

Die Meßwandler

ihre Theorie und Praxis

Von

Dr. I. Goldstein

Oberingenieur der AEG Transformatorenfabrik

Mit 130 Textabbildungen



Berlin
Verlag von Julius Springer
1928

ISBN-13: 978-3-642-89761-0 e-ISBN-13: 978-3-642-91618-2
DOI: 10.1007/978-3-642-91618-2

Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung
in fremde Sprachen, vorbehalten.
Copyright 1928 by Julius Springer in Berlin.
Reprint of the original edition 1928

Vorwort.

Die deutsche Fachliteratur über Meßwandler ist sehr dürftig. Die Lehrbücher über Transformatoren behandeln die Meßwandler überhaupt nicht oder tun dies ganz stiefmütterlich. Insbesondere gilt letzteres für Stromwandler. Der Grund dafür liegt nicht in der geringen Bedeutung, die den Meßwandlern in der Elektrizitätswirtschaft zukommt, sondern in der Eigenart der hier auftretenden Fragen, die etwas abseits der sonst im Transformatorenbau zu behandelnden Fragen liegen. Die Lehrbücher über Meßtechnik befassen sich schon mehr mit den Meßwandlern. Mit wenigen Ausnahmen werden aber hier die Eigenschaften der Wandler als fertige Tatsachen hingenommen. Die Fäden, die von hier zum Entwurf und Berechnung des Wandlers führen, werden in den meßtechnischen Abhandlungen nicht aufgedeckt. Es liegen einige Spezialarbeiten vor, die der Leser ohne Mühe im Verzeichnis der Arbeiten über Meßwandler finden wird, die einen Versuch darstellen, eine wissenschaftliche Grundlage für die Eigenschaften der Wandler zu entwickeln. Soweit der Verfasser in seiner langjährigen Praxis auf diesem Gebiet beobachten konnte, haben die in den Spezialarbeiten angegebenen Methoden für die Berechnung der Wandler in Kreisen der Meßwandlerfachleute wenig Anklang gefunden. Dies ist wohl auf die wenig zugängliche Darstellung, die Spezialarbeiten in der Regel haben, zurückzuführen. Eine ältere Arbeit vom Jahre 1909, „Untersuchungen an Meßtransformatoren“¹ von Dr.-Ing. Georg Keinath, soll als wertvoller Beitrag auf diesem Gebiet hier besonders erwähnt werden.

Ich habe versucht, die Theorie der Meßwandler auf eine geringe Anzahl physikalischer Tatsachen zu stützen. Es werden die heute

¹ Dissertation München, Dr. Wildsche Buchdruckerei Gebr. Parcus.

im Transformatorenbau üblichen Betrachtungsmethoden sinn- gemäß auf den Wandlerbau übertragen. Das Buch ist nicht bloß für Fachkreise, die mit dem Entwurf und der Berechnung der Wandler sich befassen, bestimmt. Vielmehr soll es ein Nachschlagebuch sein für Betriebsleiter, Meßtechniker und Laboratoriumsingenieure, die in der Praxis mit Wandlern zu tun haben. Aus diesem Grunde sind auch die praktischen Fragen im Hinblick auf die Anwendungsgebiete der Wandler eingehend er- örtert. Soweit die Wandlerfrage in das Gebiet der Meßtechnik hineinspielt, werden die wichtigsten hierzu gehörenden Punkte behandelt. Die Leistungsmessung über Wandler bzw. die Zäh- lung elektrischer Energie ist für jedes Elektrizitätswerk von größter Wichtigkeit.

Das Interesse für Wandler hat auch von einer anderen Seite her zugenommen. Der Übergang zu immer höheren Leistungen und Spannungen, wie auch der Zusammenschluß der Netze hat die Frage der Sicherheit des Strombezuges in den Vordergrund gerückt. Die neueren Schutzsysteme, wie Distanzschutz, Erd- schlußschutz, hochempfindlicher Differentialschutz sind watt- metrischer Art, und die entsprechenden Relais werden über Strom- und Spannungswandler angeschlossen. Es werden die Eigenschaften der Wandler von diesem Standpunkt untersucht und die Anforderungen an die Wandler formuliert.

Den Bedürfnissen der Elektrizitätswerke folgend, haben die meisten Firmen neue Bauarten von Stromwandlern entwickelt. Ich habe die Untