^2}.$$

Um verschiedene Bereiche mit dem Thermoelement messen zu können, können folgende Nebenwiderstände (Stöpselkasten) gewählt werden:

Für Meßbereich	0 . . . 10 mA	Nebenwiderstand	$r = \infty$
	0 . . . 20 „		$r = 100 \text{ Ohm}$
	0 . . . 100 „		$r = 11,11 \text{ „}$
	0 . . . 200 „		$r = 5,3 \text{ „}$

Die Eichung erfolgt für einen Bereich mit Gleichstrom.

Es werden zwei Versuchsreihen aufgenommen:

1. Abhängigkeit der Induktivität und des Verlustwiderstandes vom Strom bei konstanter Frequenz. Die Frequenz wird nach dem Drehzahlmesser auf etwa 500 Hz. eingestellt. Der Strom I_x wird allmählich verstärkt bis auf etwa 50 mA (I auf etwa 120 ÷ 150 mA).

2. Abhängigkeit von der Frequenz bei konstantem Strom. Da die Abgleichung den Strom ändert, verfährt man folgendermaßen: Man stellt die gewünschte Frequenz ein, gleicht die Brücke ungefähr ab, berechnet aus dem gewählten konstanten $I_x \approx 10$ mA und den eingestellten Widerständen das erforderliche I , stellt dieses ein und gleicht nun genau ab. Nach erfolgter Abgleichung ist das wirklich vorhandene I_x zu berechnen, das von dem konstanten Wert nur wenig abweichen soll. Die Frequenz wird in einem Bereich von etwa 200 ÷ 5000 Hz. geändert.

Für beide Versuchsreihen sind die Werte von

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{R - R_0}{R_0} \quad \text{und} \quad \frac{\Delta L}{L_0} = \frac{L - L_0}{L_0}$$

als Funktion des Stromes bzw. der Frequenz aufzutragen.

141. Untersuchung einer Massekernspule.

Zubehör (Bild 124):

Tr	Transformator, $\ddot{u} = 4 : 1$	} für die Wechselstromquelle
L_D	Drosselspule 0,1 Henry,	
R_p	Spannungsteiler, 300 Ω 0,2 A	
ThG	Thermogalvanometer 0 ÷ 15 mA Wechselstrom.	
R_g	Regelwiderstand 380 Ω 3 A	} für die Gleichstromquelle
mA	Stromzeiger 0 ÷ 4,5 mA Gleichstrom	

U_1, U_2, U_3, U_4	Umschalter,	
R, R	Präzisions-Stöpselwiderstände je 100Ω	(für Wagnerzweig)
W, W	Präzisions-Stöpselwiderstände je 100Ω	} für die vier Zweige der Wheatstone- schen Brücke
L_v, R_v	Variator d. Selbstinduktivität,	
r'	Präzisionswiderstand 100Ω ,	
X	Zwei Massekernspulen der AEG.	
G	Galvanometer,	} für den Null- zweig
V	Verstärker,	
SK	Spulenkette, bestehend aus 3 Spulen zu je	
	0,1 Henry,	
	2 Mittelkondensatoren zu je $2 \mu F$,	
	2 Endkondensatoren zu je $4 \mu F$,	} für Vor- magnetisierung
F	Fernhörer,	
A	Stromzeiger $0 \div 2 A$,	
R_K	Kurbelwiderstand Ω, A ,	
R_r	Regelwiderstand Ω, A ,	
S	Schalter,	
E	2 Volt-Akkumulator.	

Theoretische Grundlagen.

Die Dämpfungskonstante b einer Leitung (s. S. 149) berechnet sich aus ihren vier Grundkonstanten R, L, A und C nach der Formel

$$b = \frac{1}{2} \left[\frac{R}{C} \sqrt{\frac{C}{L}} + A \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \right] \tag{27}$$

In der Regel überwiegt der Einfluß des Widerstandes bei weitem den der Ableitung, so daß man die Dämpfung durch eine Vergrößerung der Induktivität verringern kann. Bei den Pupinleitungen werden zu diesem Zwecke in gleichmäßigen Abständen Spulen eingebaut (s. S. 157). Ihr Nutzen ist um so größer, je höher ihre Induktivität L_s und je kleiner ihr Widerstand R_s ist. Man gewinnt daher einen zahlenmäßigen Anhalt für die Güte einer solchen Spule in ihrer Zeitkonstanten

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \tag{28}$$

Damit die Spule für die Zwecke der Fernsprechtechnik brauchbar ist, genügt es nicht, daß diese Zeitkonstante nur groß ist; sie muß außerdem von der Stärke des Magnetisierungsstromes und von seiner Frequenz nahezu unabhängig sein. Diese Forderungen erfüllt die Massekernspule.

Ein Massekern besteht aus einem Gemenge fein pulverisierten Eisens mit einem elektrisch isolierenden und magnetisch indifferenten Bindemittel (z. B. Glasstaub), das unter sehr hohem Druck zu einem mechanisch einheitlichen Mischkörper zusammengedrückt wird. Man bemißt die Wicklung so, daß der Strombelag längs des Kernes außerordentlich klein wird. Im Innern des Massekernes sitzt das Feld zum überwiegenden Teil in den isolierenden Schichten zwischen den Eisenteilen, so

die Feldstärkenachse; sie kann mit guter Annäherung mittels Wechselstrom von möglichst kleiner Amplitude gemessen werden. Man erhält einen Überblick über das Verhalten dieser Permeabilität, wenn man den Bezugspunkt A der reversiblen Permeabilität durch Anwendung geeigneter Gleichstrom-Vormagnetisierungen von Null ausgehend längs der ganzen Hystereschleife herumführt. Wenn man hierbei, von größeren Vormagnetisierungen herabsteigend, die Vormagnetisierung Null wiederum erreicht, zeigt das Material natürlich eine gewisse Remanenz. Daher weicht die reversible Permeabilität in diesem Arbeitspunkte von der reversiblen Anfangspermeabilität ab. Das Verhältnis beider Permeabilitäten liefert ein Maß für die Festigkeit der magnetischen Materialeigenschaften gegenüber einmaligen, vorübergehenden Störungen durch Fremdfelder. Man bezeichnet es deshalb als magnetische Stabilität, welche als Funktion der größten vorangegangenen Vormagnetisierung angegeben wird.

In Wahrheit sind nun die Magnetisierungsvorgänge bei überlagertem Wechselstrom nicht streng reversibel. Es sei in Bild 126 A der Vormagnetisierungspunkt. Steigt der übergelagerte Wechselstrom von Null aus stetig an, so folgt der Arbeitspunkt der Magnetisierungslinie bis zum Punkte B , in welchem die resultierende Feldstärke ihren Höchstwert erreicht. Bei abnehmendem Wechselstrom wandert der Arbeitspunkt nach dem Punkte C , der der kleinsten Gesamtfeldstärke entspricht. Wenn jetzt der Wechselstrom wiederum ansteigt, kehrt der Arbeitspunkt nach B zurück. Man erhält also bei einem vollen Magnetisierungszyklus des überlagerten Stromes die Schleife BCB . Nach Rayleigh kann man diese Schleife für hinreichend kleine Wechselfeldstärken sehr genau aus zwei Parabelbögen zusammensetzen. Daher treten Hystereseverluste auf, welche dem Inhalt dieser Rayleighschleife proportional sind. Hierzu treten Wirbelstromverluste, die teilweise auf die Einzelteilchen des Massekernes entfallen, teilweise der Jouleschen Stromwärme der von Teilchen zu Teilchen infolge ungenügender Isolation übertretenden Ströme entsprechen. Endlich beobachtet man noch eine dritte Gruppe von Verlusten, die sogenannte *Nachwirkung*, deren Ursachen zur Zeit noch nicht geklärt sind.

Es ist üblich, diese Verluste durch Angabe eines zusätzlichen Widerstandes Δr zu erfassen, der zusammen mit dem Ohmschen Widerstande r der Wicklung den wirksamen Spulenwiderstand r_w bildet. Da der Zusatzwiderstand Δr bei den normalen Sprechfrequenzen klein gegen den Blindwiderstand ωL der Spule ist, kann man zweckmäßig den Verlustwinkel δ_{Fe} des Massekernes angeben durch:

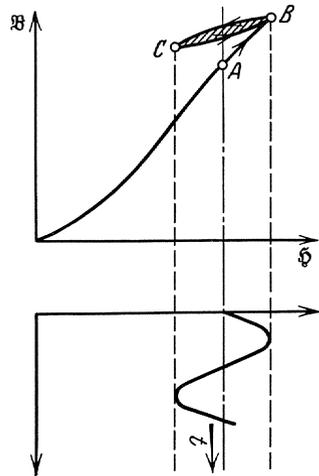


Bild 126.
Hysterese bei Vormagnetisierung.

$$\operatorname{tg} \delta_{Fe} = \frac{\Delta r}{\omega L} \quad (29)$$

Da die Hysterese-, Wirbelstrom- und Nachwirkungsverluste in verschiedener Weise von der Frequenz und der Wechselfeldstärke abhängen, kann man die einzelnen Verlustposten durch Aufnahme verschiedener Maßreihen trennen. Bei den folgenden Untersuchungen handelt es sich jedoch nur um die Beurteilung des gesamten Massekernes, so daß man sich mit der summarischen Messung der Eisenverluste begnügt.

Versuche. Es wird eine Massekernspule (Fernkabelspule) der AEG. untersucht. Der Massekern besitzt die Form eines Ringes von rechteckigem Querschnitt mit folgenden Abmessungen:

Außendurchmesser $d_a = 8,2$ cm,

Innendurchmesser $d_i = 5,2$ cm,

Höhe $b = 2,8$ cm,

Querschnitt $F = 4,2$ cm²,

mittlere Länge der Kraftlinien $l = 21$ cm,

Volumen $V = 88,5$ cm³,

Windungszahl $w = 2 \times 620$ (zwei gleiche Wicklungen, Cu-Draht 0,8 mm \varnothing).

Bei der Permeabilität μ des Massekernes ist also die Selbstinduktion einer Wicklung

$$\begin{aligned} L &= \frac{4\pi \cdot \mu \cdot F}{l} \cdot w^2 \cdot 10^{-9} = \frac{4\pi \cdot 4,2 \cdot 620^2}{21,0} \cdot \mu \cdot 10^{-9} \\ &= 0,966 \mu \cdot 10^{-3} \text{ Henry} \end{aligned} \quad (30)$$

Daher kann man aus der gemessenen Induktivität einer Wicklung die Permeabilität des Massekernes angeben

$$\mu \approx 1,04 L \text{ (mH)} \quad (31)$$

Ferner findet man die dem Strome i entsprechende Feldstärke zu

$$\mathfrak{H} = \frac{w i}{l} = \frac{620}{21} i = 29,5 i \text{ A/cm} \quad (32)$$

Zur Messung der Spuleninduktivität und des Spulenwiderstandes wird eine hochempfindliche Brückenmethode benutzt, die sowohl mit Gleichstrom als auch mit Wechselstrom betrieben werden kann. In Bild 124 ist die gesamte Schaltanordnung gezeichnet. Als Wechselstromquelle dient ein 500 Hz-Umformer M , der im Maschinensaal aufgestellt ist; er wird auf eine Wechselspannung von 120 Volt erregt. Im Meßraum wird diese Spannung durch einen Transformator Tr im Verhältnis 4:1 heruntergesetzt und zur weiteren Erniedrigung der Spannung über eine Induktivität L_D einem Spannungsteiler R_P zugeführt. Da die eigentlichen Meßfelder in der Massekernspule sehr klein sind, muß man den Transformator und den Spannungsteiler so aufstellen, daß ihre Streufelder nicht stören. Vom Spannungsteiler geht man über ein Thermogalvanometer ThG und einen Umschalter U_1 zur Meßbrücke; an den Umschalter ist gleichzeitig eine Gleichspannungsquelle E von 2 Volt über einen Widerstand R_g und ein Milliampereometer mA angeschlossen.

Die Meßbrücke ist zur Vermeidung von Fehlern durch Nebenkapa- zitäten (vgl. S. 129) mit einem Wagnerschen Hilfszweig $R \div R$ ausgerüstet, dessen Mitte geerdet ist. Die eigentliche Brücke besteht aus den Zweigen $W - W$, einem Variator L_v , R_v als Selbstinduktions- normal, einem Ausgleichswiderstande r' und zwei in Reihe geschalteten gleichen Massekernspulen X , die je mit einer Wicklung angeschlossen sind. Die beiden anderen Wicklungen dienen zur Herstellung der Vor- magnetisierung mit Gleichstrom. Diese sind gegeneinander geschaltet und über einen Stromzeiger, einen Vorwiderstand R_r und einen Umschalter U_4 an einen Spannungsteiler R_x gelegt, der die Entnahme veränder- licher Gleichspannungen zum Zwecke der Vormagnetisierung und zur Entmagnetisierung der Spulen gestattet. Durch diese Schaltung der Spulenwicklungen erreicht man, daß der Vormagnetisierungskreis gegen die Meßbrücke völlig entkoppelt ist. Selbstverständlich mißt man bei dieser Schaltung immer die Widerstände und Induktivitäten beider in Reihe geschalteten Spulen, so daß die Meßwerte, die Gleichheit der Spulen vorausgesetzt, zur Auswertung der Meßergebnisse zu hälften sind.

Als Nullinstrument dient bei der Messung mit Gleichstrom ein empfindliches Galvanometer G , welches durch einen Umschalter U_2 in den Nullzweig der Hauptbrücke angeschlossen werden kann. Wird die Brücke mit Wechselstrom betrieben, so schließt man den Nullzweig der Hauptbrücke mittels dieses Umschalters an einen weiteren Umschalter U_3 , den man auch in den Nullzweig der Wagnerschen Hilfsbrücke legen kann. Als Nullinstrument dient ein Telephon F , das zur Erhöhung der Meßgenauigkeit über Verstärker V und Siebkette SK angeschlossen ist.

Die Messung vollzieht sich in der Weise, daß man die Spulen zu- nächst gründlich entmagnetisiert und dann nach einander die Brücke mit Gleichstrom und mit Wechselstrom abgleicht. Man wählt hierzu zweckmäßig die beiden Hilfswiderstände R zu je 40Ω , die Haupt- widerstände W zu je 80Ω für die gesamte Meßreihe, so daß man ledig- lich den Ausgleichswiderstand r' und die Stellung des Variators zu ändern braucht. Die Gleichstromabgleichung ist von der Variator- induktivität L_v unabhängig. Wenn das Galvanometer stromlos ist, folgt der Gleichstromwiderstand ($2 r_g$) der Massekernspulen aus der Größe des Ausgleichswiderstandes r'_g und dem Variatorwiderstand R_v zu $2 r_g + r'_g = R_v$.

Danach schaltet man auf Wechselstrom um und regelt die angelegte Wechselfspannung mittels des Spannungsteilers derart ein, daß das Thermogalvanometer einen gesamten Wechselstrom I_g von etwa 4 mA anzeigt. Der Strom I in den Massekernspulen berechnet sich aus diesem Strom und den elektrischen Bestimmungsstücken der Brücke nach der Gleichung

$$I = I_g \cdot \frac{W \cdot R}{\sqrt{[R_v (W + R) + W \cdot R]^2 + \omega^2 L_v^2 (W + R)^2}} \quad (33)$$

Hierin sind alle Größen außer L_v konstant. Man kann daher mittels der Eichkurve des Variators den Strom I_g ausrechnen, den man bei einer bestimmten Variatorstellung einregeln muß, damit I den anfäng-

lich eingestellten Wert dauernd beibehält. Man gleicht nun gleichzeitig die Hauptbrücke und die Wagnersche Hilfsbrücke ab. Hierzu gehört ein bestimmter Ausgleichswiderstand r'_i und eine bestimmte Induktivität des Variators L_v (Eichkurve!), und es gilt für die Induktivität L und den wirksamen Widerstand r_w der Spulen

$$\begin{aligned} 2L &= L_v & (34) \\ 2r_w &= R_v - r'_i \end{aligned}$$

so daß der Zusatzwiderstand infolge der Eisenverluste durch

$$\Delta r = r_w - r_g = \frac{r'_i - r'_g}{2} \quad (35)$$

gegeben ist.

Man führt diese Messungen zuerst für die Vormagnetisierung Null bei völlig entmagnetisierten Spulen durch. Dann steigert man die Vormagnetisierung in Stufen von etwa $1,5 \div 2$ A/cm bis auf eine Höchstfeldstärke von etwa 60 A/cm (entsprechend einem Höchststrom von etwa 2 A im Vormagnetisierungskreise). Von hier aus geht man mit der Vormagnetisierung langsam in gleichen Stufen rückwärts bis auf die Vormagnetisierung Null.

Man berechne aus den gemessenen Werten von L und Δr die reversible Permeabilität μ_r und den Eisenverlustwinkel $tg \delta_{Fe}$ nach den Gleichungen (29) und (31) und trage diese Größen als Funktion der Vormagnetisierungsfeldstärke auf. Ferner berechne man die Stabilität des Materiales durch Vergleich der reversiblen Endpermeabilität mit der relativen Anfangspermeabilität (s. S. 163).

142. Untersuchung der Leitungskopplung durch Erdströme.

Zubehör (Bild 130, 131):

- M Wechselstromgenerator für 1000 Hz,
- R_1 Regelbarer Erregerwiderstand,
- C Kondensator, etwa $5 \mu F$ } Hauptstromschwingungskreis,
- L Spule, etwa 0,06 m H }
- K Versuchskohlekörper,
- $S_1 S_2 S_3$ drei zweipolige Schalter
- r_1 Präzisionswiderstand 100 Ω ,
- r_2 Präzisionsspannungsteiler 1000 + 1000 Ω ,
- $R_2 R_3$ Potentiometer von zusammen etwa 5000 Ω ,
- $A_1 A_2$ Hitzdrahtstromzeiger, 25 A und 200 A,
- Th Thermoelement,
- V_1 Spannungszeiger (Türmchengleichstromgalvanometer)
270 Ω ,
- V_2 Hitzdrahtspannungszeiger, 5 u. 10 V.

Theoretische Grundlagen. Eine von Wechselstrom durchflossene Starkstromleitung erfahre an einer Stelle einen gewollten oder ungewoll-

ten Erdschluß, durch den sich der Wechselstrom in das homogen gedachte Erdreich ergießt; die Erde soll also die Rückleitung bilden, die Stromdichte dieser Strömung mag als parallel der ursprünglichen Starkstromleitung vorausgesetzt werden. Verläuft nun parallel zu dieser Leitung eine zweite Leitung, die Fernmeldezwecken dient, so wird durch die elektromagnetische Beeinflussung der ersten Schleife bestehend aus Starkstromleitung und Erdströmen in der Fernmeldeleitung eine „Störspannung“ induziert, die so groß werden kann, daß der Betrieb der Fernmeldeleitung nicht aufrecht erhalten werden kann. Die vorliegende Aufgabe besteht darin, die Störfeldstärke theoretisch zu errechnen und die Theorie durch den Versuch zu erproben.

Man erhält ein praktisch hinreichendes Bild dieser Erscheinungen, wenn man sich die störende und die gestörte Leitung nach Bild 127 un-

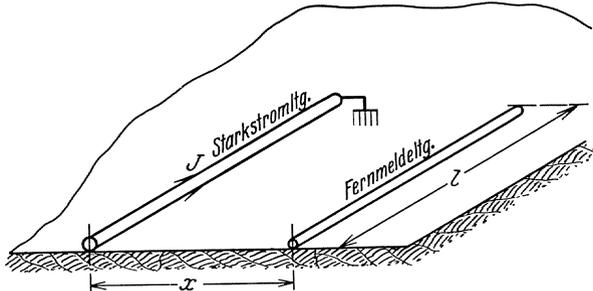


Bild 127. Leistungsschema für eine Störspannung.

mittelbar auf das Erdreich gelegt denkt, wobei sich zwischen Leitung und Erde eine sehr dünne isolierende Schicht befindet. Fließt in der Hauptleitung ein Strom I , so wird sich aus Symmetriegründen im Erdreich eine magnetische Zylinderwelle ausbilden, die von der Starkstromleitung aus strahlenförmig ins Innere des Erdreichs vordringt. Hierbei entwickeln die harmonisch pulsierenden magnetischen Induktionslinien in der Erde Wirbelströme, deren Gesamtheit den Rückstrom ergibt. Das elektromagnetische Wechselfeld erfährt im Erdreich eine „geometrische“ Abnahme durch die Ausbreitung der Zylinderwelle über immer größere Flächen hin; hierzu tritt eine elektrodynamische Abdämpfung durch die im Erdreich entwickelte Stromwärme. Diese Erscheinungen können durch die Feldgleichungen des Erdreiches beschrieben werden. Führt man ein kartesisches Koordinatensystem x, y, z ein, dessen z -Achse mit der störenden Starkstromleitung zusammenfällt, so besitzt das elektrische Wirbelfeld nur eine Komponente \mathfrak{E}_z in der z -Richtung, und das gleiche gilt für das Strömungsfeld i . Der erste Maxwellsche Satz liefert:

$$\text{rot}_z \mathfrak{H} = \frac{\partial \mathfrak{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \mathfrak{H}_x}{\partial y} = i_z = \kappa \mathfrak{E}_z \quad (36)$$

und der zweite Maxwellsche Satz

$$\frac{\partial \mathfrak{E}_z}{\partial x} = - \frac{\partial \mathfrak{B}_y}{\partial t} = - \Pi \cdot j \omega \mathfrak{H}_y \quad \text{und} \quad \frac{\partial \mathfrak{E}_z}{\partial y} = + \frac{\partial \mathfrak{B}_x}{\partial t} = + \Pi j \omega \mathfrak{H}_x \quad (37)$$

Aus (3) und (4) folgte das räumliche Verteilungsgesetz des elektrischen Wirbelfeldes

$$\frac{\partial^2 \mathfrak{G}_3}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathfrak{G}_3}{\partial y^2} + II j \omega \kappa \mathfrak{G}_3 = 0 \tag{38}$$

Man erkennt daraus, daß es nicht auf den Absolutwert der Strecken x und y ankommt, sondern nur auf die „numerischen Abmessungen“ ξ und η entsprechend

$$\left. \begin{aligned} \xi &= x \sqrt{II \omega \kappa} = 2 \pi x \cdot \sqrt{2 f \kappa} 10^{-9}; \\ \eta &= y \sqrt{II \omega \kappa} = 2 \pi y \sqrt{2 f k} 10^{-9}. \end{aligned} \right\} \tag{39}$$

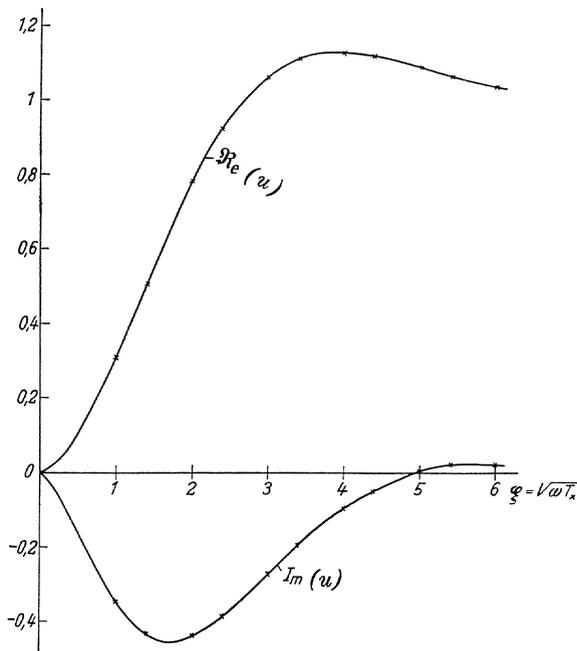


Bild 128.

Denn in diesen Längeneinheiten gemessen, nimmt das Verteilungsgesetz allgemein für jedes Erdreich dieselbe Form an¹⁾

$$\frac{\partial^2 \mathfrak{G}_3}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2 \mathfrak{G}_3}{\partial \eta^2} + j \mathfrak{G}_3 = 0 \text{ (Wirbelstromgleichung)} \tag{40}$$

Die Lösung dieser Gleichung führt im vorliegenden Falle im wesentlichen auf die sogenannten Hankelschen Funktionen (Besselsche Funktionen 3 Art.); sie stellen eine nach außen sich ausbreitende Zylinderwelle dar, welche nach Gl. 39 nur von dem numerischen Abstände ξ zwischen der stö-

¹⁾ Vgl. Ollendorff, Erdströme. Berlin: Julius Springer 1928. S. 122.

renden Leitung und dem betrachteten Feldpunkte abhängt. Man zerlegt diese Lösung zweckmäßig in zwei Faktoren, indem man die Störspannung darstellt durch

$$u_3 = \mathfrak{E}_3 l = \frac{\mathfrak{I} l}{\pi \kappa x^2} \cdot \bar{u}(\xi) \tag{41}$$

Darin ist der erste Faktor

$$\mathfrak{I} l / \pi \kappa x^2 \tag{42}$$

der Verlauf der Störspannung in sehr großer Entfernung von der Starkstromleitung. Dagegen wird der Wellencharakter des Ausbreitungsvorganges, der sich nur in der Nähe der Starkstromleitung geltend macht, durch die numerische Spannung \bar{u} beschrieben; \bar{u} ist eine komplexe Funktion des numerischen Leitungsabstandes ξ . In Bild 128 ist der reelle

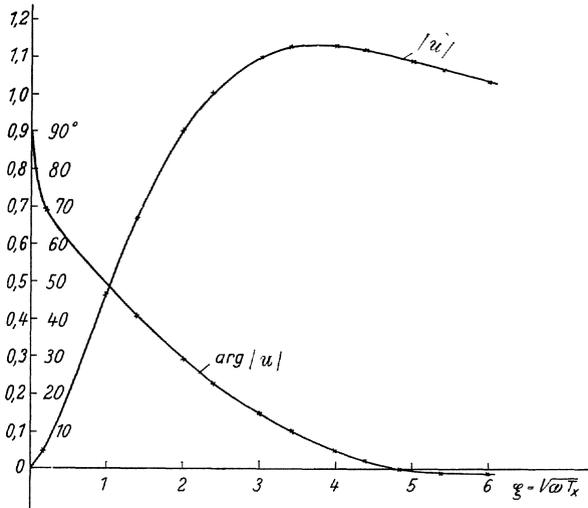


Bild 128 a.

und imaginäre Teil dieser Funktion kurvenmäßig dargestellt¹⁾; Bild 128 a gibt den daraus gefundenen Absolutwert, der für die praktische Berechnung allein von Wichtigkeit ist.

Für einen gegebenen Störstrom \mathfrak{I} hängt die Stärke der Störspannung wesentlich nur von dem numerischen Leitungsabstand nach Gl. (39 u. 41) ab, welche somit das Ähnlichkeitsgesetz der Erdströme ausspricht. Dieses Gesetz gibt die Möglichkeit, die experimentelle Untersuchung des Störfeldes an einem Modell durchzuführen; es ist nämlich das Feld am Modell gleich demjenigen im wirklichen Erdreich, wenn der numerische Abstand ξ zwischen störender und gestörter Leitung für die beiden zu vergleichenden Fälle der gleiche ist.

¹⁾ Die Kurven sind entnommen einem Aufsatz von Ollendorff, ENT, Bd. 7, S. 402.

Beschreibung des Versuchsmodelles. Für die Versuche steht als Modell der „Erde“ ein halbzylindrischer Kohlekörper nach Bild 129 zur Verfügung. Seine Hauptabmessungen sind:

Länge: 150 cm,

Durchmesser: 35 cm \varnothing ,

Mittlere Leitfähigkeit: $x = 273$ Siemens/cm.

Um einen guten und gleichmäßigen Übertritt des Stromes in den Kohlekörper zu gewährleisten, sind die beiden achsialen Endflächen der

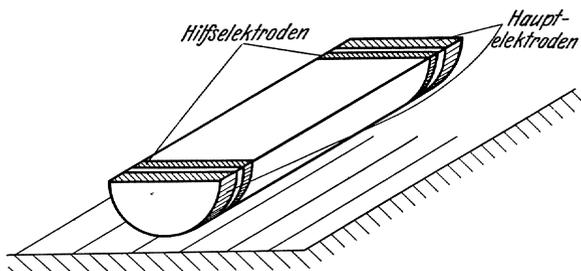


Bild 129. Modell zur Messung der Störspannung.

Kohle verkupfert; dort sind starke Messingschellen angebracht, die zusammen mit der Verkupferung den Übertritt des Starkstroms in den Kohlekörper besorgen. Die Starkstromleitung ist längs der Achse des Halbzylinders verlegt. Sie besteht aus

einem gut isolierten Kabel von 25 mm² Querschnitt, dessen Kupferseele einseitig an eine der genannten Messingschellen angeschlossen ist. Der Starkstrom wird in das freie Ende des Kabels eingeführt und nach Durchfließen des Kohlezylinders von der zweiten Messingschelle wieder abgenommen.

An der Grenzfläche Kupfer-Kohle tritt ein merklicher Spannungsabfall auf, der natürlich bei der Ermittlung der Störspannung nicht mitgemessen werden darf. Deshalb sind neben den „Hauptelektroden“ des Starkstroms zwei Hilfselektroden angebracht, die unmittelbar auf der Kohle aufliegen und zur Entnahme der Meßspannungen dienen.

Als Modell der Fernmeldeleitung dient ein Draht, der parallel zur Starkstromleitung längs der Oberfläche des Kohlekörpers verschoben werden kann; er ist an einer Seite mit einer der Hilfselektroden leitend verbunden, während das andere Ende mittels einer Rolle und eines Gewichtes straff gespannt ist. Die Meßspannung wird zwischen diesem Ende und der noch freien Hilfselektrode abgenommen.

Versuche. Bei den Versuchen soll durch Verschieben der „Fernmeldeleitung“ der Bereich $\xi = 0$ bis $\xi = 6$ des numerischen Leitungsabstandes überstrichen werden. Dies gelingt auch bei den kleinen absoluten Abmessungen des Modelles durch Wahl der Betriebsfrequenz von etwa $f = 10000$ Hertz, welche der Hochfrequenzmaschine entnommen werden kann. Um den erforderlichen Starkstrom von etwa $I = 120$ Amp. zu erhalten, ohne die Hochfrequenzmaschine zu überlasten, ist der Modellkörper in einen Stromresonanzkreis LC nach Bild 130 eingeschaltet. Der Resonanzkreis hat also zunächst die Aufgabe, den Strom hoch zu transformieren; daneben gelingt es durch diese Anordnung, den Starkstrom von Oberwellen zu reinigen, die sonst das Meßergebnis stark

fälschen könnten. Vor der Ausführung des Hauptversuches sind zwei vorbereitende Versuche zu machen.

a) Zunächst wird festgestellt, ob der Stromresonanzkreis richtig arbeitet. Hierzu nimmt man bei fester Erregung der Hochfrequenz-

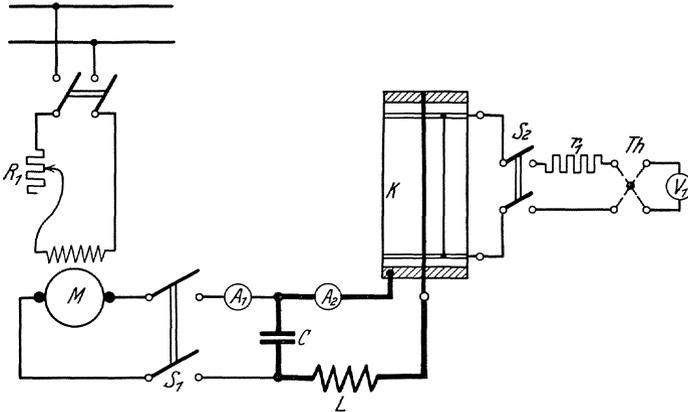


Bild 130. Anordnung zur Messung einer Störspannung.

maschine die Abhängigkeit des Schwingkreisstroms A_2 und des zugeführten Stromes A_1 von der Drehzahl der Hochfrequenzmaschine auf. Die Resonanzkurve verläuft ziemlich flach, da der große Widerstand des Modellkörpers im Schwingkreise liegt. Der für die folgenden Versuche zu wählende Betriebspunkt braucht daher nicht genau mit dem Resonanzpunkt zusammenzufallen; jedoch muß während des Hauptversuches die einmal gewählte Frequenz genau konstant gehalten werden. Man arbeitet zweckmäßig mit einem Maschinenstrom von etwa 16 Amp. und einem Schwingkreisstrom von etwa 120 Amp.

b) Nachdem der Starkstromkreis auf diesem Wege geprüft worden ist, wird die Meßapparatur der Störspannung geeicht. Da es sich um sehr kleine Wechselspannungen handelt, die genau gemessen werden sollen, bedient man sich eines Thermoelementes in Verbindung mit einem Gleichstromgalvanometer. Die Anzeige des Thermoelementes ist von der Betriebsfrequenz un-

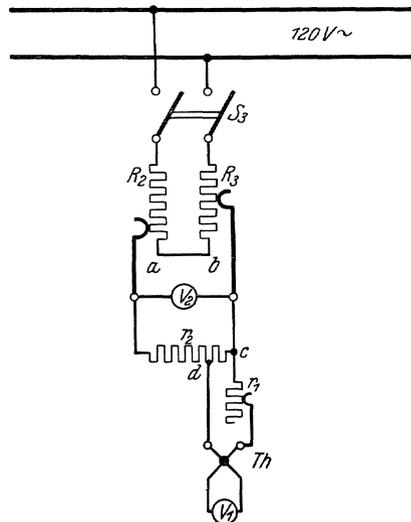


Bild 131. Eichung eines Thermogalvanometers

abhängig, so daß man das Instrument in einem besonderen Aufbau mit niederfrequentem Wechselstrom von 50 Hertz eichen kann; die Eichschaltung

zeigt Bild 131. Die Wechselfspannung von 120 Volt liegt an zwei Potentiometern $R_2 + R_3$, mit deren Hilfe man eine Spannung von etwa 5 Volt einregeln kann, welche mittels eines Hitzdrahtspannungszeigers V_2 gemessen wird. Parallel zu diesem Spannungszeiger liegt ein Präzisionswiderstand r_2 mit Wagner-Wertheimer Wicklung von Hartmann u. Braun (vgl. S. 128). Er wird als Spannungsteiler benutzt, indem an den kleineren Teilwiderstand das Thermoelement über einen weiteren Präzisionswiderstand von $r_1 = 100 \Omega$ angeschlossen wird. Die Thermolemente bestehen aus sehr feinen Drähten, brennen also sehr leicht durch. Es ist deshalb beim Arbeiten größte Vorsicht geboten; anfangs müssen die Schiebkontakte auf Punkt a und b stehen, so daß $V_2 = 0$ zeigt und der Abzweigwiderstand zwischen c und d wird ebenfalls gleich null gemacht. Dann wird zuerst durch Verschieben von a oder b der Ausschlag von V_2 auf etwa 5 Volt gebracht und dann vorsichtig der Widerstand zwischen c und d vergrößert, bis passende Ausschläge an V_1 beobachtet werden.

Das Thermoelement einschließlich Gleichstromgalvanometer besitzt einen inneren Widerstand von 452Ω ; aus diesen Angaben läßt sich die am Thermoelement liegende Spannung auf die Angaben des Hitzdrahtspannungszeigers zurückführen. Der Zusammenhang zwischen dem Strom im Thermoelement und dem Ausschlag des Gleichstromgalvanometers wird in einer Eichkurve dargestellt.

c) Nach diesen Vorbereitungen kann der Hauptversuch ausgeführt werden. Das Thermoelement wird über einen veränderlichen Vorwiderstand von 100Ω maximal und einen Schalter an die „Fernmeldeleitung“ gelegt (vgl. die Beschreibung des Modelles), wobei zuerst der Vorwiderstand auf seinem Höchstwert eingestellt wird. Durch Einlegen des Starkstromhauptschalters wird jetzt das Feld des Modellkörpers in der unter a) erprobten Weise erregt. Gemessen wird der Maschinenstrom I_m , der Schwingkreisstrom I , die Maschinendrehzahl n und der Ausschlag i_g am Gleichstromgalvanometer bei veränderlichem Abstand ρ zwischen Starkstrom- und Fernmeldeleitung. Aus dem eingeschalteten Vorwiderstand r_1 und dem Eigenwiderstand des Thermoelementes wird die Störspannung U_{st} berechnet. Die gemessene Störspannung U_{st} wird als Funktion des Leitungsabstandes ρ in einer Kurve dargestellt.

Das Ergebnis der Rechnung ist an Hand der Modelldaten rechnerisch nachzuprüfen. Die Unterschiede zwischen Rechnung und Messung sind zum größten Teil auf die zusätzliche Gegeninduktion durch das magnetische Luftfeld zurückzuführen, welches über dem Modellkörper ausgebreitet ist; dieses Feld macht sich namentlich bei kleinen Abständen zwischen Starkstrom- und Fernmeldeleitung unangenehm bemerkbar, weil es natürlich nicht möglich ist, die Leitungen mit verschwindend kleinem Querschnitt auszustatten und genau in der Grenzebene des Modellkörpers zu verlegen.

F. Untersuchung des Verlaufes rasch veränderlicher Vorgänge¹⁾.

143. Arbeiten mit dem Schleifenoszillographen.

Zubehör (Bild 132 und 135):

- Drei-Schleifen-Oszillograph von S. & H.,
- R_3 Induktionsfreier Nebenwiderstand $\approx 0,05 \Omega$,
- R_4 Schiebewiderstand 100Ω für den Strompfad,
- R_5 Kurbelwiderstand $100\,000 \Omega$ für den Spannungspfad,
- I Glühlampenbatterie ($2 \div 3$ Kohlefadenlampen),
- II Eisenlose Drosselspule ($0,34 H$, auf dreieckigem Grundbrett²⁾),
- III Papierkondensator $2-4 \mu F$,
- IV Drosselspule mit geschlossenem Eisenkern für 80 Volt bei 50 Hz,
- V Wechselspannungsmesser 140 Volt,
- S doppelpoliger Schalter,
- zum Photographieren: Registrierpapier 9×23 , Entwickler Fixierbad usw.

Allgemeines. Der Schleifenoszillograph dient zur Untersuchung stationärer mittelfrequenter Strom- und Spannungskurven und zur Aufnahme nichtstationärer, zeitlich veränderlicher Vorgänge (s. Nr. 145, z. B. Schaltvorgänge).

Er besteht grundsätzlich aus einem Drehspulgalvanometer mit sehr starkem Richtmagneten (Elektromagneten) und einem beweglichen System von außerordentlich geringen Abmessungen, und infolgedessen von hoher Frequenz der Eigenschwingungen. Ist diese hoch (50 bis 60 fache) gegen die Frequenz des aufzunehmenden Wechselstromes, so folgt das bewegliche System in jedem Augenblick genau den ablenkenden Kräften und damit dem aufzunehmenden Strom.

Das bewegliche System des Schleifenoszillographen besteht aus einem zwischen den Polen eines kräftigen Elektromagneten ausgespannten bifilaren Band; quer über die Bänder ist ein winziger Spiegel geklebt, der sich daher, entsprechend dem Strom, der das Band durchfließt, dreht. Ein Lichtstrahl von einer sehr intensiven Lichtquelle fällt auf den Spiegel und wird zu einem schwingenden Lichtband auseinander gezogen. Um die aufzunehmende Kurve sichtbar zu machen, muß das Lichtband senkrecht zu der Schwingungsrichtung proportional der Zeit auseinander gezogen werden.

Bei periodischen Vorgängen geschieht dies entweder durch einen rotierenden bzw. oszillierenden Spiegel (photographische Aufnahme) oder dadurch, daß man den Strahl auf eine nach einer archimedischen Spirale

¹⁾ Orlich, Aufnahme und Analyse von Wechselstromkurven. Braunschweig 1906.

gekrümmte Fläche fallen läßt, die sich synchron mit dem aufzunehmenden Wechselstrom um eine Achse dreht (Bild 134).

Die gesamte Apparatur ist gebrauchsfertig auf einem besonderen Tisch montiert. Die elektrische Ausrüstung — auch angenähert in ihrer räumlichen Anordnung — zeigt Bild 132. Man erkennt von links nach rechts: eine selbsttätig regulierende Bogenlampe mit Vorwiderstand und Schalter, einen Elektromagneten mit 3 in seinen Feld aus-

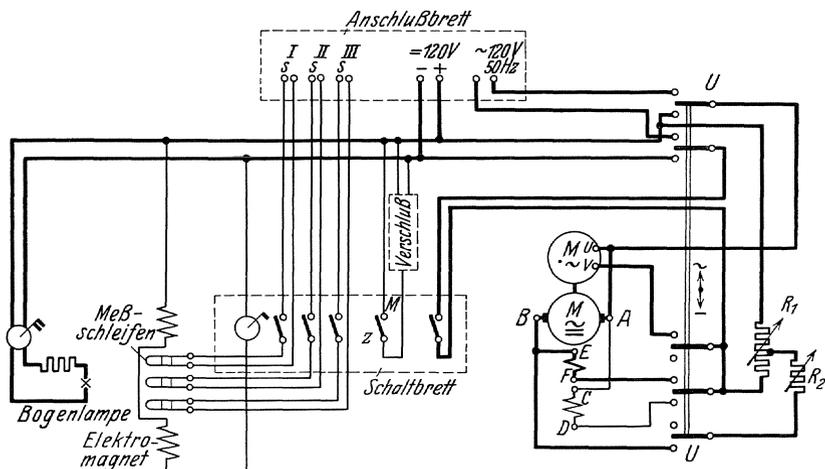


Bild 132. Schaltung des Schleifenoszillographen.

gespannten Meßschleifen (mit aufgeklebtem Spiegelchen), ein „Schaltbrett“ (vorn!) mit sämtlichen zur Bedienung des Oszillographen erforderlichen Schalthebeln, ein „Anschlußbrett“ (hinten!) mit den für den Betrieb notwendigen Anschlußklemmen, schließlich zwei in einem Gehäuse vereinigte Motoren nebst Regelwiderständen für den Antrieb einer Photographiertrommel und einer optischen Beobachtungseinrichtung (archimedische Spirale).

Das mit „Verschluß“ bezeichnete Rechteck soll die Auslöserelais andeuten, die in Wirklichkeit — zusammen mit dem eigentlichen Verschluß für die photographischen Aufnahmen — rechts vorn von der Photographiertrommel angeordnet sind. In Stellung „Moment“ (M) des zugehörigen Schalthebels öffnet sich der zuvor mechanisch gespannte Verschluß nur während einer einzigen Umdrehung der Photographiertrommel in Stellung „Zeit“ während beliebig vieler Umdrehungen.

Von den Motoren $\underline{\underline{M}}$ und $\underline{\underline{M}}$ ist $\underline{\underline{M}}$ der eigentliche Antriebsmotor. Er kann je nach Stellung des Umschalters U (rechts unten an der Seite des Motors!) als Gleichstromnebenschlußmotor (AB, CD) oder als Wechselstromreihenschlußmotor (AB, EF) arbeiten. Bei Gleichstrombetrieb kann seine Drehzahl mit Hilfe des Spannungsteilers R_1 und Regelwiderstandes R_2 in weiten Grenzen bis maximal 1800 U/min geregelt werden. Bei Wechselstrombetrieb sind gleichzeitig $\underline{\underline{M}}$ und $\underline{\underline{M}}$ eingeschaltet. $\underline{\underline{M}}$ ist

ein Einphasen-Synchronmotor ohne eigentliche Erregung (Reaktionsmotor!) und liefert nur das synchronisierende Moment, das den Motor bei einer angelegten Spannung von 120 Volt und 50 Hertz in synchronem Lauf erhält.

Die optische Einrichtung des Oszillographen ist in Bild 133 dargestellt.

Die von der Bogenlampe erzeugten, durch Linse 1 parallel gerichteten Lichtstrahlen fallen durch die Spalte *S* auf die Spiegel 2, werden dort

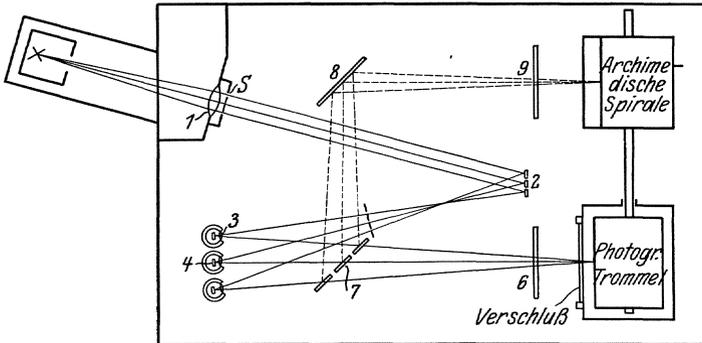


Bild 133. Optik des Schleifenoszillographen.

reflektiert und treffen nach Durchtritt durch die Linsen 3 auf die Oszillographenspiegelchen 4. Die abgelenkten Strahlen treffen entweder (bei umgelegtem Kippspiegel 7) direkt die Photographiertrommel oder fallen nach Umleitung durch die Spiegel 7 und 8 auf eine „archimedische Spirale“. (6 und 9 sind Zylinderlinsen, die die Lichtstreifen in Lichtpunkte zusammenziehen.) Bei umgelegten Spiegeln 7 wird die Ablenkung des Lichtstrahls als Funktion der Zeit (d. h. der Stromverlauf in der Meßschleife) auf einem mit der Photographiertrommel rotierenden Streifen lichtempfindlichen Papiers registriert. Im zweiten Fall wird — wenigstens bei Beobachtung periodischer Vorgänge — die fragliche Stromkurve unmittelbar sichtbar gemacht, wenn die „archimedische Spirale“ mit einer zur Frequenz des beobachteten Wechselstromes synchronen Drehzahl rotiert.

Man erkennt das leicht an Hand von Bild 134. Die weißgestrichene Mantelfläche eines rotierenden Zylinders ist in zwei Abschnitten nach dem Gesetz: $r \sim a$ geformt. Der von dem Oszillographenspiegel kommende Lichtstrahl erzeugt auf ihm einen leuchtenden Punkt, der sich während einer halben Drehung der Spirale (d. h. während einer Periode des Wechselstromes) mit konstanter Geschwindigkeit von rechts nach links bewegt und dabei gleichzeitig in Richtung senkrecht zur Zeichenebene — entsprechend dem Stromdurchgang durch die Oszillographen-

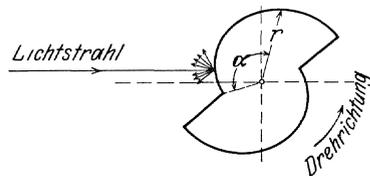
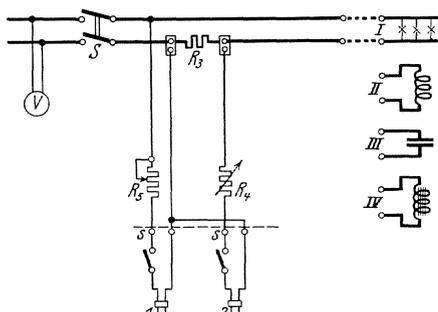


Bild 134. Auseinanderziehen der Kurve durch archimedische Spirale.

schleife — abgelenkt wird. Die dadurch bestimmte Bahn des Leuchtpunktes, die das „Bild“ der Wechselstromkurve darstellt, wird nach jeder halben Umdrehung der Spirale neu durchlaufen, so daß der Beobachter eine ruhende Kurve zu sehen glaubt.

Die archimedische Spirale erlaubt die Beobachtung der zu untersuchenden Wechselstromkurve bis unmittelbar zu dem Augenblick wo durch Umlegen des Kippspiegels 7 (mit einem links über dem „Schaltbrett“ befindlichen Hebel!) die photographische Aufnahme gemacht wird. Bei dieser erfolgt die Belichtung nur während einer Umdrehung der Photographiertrommel, sofern es sich um einmalige Vorgänge (Schaltvorgänge) handelt oder während beliebig vieler Umdrehungen, sofern stationäre Wechselvorgänge photographiert werden und die Photographiertrommel synchron zu diesen rotiert.

Die Schaltung und Versuche. Die Klemmen (+ —) auf dem Anschlußbrett des Oszillographen sind an das 120 Volt-Gleichstrom-Netz des Laboratoriums anzuschließen (blaue Stationsklemmen!). Die Klemmen „~ 120 Volt 50 Hz“ sind mit der Maschine zu verbinden, die die zu untersuchende Wechselspannung liefert. (Gleichstrom-Wechselstrom-



1. Schleife des Spannungspfad
2. Schleife des Strompfades

Bild 135.

Aggregat auf der Arbeitsstation!). Es ist eine Versuchsanordnung nach Bild 135 aufzubauen, die die gleichzeitige Aufnahme von Strom- und Spannungskurven verschiedener Stromverbraucher ermöglicht. Schleife I mit Vorwiderstand R_5 ist, wie ein Spannungsmesser, Schleife 2 mit Nebenwiderstand R_3 wie ein Strommesser geschaltet.

Die Schleifen müssen so geschaltet werden, daß zwischen ihnen keine nennenswerte Spannung

zustande kommen kann, weil man sie sonst gefährdet. In Bild 135 sind deshalb beide miteinander und zwar mit dem linken Pol von R_3 verbunden. Zum Einschalten der Schleifen sind einpolige Schalter vorhanden, die in den beiden anderen Enden der Schleifenzweige liegen und erst hinter diesen Schaltern liegen die Vorwiderstände R_4 und R_5 .

Es werden Versuche mit vier verschiedenen Verbrauchern I—IV angestellt, die nacheinander anzuschließen sind. Es sind die Kurven von Spannung und Strom in ihrer gegenseitigen Lage aufzunehmen für:

- I induktionslose Last,
- II eisenlose Drosselspule,
- III Belastung mit Kondensator,
- IV Drosselspule mit Eisenkern.

Die Phasenlage von Strom und Spannung und Veränderung der Kurvenform des Stromes gegenüber derjenigen der Spannung sind zu diskutieren.

Die Inbetriebnahme des Oszillographen und die Durchführung der Versuche erfolgt unter persönlicher Anleitung eines Assistenten, da schon geringe Fehler beim Schalten zur Zerstörung der Meßschleifen führen können.

Beim Versuchsaufbau vermeide man unnötige Verstellungen an den Meßschleifen, Spiegeln oder Linsen, die zeitraubende Neueinstellungen nötig machen würden.

Taschenuhren, die durch das Streufeld des Elektromagneten leicht magnetisiert werden können, werden vor Beginn der Versuche besser beiseite gelegt! —

Man überzeugt sich zunächst davon, daß die Spiegel der benutzten Meßschleifen von einem kräftigen Lichtstrahl getroffen werden und daß die drei von diesen in ihrer Ruhelage — bei eingeschaltetem Richtmagneten — reflektierten Strahlen in der Mitte der Photographiertrommel genau zusammentreffen und ebenso in der Mitte der archimedischen Spirale bei der Drehung zwei (fast) zusammenfallende „Null-Linien“ erzeugen. Dann stellt man die Widerstände R_4 und R_5 auf ihre größten Werte, schaltet die Meßschleifen durch die zugehörigen Schalter auf dem „Schaltbrett“ ein und vergrößert die Amplitude der Wechselstromkurve auf der archimedischen Spirale durch fortlaufendes Ausschalten von R_4 und R_5 bis zu den gewünschten Höhen (maximal: 4 cm mit Rücksicht auf die thermische und mechanische Beanspruchung der Schleife). Man setzt die Antriebsmotoreu für Photographiertrommel und Spirale in Gang und betrachtet auf dieser das aufzunehmende Kurvenpaar. Wird alles in Ordnung befunden, so schreitet man zur photographischen Aufnahme.

In der Dunkelkammer wird auf die Photographiertrommel ein Blatt lichtempfindliches Papier aufgespannt (nach Anleitung durch den Assistenten!), die Trommel wird in einen lichtdichten Beutel gesteckt und dieser durch Zuwinden lichtdicht nach außen abgeschlossen. Bei stillgesetztem Oszillographen wird dann der am Sack befindliche Blechring auf das die Photographiertrommel umschließende Blechgehäuse aufgesetzt und die Trommel auf die Motorwelle soweit wie möglich aufgeschoben (Trommel auf der Motorwelle bis zum Einschnappen eines Bajonettverschlusses nach rechts drehen!). Der Sack bleibt während der Aufnahme am Oszillographen hängen. Dann setzt man den Antriebsmotor in Gang, bringt den Schalthebel für den Verschuß in die gewünschte Stellung (Zeit- oder Momentaufnahme), legt den steuernden Schleifkontakt (rechts über der Photographiertrommel) auf den zugehörigen Schleifring auf und spannt den Verschuß durch Herunterdrücken des rechts über dem Schaltbrett befindlichen Hebels. Dann überzeugt man sich noch einmal auf der archimedischen Spirale davon, daß die aufzunehmende Wechselstromkurve gut sichtbar ist und belichtet durch Herunterdrücken des Hebels links von den Meßschleifenschaltern. Bei Momentaufnahmen schließt sich der Verschuß danach selbsttätig; bei Zeitaufnahmen begrenzt man die Zeitdauer der Belichtung dadurch, daß man den umgeklappten Kippspiegel sofort wieder anhebt und schließt dann den Verschuß durch Umlegen des Schalthebels auf „Moment“. Um die den

beiden Kurven gemeinsame Null-Linie zu erhalten, werden die Meßschleifen abgeschaltet und nochmals belichtet. Der Oszillograph wird dann stillgesetzt, die Trommel in den Dunkelsack hineingezogen und das Papier in der Dunkelkammer entwickelt und fixiert.

144. Analyse von Wechselstromkurven.

Nach Fourier kann jede beliebige periodische Kurvenform durch eine Reihe

$$y = b_0 + \sum_{k=1,2,\dots} (a_k \sin k \omega t + b_k \cos k \omega t) \tag{1}$$

dargestellt werden. Ist y analytisch oder zeichnerisch als Funktion der Zeit t gegeben, so berechnet man die Koeffizienten der Reihe aus

$$a_k = \frac{2}{\tau} \int_0^\tau y \sin k \omega t \, dt \qquad b_k = \frac{2}{\tau} \int_0^\tau y \cos k \omega t \, dt \tag{2}$$

$$b_0 = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau y \, dt \tag{2a}$$

Darin bedeutet τ die Periodendauer, ω die Kreisfrequenz, b_0 den konstanten Anteil, d. h. den dem Wechselstrom etwa überlagerten Gleichstrom. Bei Wechselstrom ($M(y) = 0$) ist $b_0 = 0$. Ist die negative Kurvenhälfte der positiven spiegelbildlich gleich, so fehlen alle Koeffizienten mit geraden Ordnungszahlen.

a) Hieraus ergeben sich für geometrisch einfache Kurven folgende Reihen:

1. gleichschenkliges Dreieck, Höhe a :

$$i = \frac{8a}{\pi^2} [\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3 \omega t + \frac{1}{25} \sin 5 \omega t \dots] \tag{3}$$

$$I_{eff} = \frac{a}{\sqrt{3}}$$

2. gleichschenkliges Trapez, Höhe a , Projektion der schrägen Seiten $a/2$:

$$i = \frac{4a}{a\pi^2} [\sin a \pi \sin \omega t + \frac{1}{9} \sin 3 a \pi \sin 3 \omega t + \frac{1}{25} \sin 5 a \pi \sin 5 \omega t + \dots]$$

$$I_{eff} = a \sqrt{1 - \frac{4}{3}} \tag{4}$$

3. Rechteck, Höhe a :

$$i = \frac{4a}{\pi} [\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \dots] \tag{5}$$

$$I_{eff} = a$$

4. Parabelbögen, Höhe a :

$$\frac{32 a}{\pi^3} [\sin \omega t + \frac{1}{2^3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{4^3} \sin 5 \omega t + \dots] \quad (6)$$

$$I_{eff} = a \sqrt{\frac{8}{15}}$$

b) Verfahren nach Runge¹⁾.

Man teile auf der Abszissenachse vom Koordinatenanfangspunkt 0 aus eine Halbperiode in 12 gleiche Teile und entnehme aus der aufgenommenen Kurve die zu den Teilpunkten gehörenden Ordinaten $y_0, y_1, y_2 \dots y_{11}, y_{12} = -y_0$.

Man schreibe die Ordinaten folgendermaßen untereinander:

	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6
	y_{12}	y_{11}	y_{10}	y_9	y_8	y_7
Summe	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6
Differenz	v_6	v_5	v_4	v_3	v_2	v_1

$$\text{d. h. } u_1 = y_1 + y_{11} \quad v_1 = y_5 - y_7$$

$$u_6 = y_6 \quad v_6 = -y_{12}$$

(Achtung auf das Vorzeichen).

Dann bilde man folgende Tabelle:

0,0431	u_1	u_1	u_5	u_5		
0,0833	u_2	$-u_2$	u_2	$-u_2$		
0,1179	u_3	u_3	$-u_3$	$-u_3$	$u_1 + u_3 - u_5$	$u_1 + u_3 - u_5$
0,1443	u_4	$-u_4$	$-u_4$	u_4		
0,1610	u_5	u_5	u_1	u_1		
0,1667	u_6	$-u_6$	u_6	$-u_6$	$u_2 - u_6$	$-(u_2 - u_6)$
	a_1	a_{11}	a_5	a_7	a_3	a_9
	b_1	$-b_{11}$	b_5	$-b_7$	$-b_3$	b_9

Jede der Zahlen u ist mit der in der ersten Spalte auf derselben Zeile stehenden Zahl zu multiplizieren. Die Summe der Spalten gibt die in der vorletzten Zeile angegebenen Koeffizienten a . Werden in der Tabelle die u durch die v ersetzt, so gibt die Summe der Spalten die in der letzten Zeile angegebenen Koeffizienten b .

c) Verfahren nach Fischer-Hinnen²⁾.

Dies Verfahren wird angewandt, wenn keine vollständige Analyse nötig ist, sondern nur festgestellt werden soll, wie groß die Oberschwingung einer ganz bestimmten Ordnungszahl n ist.

Dazu teilt man das Intervall $t = 0$ bis τ in n gleiche Teile und bildet die Summe der Ordinaten in den Teilpunkten. Diese Summe ist:

¹⁾ ETZ 1905, S. 247.

²⁾ ETZ 1901, S. 396.

$$\begin{array}{ll}
 B_3 = 3 (b_3 + b_9 + b_{15} + b_{21} + \dots) & \text{für } n = 3 \\
 B_5 = 5 (b_5 + b_{15} + \dots) & \text{für } n = 5 \\
 B_7 = 7 (b_7 + b_{21} + \dots) & \text{für } n = 7 \\
 B_9 = 9 (b_9 + \dots) & \text{für } n = 9
 \end{array}$$

Wiederholt man dasselbe Verfahren für das Intervall $T/4$ bis $5 \cdot T/4$, so ergeben sich die Summen:

$$\begin{array}{ll}
 A_3 = 3 (-a_3 + a_9 - a_{15} + a_{21} - \dots) & \text{für } n = 3 \\
 A_5 = 5 (a_5 - a_{15} + \dots) & \text{für } n = 5 \\
 A_7 = 7 (-a_7 + a_{21} - \dots) & \text{für } n = 7 \\
 A_9 = 9 (a_9 - \dots) & \text{für } n = 9
 \end{array}$$

Will man z. B. nur die fünfte Oberschwingung analysieren, so hat man die Rechnungen für $n = 5$ und, falls auch die fünfzehnte Oberschwingung in der Kurve enthalten ist, für $n = 15$ durchzuführen. Dann ist

$$\begin{array}{l}
 a_5 \approx \frac{1}{5} A_5 - \frac{1}{15} A_{15} \\
 b_5 \approx \frac{1}{5} B_5 - \frac{1}{15} B_{15}
 \end{array}$$

d) Analysator von Mader¹⁾.

Theoretisches. Die zu analysierende Kurve habe die Gleichung

$$y = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin k \omega t + \sum b_k \cos k \omega t$$

Sie werde so hingelegt, daß $ON = \tau$ (Bild 136) gleich einer vollen Periode ist; O sei der Anfangspunkt des Koordinatensystems (y, t) und der Drehpunkt K liege genau senkrecht über der Mitte M der vollen Periode. K ist ein fester Punkt auf einem T-förmigen Wagen W , der nur in der Richtung der y -Achse parallel sich selbst verschiebbar ist. Um K drehbar angeordnet ist ein rechtwinkliger Hebel OKU mit dem Übersetzungsverhältniss $UK : KO = p$; in O trägt er den Fahrstift, und sein anderer Endpunkt U gleitet längs einer Schiene V' , die ein Schenkel eines zweiten T-förmigen Körpers ist, der andere Schenkel V kann nur auf Wagen W in Richtung der y -Achse gleiten. Die Stange V besitzt auf der linken Seite eine Zahnung, die in ein auswechselbares Rad mit dem Radius R eingreift, dessen Mittelpunkt um einen festen Punkt des Wagens W drehbar ist. Auf dem Rädchen sind im Abstand r vom Mittelpunkt zwei Punkte S und C angekernt, die in der Anfangslage (Fahrstift O im Anfangspunkt der zu analysierenden Kurve) genau in der Richtung der negativen Abszissen bzw. positiven Ordinaten liegen. In S bzw. C wird ein Planimeter eingesetzt (nicht gezeichnet), da es darauf ankommt, wie groß der Flächeninhalt der von S bzw. C beschriebenen Kurven ist.

Die Wirkungsweise der mechanischen Übertragung der Bewegung von O auf S und C kann man sich folgendermaßen klar machen. Liegt der Fahrstift im Anfangspunkt des Koordinatensystems y, t , so sei der Mittelpunkt des Rädchens Anfangspunkt eines Koordinatensystems $x_s y_s$ bzw. $x_c y_c$. Bewegt man den Fahrstift von irgendeinem Punkt aus pa-

¹⁾ ETZ 1909 S. 847 und Ztschr. f. Instrk. 1910. S. 17.

rallel der y -Achse um den Betrag y_0 , so bewegen sich beide Wagen und damit der Rädchenmittelpunkt um denselben Betrag nach aufwärts, und da die beiden Wagen sich relativ zueinander nicht bewegen, so dreht sich das Rädchen nicht; Punkt S und C rücken somit auch beide um den Betrag y_0 in Richtung der y -Achse aufwärts.

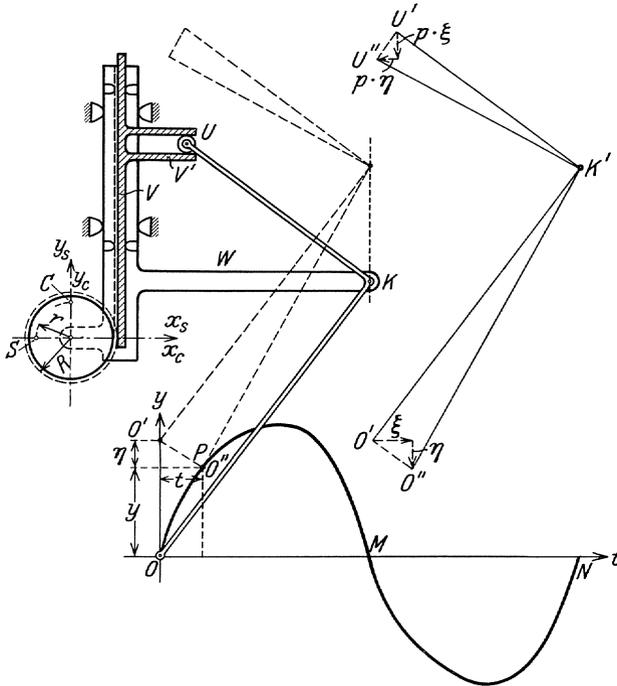


Bild 136. Harmonischer Analysator nach Mader.

Hält man andererseits den Wagen W fest und dreht den Winkelhebel um den Punkt K um einen beliebigen Winkel nach links, so bewegt sich O auf einem Kreisbogen nach O'' , U nach U'' (Bild 136 rechts oben). Hat O'' gegen O die rechtwinkligen Koordinaten $\xi \eta$, so erhält, wie eine einfache Überlegung zeigt, U'' gegen U die Koordinaten $p \eta$ und $p \xi$. Von diesen wird aber, da U auf V' gleitet, nur die zweite auf das Rädchen übertragen und zwar dreht es sich um den Winkel $\frac{p \xi}{R}$ nach rechts. Somit bekommen S und C , bezogen auf den Rädchenmittelpunkt als Anfangspunkt, die Koordinaten:

$$\begin{array}{ll}
 S & - r \cos \frac{p \xi}{R} \quad r \sin \frac{p \xi}{R} \\
 C & r \sin \frac{p \xi}{R} \quad r \cos \frac{p \xi}{R}
 \end{array}$$

Will man nun vom Anfangspunkt O in den Punkt P mit den Koordinaten t, y gelangen, so kann man zuerst den Wagen um den Betrag $y + \eta$ nach

aufwärts schieben und dann eine Drehung nach links vornehmen, wodurch C' um die Ordinate η und Abszisse $\xi = t$ nach P gelangt. Diese Bewegungen rufen nach dem Vorherigen die folgenden Koordinatenverschiebungen von S und C hervor

$$\text{für } S \quad x_s = -r \cos \frac{p t}{R} \quad y_s = y + r \sin \frac{p t}{R}$$

$$\text{für } C \quad y_c = r \sin \frac{p t}{R} \quad y_c = y + r \cos \frac{p t}{R}$$

Über die Größe R des Rädchendurchmessers ist noch nicht verfügt; er sei so groß gewählt, daß das Rädchen k volle Umdrehungen macht, wenn der Fahrstift um eine volle Periode τ nach rechts bewegt wird; dann ist nach dem Vorherigen

$$p \tau = 2 \pi k \cdot R$$

$$\text{folglich } \frac{p}{R} = \frac{2 \pi k}{\tau} = k \omega.$$

Es soll jetzt die von S umfahrene Fläche berechnet werden, wenn man den Fahrstift längs der zu analysierenden Kurve von O nach N bewegt und von dort längs der Abszissenachse zurück nach O .

Diese Fläche ist:

$$F_s = \int_{OPN} y_s d x_s - \int_{OMN} y_s d x_s$$

oder eingesetzt:

$$F_s = - \int_0^{\tau} (y + r \sin k \omega t) d (r \cos k \omega t)$$

$$+ \int_0^{\tau} (0 + r \sin k \omega t) d (r \cos k \omega t)$$

$$F_s = r k \omega \int_0^{\tau} y \sin k \omega t d t = r k \omega \cdot \frac{\tau a_k}{2}$$

oder der gesuchten Koeffizienten der Fourierschen Reihe wird:

$$a_k = \frac{F_s}{k r \pi}. \quad (7)$$

Eine entsprechende Entwicklung gibt für die von C umfahrene Fläche:

$$b_k = \frac{F_c}{k r \pi} \quad (8)$$

F_s und F_c wird am Planimeter abgelassen.

Durch Auswechseln der Rädchen mit Durchmessern, die im Verhältnis $1 : 1/2 : 1/3 : 1/4 \dots$ stehen, können die Koeffizienten der 1, 2, 3, 4 ... Oberschwingung gefunden werden.

Versuche. Der harmonische Analysator von Mader ist ein ganz besonders empfindlicher Apparat, der nur mit der größten Sorgfalt und Vorsicht gehandhabt werden darf. Durch unvorsichtige Behandlung kann er bis zur Unbrauchbarkeit beschädigt werden.

Einen wichtigen Teil des Analysators bildet ein gewöhnliches Polarplanimeter, dessen Angaben zunächst unabhängig von den übrigen Analysatorteilen zu prüfen sind. Dazu spannt man auf ein Zeichenbrett einen Bogen nicht zu glattes Zeichenpapier und sticht in das Brett den Dorn (nicht verbiegen) eines kleinen, dem Apparate bei gegebenen Prüflineals, das genau in 8 cm Abstand von dem Dorn angekernt ist. Den Schieber an dem einen Planimeterschenkel stellt man genau auf Teilstrich 1,54 ein, schraubt die Stütze neben dem Fahrstift heraus und setzt den Fahrstift in das angekernte Loch des Prüflineals. Den zweiten Schenkel des Polarplanimeters stellt man so auf, daß man mit dem Prüflineal durch Drehung um den Dorn einen vollen Kreis bestreichen kann, ohne daß der Fahrstift aus seinem Loch herausgleitet. Das Ausprobieren muß sorgfältig und mit langsamer Bewegung geschehen, damit nicht die Spitze des Fahrstiftes oder das Loch des Lineals leiden.

Zur Bestimmung der Planimeterkonstanten stellt man die Marke an dem freien Ende des Lineals auf einen radial gerichteten Strich ein, den man auf dem Zeichenpapier macht, liest die Stellung der Planimeterrolle ab (1 Tstr. der Rolle als Einheit), dreht das Lineal langsam genau um 360° und liest wieder das Planimeter ab; die Differenz der Ablesungen a entspricht einer Fläche $f = 8^2 \pi \text{ cm}^2$. Dann ist $C = f/a$ die Planimeterkonstante. Die Einstellung der Marke auf den Strich muß stets von derselben Seite aus erfolgen, um den toten Gang des Mechanismus unschädlich zu machen.

Um eine größere Genauigkeit zu erzielen, dreht man das Lineal nicht einmal, sondern mehrfach (3—4 mal) um 360° und macht nach jeder Umdrehung eine Ablesung. Das Umdrehen darf nur langsam geschehen (Geschwindigkeit des Fahrstiftes höchstens 5 mm/sek.), wenn das Planimeterrad richtig gleiten bzw. rollen soll.

Nach Beendigung dieser Arbeit geht man zur Prüfung des Analysators selber über. Dies geschieht auf dem Wege, daß man eine geometrisch einfache Linie, für welche die Fouriersche Reihe bekannt ist, zeichnet und mit dem Apparat analysiert. Die mit dem Analysator bestimmten Koeffizienten müssen mit den berechneten übereinstimmen. Man wählt dazu eine der oben auf S. 178 angegebenen Kurven, die man sich auf das Papier zeichnet. Als Periodenlänge wählen wir 36 cm.

Der Analysator wird folgendermaßen aufgebaut. Man legt das mit einer Teilung versehene Messinglineal so an die Abszissenachse, daß Teilstrich —36 mit dem Koordinatenanfangspunkt, Teilstrich +36 mit dem Endpunkt der ersten Periode genau zusammenfallen; die profilierte Führung an der linken Seite des Maßstabes legt man an die Rille einer Lauf-

schiene, die auf diese Weise in die Richtung der Ordinatenachse fällt. Dabei muß die Laufschiene soweit nach oben gelegt werden, daß später für den Analysatorwagen genügend Bewegungsfreiheit bleibt; es schadet nichts, wenn sie über das Reißbrett hinausragt. Sie wird durch zwei mit Stahlspitzen versehene Zäpfchen, die dem Apparat beigegeben sind, in ihrer Lage auf dem Reißbrett befestigt. Nunmehr nimmt man das Messinglineal wieder weg und stellt den aus mehreren Teilen bestehenden Wagen mit seinen Laufrädern in die Rille der Laufschiene; das Transportieren und Einsetzen des Wagens muß sehr sorgfältig und mit beiden Händen geschehen, damit sich nichts verbiegt; insbesondere verlangt der lange geteilte Arm, daß er stets mit der (rechten) Hand gestützt wird. Die Marke an dem Schieber des Fahrstiftes ist auf denjenigen Teilstrich einzustellen, der mit der Periodenlänge in cm übereinstimmt (also in unserem Falle auf 36). Dann fallen die äußersten Einstellungen, die der Fahrstift nach rechts und links machen kann, mit Anfang und Ende der Periode genau zusammen. Die Stütze neben dem Fahrstift schraubt man soweit heraus, daß die Spitze des Fahrstiftes dicht über der Papierebene steht.

Für die Koeffizienten jeder Oberschwingung ist dem Apparat ein besonderes Zahnrad beigegeben. Um die Koeffizienten a_n b_n der n^{ten} Oberschwingung zu bestimmen, steckt man das mit n bezeichnete Zahnrad in das mit n bezeichnete Loch und zwar derart, daß beim Abrollen des Rades am Lineal der Strich auf dem Zahnrad mit dem Strich auf dem Lineal zusammenfällt. Für $n = 7$ und 9 muß noch ein Doppelzahnrad zwischengeschaltet werden, dessen Achsenloch durch die auf dem Doppelrad angegebene Zahl (5) gekennzeichnet ist. Beim Abrollen muß der Strich auf dem Doppelrad sowohl auf den Strich des Lineals wie des Rades (7) bzw. (9) treffen.

Links oberhalb der Laufschiene wird ein kleines Holzpodium aufgestellt, das mit feinkörnigem, nicht zu glattem Papier bespannt ist. Auf dieses Podium kommt das Planimeter. (Einstellung des Rollenschiebers auf Teilstrich 1,54). Der Fahrstift des Planimeters wird in das mit s bezeichnete Loch auf dem Zahnrad eingesetzt, wenn a_n (Sinusglied), in das mit c bezeichnete, wenn b_n (Cosinusglied) bestimmt werden soll.

Das Podium muß möglichst dicht an der Laufschiene stehen. Man muß erst durch einen vorläufigen Versuch probieren, ob beim Umfahren des vorgeschriebenen Weges sich nichts eckt und insbesondere die Planimeterrolle dauernd auf dem Podium bleibt.

Ausführung der Messung. Man stellt den Fahrstift des Analysators auf den Anfangspunkt A der Kurvenperiode und liest die Einstellung der Planimeterrolle ab; dann fährt man auf der Kurve von links nach rechts bis zum Ende der Periode B und von da auf der Abszissenachse zurück bis zum Anfangspunkt A .

Dort angelangt, wird das Planimeter wieder abgelesen. Die Differenz der Ablesungen mit C multipliziert, gibt nach Größe und Vorzeichen den gesuchten Koeffizienten, wobei als Einheit des Ordinatenmaß-

stabs 1 mm anzusetzen ist. Zur Erhöhung der Meßgenauigkeit dient es, wenn man den Weg mehrfach umfährt.

Es ist eine gute Kontrolle für das richtige Arbeiten des Analysators, wenn man auch die Koeffizienten, die nach der Theorie Null sind, durch Aufstecken der zugehörigen Räder mit mißt; die Planimeterrolle muß dann genau in ihre Anfangsstellung zurückkehren.

Liegen schon Kurven vor, die mit dem Schleifenszillographen aufgenommen sind, so empfiehlt es sich diese zu analysieren. Von besonderem Interesse sind die Kurven des Versuches IV (vgl. S. 176), Zusammenhang zwischen Spannung und Strom bei einer Eisendrossel.

145. Untersuchung elektrischer Schaltvorgänge mit dem Oszillographen¹⁾.

Zubehör: Oszillograph, vgl. Aufg. 143.

Zusatzapparate für jede Messung werden weiter unten angegeben.

Allgemeines. Unter elektrischen Schaltvorgängen versteht man die Erscheinungen, die der plötzlichen Zustandsänderung eines elektrischen Systems unmittelbar folgen. In den meisten Fällen verlaufen die Schaltvorgänge so rasch, daß sie von den üblichen Meßgeräten nicht angezeigt werden können, weil ihr Meßwerk eine zu große mechanische Trägheit besitzt. Von diesem Übelstand sind die Oszillographen frei, sie sind deshalb praktisch zur quantitativen Untersuchung elektrischer Schaltvorgänge geeignet. Allerdings besitzt der meist benutzte Schleifenszillograph immer noch eine merkbare Trägheit des schwingenden Systems (maximale Eigenfrequenz etwa $6000 \div 10\,000$ Hertz). Demnach zeichnet der Oszillograph nur diejenigen Vorgänge unverzerrt auf, die in Zeiten von der Größenordnung der Schleifenschwingungsdauer, also $\frac{1}{10\,000} \div \frac{1}{6\,000}$ sec, nur unmerklich fortschreiten. Diese einschränkende Voraussetzung ist bei der Mehrzahl der quasistationären Schaltvorgänge in Starkstromnetzen erfüllt; auch viele Einschwingvorgänge des Telefon- und Telegraphenbetriebes können auf Grund dieser Verhältnisse noch hinreichend genau mit dem Schleifenszillographen aufgenommen werden. Will man noch schneller verlaufende Erscheinungen untersuchen, so muß man zum Kathodenstrahl-Oszillographen übergehen, der praktisch völlig trägheitsfrei ist.

Aufnahme der Schaltvorgänge mit dem Oszillographen. Bei der oszillographischen Aufnahme von Schaltvorgängen muß man streng darauf achten, daß die den Meßschleifen zugeführten Ströme ein getreues Abbild der aufzunehmenden Betriebsgrößen darstellen. Diese Bedingung ist nicht immer leicht zu erfüllen. Besondere Vorsicht ist beim

¹⁾ Literatur: Rüdénberg, R., Elektrische Schaltvorgänge, Berlin: Julius Springer 1926. — Fraenckel, A., Theorie der Wechselströme, Berlin: Julius Springer 1930.

Einbau von Strom- und Spannungswandlern geboten, die unter Umständen die elektrischen Größen von der Primärseite nur erheblich verzerrt auf die Sekundärseite übersetzen. Man wendet daher, besser zur Anpassung der Schleifenempfindlichkeiten an die gegebenen Ströme und Spannungen nur induktions- und kapazitätsfreie Vor- und Nebenwiderstände an.

Diesem Grundsatz entspricht die Schaltung nach Bild 137, die für alle Versuche beibehalten wird; in den als „Meßobjekt“ bezeichneten

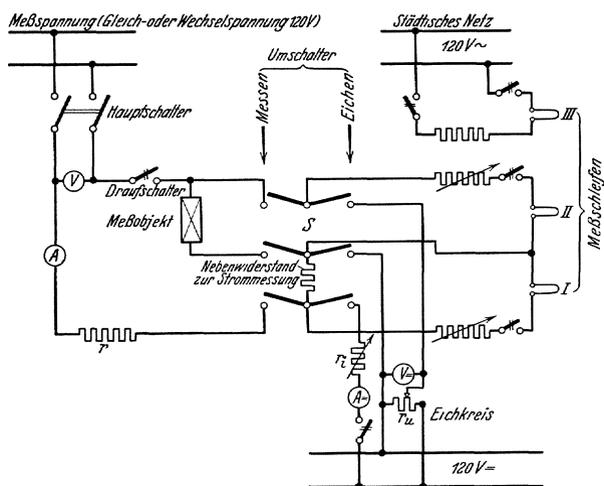


Bild 137. Aufnahme von Schaltvorgängen mit dem Schleifenoszillographen.

Platz wird der jeweils zu untersuchende Apparat eingeschaltet. Die Schleifen I und II des Oszillographen sind durch Anschluß an das Meßobjekt für die Aufnahme von Strom und Spannung eines Schaltvorganges vorgesehen. Die dritte Schleife liegt (über geeignete Vorwiderstände) an der Spannung des städtischen Netzes; man erhält durch diese Maßnahme einen bequemen Zeitmaßstab für die Auswertung der Oszillogramme. Um außerdem einen Strom- und Spannungsmaßstab zu gewinnen, benutze man die in Bild 137 vorgesehenen Eichkreise der Schleifen. Durch Umlegen des Umschalters S nach rechts werden die Meßschleifen auf je einen Gleichstromkreis ($120\text{ V}_{\underline{\quad}}$) geschaltet, dessen Betriebsgrößen durch Drehspulmeßgeräte $V_{\underline{\quad}}$ und $A_{\underline{\quad}}$ bestimmt werden. Den entsprechenden Ausschlag der Meßschleifen kann man entweder auf der Beobachtungstrommel maßstäblich abgreifen, oder man kann ihn auf dem photographischen Papier fixieren; er erscheint dann dort als eine Parallele zur Abszissenachse.

Da die Schaltvorgänge sehr rasch verlaufen, kann man die nur einmalig auf der Beobachtungstrommel durchlaufenen Lichtkurven nicht mit dem Auge festhalten. Man ist daher auf die photographische Momentaufnahme angewiesen; dabei kann man entweder einen lichtempfindlichen Film ablaufen lassen, oder, wie bei den folgenden

Versuchen, ein genügend lichtempfindliches Oszillographenpapier während eines Umlaufes der Trommel belichten.

Um die Empfindlichkeit der Schleifen und die Drehgeschwindigkeit der Trommel von vornherein einigermaßen richtig einzustellen, regelt man vor der Aufnahme des Schaltvorganges bei geöffnetem Schalter *S* nach Schließen des Hauptschalters und des Draufschalters die stationären Betriebsgrößen des Meßobjektes ein. Hierauf schaltet man durch Einlegen von *S* die Meßschleifen I und II ein und beobachtet auf der Beobachtungstrommel die entstehenden Kurvenbilder. Durch vorsichtiges Regeln der vor den Schleifen liegenden Widerstände lassen sich die Ausschläge auf einen passenden Wert bringen. Man überlege sich an Hand der physikalischen Gesetze des aufzunehmenden Schaltvorganges, ob die vorübergehenden Ströme des Schaltvorganges in den Meßschleifen größer oder kleiner als die stationären Werte werden; demgemäß müssen die stationären Ausschläge groß oder klein gewählt werden. Die Empfindlichkeit der Apparatur ist damit festgelegt; durch Umlegen des Schalters *S* werden die Schleifen, wie oben angegeben, für die gewählten Widerstandsgrößen geeicht. Danach schätze man auf Grund der Gesetze des Schaltvorganges die Zeit ab, die erforderlich ist, bis die stationären Vorgänge merklich erreicht sind. Diese Zeit, in 50stel Sekunden ausgedrückt, liefert die Zahl voller Schwingungen des städtischen Netzes während der Dauer des Schaltvorganges. Man schaltet die Meßschleife III ein und regelt die Drehzahl des Oszillographenmotors solange, bis die berechnete Zahl voller Schwingungen auf etwa eine volle Umdrehung der Aufnahmetrommel kommt. Nötigenfalls kann man mittels eines Rädervorgeleges die Umdrehung der Trommel auf $\frac{1}{10}$ oder $\frac{1}{100}$ der Motordrehzahl erniedrigen.

Nach allen diesen Vorbereitungen kann man den Schaltvorgang selbst aufnehmen. Man öffnet zunächst den Draufschalter des Hauptkreises und legt den Spiegel des Oszillographen in die Photographierstellung. Dann läßt man den Oszillographenmotor mit der vorher eingeregelter Drehzahl laufen und betätigt gleichzeitig den Momentverschluß der Oszillographentrommel und den Draufschalter; die am städtischen Netz liegende Schleife III bleibt während der Aufnahme eingeschaltet.

Die Zahl der praktisch wichtigen Schaltvorgänge ist sehr groß; hier können nur wenige, einfache Beispiele untersucht werden.

1. Einschalten einer Luftdrosselspule mit Gleichstrom.

Zubehör: 1 Drosselspule $L = 1 \text{ H}$ } Meßobjekt
 $R \approx 50 \Omega$ }

$r =$ Regelbarer Widerstand 380Ω , 3 Amp.,

$V =$ Drehspul-Spannungszeiger 120 Volt,

$A =$ Drehspul-Stromzeiger 1 Amp.

Schaltung nach Bild 137/8.

Theoretische Grundlagen: An eine Drosselspule vom Widerstand R und von der Induktivität L wird über den Vorwiderstand r durch Ein-

legen des Schalters S nach dem Schema Bild 138 plötzlich die Gleichspannung U gelegt. Beobachtet wird durch oszillographische Aufnahme der zeitliche Verlauf des Magnetisierungsstromes i der Drossel und ihrer Klemmspannung u_L .

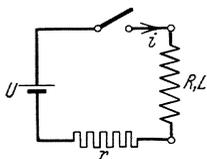


Bild 138. Einschalten einer Luftdrosselspule.

Die Theorie dieses Schaltvorganges geht von der Differentialgleichung des Stromes aus

$$U = i(r + R) + L \frac{di}{dt}. \tag{9}$$

Im Einschalt Augenblick ($t = 0$) ist $i = 0$; dieser Anfangsbedingung genügt die folgende Lösung der Differentialgleichung

$$i = \frac{U}{r + R} \left(1 - e^{-\frac{r + R}{L} t} \right) \tag{10}$$

Der Strom nähert sich also mit der Zeitkonstanten $T = \frac{L}{r + R}$ exponentiell seinem Endwert $i_\infty = \frac{U}{r + R}$, so daß allgemein für alle Drosselspulen gilt

$$\frac{i}{i_\infty} = 1 - e^{-\frac{t}{T}} \tag{11}$$

Dabei ist die wirksame Zeitkonstante des Kreises nach Bild 138 im Verhältnis $\frac{L}{r + R}$ kleiner als die Eigenzeitkonstante $T_L = \frac{L}{R}$ der Drosselspule; durch den Vorwiderstand wird somit der Ablauf des Schaltvorganges beschleunigt. Für die Spannung u_L an der Drosselspule gilt die Beziehung

$$\frac{u_L}{U} = \frac{T}{T_L} + \left(1 - \frac{T}{T_L} \right) e^{-\frac{t}{T}} \tag{12}$$

Im Augenblick des Einschaltens ist ($t = 0$)

$$\left(\frac{u_L}{U} \right)_0 = 1 \tag{13}$$

Die stationäre Spannung ergibt sich aus ($t = \infty$)

$$\left(\frac{u_L}{U} \right)_\infty = \frac{T}{T_L} < 1 \tag{14}$$

Mithin folgt für die Überspannung am Anfang:

$$\frac{(u_L)_0}{(u_L)_\infty} = \frac{T_L}{T}. \tag{15}$$

Man zeichne sich den Verlauf von Strom und Spannung nach den aufgestellten Gleichungen auf und vergleiche das Ergebnis mit den Oszillogrammen!

2. Einschalten der Feldspule einer Gleichstrommaschine.

Der Versuch wird in der Schaltung nach Bild 138 ausgeführt, wobei an Stelle der Drosselspule die Feldwicklung einer Gleichstrommaschine angeschlossen wird. Der Stromverlauf hängt von dem Widerstand R und der Magnetisierungskurve $\Phi = f(i)$ des Feldkreises nach der Differentialgleichung ab

$$U = i(R + r) + w \frac{d\Phi(i)}{dt} = i(R + r) + w \frac{d\Phi(i)}{di} \frac{di}{dt} \tag{16}$$

Durch Trennung der Variablen erhält man

$$dt = \frac{w \left(\frac{d\Phi}{di} \right) di}{U - i(R + r)}; \quad t = \int_0^i \frac{w \left(\frac{d\Phi}{di} \right) di}{U - i(R + r)} \tag{17}$$

Nun ist die Induktivität $w \left(\frac{d\Phi}{di} \right)$ nach Bild 139 anfangs relativ klein, erreicht dann rasch einen Höchstwert und nimmt dann mit wachsender Sättigung wieder ab. Daher steigt der Strom anfangs wie bei dem Einschalten der Luftdrossel längs des Stückes AB in Bild 140 an; im Gebiete der größten Induktivität verringert sich seine Anstiegsgeschwindigkeit erheblich (Kurvenstück BC), um dann im Sättigungsgebiete wieder rasch zuzunehmen (Kurvenstück CD). Bei der Annäherung an den stationären Zustand $U = i_\infty (R + r)$ wird aber dann die treibende Spannung so klein, daß der Strom sich nur schleichend seinem Grenzwert nähert. Durch die eigentümliche Wirkung der veränderlichen Induktivität kommt daher ein stufenförmiger Verlauf des Stromes zustande.

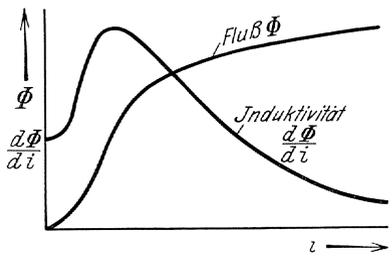


Bild 139. Induktivität einer Eisenspule.

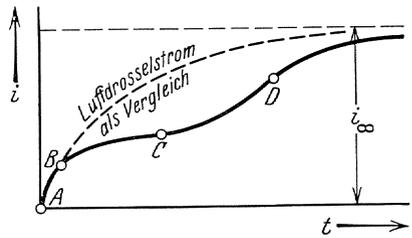


Bild 140. Einschaltstrom einer Eisendrossel.

3. Abschalten einer gleichstromerregten Feldspule.

Das Abschalten einer gleichstromerregten Feldspule geschieht in der Schaltung nach Bild 137 durch Ziehen des Schalters S . Würde hierbei der Strom und damit der Fluß sich plötzlich um einen endlichen Betrag verringern, so würde nach dem Induktionsgesetz gleichzeitig eine unendlich große Spannung an der Spule entstehen, die die Spule zerstören würde. Tatsächlich ändert sich aber der Strom stetig, indem die am Schalter entstehende hohe Spannung den Luftweg am Schalter vorbeier-

gehend durch einen Lichtbogen überbrückt. Für den Abschaltvorgang der Feldspule ist daher außer den Daten der Spule und des Vorwiderstandes die Lichtbogenspannung u_b maßgebend. Sie hängt sowohl von der Lichtbogenstärke i , als auch von der Länge l des Lichtbogens ab und wird daher auch durch die mechanische Geschwindigkeit der Schaltbewegung beeinflußt. Diese Verhältnisse lassen sich übersehen, wenn wir die wirklich während des Abschaltvorganges durchlaufene Kennlinie $u_b = f(i)$ nach Bild 141 als bekannt voraussetzen. Denn dann lautet die Differentialgleichung des Abschaltvorganges:

$$U = i(r + R) + u_b + \left(\frac{d\Phi}{di}\right) \frac{di}{dt} \tag{18}$$

Es gilt also

$$dt = \frac{\left(\frac{d\Phi}{di}\right) \cdot di}{U - i(r + R) - u_b}; \quad t = \int_{i_0}^i \frac{\frac{d\Phi}{dt} di}{U - i(r + R) - u_b} \tag{19}$$

dabei bedeutet jetzt i_0 den Strom vor dem Abschalten. Damit der Strom sich tatsächlich verringert ($di < 0$), muß die Bedingung erfüllt sein.

$$U - i(r + R) - u_b < 0; \quad U - i(r + R) < u_b$$

Die Lichtbogenkennlinie muß nach Bild 141 stets oberhalb der Widerstandslinie

$$U - i(R + r)$$

liegen; andernfalls bleibt der Lichtbogen zwischen den Schaltkontakten stehen und brennt stabil weiter. Falls die genannte Abschaltbedingung erfüllt ist, tritt beim endgültigen Erlöschen des Lichtbogens ($i = 0$) an der Feldspule die Spannung

$$u_l = U - u_{b(i=0)}$$

Sie gleicht hiernach der Differenz aus der Betriebsspannung und der „Zündspannung“ des Lichtbogens; da diese ein Vielfaches der Netzspannung sein muß (warum?), entstehen beim Abschalten erhebliche Überspannungen.

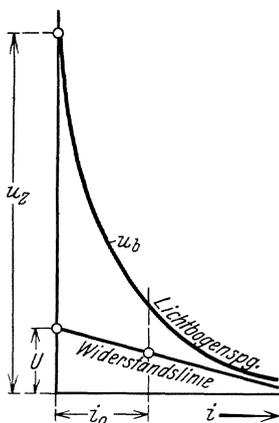


Bild 141. Charakteristik einer Schaltung mit Lichtbogenbildung.

Nach Erlöschen des Lichtbogens sollte man erwarten, daß die Spannung sprunghaft auf Null heruntergeht. Das Oszillogramm läßt jedoch ein allmähliches Absinken der Spannung nach einer exponentialähnlichen Kurve erkennen. Diese Erscheinung ist den Wirbelströmen im Eisen des Feldsystems zuzuschreiben, die auch nach dem Erlöschen des Spulenstromes das Feld noch kurzzeitig aufrecht erhalten.

4. Einschalten einer Drosselspule mit Wechselstrom.

Wird in der Schaltung nach Bild 138 die Gleichspannung durch eine Wechselspannung ersetzt,

$$u = u_{\max} \cdot \cos(\omega t - \psi); \quad 0 < \psi < \pi$$

so folgt der Einschaltstrom aus der Differentialgleichung

$$i(r + R) + L \frac{di}{dt} = u_{\max} \cdot \cos(\omega t - \psi) \quad (20)$$

die Lösung dieser Gleichung, welche für den Einschaltaugenblick $t = 0$ die Anfangsbedingung $i = 0$ befriedigt, lautet

$$i = \frac{u_{\max}}{\sqrt{(r+R)^2 + \omega^2 L^2}} \cdot \left[\cos(\omega t - \psi - \varphi) - \cos(\psi + \varphi) e^{-\frac{r+R}{L} t} \right]$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{r+R} \quad (21)$$

Führt man die stationäre Stromamplitude $i_{\max \infty}$ und die Zeitkonstante T ein, so kann man einheitlich für alle Drosselspulen schreiben

$$\frac{i}{i_{\max \infty}} = \cos(\omega t - \psi - \varphi) - \cos(\psi + \varphi) e^{-\frac{t}{T}} \quad (22)$$

$$= \cos(\omega T \cdot \frac{t}{T} - \psi - \varphi) - \cos(\psi + \varphi) e^{-\frac{t}{T}};$$

$$\varphi = \arctg \omega T$$

In der Regel ist ωT eine sehr große Zahl (warum?); daher tritt der Höchstwert i_s des Stromes merklich zur Zeit $\omega t_0 = \psi + \varphi$ in der Größe auf

$$\left| \frac{i_s}{i_{\max \infty}} \right| = 1 - \cos(\psi + \varphi) e^{-\frac{\psi + \varphi}{\omega T}}$$

oder, da unter den angenommenen Verhältnissen $\varphi \approx \frac{\pi}{2}$ ist,

$$\left| \frac{i_s}{i_{\max \infty}} \right| = 1 + \sin \psi \cdot e^{-\frac{\psi + \frac{\pi}{2}}{\omega T}} \quad (23)$$

Wenn die Spannung mit ihrem Höchstwert einsetzt ($\psi = 0$), ist hiernach kein Überstrom zu erwarten; dagegen kann im ungünstigsten Fall der im Schaltmoment durch Null gehenden Spannung ($\psi = \frac{\pi}{2}$) der Strom vorübergehend bis zum nahezu zweifachen der stationären Amplitude anwachsen. Dieses paradoxe Ergebnis läßt sich aus dem Induktionsgesetz verstehen, welches die angelegte Spannung nicht mit dem Strom selbst, sondern mit seiner Änderungsgeschwindigkeit verknüpft. Man hat demnach im Einschaltstrom jedenfalls einen schwingenden Anteil der erzwungenen Frequenz zu erwarten, dessen Stärke nur von der aufgedrückten Spannung abhängt; darüber lagert sich ein außerordentlich langsam verklingender Strom ohne merkliche induktive Wirkungen, der den erzwungenen Strom im Einschaltaugenblick zu Null zu ergänzen hat.

Man prüfe die abgeleiteten Beziehungen durch mehrmalige oszillo-graphische Aufnahme dieses Einschaltvorgangs, wobei der Winkel ψ von selbst sich ändert.

5. Einschalten einer Eisendrossel mit Wechselstrom.

Beim Anlegen einer Wechselspannung an eine Eisendrossel entstehen heftige Überströme, die sich im praktischen Netzbetrieb beim Einschalten leerlaufender Transformatoren störend bemerkbar machen.

Da hierbei der Blindwiderstand stets groß gegen den Wirkwiderstand ist, darf man von diesem in erster Näherung ganz absehen. Man erhält dann aus dem Induktionsgesetz die Differentialgleichung des Spulenflusses

$$\frac{d\Phi}{dt} = u_{\max} \cdot \cos(\omega t - \psi)$$

Im Einschaltaugenblick ($t = 0$) ist $\Phi = 0$. Diese Anfangsbedingung erfüllt folgende Lösung der Differentialgleichung

$$\Phi = \frac{u_{\max}}{\omega} [\sin(\omega t - \psi) + \sin \psi] \quad 0 < \psi < \pi$$

Darin ist $\frac{u_{\max}}{\omega}$ die stationäre Amplitude $\Phi_{\max \infty}$ des Spulenflusses, so daß gilt

$$\frac{\Phi}{\Phi_{\max \infty}} = \sin(\omega t - \psi) + \sin \psi \tag{24}$$

Der Spulenfluß erreicht also seinen Höchstwert Φ_s zur Zeit $\omega t_o = \psi + \frac{\pi}{2}$ im Betrage

$$\frac{\Phi_s}{\Phi_{\max \infty}} = 1 + \sin \psi \tag{25}$$

Man erkennt hieraus, daß der Höchstwert des Flusses je nach dem Einschaltaugenblick bis zum zweifachen seiner stationären Amplitude an-

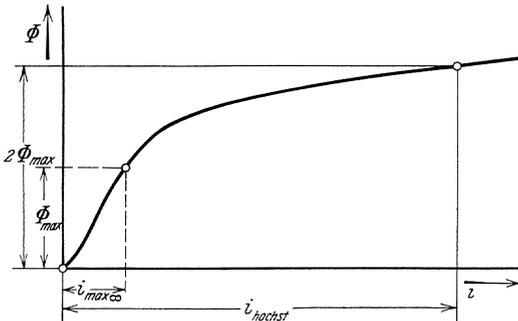


Bild 142. Magnetisierungskurve der Eisendrossel.

wachsen kann, in völliger Analogie mit dem Verhalten des Stromes bei der Luftdrossel. Allein während dort Fluß und Strom einander proportional waren, sind diese beiden Größen jetzt durch die gekrümmte Magnetisierungskennlinie der Eisendrossel nach Bild 142 verknüpft. Daher entspricht dem doppelten

Flußwert $2\Phi_{\max}$ ein hohes Vielfaches der normalen Magnetisierungsstromamplitude $i_{\text{höchst}}$, so daß der Einschaltstrom sogar den Nennstrom des Transformators bedeutend übertreffen kann.

Unter dem Einfluß des Wirkwiderstandes der Eisendrossel wird der Höchstwert des Flusses etwas kleiner als nach der oben genannten Formel, so daß der Höchstwert des Stromes durch die Konstruktion nach Bild 142 überschätzt wird. Außerdem nähert sich der Fluß nach einer exponentialähnlichen Kurve rasch seinem stationären Wert, so daß die Stromspitzen noch erheblich rascher verklingen.

6. Abschalten eines Schwingungskreises.

Zubehör:

$L = 1$ Henry-Spule,

$C = 10 \mu\text{F}$ -Kondensator.

Die Schaltung erfolgt nach der Anordnung des Bildes 137, wobei als Meßobjekt die Induktivität L eingeschaltet wird; jedoch wird zu der Drossel und dem Nebenwiderstand zu Stromschleife des Oszillographen der Kondensator C nach Bild 143 parallel geschaltet. Dadurch erreicht man, daß beim Ziehen des Schalters S der Strom in L nicht völlig unterbrochen wird; vielmehr kann sich der Spulenstrom jetzt in den Kondensator C

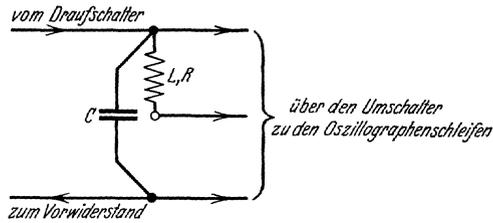


Bild 143. Einschaltung eines Schwingkreises.

hinein entladen. Diesen Vorgang beschreibt die Gleichung des aus der Spule und dem Kondensator bestehenden Schwingungskreises

$$L \frac{di}{dt} + R i + \frac{1}{C} \int i dt = 0 \quad (26)$$

Da der Ohmsche Spannungsabfall meist klein im Verhältnis zur induktiven Spannungskomponente ist, kann man näherungsweise den Anfangswert der Kondensatorspannung vernachlässigen. Der Strom verklingt dann von seinem Anfangswert i_0 nach einer gedämpften Schwingung

$$i = i_0 \cdot e^{-\frac{R}{2L} t} \cdot \cos \omega t; \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (27)$$

während der Verlauf der Kondensatorspannung durch

$$u_c = \sim i_0 \cdot Z \cdot e^{-\frac{R}{2L} t} \sin \omega t; \quad Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (28)$$

gegeben ist.

146. Messungen mit der Braunschen Röhre.

Zubehör für den allgemeinen Aufbau nach Bild 144 :

$Br R$ Braunsche Röhre,

V_1 Drehspul-Spannungsmesser für 750 Volt,

V_2 „ „ „ „ 150 Volt,

A_1 Drehspul-Strommesser mit Nebenwiderstand für 1,5 Amp.,

- A_2 Wechselstrommesser für 5 Amp.,
 R_1, R_2 Schiebewiderstand von 380 Ω , 3 Amp.,
 R_3 " " " 5000 Ω ,
 R_4 Hochohmwid. von 10 000 Ω ,
 R_5 Schiebewiderstand von 4 Ω , 2 Amp.,
 L_1 Induktivität ohne Eisen von 0,1 H,
 L_2 " mit Eisen,
 L_3 Spule mit geschlossenem Eisenring,
 Dr Drosselspule,
 $S_1 \dots S_4$ zweipolige Hebelschalter,
 S_5 dreipoliger Hebelschalter.

Für die Sonderschaltungen nach Bild 145 bis 148:

- V_3 Wechselspannungsmesser (Dreheisen) für 25 Volt,
 V_4 " " für 120 Volt,
 R_6 Schiebewiderstand von 800 Ω ,
 R_7 " " 7000 Ω ,
 R_8 Induktionsfreier Widerstand von 100 Ω , 1 Amp.,
 C Kondensator von 4 μF ,
 C' " " 0,25 μF ,
 C'' Kondensatorbatterie von 5 · 4000 cm,
 C_3 Kondensator von 2 μF ,
 LB Bogenlampe.

Allgemeine Grundlagen. Die Braunsche Röhre, mit der gearbeitet werden soll, besitzt eine Glühkathode in einer Ausführung nach v. Ardenne.¹⁾ Der Glühfaden ist von einem metallischen Zylinder umgeben, der eine negative Vorspannung gegen die Kathode von etwa $\frac{1}{10}$ der Anodenspannung bekommt. Auf die Kathode folgt die kreisförmige Anode, die in der Mitte durchbohrt ist. Dahinter liegen zwei Plattenpaare C_1 und C_2 , deren Ebenen senkrecht zueinander stehen. Die Röhre ist mit Argon von etwa 0,01 mm Hg-Druck gefüllt.

Die aus dem dunkelglühenden Oxyd-Heizfaden ausgestrahlten Elektronen werden durch die abstoßende Wirkung des negativ vorgespannten Zylinders zu einem schmalen Bündel konzentriert, das durch die Anodenspannung angezogen wird, so daß ein schmales Kathodenstrahlbündel durch die Bohrung der Anode hindurch auf den mit Kalzium-Wolframat bestrichenen Leuchtschirm fällt. Der entstehende leuchtende Kathodenfleck kann durch geeignete Änderung der Zylinderspannung vollkommen scharf eingestellt werden.

Die Braunsche Röhre ist ein trägheitsloser, daher grundsätzlich für alle Frequenzen brauchbarer Kathodenstrahl-Oszillograph; das Kathodenstrahlbündel kann entweder durch das magnetische Feld einer stromdurchflossenen Spule oder durch das elektrische Feld eines kleinen in das Rohr eingeführten Plattenkondensators abgelenkt werden. Bei der vorhandenen Röhre geschieht die Ablenkung durch zwei senkrecht zueinander stehende Plattenpaare. Legt man daher an ein Plattensystem eine Wechselspannung, so wird der Kathodenfleck zu

¹⁾ Ardenne, Verstärkerneßtechnik. Berlin: Julius Springer 1929. S. 83.

einer graden Linie senkrecht zur Plattenfläche in Richtung des elektrischen Feldes ausgezogen. Legt man an beide Plattenpaare je eine Spannung gleicher Frequenz und gleicher Phase, so entsteht eine geneigte grade Linie. Die Neigung hängt von dem Verhältnis der beiden Spannungen ab. Legt man an die Plattensysteme zwei phasenverschobene sinusförmige Spannungen, so entstehen Ellipsen bzw. Kreise. Aus der Lage der Ellipse gegen die Koordinatenachsen (Achsen der Plattenpaare) kann die Phasenverschiebung ermittelt werden. Bei verzerrten Kurven sind die Figuren entsprechend verzerrt. Ist nur die eine Spannung sinusförmig, die andere beliebig verzerrt von gleicher, doppelter dreifacher Grundfrequenz, so erhält man stillstehende sogenannte Lissajousche Figuren, aus denen man die Kurvenform konstruieren kann. Legt man an das eine Plattenpaar eine Spannung, die periodisch proportional mit der Zeit anwächst und dann plötzlich abbricht, so erhält man die Kurvenform in der üblichen Darstellung in rechtwinkligen Koordinaten. Macht man die Spannungen der Plattensysteme proportional irgendwelchen anderen Größen, z. B. dem Strom J , dem Fluß Φ oder dgl., so können die verschiedensten Charakteristiken aufgenommen werden.

Versuche. Den für alle Versuche gleichen Schaltungsaufbau der Braunschen Röhre zeigt Bild 144. Die Anodenspannung wird einer

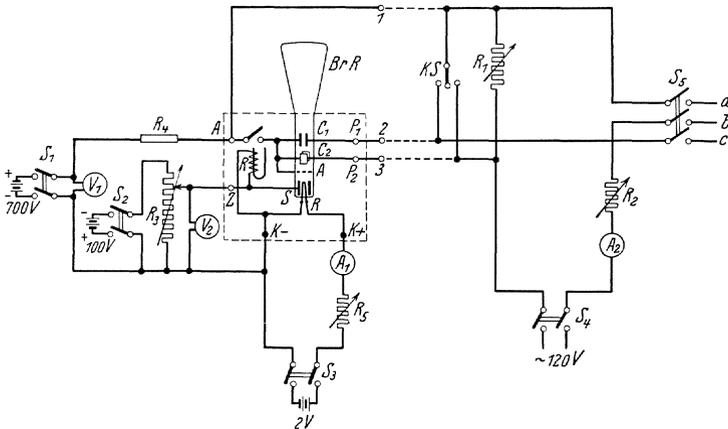


Bild 144. Kurvenaufnahmen mit der Braunschen Röhre.

700 Volt-Akkumulatorenbatterie, die Zylinderspannung einer 100 Volt-Batterie, die Heizspannung einem Akkumulator von 2 Volt entnommen. Mit dem Widerstand R_5 wird der Heizstrom auf den normalen, auf der Röhre angegebenen Wert gebracht. (Vorsicht! Nicht überheizen!) Dann wird die negative Zylinderspannung angelegt und mit dem Spannungsteiler R_3 auf etwa 70 Volt, gemessen an V_2 , eingestellt. Diese Spannung muß mit richtiger Polung vor dem Einschalten der Anodenspannung angelegt werden, da sonst die Röhre zerstört werden kann. Um diese Reihenfolge zu sichern und Fehler der Bedienung auszuschalten, ist ein polarisiertes Relais R eingebaut, das

durch die Zylinderspannung betätigt wird und den Anodenkreis durch Schließen eines Hilfsschalters vorbereitet. Außerdem liegt im Anodenkreis ein 10 000 Ohm Widerstand R_4 , der unzulässige Erhöhungen des Anodenstroms abdrosseln soll. Nach Einschalten der Anodenspannung mittels des Schalters S_1 erscheint auf dem Schirm ein bläulicher Kathodenfleck, der durch vorsichtiges Ändern der Zylinderspannung (nicht unter 50 Volt verkleinern!) scharf eingestellt wird.

Um den Kathodenfleck, wenn keine Ablenkungsspannungen vorhanden sind, auf die Schirmmitte zu bekommen, sind folgende Maßnahmen nötig:

1. Um unbeabsichtigte Aufladungen der Plattensysteme und dadurch hervorgerufene Ablenkungen des Kathodenstrahls zu vermeiden, muß bei allen Aufnahmen je eine Platte der Systeme C_1 und C_2 mit der Anode direkt verbunden sein. Wird ein Plattensystem nicht benutzt, so muß es kurzgeschlossen werden, damit sich dazwischen kein statisches Feld ausbilden kann.

2. Da der Kathodenstrahl schon durch schwache magnetische Felder senkrecht zur Richtung der magnetischen Feldstärke abgelenkt wird, ruft das Erdfeld eine merkliche Ablenkung hervor. Diese wird unschädlich durch Aufstellen der Röhre in Nord-Süd-Richtung unter 65° Neigung oder (bei Ausführung des Versuches) durch eine zusätzliche magnetische Ablenkung. Zu diesem Zweck wird ein kleiner Dauermagnet in der Nähe der Austrittsgegend des Strahlenbündels verschoben, bis der Kathodenfleck auf die Mitte des Schirmes fällt.

Nach erfolgter Einstellung werden die zu untersuchenden Wechselspannungen an die Plattensysteme 1—2 bzw. 1—3 gelegt. Bei den Einzelschaltungen Bild 145 und Bild 149 werden die Punkte 1, 2, 3 direkt mit den entsprechenden Punkten 1, 2, 3 verbunden. Bei den Einzelschaltungen Bild 146 bis 148 wird zunächst der rechte Teil von Bild 144 angeschlossen, während die Einzelschaltungen an die Punkte a , b , c angeschlossen werden. In diesem Fall geht der Hauptstrom durch R_1 , R_2 und die Belastung zwischen a — b . Als Plattenspannung wird abgegriffen 1) die Spannung an R_1 und 2) die Spannung an a — c , die in Bild 146 die volle Spannung a — b , in Bild 147 und 148 nur eine Teilspannung von a — b ist.

Die Aufnahme der Kurven erfolgt bei sämtlichen Versuchen durch Nachzeichnen, indem man durchscheinendes Papier vor den Kolben hält und die Kathodenstrahlfigur durchpaust. Durch abwechselndes Kurzschließen je eines Plattenpaares mittels KS erhält man die Koordinatenachsen.

Vor jedem Umbau muß die Schaltung neu abgenommen werden. Jede erste Einschaltung der Röhre (auch nach einfachen Umschaltungen) darf nur in Anwesenheit eines Assistenten erfolgen.

Aufzunehmen ist:

1. Eichung der Braunschen Röhre. Bild 145.

Für die Eichung werden an beide Plattensysteme nacheinander Gleichspannungen von 0 bis 30 Volt angelegt. Die Größe des Ausschlags

wird in Abhängigkeit von der angelegten Spannung gemessen und als Kurve dargestellt. Die Eichung ist mit sinusförmigem Wechselstrom von 50 Hertz zu wiederholen. (Die maximale Ablenkung entspricht der Amplitude der Spannung). Wegen der Trägheitslosigkeit gilt die Eichung auch für Mittel- und Hochfrequenz.

2. Aufnahme von Strom-Spannungscharakteristiken. Bild 146.

Der Ausschlag a_1 des Plattensystems C_1 ist proportional der Spannung an dem zu untersuchenden Apparat (Widerstand R_3 , Luftinduktivität L_1 , Eisenspule L_2). Der Ausschlag a_2 des Kondensators C_2 ist proportional der Spannung $i \cdot R_1$ an dem induktionsfreien Widerstand R_1 und damit proportional der Stromstärke i . Durch Ändern von R_1 und R_2 können die Größen beider Ausschläge passend eingestellt werden. Die Kurven sind nachzuzeichnen und zu diskutieren.

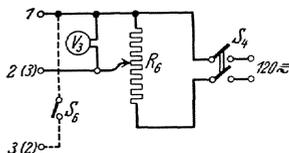


Bild 145. Schaltung für die Eichung der Braunschen Röhre.

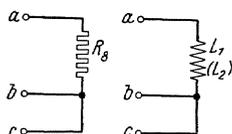


Bild 146. Strom-Spannungscharakteristik.

3. Aufnahme von Hysteresis-Schleifen. Bild 147.

Parallel zu der zu untersuchenden Eisenspule L_3 liegt eine Reihenschaltung von Widerstand R_7 und Kapazität C . Der Gesamtwiderstand dieser Reihenschaltung ist groß gegen den Spulenwiderstand, so daß gilt: $a_2 \sim i$ angenähert proportional i_L . Der kapazitive Widerstand ist klein gegen den Ohmschen Widerstand, so daß, wenn Φ der gesamte Spulenfluß ist, gilt:

$$\frac{d\Phi}{dt} = i_c \cdot R + \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt \approx i_c \cdot R$$

und

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt \approx \frac{1}{C \cdot R} \int \frac{d\Phi}{dt} dt = \frac{1}{C \cdot R} \cdot \Phi.$$

Mithin ist

$$a_2 \sim u_c \sim \Phi$$

Unter den obigen Voraussetzungen (deren Zulässigkeit an Hand der eingestellten Größen nachzuprüfen ist) sind die Ablenkungen den Größen Φ und i proportional, so daß die Magnetisierungsschleife aufgenommen wird. Es sind mit allmählicher Steigerung der Stromstärke verschiedene Kurven aufzunehmen. Für jede Kurve ist die maximale Induktion anzugeben aus

$$U = 4,44 \cdot f \cdot w \cdot S \cdot B_{\max}$$

4. Fakultativ können aufgenommen werden:

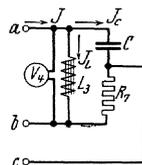


Bild 147. Aufnahme der Hysteresisschleife.

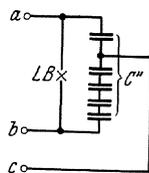


Bild 148. Charakteristik eines Wechselstrom-Lichtbogens.

a) Dynamische Charakteristik eines Wechselstromlichtbogens nach Bild 148,

b) Strom-Spannungscharakteristik eines tönenden Lichtbogens nach Bild 149.

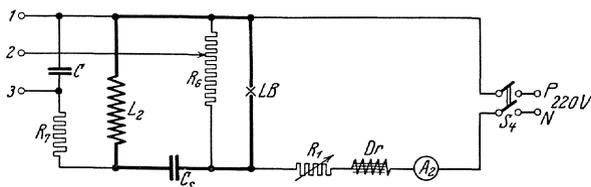


Bild 149. Charakteristik eines tönenden Lichtbogens.

147. Klirrzahlmessung.

Theorie: Nach Fourier (s. S. 178) kann eine periodische Kurve von beliebiger Kurvenform in eine Reihe von Sinusschwingungen mit den Effektivwerten U_1, U_2, U_3, \dots zerlegt werden. Unter der Klirrzahl k einer solchen Kurve versteht man das Verhältnis des Effektivwertes aller Oberwellen zum Effektivwert der Grundwelle:

$$k = \frac{U_{ob}}{U_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \quad (29)$$

Sie gibt also ein Maß für die Abweichung der Kurve von der Sinus-Form.

Man kann die Oberwellenspannung U_{ob} direkt messen, indem man die Grundwelle durch eine Kondensator-kette (s. Bild 53, S. 64) eliminiert, die mit ihrem Wellenwiderstand reflexionsfrei abgeschlossen ist. Diese Kette läßt alle Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz (s. S. 65)

$\omega_g = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{LC}}$ fast ungedämpft hindurch, während die Frequenzen

unterhalb der Grenzfrequenz nur mit sehr starker, mit der Entfernung von der Grenzfrequenz exponentiell anwachsender Dämpfung durchgelassen werden. Man hat mithin die Grenzfrequenz der Kette so zu wählen, daß sie zwischen der Grundfrequenz und der tiefsten Oberwelle der zu untersuchenden Kurve liegt. Wäre dann die Dämpfung im Sperrgebiet wirklich unendlich groß, so würde ein am Ende der Kette liegender Wechselspannungsmesser unmittelbar die Oberwellenspannung $U_e = U_{ob}$ messen. Am Anfang der Kette mißt man die gesamte Effektivspannung $U_a = U_{eff} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}$, bekäme also daraus den Klirrfaktor

$$k = \frac{U_{ob}}{U_1} = \frac{U_{ob}}{\sqrt{U_{eff}^2 - U_{ob}^2}} = \frac{U_e}{\sqrt{U_a^2 - U_e^2}} \quad (30)$$

Der wirkliche Verlauf des Übertragungsverhältnisses weicht nun von diesem Idealbild ab.

Der Wellenwiderstand der Kette ist frequenzabhängig; mit einem solchen müßte man also die Kette abschließen, wenn die Wellen reflexions-

frei hindurchgehen sollen. Das ist, da ja eine ganze Reihe von Oberschwingungen hindurchgehen sollen, praktisch unmöglich. Man benutzt deshalb besser ein sogenanntes Hoytglied, das seinerseits mit genügender Genauigkeit mit einem induktionsfreien Widerstand abzuschließen ist (vgl. S. 86, 87). Eine solche Anordnung arbeitet in einem angebbaren Frequenzbereich praktisch reflexionsfrei. Bild 150 zeigt eine solche mit einem passenden Hoytglied abgeschlossenen Kondensatorkette. Dieses Glied hat die Eigenschaft, daß im größten Teil des Durchlaßbereiches, nämlich für

$$1,23 < \frac{f}{f_g} < \infty$$

der Eingangswellenwiderstand praktisch gleich dem Widerstand der Kondensatorkette, der Ausgangswiderstand dagegen gleich dem konstanten Wellenwiderstand $0,99 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$ ist. Diesen Widerstand muß daher das anzuschließende Meßinstrument (einschl. Vorwiderstand) haben. Bei Anwendung dieses Hoytgliedes hat man tatsächlich nur noch sehr geringe Schwankungen des Übertragungsverhältnisses. Immerhin sind die auf diese Weise gemessenen Zahlen infolge der Unvollkommenheit der Methode mit Fehlern behaftet. Bei einer Klirrzahl 0,1 kann man abschätzen, daß dieser Fehler kleiner als 8% dieses Wertes ist.

Aufbau des Klirrzahlmessers. Beim Aufbau ist darauf zu achten, daß die Spulen möglichst kopplungsfrei aufgestellt werden.

Die Kondensatorkette wird 3-gliedrig als Kettenleiter zweiter Art mit einer Reihenkapazität von $2 \mu\text{F}$ und einer Querinduktivität von 0,01 H aufgebaut (Bild 150). Die Grenzfrequenz ist

$$f_g = \frac{1}{4 \pi \sqrt{LC}} = 562 \text{ Hz.}$$

Die Daten des Hoyt-Gliedes werden: Reihenkapazität $\frac{C}{0,309} = 6,47 \mu\text{F}$;

Querkapazität $\frac{C}{0,502} = 3,98 \mu\text{F}$; Querinduktivität $3,24 \cdot L = 0,0324 \text{ H}$.

Um mit den vorhandenen Kondensatoren und Spulen auszukommen, wird gewählt: $C_{hr} = 6,5 \mu\text{F}$; $C_{ar} = 4 \mu\text{F}$ und 3 parallele Spulen von je $L_{ha} = 0,1 \text{ H}$.

Der Endwiderstand ist $0,99 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = 70 \text{ Ohm}$. Das benutzte Hitzdrahtinstrument ist mit einem entsprechenden Vorwiderstand versehen. Die Angabe des Instrumentes ist aus Eigenwiderstand und Vorwiderstand zu berechnen.

Die benutzte Nachbildung gilt für $f > 1,23 f_g = 690 \text{ Hz}$. Da in der vorliegenden Aufgabe nur Maschinenspannungen untersucht werden, daher nur ungerade Oberwellen vorhanden sein werden, muß die Grundfrequenz etwa in den Bereich von 250 bis 450 Hz liegen, damit die Grundwelle noch genügend stark gedämpft ist, die dritte Oberwelle aber schon in dem Gültigkeitsbereich liegt.

Versuche. (Bild 150.)

a) Aufnahme des Übertragungsverhältnisses einer Kondensatorkette.

Zubehör:

Widerstände für Erregung der Steuerdynamo 380 Ω (3 A)
 und 6000 Ω (0,3 A),

Widerstand für die Erregung des Wechselstromgenerators 380 Ω (3 A)

T Lufttransformator 1 : 2,

LL zwei Spulen von je 0,1 H,

R bifilarer Schiebewiderstand 15 Ω (4 A),

V_1 Hitzdrahtspannungsmesser mit Vorwiderständen für Meßbereiche 10 und 20 V.,

C_k sechs Kondensatoren von je 2 μF } Kondensatorkette
 L_k drei Induktivitäten von je 0,1 H }

C_{hr} Kondensatoren von insgesamt 6,5 μF

C_{ha} Kondensator 4 μF

L_{ha} drei Induktivitäten von je 0,01 H,

V_2 Hitzdrahtspannungsmesser mit Ergänzungsvorwiderstand, zusammen 70 Ω } Hoytglied

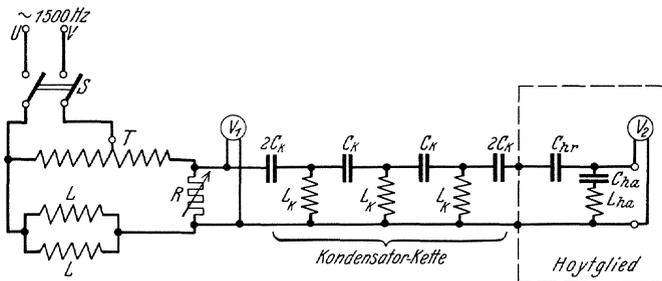


Bild 150. Übertragungsverhältnis einer Kondensatorkette.

Versuch: Zur Aufnahme des Übertragungsverhältnisses U_e/U_a von Kondensatorkette plus Hoytglied wird eine Mittelfrequenzmaschine von H & Br. benutzt, die zur einfachen Frequenzregelung in Leonardschaltung gesteuert wird (vgl. S. 88.). Die Maschinenspannung wird durch einen Lufttransformator T in Sparschaltung auf das Doppelte gesteigert. Der Sekundärkreis des Transformators ist durch eine Induktivität L von 0,05 H in Reihe mit einem kleinen Widerstand $R=0\ldots 15 \Omega$ belastet, von dessen Klemmen die Spannung für die Kondensatorkette abgegriffen wird. Durch die Verwendung des Lufttransformators und die eingeschaltete Induktivität wird erreicht, daß die Oberwellen nahezu völlig unterdrückt werden, und die Messung mit einer fast reinen Sinusspannung ausgeführt werden kann (vgl. S. 52). Die Anfangsspannung U_a wird mit dem Hitzdrahtspannungsmesser V_1 (umschaltbar auf 10 u. 20 Volt Meßbereich), die Endspannung U_e mit dem Hitzdrahtspannungsmesser V_2 (Eigenwiderstand plus Vorwiderstand gleich 70,0 Ω) gemessen. Um eine Überlastung der Meßgeräte zu ver-

meiden ist R in der Nähe der Grenzfrequenz stark zu verkleinern. Die Messung wird für die Frequenzen $200 \div 1500$ Hz. ausgeführt. Der Widerstand im Erregerkreis des Wechselstromgenerators kann während der Messung kurzgeschlossen werden.

Als Ergebnis der Messung wird das Übertragungsverhältnis der Kondensatorkette $\frac{U_e}{U_a}$ als Funktion der Frequenz f im Schaubild dargestellt und daraus für eine Grundfrequenz von ≈ 250 Hz das mittlere Übertragungsverhältnis \ddot{u}_{mittel} für den hauptsächlich in Frage kommenden Oberwellenbereich (3... 7te Oberwelle) bestimmt.

b) Messung der Klirrzahl einer verzerrten Stromkurve.

Zubehör:

wie unter a), außerdem:

C Kondensator $4 \mu\text{F}$,

R_c Schiebewiderstand 500Ω , $0,7$ Amp.,

A Hitzdrahtstrommesser $1,0$ Amp.,

V Hitzdrahtspannungsmesser 130 Volt.

Als Spannungsquelle wird ein kleiner Drehstromgenerator für 110 Volt bei 375 Hz. mit herausgeführtem Sternpunkt benutzt, der über ein Planetengetriebe ($1 : 2,5$) mit einem Gleichstrommotor für 220 Volt gekuppelt ist. Der Maschinensatz wird auf eine der Frequenz $f = 250$ Hz. entsprechende Drehzahl gebracht. Die Spannung der Drehstrommaschine darf dabei ≈ 75 Volt betragen. Die Drehstrommaschine wird nach Bild 151 durch einen Kondensator C von $4 \mu\text{F}$ und einen veränderlichen Widerstand

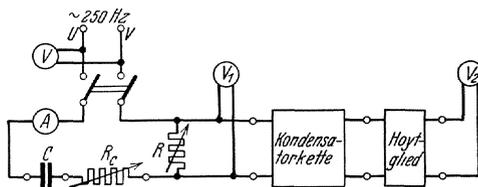


Bild 151. Klirrzahl einer verzerrten Stromkurve.

$$R_c = 0 \dots 500 \Omega$$

belastet; die an die Kondensatorkette anzulegende Spannung wird wieder vom Widerstand R abgegriffen. Durch den Kondensator wird der Generator mit einem stark verzerrten Strom belastet. Bei Änderung von R_c ändert sich bei konstanter Maschinenspannung sowohl die Kurvenverzerrung als auch die Stromstärke. In Abhängigkeit von der Stromstärke (Leistungsschild der Maschine beachten!) wird die Klirrzahl

$k = \frac{U_e / \ddot{u}_{\text{mittel}}}{\sqrt{U_a^2 - (U_e / \ddot{u}_{\text{mittel}})^2}}$ des Generatorstromes bestimmt und im Schaubild dargestellt.

c) Oberwellenmessung in der Phasenspannung einer Drehstrommaschine.

Zubehör:

wie unter b), außerdem:

R_1, R_2, R_3 Schiebewiderstände 100Ω , $1,5$ Amp. (bifilar!)

A_1, A_2, A_3 Hitzdrahtstrommesser 1 Amp.

Eine einfache Kontrollmessung für die Angaben der untersuchten Klirrzahlmeßanordnung wird mit Hilfe der unter b) benutzten Drehstrommaschine durchgeführt. Die Maschine wird symmetrisch nur mit Ohmschen Widerständen belastet (auch die Kondensatorkette stellt

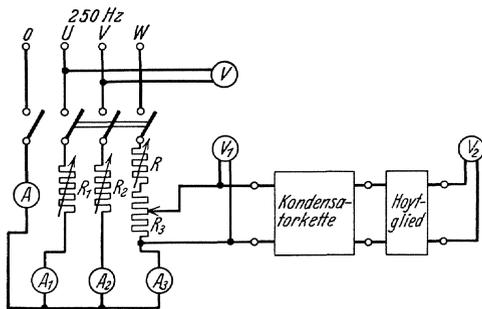


Bild 152. Oberwellenmessung an der Phasenspannung einer Drehstrommaschine.

unterhalb der Grenzfrequenz praktisch einen Ohmschen Widerstand dar). Infolge der Form der Erregerspule tritt in der von der Maschine gelieferten Phasenspannung hauptsächlich die dritte Oberwelle auf. Die Spannungen der dritten Oberwelle weisen, da sie in zwei aufeinanderfolgenden Generatorphasen um $3 \text{ mal } \frac{1}{3}$ Periode gegeneinander verschoben sind, untereinander keine Phasenverschiebung auf.

Sind Generator sowie die angeschlossene symmetrische Belastung in Stern geschaltet, so fließt, wenn man den Belastungssternpunkt mit dem des Generators verbindet, in dieser Verbindungsleitung (Nulleiter) ein Strom vom dreifachen Betrag des Phasenstromes der dritten Oberwelle. Solange der Nulleiter nicht eingeschaltet ist, folgt aus $\sum i = 0$, daß in keiner Phase ein Strom der 3. Oberwelle fließen kann. Zeigt der Spannungsmesser am Ende der Kondensatorkette auch bei geöffnetem Schalter im Nulleiter einen Ausschlag, so rührt dieser von den vorhandenen Oberwellen 5., 7., 11. usw. Ordnung her, sowie davon, daß das Übertragungsverhältnis der Kondensatorkette für die Grundwelle, $u_1 \neq 0$ ist. Bei geschlossenem Schalter im Nulleiter wird nun erstens die Klirrzahl des Stromes I einer Phase direkt gemessen, zweitens wird der 3fache Betrag I_0 der 3. Oberwelle im Nulleiter an A gemessen. Daraus würde sich, wenn wirklich keine weiteren Oberwellen vorhanden wären, eine Klirrzahl $k' = \frac{I_0/3}{\sqrt{I^2 - (I_0/3)^2}}$ ergeben, die mit der direkt gemessenen zu vergleichen ist.

G. Messungen an Elektronenröhren.

148. Aufnahme der Kennlinien von Hochvakuumröhren¹⁾.

Zubehör:

- Er* Elektronenröhre mit Wolfram Heizfaden,
- B_1 Akkumulatoren Batterie 12 Volt,
- B_2 Batterie 100 Volt,

¹⁾ H. G. M ö l l e r, Die Elektronenröhren. Braunschweig: F. Vieweg & Sohn. H. B a r k h a u s e n, Elektronenröhren. 3 Bde. Leipzig: S. Hirzel.

- M. G.* Umformer 120/500 Volt Gleichspannung,
 R_1 Schiebewiderstand 4Ω , 3 Amp. als Vorwiderstand,
 R_2 „ „ 100 Ω , 1 Amp. zur Feinreglung,
 R_3 „ „ 380 Ω , 1—5 Amp. zur Feinreglung,
 R_4 „ „ 7000 Ω , 0,3 Amp. Spannungsteiler,
 V_a Drehspul-Spannungsmesser bis 750 Volt,
 V_g „ „ „ 150 Volt,
 V_n „ „ „ 15 Volt,
 A_a Drehspul-Strommesser (Zehnohmer) mit Nebenwiderstand
bis max. 0,030 Amp.,
 A_g Drehspul-Strommesser (Zehnohmer) mit Nebenwiderstand
bis max. 0,015 Amp.,
 $U_1 U_2$ Umschalter,
 $S_1 S_2 S_3$ zweipolige Schalter.

1. Aufnahme der Kennlinie einer Ventilröhre.

Eine Ventilröhre besteht aus einem Heizfaden und einer Anode, die gewöhnlich den Heizfaden umgibt. Die Ventilwirkung kommt dadurch zustande, daß die Elektronen bei dem in der Röhre herrschenden Druck von etwa 10^{-6} mm Quecksilbersäule nur aus dem glühenden Heizfaden austreten, sich also nur in der Richtung zur Anode bewegen können. Die Zahl der Elektronen, die den Heizfaden verlassen können, ist lediglich eine Funktion der Temperatur (oder des Heizstromes). Sie ist durch das Gesetz von Richardson bestimmt:

$$i_s = A F T^2 e^{-\frac{B}{T}} \quad (1)$$

i_s Sättigungsstrom,

T absolute Temperatur,

F Oberfläche des Glühdrahtes,

A und B vom Material abhängige Konstante, z. B. für Wolfram:

$$A = 60,2 \text{ A/cm}^2 \text{ Grad}^2,$$

$$B = 5,26 \cdot 10^4 \text{ 1/Grad.}$$

Im allgemeinen treten aber weniger Elektronen aus dem Heizfaden. Dies liegt daran, daß die ausgetretenen Elektronen den Raum um den Heizfaden stark negativ aufladen und hierdurch die Austrittsarbeit erhöhen.

Die von den Elektronen hervorgerufene negative Raumladung kann durch eine positive Anodenspannung ganz oder teilweise überwunden werden. Steigert man die Anodenspannung U_a von Null an, so wächst der Anodenstrom J_a nach dem Raumladungsgesetz (Langmuir)

$$J_a = C \cdot U_a^{3/2}, \quad (2)$$

wobei C eine Konstante der Röhrenabmessungen bezeichnet. Von einer bestimmten Spannung an (der Sättigungsspannung) bleibt der Anodenstrom unverändert. Dann ist nur die Austrittsarbeit des Fadenmaterials wirksam. Alle Elektronen, die nach dem Richardsonschen Gesetz aus

dem Heizfaden treten können, gelangen dann wirklich zur Anode und zwar unabhängig von der Höhe der Anodenspannung. Man nennt diesen größtmöglichen Strom den Sättigungsstrom.

Damit die Schaltung nach Bild 153 für die folgenden Versuche möglichst weitgehend übernommen werden kann, wird der Versuch mit einer gewöhnlichen Dreielektrodenröhre ausgeführt, die durch Verbindung

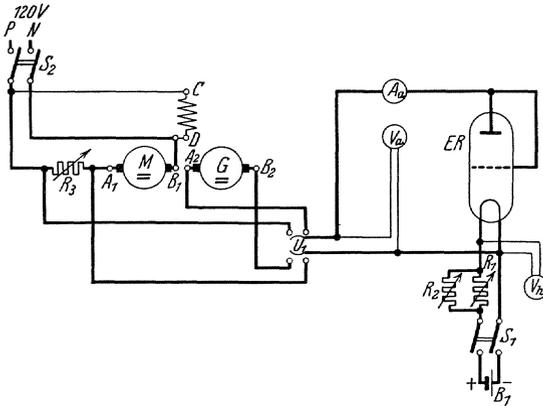


Bild 153. Aufnahme der Kennlinie einer Ventilröhre.

von Gitter und Anode in eine Ventilröhre umgewandelt wird. Die Anodenspannung U_a liefert der Generator G , Spannungen unter 120 Volt werden zweckmäßig an dem Vorwiderstand R_3 abgegriffen, wobei die Reihenschaltung aus R_3 und Motoranker als Spannungsteiler dient. Der Anodenstrom J_a wird a) bei normaler Heizspannung (s. Röhrensockel) und b) bei einer um 5% verringerten

Heizspannung in Abhängigkeit von der Anodenspannung U_a aufgenommen. Die Anodenspannung ist nur so weit zu steigern, daß die auf dem Gitter und auf dem Anodenblech vernichtete Leistung $U_a \cdot J_a < 5 \text{ W}$ bleibt. Die Kurve $J_a = f(U_a)$ nennt man die Kennlinie der Ventilröhre. Bei diesen Versuchen ist darauf zu achten, daß die Heizspannung konstant bleibt. Soll der Widerstand R_2 im Heizkreis als Feinregler wirksam sein, so muß er mindestens zur Hälfte eingeschaltet bleiben.

2. Aufnahme der Kennlinien einer Dreielektrodenröhre.

Legt man an das Gitter der Elektronenröhre nach Bild 154 eine besondere Spannung U_g , so wird der gesamte Emissionsstrom der Kathode

$$J_e = f(U_a, U_g),$$

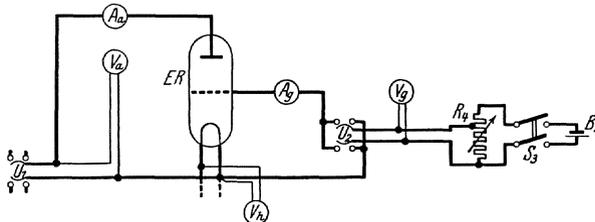


Bild 154. Aufnahme der Kennlinien einer Dreielektrodenröhre.

wobei $J_e = J_a$ (Anodenstrom) + J_g (Gitterstrom) ist. Da die Anode vom Heizfaden viel weiter entfernt ist als das Gitter, so hat die Anoden-

spannung U_a einen wesentlich geringeren Einfluß auf den Emissionsstrom als die Gitterspannung U_g . Von einem gewissen Mindestwert der Anodenspannung an kann man den Emissionsstrom im Raumladegebiet durch folgende Gleichung darstellen:

$$J_e = f(U_g + D U_a) \quad (3)$$

Dabei gibt also $D U_a$ diejenige fiktive Gitterspannung an, die der wirklichen Anodenspannung U_a in bezug auf den Emissionsstrom gleichwertig ist. Die Größe

$$D = - \frac{\partial U_g}{\partial U_a} \quad (4)$$

bezeichnet man als Durchgriff; sie ist innerhalb gewisser Grenzen von U_g und U_a praktisch konstant.

Unter den Kennlinien einer Elektronenröhre versteht man die Kurvenscharen

$$J_a = f(U_g) \text{ für } U_a = \text{konstant und}$$

$$J_g = f(U_g) \text{ ,, } U_a = \text{konstant.}$$

Sie sind bei normaler Heizspannung und den Anodenspannungen $U_a = 100, 300, 400$ Volt aufzunehmen, wobei wiederum zu beachten ist, daß die auf dem Anodenblech vernichtete Leistung

$$U_a \cdot J_a < 8 \text{ Watt bleibt.}$$

Die Kennlinien sind in rechtwinkligen Koordinaten darzustellen. Aus ihnen sind folgende Größen zu bestimmen:

1. der Durchgriff $D = - \frac{\partial U_g}{\partial U_a}$ (5)

2. die Steilheit $S = \frac{\partial J_a}{\partial U_g}$ (6)

3. der innere Röhrenwiderstand $R_i = \frac{\partial U_a}{\partial J_a}$ (7)

Nach diesen Definitionen gilt stets

$$R_i = \frac{1}{D \cdot S}. \quad (8)$$

149. Der Röhrengenerator.

Ein Dreielektrodenrohr kann zum Schwingen gebracht werden, indem man in den Anodenkreis in Parallelschaltung eine Kapazität und eine Induktivität legt. Dieser Schwingkreis muß nach einer Erfindung von Meißner mit dem Gitterkreis rückgekoppelt werden; dies geschieht am einfachsten, indem man einen Teil der Selbstinduktionsspule des Schwingkreises durch eine Anzapfstelle mit dem Gitter verbindet.

Für die Versuche des Laboratoriums steht eine fest zusammengebaute Anordnung von S & H zur Verfügung: diese besitzt in dem Schwingkreis drei kleine Kondensatoren, die mit einem Kippschalter eingeschaltet werden. Die Sollwerte der Kreisfrequenzen der zugehörigen Schwingungen sind:

$$\omega = 3500 \quad 5000 \quad 7000.$$

Ein kleiner Zusatzkondensator erlaubt, diese Kreisfrequenzen in geringen Grenzen zu variieren.

Die Leistung, die hergegeben wird, beträgt 0,3 W. Sie wird einem in den Schwingkreis eingeschalteten kleinen Transformator entnommen; seine Primärseite ist mit einem kleinen Kurbelschalter mit fünf Kontakten versehen mit den Zahlen 5, 25, 125, 625, 3125. Diese Zahlen stellen die Sollwerte des sekundär anzuschaltenden Belastungswiderstandes dar.

Die Anodenspannung beträgt 220 V, die Spannung der Heizbatterie 8 V, der Heizstrom, der durch einen kleinen Eisenwiderstand konstant gehalten wird, 2,2 A.

Um den Apparat in Betrieb zu setzen, kontrolliert man erst, ob alle erforderlichen Teile vorhanden und eingesteckt sind, dann legt man die Belastung an und bringt die Kurbeln auf die erforderlichen Kontakte und legt dann zum Schluß erst die erforderlichen Spannungen an.

150. Untersuchung eines Röhrenvoltmeters¹⁾.

Zubehör:

- R_I Verstärkerröhre RE 134,
- R_{II} „ RE 11 mit Wolframfaden,
- A Drehspul-Strommesser 10 Ohm Instrument für 4, 5 und 15 Amp.,
- V_1, V_4 Drehspul-Spannungsmesser für 15 Volt,
- V_2 elektrostatischer Spannungsmesser für 150 Volt,
- V_3 Hitzdraht-Spannungsmesser für 5 und 10 Volt,
- R_1, R_2 Schiebewiderstand 4 Ohm, 2 Amp.,
- R_3 Schiebewiderstand 600 Ohm, 0,4 Amp.,
- R_4 Hochohmwiderstand 2 Megohm,
- C Glimmerkondensator $1 \mu\text{F}$,
- Tr Transformator 110/10 Volt.

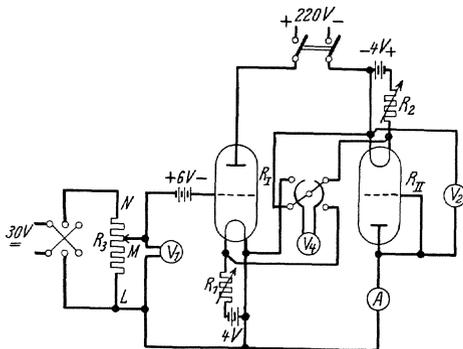


Bild 155. Bestimmung des Durchgriffs einer Röhre.

anlaufen und es gilt für den Anodenstrom

Theorie. Bei einer Dreielektrodenröhre hängt der Emissionsstrom bei konstanter Heizung nur von der gesamten Steuerspannung

$$u_{st} = u_g + D \cdot u_a$$

ab, wo $D = -\frac{\partial u_g}{\partial u_a}$ der Durchgriff der Röhre ist. Bleibt das Gitter bei Änderung der Gitterspannung dauernd unter -1 Volt, so können keine Elektronen gegen das Gitter

¹⁾ Archiv für Elektrotechnik Bd. 24, 1930 S. 1.

$$i_a = f(u_g + D \cdot u_a) \text{ für } u_g < -1 \text{ Volt.}$$

Baut man nun in den Anodenkreis der ersten Röhre R_I eine Zweielektrodenröhre R_{II} mit kleinerem Sättigungsstrom ein, so wird der Anodenstrom i_a konstant gleich dem Sättigungsstrom der Röhren R_{II} gehalten. Bei einer Änderung von u_g muß daher die Steuerspannung der Röhre R_I

$$u_{st} = u_g + D \cdot u_a = \text{konst.}$$

bleiben. Für die Aufrechterhaltung des konstanten Sättigungsstromes ist Voraussetzung, daß die Anodenspannung der Röhre R_{II} stets größer (oder mindestens gleich) ihrer Sättigungsspannung u_s ist. Bei großen negativen Werten von u_g wird aber u_s unterschritten, so daß die Methode dort versagt.

Zwischen den beiden genannten Grenzen bewirkt wegen der konstanten Steuerspannung eine Zunahme der Gitterspannung um Δu_g (gemessen an V_1) eine Abnahme der Anodenspannung der Röhre R_I bzw. eine Zunahme der Spannung an R_{II} (gemessen an V_2) um

$$|\Delta u_a| = \frac{\Delta u_g}{D}$$

Das ist eine Spannungsverstärkung um das $1/D$ -fache, die höchste aperiodische Verstärkung, die mit einer gewöhnlichen Dreielektrodenröhre möglich ist. Die Anordnung eignet sich daher bei bekanntem Durchgriff als Röhrenspannungsmesser zum Messen kleiner Gleich- und Wechselspannungen. Dabei muß V_2 mit einem elektrostatischen Instrument gemessen werden, da bei Instrumenten mit merklichem Eigenverbrauch der Sättigungsstrom nicht konstant eingehalten wird. Umgekehrt kann man bei Messung beider Spannungen den Durchgriff der Röhre bestimmen.

Versuche. 1. Bestimmung des Durchgriffs einer Röhre. Verstärkung von Gleichspannungen.

Schaltung nach Bild 155. Die Röhren werden normal geheizt. Die Röhre R_I bekommt eine feste Vorspannung von -6 Volt, damit das Gitter stets negativ bleibt. Durch Verschieben des Spannungsteiler-Kontaktes M von L nach N wird je nach der Stellung des Umschalters eine positive oder negative zusätzliche Gitterspannung Δu_g in Stufen von 0 bis ≈ 5 Volt angelegt. Mit Hilfe des Milliampereometers A prüft man, ob der Anodenstrom i_a konstant bleibt. Es ist Δu_a als Funktion von Δu_g aufzutragen und der Durchgriff der Röhre zu berechnen.

2. Messung kleiner Wechselspannungen.

Schaltung nach Bild 156. An Stelle der Gleichspannung wird eine veränderliche Gitterwechselspannung (Netzspannung 50 Hertz) der kon-

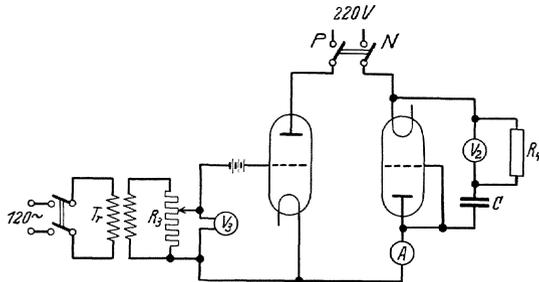


Bild 156. Messung kleiner Wechselspannungen.

stanten Vorspannung überlagert. Im Gegensatz zu den Gleichstromverstärkungen muß bei Wechselspannung die vorhandene Gleichstrom-Ruhe-spannung von V_2 entfernt werden, da das Instrument sonst den quadratischen Mittelwert der aus Gleich- und Wechselspannung zusammengesetzten Spannung anzeigen würde. Zu diesem Zweck wird in Reihe mit der geringen Kapazität des Instrumentes ein gut isolierter Glimmerkondensator C von mindestens $1 \mu\text{F}$ (bei 50 Hertz) geschaltet und außerdem der (gut isolierte) elektrostatische Spannungsmesser durch einen Hochohmwiderstand R_4 von 2 Megohm überbrückt. Der Kondensator ist so groß gewählt, daß er für die Wechselspannung praktisch einen Kurzschluß bildet, so daß die gesamte Wechselspannung an V_2 liegt. Der Widerstand ist notwendig, damit die gesamte Gleichstromladung auf den Kondensator geht und sich nicht teilweise (entsprechend der natürlichen Ableitung) auch auf dem Instrument ansammelt.

Aufzunehmen ist ΔU_a als Funktion von ΔU_g . Zur Kontrolle ist ΔU_g zu berechnen aus den gemessenen ΔU_a und dem aus Versuch 1. bekannten Durchgriff.

151. Bestimmung des Scheitelfaktors einer Wechselspannung mit der Ventilröhre.

Zubehör:

- A Strommesser 1 A,
- V_1 Statischer Spannungsmesser 500 V,
- V_2 Dreheisen-Spannungsmesser 260 V,
- V_3 Drehspul-Spannungsmesser 3 V,
- GV Ventilröhre RE 11 mit Sockel,
- C Glimmerkondensator $0,01 \mu\text{F}$,
- R_H Schiebewiderstand 4Ω , 2 A,
- R_1 Schiebewiderstand 1300Ω $0,6 \div 1,2$ A,
- R_2 Schiebewiderstand 15Ω , 4 A,
- D Eisendrossel,
- Tr Transformator 1:100,
- B Akkumulatoren-batterie 4 V,
- L Drosselspule von rund 2 mH,
- C Kapazität von etwa $0,04 \mu\text{F}$ } für Versuch c)

Grundlagen. Zur Messung von Scheitelspannungen bedient man sich der Schaltung nach Bild 159. Die zu untersuchende Wechselspannung U arbeitet über ein elektrisches Ventil GV auf einen hochisolierenden Kondensator C , dessen Spannung durch ein Elektrometer V_1 bestimmt wird. Besonders übersichtliche Verhältnisse ergeben sich, wenn man als Ventil eine Hochvakuum-Elektronenröhre mit zwei Elektroden verwendet. Die Kennlinie einer solchen Röhre ist in Bild 157 skizziert. Für negatives Anodenpotential sperrt die Röhre praktisch vollkommen; dagegen tritt schon bei kleinen positiven Anodenpotentialen der volle Sättigungsstrom entsprechend der eingestellten Kathodenheizung durch die Röhre

hindurch. In der Schaltung nach Bild 159 kann daher nur dann ein Strom auf den Kondensator fließen, wenn die treibende Spannung größer ist als die gegenwirkende Kondensatorspannung. War der Kondensator anfangs ungeladen, so ergibt sich beim ersten Ansteigen der treibenden Spannung nach Bild 158 ein nahezu konstanter Ladestrom gleich dem Sättigungsstrom der Röhre, so daß die Kondensatorspannung $u_c = \frac{1}{C} \int i_s dt = \frac{i_s t}{C}$ von *A* aus linear ansteigt. Dieser Vorgang ist beendet, sobald im Punkte *B* die treibende Spannung unter die Kondensatorspannung sinkt. Das Ventil sperrt jetzt, aber der Kondensator behält die Spannung des Punktes *B* bei. Im Zeitpunkt *C* wird jedoch diese Kondensatorspannung von der wieder ansteigenden Wechsel-

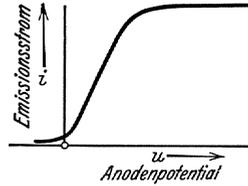


Bild 157. Kennlinie der Ventilröhre.

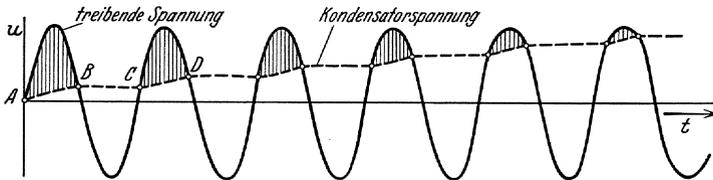


Bild 158. Anwachsen der Kondensatorspannung bis zum Scheitwert der treibenden Spannung.

spannung überholt; das Ventil leitet wieder, die Kondensatorspannung steigt bis zum Punkte *D* gradlinig an. Dieser Vorgang wiederholt sich bei dauernder Verkürzung der Ladezeiten so lange, bis die Kondensatorspannung genau dem Scheitwert der treibenden Spannung gleicht. Dieser wird mit dem Elektrometer V_1 gemessen.

Versuche. Bei den Versuchen wird eine Dreielektrodenröhre RE 11 benutzt, deren Gitter mit der Anode verbunden ist, so daß sie wie eine Zweielektrodenröhre arbeitet. Mit R_H wird die Spannung V_3 am Heizfaden auf einen vorgeschriebenen Wert geregelt.

a) Bestimmung des Scheitelfaktors an der Spannungskurve des städtischen Netzes.

In Bild 159 ist die Schaltung dargestellt. Die Spannung des städtischen Netzes von 220 V wird durch ein Dreheisengerät V_2 gemessen, das ihren Effektivwert U anzeigt. Außerdem wird hinter dem Glühventil *GV* die Scheitelspannung U_{max} mittels eines Multizellulardvometers V_1 gemessen. Der Quotient beider Spannungen ergibt den Scheitelfaktor

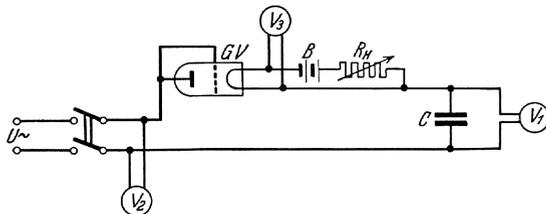


Bild 159. Schema zur Messung des Scheitelfaktors einer Wechselspannung.

$$\sigma = \frac{U_{\max}}{U}$$

Man vergleiche den gefundenen Wert mit dem theoretischen Wert V_2 für sinusförmigen Spannungsverlauf.

b) Aufnahme der Abhängigkeit des Scheitelfaktors von der Eisensättigung am Magnetisierungsstrom einer Eisendrossel.

Legt man nach Bild 160 an eine Eisendrossel D eine sinusförmige Wechselspannung, deren Größe mit dem Spannungsteiler R_1 langsam

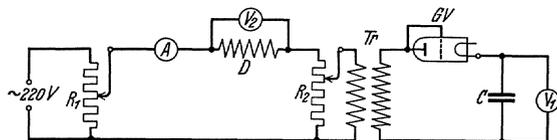


Bild 160. Scheitelfaktor eines Magnetisierungsstromes bei sinusartiger Spannung.

gesteigert wird, so behält die Stromkurve in D ihre Sinusform nur so lange, als auch der Scheitelwert des Flusses unter der Sättigungsgrenze des Eisens

bleibt. Steigert man die Spannung und damit den Fluß weiter, so wird die Stromkurve mehr und mehr verzerrt, was sich in einem Anwachsen des Scheitelfaktors äußert. Diese Verzerrung soll mit dem beschriebenen Gerät gemessen werden. Dazu legt man in Reihe mit der Drosselspule D einen induktionsfreien Widerstand R_2 . Die Klemmenspannung an diesem Widerstand ist in jedem Augenblick proportional dem mit A gemessenen Strom in der Drosselspule; sie wird zunächst durch den Transformator Tr hinauftransformiert, ohne daß dabei ihre Kurvenform eine merkliche Veränderung erleidet. Die sekundäre Spannung des Transformators speist das beschriebene Meßgerät zur Messung des Scheitelfaktors. An V_1 wird eine dem Scheitelwert von A proportionale Spannung abgelesen.

Die praktische Ausführung der Versuche ist in folgender Weise anzustellen:

Zunächst ist die „Magnetisierungskurve“ der Drossel D aufzunehmen. Dazu wird durch Kurzschließen von R_2 das ganze Scheitelmeßgerät außer Betrieb gesetzt. Man steigert nun mittels des Spannungsteilers R_1 allmählich die mit V_2 zu messende Spannung an der Drossel D und nimmt den mit A zu messenden Strom der Drossel als Funktion der Spannung V_2 auf. (Korrektur wegen Stromes in V_2 .)

Danach regelt man auf Grund der erhaltenen Kurve A so ein, daß man sich genau unterhalb des Knies der Magnetisierungskurve befindet und vergrößert nun R_2 so weit, daß an V_1 ein kleiner, aber gut ablesbarer Ausschlag erscheint. Der so eingestellte Wert von R_2 darf in allen folgenden Versuchen nicht verändert werden.

Nach diesen Vorversuchen ist die Meßanordnung zu eichen. Dazu schließt man die Drosselspule D kurz und legt die städtische Spannung, deren Kurvenform als sinusartig anzusehen ist, an die gesamte Meßanordnung. Man kann voraussetzen, daß dann auch der Strom A sinus-

artig wird und sein Scheitelfaktor $\sigma = \sqrt{2}$ ist. Vergrößert man jetzt allmählich R_1 (R_2 darf nicht verändert werden), und liest die zusammengehörenden Werte von A und V_1 ab, so kann man schreiben

$$A = \sqrt{2} k V_1$$

wo k das Übersetzungsverhältnis der Effektivwerte von A und der Sekundärspannung des Transformators bedeutet. k wird als Funktion von A in Koordinaten aufgetragen.

Hat man auf diese Weise k gefunden, so hebt man den Kurzschluß von D auf und steigert, ausgehend von der oben ermittelten geringsten Stromstärke, die Belastung der Drossel bis V_1 seinen maximalen Ausschlag erreicht. Der gesuchte Scheitelfaktor des Stromes wird aus

$$\sigma = \frac{A}{k V_1}$$

in Abhängigkeit von A gefunden. In einem Diagramm sind Strom A und Scheitelfaktor σ als Funktion der Spannung V_2 einzutragen.

e) Untersuchung der Ausschalt-Überspannung einer Spule.

Beim Ausschalten einer gleichstromdurchflossenen Spule müssen erhebliche Überspannungen entstehen, weil durch das Abschalten der Strom und damit der Magnetfluß mehr oder weniger plötzlich verschwindet. Man kann diese Überspannung dadurch ermäßigen, daß man zur Spule mit der Induktivität L_s einen Kondensator der Kapazität C_s parallel schaltet. Ist i_m der Magnetisierungsstrom der Spule, so kann beim Ausschalten die gesamte in der Spule enthaltene Energie vom Betrage $\frac{1}{2} L_s i_m^2$ zur Aufladung des Kondensators verwendet werden; der Kondensator erhält damit die elektrische Energie

$$\frac{1}{2} C_s u_c^2$$

Sieht man von Verlusten ab, so sind beide Energiebeträge einander gleich. Folglich wird die Überspannung am Kondensator:

$$u_c = i_m \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$$

Versuche: Schaltung nach Bild 161. Ein Akkumulator (2 V) wird über einen Summer S , der den Strom etwa 500 mal in der Sekunde unterbricht, an die Parallelschaltung von

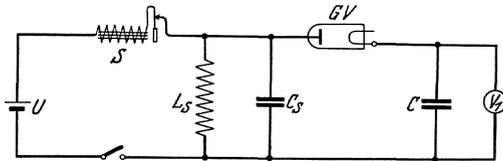


Bild 161. Messung der Ausschaltüberspannung einer Spule.

$$L_s = 2 \text{ mH und} \\ C_s = 10 \cdot \frac{4}{1000} \mu\text{F}$$

geführt. Mit dem Scheitelmeßgerät wird der Maximalwert u_c der Überspannung am Kondensator gemessen.

Man führe den Versuch für verschiedene Größen von C_s durch und stelle in einer Kurve u_c^2 als Funktion von $1/C_s$ dar. Diese Kurve sollte nach der Theorie geradlinig verlaufen.

Die Überspannung wird um so größer, je kleiner C_s ist; sie erhält ihren größten Wert, wenn man C_s ganz abschaltet; es bleibt dann nur die sehr geringe Eigenkapazität der Spule übrig (vgl. S. 143), die man als eine parallel zur Spule liegende konzentrierte Kapazität darstellen kann.

152. Untersuchung einer lichtelektrischen Zelle¹⁾.

Zubehör:

- Z Lichtelektrische Zelle,
- zwei Verstärkerröhren,
- A Drehspul-Strommesser für 4,5 mA,
- V_1 Drehspul-Spannungsmesser für 150 Volt,
- V_2 Drehspul-Spannungsmesser für 15 Volt,
- R_1, R_2 zwei Schiebewiderstände von je 380 Ohm, 3 Amp.,
- R_3 Schiebewiderstand 7000 Ohm,
- R_4 Hochohmwiderstand 10^7 Ohm,
- R_5, R_6 zwei Schiebewiderstände, 4 Ω , 2 A,
- S_1 doppelpoliger Schalter,
- S_2 Umschalter,
- Optische Bank mit Lampe und Schutzkasten.

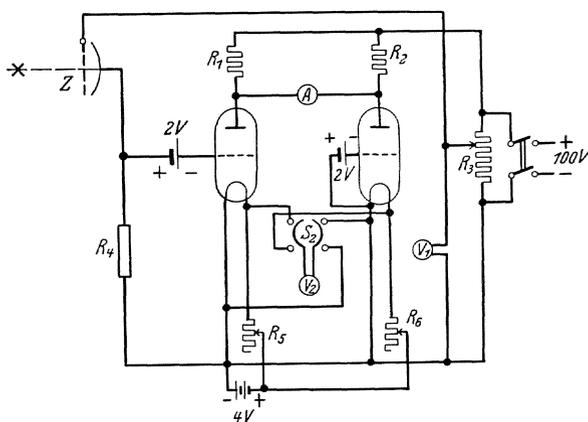


Bild 162. Untersuchung einer lichtelektrischen Zelle.

Grundlagen. Die zu untersuchende Zelle ist eine mit Edelgas gefüllte Maschenzelle der Firma Preßler, Leipzig. Die Kathode hat als emittierende Schicht eine Kalium-Schicht. Parallel zur Kathode befindet sich in einigen mm Entfernung die maschenförmige Anode. Sie erzeugt ein homogenes elektrisches Feld zwischen Kathode und Anode

und erteilt daher allen aus der Kathode austretenden Elektronen eine gleichmäßige Beschleunigung.

Das Austreten der Elektronen wird durch das Auftreffen von Lichtstrahlen bewirkt. Bei dem Austritt aus einem Metall haben die Elek-

¹⁾ Campbell u. Ritchie, Photoelectric Cells, London 1929.

tronen eine gewisse Austrittsarbeit zu überwinden, deren Größe vom Material abhängig ist. Diese Austrittsarbeit, gemessen in Volt, beträgt z. B. bei Wolfram in kaltem Zustande $E_A = 4,5$ Volt; d. h. die Energie der Austrittsarbeit entspricht einer Energie, die den freien Elektronen eine Spannung von 4,5 Volt erteilen würde. Bei Natrium ist die Austrittsarbeit nur 2,05 Volt, bei Kalium 1,9 Volt. Wird nun ein Material von Lichtstrahlen getroffen, so erhält es eine Energie E_λ , die umgekehrt proportional zur Wellenlänge ist und bei rotem Licht etwa 1,8 Volt, bei blauem Licht 2,7 Volt beträgt. Der photoelektrische Effekt tritt ein, wenn die aufgebrachte Strahlenenergie E_λ größer als die Austrittsarbeit E_A wird. *Na*, *Ka* und einige andere Stoffe emittieren daher schon bei Bestrahlung mit gewöhnlichem Licht, Wolfram dagegen erst bei kürzeren Wellen. Die Menge der frei werdenden Elektronen und damit der entstehende Elektronenstrom ist proportional der auf die Zelle treffenden Lichtmenge. Dabei ist Voraussetzung, daß das Licht dieselbe Wellenlänge oder wenigstens die gleiche Zusammensetzung hat.

Die ausgelösten Elektronen werden von der positiven Anodenspannung angezogen wie in jeder Elektronenröhre. Der Photostrom erreicht daher in Vakuumzellen in Abhängigkeit von der Spannung eine Sättigung, während bei den mit Edelgas gefüllten Zellen die Wirkung der Jonisation hinzukommt. Dadurch wird der Strom erheblich größer als bei den gleichartigen Vakuumzellen, bleibt aber bis zu einer gewissen Spannungsgrenze abhängig von der auftreffenden Lichtmenge. Bei weiterem Steigern der Spannung tritt schließlich Glimmentladung ein, der Strom steigert sich selbständig weiter, ist also nicht mehr proportional der Lichtmenge und führt schließlich zum Zerstören der Zelle. Bei den gasgefüllten Zellen muß daher die Anodenspannung immer unter der Glimmspannung bleiben, die bei etwa 120 Volt liegt. Zum Schutz der Zelle wird in den Anodenkreis ein die Spannung begrenzender Hochohmwiderstand R_4 eingeschaltet.

Versuche. 1. Es ist die Abhängigkeit des (verstärkten) photoelektrischen Stromes von der Lichtmenge aufzunehmen. Als Lichtquelle wird eine 25 Watt-Lampe genommen, die auf einer optischen Bank verschoben werden kann. Die auf die Zelle auftreffende Lichtmenge ist dann umgekehrt proportional dem Quadrat der Entfernung zwischen Zelle und Lampe. Damit kein Nebenlicht und kein reflektiertes Licht auf die Zelle fällt, muß die ganze (optische) Apparatur durch einen schwarzen Kasten verdeckt werden.

Die Anodenspannung der Photozelle wird konstant auf etwa 80 Volt gehalten. Um die entstehenden Ströme, die in der Größenordnung von 10^{-9} bis 10^{-8} Amp. liegen, mit gewöhnlichen Instrumenten messen zu können, wird der Strom durch die gezeichnete Röhrenanordnung verstärkt. Die beiden gleichen Röhren erhalten eine negative Gittervorspannung von -2 Volt. Wären die Charakteristiken der Röhren genau gleich, so dürfte bei gleichen Spannungen, gleicher Heizung, gleichen Widerständen $R_1 = R_2$ und bei unbelichteter Zelle kein Strom durch das Milliampereometer A fließen. Bei kleinen Verschiedenheiten der Röhren wird durch Änderung der Widerstände R_1, R_2 die Stromlosigkeit einge-

stellt. Die Schaltung kompensiert also den Ruhestrom der Röhren. Wird nun die Photozelle belichtet, so ändert sich die Gitterspannung der ersten Röhre durch den Spannungsabfall an dem Hochohmwiderstand R_4 von mindestens 10 Megohm. Das erzeugt eine proportionale Stromänderung Δi im Strommesser A. Aufzutragen ist Δi als Funktion von $\frac{1}{r^2}$.

2. Bei konstanter Beleuchtung soll die Abhängigkeit des photoelektrischen Stromes von der Spannung der Zelle untersucht werden. Dabei darf die Spannung nicht über 100 Volt gesteigert werden. Aufzutragen ist Δi als Funktion der Zellenspannung.

Anmerkung: Zum Schutz der Photozelle ist die ganze Zelle von einem Gehäuse umgeben, das nur während der Belichtung geöffnet werden soll.

Formelzeichen.

1. Allgemeines.

In den Formeln sind im großen und ganzen die vom AEF (Ausschuß für Einheiten und Formelgrößen¹⁾ gemachten Vorschläge befolgt worden, soweit solche vorliegen. In der folgenden Tabelle sind die Formelzeichen zusammengestellt, die in diesem Buche angewandt worden sind. Zunächst seien einige allgemeine Regeln aufgeführt:

a) **Augenblickswerte** von zeitlich veränderlichen Größen sind je nach ihrer physikalischen Bedeutung zu kennzeichnen. Sie werden namentlich da, wo sie Effektivwerten gegenübergestellt werden, durch kleine lateinische Buchstaben bezeichnet.

Beispiele: Spannung u , Strom i .

Dies gilt besonders, wenn diese Größen periodisch veränderlich sind.

Effektivwerte periodisch schwingender Größen sind durch große lateinische Buchstaben oder den Index *eff* zu kennzeichnen.

Beispiele: U effektive Spannung, I effektiver Strom, Φ_{eff} effektiver Fluß.

Amplituden werden bezeichnet, indem man dem Zeichen für den Augenblickswert den Index max oder m anhängt.

Beispiele: u_{max} , i_{max} , Φ_{max} .

Demgegenüber bedeutet U_{max} den Höchstwert, den der Effektivwert annehmen kann (z. B. Spannung oder Strom bei Resonanzerscheinungen).

b) Vektoren, komplexe Zahlen und Wechselströme.

Es werden unterschieden

a) **Physikalische Vektoren.** Ein physikalischer Vektor ist eine räumlich gerichtete Größe, die im allgemeinen drei Komponenten besitzt.

β) **Gaußsche Vektoren.** Ein Gaußscher Vektor ist die Darstellung einer komplexen Zahl in der Gaußschen komplexen Ebene durch zwei Komponenten. Durch diese komplexe Zahl kann sowohl eine physikalisch räumlich ungerichtete Größe (Skalar) als auch eine Richtgröße (Vektor) beschrieben werden.

Bezeichnungen.

a) **Physikalische Vektoren** werden durch große deutsche Buchstaben bezeichnet. Beispiel: Die elektrische Feldstärke \mathfrak{E} .

β) **Gaußsche Vektoren** werden durch Überstreichen gekennzeichnet. Beispiel: Ein magnetischer Induktionsfluß, der in einem Wechselstromdiagramm dargestellt wird: $\overline{\Phi}$.

¹⁾ Verhandlungen des A. E. F., herausgeg. v. Wallot. Berlin: Julius Springer.

γ) **Physikalische Vektoren**, die gleichzeitig in der komplexen Ebene dargestellt werden sollen, werden in großen deutschen Buchstaben geschrieben und überstrichen. Beispiel: Ein elektrisches Feld, das in einem Wechselstromdiagramm auftritt: $\overline{\mathfrak{E}}$.

δ) In Wechselstromdiagrammen wären danach grundsätzlich alle Diagrammgrößen (als Gaußsche Vektoren) zu überstreichen. In den vielen Fällen aber, in denen keine Verwechslung vorkommen kann, pflegt man die Überstreichung wegzulassen. Dies gilt namentlich dann, wenn im Diagramm nur Beziehungen zwischen physikalischen Skalargrößen ausgedrückt werden sollen; es ist dann zulässig, diese Skalargrößen (unter ausdrücklicher Betonung ihres Diagrammcharakters) durch große deutsche Buchstaben zu kennzeichnen. Beispiele:

(Gaußscher) Spannungsvektor	\overline{U} ; zulässig \mathfrak{U}	}	Falls keine physikalischen Vektoren im Diagramm vorkommen
(Gaußscher) Stromvektor	\overline{I} ; zulässig \mathfrak{I}		
(Gaußscher) Flußvektor	$\overline{\Phi}$;		
Komplexer Widerstand	\overline{z} , \overline{r} ; zulässig \mathfrak{z} , \mathfrak{r}		

c) Zeichnen von Diagrammen.

Im allgemeinen wird die Länge der Diagrammvektoren gleich den Effektivwerten der darzustellenden Größen gemacht. Vektoren, in deren Richtung man von einem Ausgangsvektor aus durch Rechtsdrehen gelangt, sind um den gedrehten Winkel zeitlich nach rückwärts verschoben; entsprechend bedeutet eine Linksdrehung eine Phasenverschiebung nach vorwärts.

d) Allgemeine Zahlen und mathematische Zeichen.

Eulersche Konstante $e = 2,71818\dots$

Einheit der imaginären Zahlen . . $j = \sqrt{-1}$

Konjugiert komplexe Zahlen . . . $\mathfrak{U}, \mathfrak{U}^*$

= gleich \neq ungleich \approx nahezu gleich

\sim proportional, ähnlich

$<$ kleiner als $>$ größer als \ll klein gegen \gg groß gegen

$\rightarrow a$ nähert sich a

log briggischer Logarithmus In natürlicher Logarithmus

e) Index. Durch einen an ein Zeichen angehängten Index soll häufig angedeutet werden, auf welche Betriebsart sich die Hauptgröße bezieht. So bedeutet der Index

${}_0$ Leerlaufgrößen: z. B. \mathfrak{z}_0 Leerlaufwiderstandsoperator

$_k$ Kurzschlußgrößen: z. B. U_k Kurzschlußspannung, I_k Kurzschlußstrom

$_s$ Streugrößen: z. B. L_s Streuinduktivität.

Zwei Indexe werden häufig angewendet, wenn dadurch angedeutet werden soll, daß zwei Systeme oder dgl. miteinander zu verknüpfen sind, z. B. L_{pq} Gegeninduktivität eines Kreises p mit einem Kreise q .

2. Elektrisches Feld.

Name (Benennung) der Größe	Zeichen	Einheit	Abkürzung
Elektromotorische Kraft	E, e	Volt	V
Spannung, Klemmenspannung	U, u	Volt	V
Spannungsabfall	$\Delta U, \Delta u$	Volt	V
Elektrische Feldstärke	\mathcal{E}	Volt/cm	V/cm
Dielektrische Verschiebung, Erregung	\mathcal{D}	Coulomb/cm ²	Cb/cm ²
Dielektrizitätskonstante des leeren Raumes	Δ	$\frac{1}{\Delta} = \text{Ohm} \frac{\text{cm}}{\text{s}}$	—
Relative Dielektrizitätskonstante	ϵ	—	—
Komplexes Potential	$\chi = \varphi + j\psi$	Volt	V
Elektrisches Potential	φ		
Stromfunktion	ψ		
Elektrizitätsmenge	Q	Coulomb, Amperesekunde	Cb, As
Elektrische Kapazität	C	Farad ¹⁾ Mikrofarad	F μF
Dielektrischer Induktionsfluß	Φ_e	Coulomb	Cb
Verlustwinkel eines Kondensators	δ	—	—
Strom	I, i	Ampere	A
Durchflutung (Ampere-Windungszahl, magnetomotorische Kraft)	D	Ampere	A
Strombelag	\mathcal{I}, A	Ampere/cm	A/cm
Stromdichte	i, \mathcal{E}	Ampere/cm ²	A/cm ²
Windungszahl	w	—	—
Ohmscher Widerstand	R, r	Ohm	Ω
Spezifischer Widerstand	ρ	$\text{Ohm} \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$ $\text{Ohm} \frac{\text{cm}^2}{\text{cm}}$	$\Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}, \Omega \text{cm}$
Leitwert	A, G, g	Siemens	S
Leitfähigkeit	λ	$\text{Siemens} \frac{\text{m}}{\text{mm}^2}$ $\text{Siemens} \frac{\text{cm}}{\text{cm}^3}$	$\text{S} \frac{\text{m}}{\text{mm}^2}, \text{S/cm}$
Temperaturkoeffizient des Widerstandes	α		
Komplexer Widerstand	$\bar{\delta}, \bar{r}, \bar{r}$	Ohm	Ω
Wirkwiderstand	r, r_w	Ohm	Ω
Blindwiderstand	x	Ohm	Ω
Scheinwiderstand	z, z_s	Ohm	Ω
Wellenwiderstand	$Z, \bar{z}, \bar{\delta}$	Ohm	Ω
Komplexer Leitwert	\bar{y}, \bar{v}	Siemens	S
Strahlungswiderstand	R_s	Ohm	Ω
Ausbreitungswiderstand	R_a	Ohm	Ω

1) In der Hochfrequenztechnik wird als Einheit der Kapazität oft die des elektrostatischen Systems benutzt. Sie hat die Dimension cm. Es ist:

$$0,9 \text{ cm (el-stat.)} = 10^{-6} \mu \text{ F.}$$

Beziehungen: $\mathfrak{D} = \Delta \varepsilon \mathfrak{E} \quad \Delta = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^{11}}$
 $\Phi_e = \int \mathfrak{D} d\sigma \quad dQ = d\Phi_e$
 $u = \int_a^b \mathfrak{E} dl$

In wirbelfreien Feldern ist:

$$\int_a^b \mathfrak{E} dl = \varphi_a - \varphi_b \quad \mathfrak{E}_l = -\frac{\partial \varphi}{\partial t}$$

$$di = i d\sigma \quad i = \int i d\sigma$$

$$D = i w \quad \mathfrak{A} = \frac{D}{l} = \frac{i w}{l}$$

$$\mathfrak{E} = \rho i$$

$$u = i R \quad Q = C u$$

$$R = \frac{\rho l}{s} \quad G = \frac{1}{R} \quad \lambda = \frac{1}{\rho} \quad C = \frac{\Delta \varepsilon s}{l} \quad (\text{Plattenkondensator})$$

Im Wechselstromkreis ist:

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{z} \mathfrak{I} \quad \mathfrak{I} = \mathfrak{Y} \mathfrak{U} \quad U = I \cdot z$$

$$\mathfrak{z} = r_w + x j \quad \mathfrak{Y} \mathfrak{z} = 1$$

$$z = \sqrt{r_w^2 + x^2}$$

3. Magnetisches Feld.

Name (Benennung) der Größe	Zeichen	Einheit	Abkürzung
Magnetische Umlaufsspannung	M	Ampere	A
Magnetische Teilspannung	M_{ab}	Ampere	A
Magnetische Feldstärke	\mathfrak{H}	Ampere je cm	A/cm
Magnetische Induktion	\mathfrak{B}	Voltsec je cm ²	Vs/cm ²
Permeabilität des leeren Raums . .	Π	$\frac{\text{Henry}}{\text{cm}}$	$\frac{\text{H}}{\text{cm}}$
Relative Permeabilität	μ		
Magnetisches skalares Potential . .	ψ	Ampere	A
Magnetisches Vektorpotential . . .	\mathfrak{A}		
Magnetischer Induktionsfluß	Φ, Φ_m	Voltsekunde	Vs
Induktivität (Selbstinduktion) . . .	L	Henry	H
Gegeninduktivität	L_{ab}, M	Henry	H
Magnetischer Widerstand	R_m		1/H
Magnetischer Leitwert	G_m		H

Beziehungen: $\mathfrak{B} = \Pi \cdot \mu \cdot \mathfrak{H} \quad \Pi = 4\pi \cdot 10^{-9}$

$$\text{rot } \mathfrak{H} = i + \frac{\partial \mathfrak{D}}{\partial t} \quad \oint \mathfrak{H}_l dl = \sum \left(i + \frac{d\Phi_e}{dt} \right)$$

$$\text{rot } \mathfrak{E} = -\frac{\partial \mathfrak{B}}{\partial t} \quad \oint \mathfrak{E}_l dl = -\frac{d\Phi_m}{dt}$$

$$\mathfrak{H} = \text{rot } \mathfrak{A} \quad \text{div } \mathfrak{B} = 0 \quad -\nabla^2 \mathfrak{A} = i$$

$$\Phi_m = \int \mathfrak{B} d\sigma \quad \Phi_m = \frac{D}{R_m} = D G_m$$

4. Freie Elektronenströmung¹⁾.

Name (Benennung) der Größe	Zeichen	Einheit	Abkürzung
Elektronenladung	q	Coulomb	Cb
Ruhmasse des Elektrons	m_0	Gramm	g
Boltzmannsche Konstante	k	Erg je Grad	
Austrittsarbeit	φ	Volt	V
Elektronengeschwindigkeit	v	cm/sec, km/sec	
Emissionskonstante	A	Ampere je cm ² und (°C) ²	
Emissionsstrom	$\mathfrak{S}_{em}, i_{em}$	Ampere	A
Sättigungsstrom	\mathfrak{S}_s, i_s	Ampere	A
Sättigungsspannung	U_s, u_s	Volt	V
Raumladungsdichte	ρ	Coulomb je cm ³	Cb/cm ³
Anodenstrom	\mathfrak{S}_a, i_a	Ampere	A
Gitterstrom	\mathfrak{S}_g, i_g	Ampere	A
Heizstrom	\mathfrak{S}_H	Ampere	A
Anodenspannung	U_a, u_a	Volt	V
Gitterspannung	U_g, u_g	Volt	V
Heizspannung	U_H, u_H	Volt	V
Steilheit	S	Siemens milliSiemens	S, mS
Durchgriff	D	—	—
Innerer Widerstand	R_i	Ohm	Ω
Innerer Leitwert	G_i	Siemens	S

Beziehungen: $q = -1,56 \cdot 10^{-19} \text{ Cb.}$; $m_0 = 8,7 \cdot 10^{-28} \text{ g}$

$$v = 600\sqrt{U} \text{ km/sec}$$

$$S = \left(\frac{\partial i_a}{\partial u_g} \right)_{u_a = \text{konst.}} ; G_i = \frac{1}{R_i} = \left(\frac{\partial i_a}{\partial u_a} \right)_{u_g = \text{konst.}} ; D = - \left(\frac{\partial u_g}{\partial u_a} \right)_{i_a = \text{konst.}} ;$$

$$S \cdot D \cdot R_i = 1$$

¹⁾ H. Barkhausen, Elektronen-Röhren. 3 Bde. Leipzig, Hirzel.

5. Leitungen und Kettenleiter.

Name (Benennung) der Größe	Zeichen	Einheit	Abkürzung
Teilkapazität	C_{ik}	Farad je km Mikrofarad je km	F/km μ F/km
Elektrostatistischer Influenzoeffizient	G_{ik}	$\frac{1}{\text{Farad je km}}$	
Schleifeninduktivität	L_{ik}	Henry je km Millihenry je km	H/km mH/km
Betriebskapazität	C_b	Mikrofarad je km	μ F/km
Betriebsinduktivität	L_b	Mikrohenry je km	m H/km
Erdkapazität	C_e	Mikrofarad je km	μ F/km
Wellenwiderstand	\bar{z}, z	Ohm	Ω
Frontgeschwindigkeit	c		km/s
Phasengeschwindigkeit (vgl. S. 93) .	v_{ph}		km/s
Gruppengeschwindigkeit	v_{gr}		km/s
Übertragungskonstante	p, \bar{p}	cm^{-1}	
Winkelkonstante	a	cm^{-1}	
Dämpfungskonstante	b	cm^{-1}	
Übertragungsmaß	$p \cdot l, \bar{p} l,$		
Winkelmaß	$a \cdot l$		
Dämpfungsmaß	$b \cdot l$		
Gliedzahl, Ordnungsnummer eines Gliedes	n, k		
Komplexer Reihenwiderstand	\bar{r}, r, \bar{r}_r	Ohm	Ω
Komplexe Querableitung	$\bar{g}, g, \bar{1}/\bar{r}_a$	Siemens	S
Übertragungskonstante } Winkelkonstante } Dämpfungskonstante } für ein Glied	q, \bar{q} d c		
Übertragungsmaß	$q n, \bar{q} n$		
Winkelmaß	$d n$		
Dämpfungsmaß	$c n$		

Beziehungen: $L_{ik} \approx G_{ik} \cdot \Pi \cdot \Delta$; $L_b \cdot C_b \approx \Pi \cdot \Delta$

$$\left. \begin{aligned} q_i &= \sum_{k=1}^n C_{ik} u_k \\ u_i &= \sum_{k=1}^n G_{ik} q_k \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{Maxwellsche} \\ \text{Kapazitätsgleichungen} \end{array}$$

Ein $\frac{q}{2} = \sqrt{rg}$ für T-Form, II-Form und Kreuzform.

$$q = c j + d$$

6. Elektrische Maschinen.

Name (Benennung) der Größe	Zeichen	Einheit	Abkürzung
Drehzahl	n	min ⁻¹	
Synchrondrehzahl, Nenndrehzahl . .	n_0	min ⁻¹	
Schlupf	s		
Polpaarzahl	p		
Windungszahl	w		
Zahl der Ankerzweige einer Gleichstrommaschine	$2 a$		
Wicklungsfaktor	ξ		
Hopkinsonscher Streufaktor	σ		
Streuspannung	U_s	Volt	V
Übersetzungsverhältnis	$ü$		
Scheinleistung	N_s	Voltampere	VA

Beziehungen: $s = \frac{n_0 - n}{n_0}$ $f = \frac{p \cdot n}{60}$ $\omega = 2 \pi f$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$

$N_s = U I$ für einphasige,
 $= 3 U_{ph} I$ für dreiphasige Systeme

7. Leistung, Energie und Arbeit.

Name (Benennung) der Größe	Zeichen	Einheit	Abkürzung
Elektrische Energie	W_e	Wattsekunde oder Joule	Ws, J
Magnetische Energie	W_m	Wattstunde	Wh
Mechanische Energie	W	Kilowattstunde	kWh
Energiedichte	w	Wattsek. je cm ³	Ws/cm ³
Leistung (elektr., mechan.)	N	Watt, Kilowatt	W, kW
Strahlvektor (Poynting)	\mathfrak{S}	Watt/cm ²	W/cm ²
Verlustwärme, Wärmemenge	Q	{ Kilokalorie Wattsekunde	{ Kcal Ws
Drehmoment	M	{ Grammcenti- meter Kilogramm- meter	{ gcm kgm
Wirkungsgrad	η		

Beziehungen: $w_m = \frac{1}{2} \mathfrak{B} \mathfrak{H}$; $W_m = \frac{1}{2} \int \mathfrak{B} \mathfrak{H} d v$

$w_e = \frac{1}{2} \mathfrak{E} \mathfrak{D}$; $W_e = \frac{1}{2} \int \mathfrak{E} \mathfrak{D} d v$

$Q = \frac{d(W_m + W_e)}{dt}$; $\mathfrak{S} = [\mathfrak{E} \cdot \mathfrak{H}]$

$N = M \cdot n$ $N = U I \cos \varphi$

1 J = 1 Ws = 0,000 2380 kcal
 1 kWh = 860 kcal
 1 kcal = 4184 J

8. Sonstige physikalische Größen.

Name (Benennung) der Größe	Zeichen	Einheit	Abkürzung
Kraft	\mathfrak{P}, P		kg, g
Druck	p		kg/cm ² , g/cm ²
Gewicht	G		kg, g
Spezifisches Gewicht	σ		
Länge	L, l		m, cm, mm
Fläche	F, S		cm ² , mm ²
Längenelement	dl		cm
Flächenelement	$d\mathfrak{f}, do$		
Volumen, räumlicher Inhalt	V, v		cm ³
Raumelement	dv		
Temperatur vom Eispunkt aus	t, ϑ, τ	Grad Celsius	⁰ C
Absolute Temperatur	T	Grad Celsius	
Spezifische Wärme	c	Wattsec/kg ⁰ C	$\frac{Ws}{kg \text{ } ^0C}$
Wärmeleitfähigkeit	λ	Watts/cm ⁰ C	$\frac{W}{cm \text{ } ^0C}$
Zeitpunkt oder Zeitdauer	t	Sekunde	s
Zeitkonstante, Periodendauer	T	Sekunde	s
Frequenz	f	Hertz	Hz
Kreisfrequenz	ω	Radians	
Lichtgeschwindigkeit	c		km/s
Wellenlänge	λ		km, m, cm
Winkelgeschwindigkeit	ω		
Beschleunigung	b		m/s ² , cm/s ²

Beziehungen: $T = \frac{1}{f}$, $\omega = 2\pi f$,
 $c = f \cdot \lambda$

Namen- und Sachverzeichnis.

- Ardenne, Braunsche Röhre 194
Asynchronmotor 105
Ausschaltüberspannung 211
- ballistisches Galvanometer 4, 8, 20
Braunsche Röhre 193
Bürde eines Meßwandlers 116
- Chaperonwicklung 128
- Dämpfung einer Eichleitung 83
Dämpfungskurve 76
Dämpfungsmaß 63, 66, 161, 220
Dielektrische Verluste 129, 154
Dreielektrodenröhre, Kennlinie 204
Drehstrommaschine, Oberwellen 201
Drehstrom, Durchflutungsdiagramm 32
Durchflutungsgesetz 1, 217
Durchgriff 205, 207, 219
- Eichleitung 82
Eigenkapazität einer Spule 143
Eisentransformator 41
Entmagnetisierung 23
Epsteinapparat 6, 12, 15
Ersatzschema eines Transformators 37
- Fischer Hinnen, Kurvenanalyse 179
Formfaktor einer Kurve 5, 6
Fortpflanzungskonstante einer Leitung 72, 74, 220
Fouriersche Reihen 178
- Gegeninduktivität, Messung 133
- Heaviside'sche Formel 78
Harmonische Analyse 179
Hoytglied 86, 200
Hysteresisschleife 3, 9
- Induktivitätsmessung in der Brücke 129
Induktionsfreie Widerstände 128
- Jochmethode (magnetisch) 6, 7
- Kabel, dielektrische Verluste 154
Kabel, elektrisches Feld 145
Kabel, künstliches 70
Kapazitätsmessung in der Brücke 129
- Kathodenstrahl Oszillograph 194
Kappsches Diagramm 36, 45
Kippen von Eisenspulen 52
Kettenleiter 60
— erster Art 61, 73
— zweiter Art 64, 85
Klirrzahlmessung 198
Kommutierungskurve 3, 24
komplexe Frequenz 78
Kondensatordurchführung 125
Kondensatorkette 64
—, Übertragungsverhältnis 200
Krarupkabel 156
Kreisdiagramm des Transformators 38, 40
Kurvenformen 178
- Langmuir, Gesetz von 203
Leonardschaltung 49, 88
Lichtelektrische Zelle 212
Lonkhuizen 12
Lufttransformator 37
- Mader, Analysator 180
Magnetische Einheiten 1, 218
Magnetischer Spannungsmesser 29
Massekernspule 160
Maxwellsche Sätze 1, 2
Maxwell Kapazitätsgleichungen 145, 220.
Maxwell, Vergleich von Induktivität und Kapazität 132
Möllinger und Gewecke, Diagramm 122
Meßwandler, allgemeines 115
- Normalinduktor, magnetischer 21
- Oszillograph 173, 185
- Permeabilität, reversible 163
Photozelle 212
Potiersches Dreieck 99
- Quarznormale als Wellenmesser 142
Quecksilberdampfgleichrichter 111
- Reduktion des Windungsverhältnis 35
Resonanztransformator 56

- Richardson, Gesetz von 203
 Röhrengenerator 205
 Röhrennummer 91, 144
 Röhrenvoltmeter 206
 Röhrenwiderstand 205
 Runge, Kurvenanalyse 179
- Sättigungsstrom 204
 Schaltvorgänge 185
 Scheitelfaktor 208
 Scherung (magnetische) 26
 Schleifendämpfungsmesser 90
 Schlüpfungsmessung 109
 Seibtsche Brücke (Kapazität und Induktivität) 131
 Siebkette 67
 Spannungsresonanz 46, 50
 Spannungswandler 120
 Spiraleendiagramm 73
 Spulenkette 61
 Steilheit 205, 219
 Störspannung 167
 Streuinduktivität 35
 Streuungsmessung 20, 28
 Stromresonanz 48, 51
 Stromverdrängung 136
 Stromwandlerprüfung 117
 Synchronisierlampen 102
- Synchrongenerator 97
 Synchronmotor 101
- Thomsonkurve eines Einschaltvorganges 77
 Tonfrequenzmeßbrücke 138
 Torsionsdynamometer 95
 Transformator, Gleichung des 34
 Übertragungsmaß 62, 68, 82, 220
- Ventilröhre 203
 Verlustziffer (magnetische) 18
 Vibrationsgalvanometer 114
 Vierpol, symmetrisch 81
 Vierpol, unsymmetrisch 84
- Wagnerscher Zweig 129, 165
 Wagner und Wertheimer, Widerstände 128
 Wechselstrombrücken, allgemeines 128
 Wellenmesser 141
 Wellenwiderstand einer Leitung 72, 74, 82, 149
 Widerstandserhöhung durch Stromverdrängung 136
 Winkelmaß 63, 66
 Wirbelstromfaktor 137
 Wirbelstromgleichung 168
 Wirkungsgrad einer Maschine 94
-

Anleitungen zum Arbeiten im Elektrotechnischen Laboratorium. Von E. Orlich. Erster Teil. Zweite, durchgesehene Auflage. Mit 74 Textbildern. IV, 94 Seiten. 1927. RM 3.15

Vorlesungen über die wissenschaftlichen Grundlagen der Elektrotechnik. Von Professor Dr. techn. Milan Vidmar, Ljubljana. Mit 352 Abbildungen im Text. X, 451 Seiten. 1928. RM 15.—; gebunden RM 16.50

Die wissenschaftlichen Grundlagen der Elektrotechnik. Von Professor Dr. Gustav Benischke. Sechste, vermehrte Auflage. Mit 633 Abbildungen im Text. XVI, 682 Seiten. 1922. Gebunden RM 18.—

Einführung in die Elektrizitätslehre. Von Professor Dr.-Ing. e. h. R. W. Pohl, Göttingen. (Einführung in die Physik, Band 2.) Dritte, verbesserte Auflage. Mit 393 Abbildungen, darunter 20 entlehnte. VIII, 264 Seiten. 1931. Gebunden RM 13.80

Kurzes Lehrbuch der Elektrotechnik. Von Professor Dr. Adolf Thomälen. Zehnte, stark umgearbeitete Auflage. Mit 581 Textbildern. VIII, 359 Seiten. 1929. Gebunden RM 14.50

Kurzer Leitfaden der Elektrotechnik in allgemeinverständlicher Darstellung für Unterricht und Praxis. Von Rudolf Krause. Fünfte, erweiterte Auflage, neubearbeitet von W. Vieweger, Ingenieur. Mit 413 Abbildungen. VIII, 275 Seiten. 1929. RM 10.—; gebunden RM 11.50

Der Quecksilberdampf-Gleichrichter. Von Kurt E. Müller-Lübeck, Ingenieur der AEG-Apparatefabriken, 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.—

Elektrische Maschinen. Von Professor Dr.-Ing. Rudolf Richter, Direktor des Elektrotechnischen Instituts, Karlsruhe.
Erster Band: **Allgemeine Berechnungselemente. Die Gleichstrommaschinen.** Mit 453 Textabbildungen. X, 630 Seiten. 1924. Gebunden RM 32.—
Zweiter Band: **Synchronmaschinen und Einankerumformer.** Mit Beiträgen von Professor Dr.-Ing. Robert Bröderlink, Karlsruhe. Mit 519 Textabbildungen. XIV, 707 Seiten. 1930. Gebunden RM 39.—

Das elektromagnetische Feld. Ein Lehrbuch von Professor Emil Cohn. Zweite, völlig neubearbeitete Auflage. Mit 41 Textabbildungen. VI, 366 Seiten. 1927.

Gebunden RM 24.—

Theorie der Wechselströme. Von Dr.-Ing. Alfred Fraenkel. Dritte, erweiterte und verbesserte Auflage. Mit 292 Textabbildungen. VI, 260 Seiten. 1930. RM 20.—; gebunden RM 21.50

Aufgaben und Lösungen aus der Gleich- und Wechselstromtechnik. Ein Übungsbuch für den Unterricht an technischen Hoch- und Fachschulen sowie zum Selbststudium. Von Professor H. Vieweger und Ing. W. Vieweger. Zehnte, umgearbeitete Auflage. Mit 289 Textabbildungen zu 349 Aufgaben und einer Tafel mit Magnetisierungskurven. VIII, 341 Seiten. 1931.

RM 11.50; gebunden RM 13.—

Die Berechnung von Gleich- und Wechselstromsystemen.

Von Dr.-Ing. Fr. Natalis. Zweite, völlig umgearbeitete und erweiterte Auflage. Mit 111 Abbildungen. VI, 214 Seiten. 1924.

RM 10.—

Einführung in die komplexe Behandlung von Wechselstromaufgaben. Von Dr.-Ing. Ludwig Casper. Mit 42 Textabbildungen. V, 121 Seiten. 1929.

RM 6.60

Die symbolische Methode zur Lösung von Wechselstromaufgaben. Einführung in den praktischen Gebrauch. Von Hugo Ring. Zweite, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 50 Textabbildungen. VII, 80 Seiten. 1928.

RM 4.50

Aufgabensammlung für Elektroingenieure. Aufgaben aus dem Gebiet der Starkstromtechnik mit ausführlichen Lösungen. Von Dipl.-Ing. Kurt Fleischmann, Mannheim. Mit 54 Abbildungen im Text und 5 Ausschlagtafeln. VIII, 171 Seiten.

Erscheint Anfang Mai 1931

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.—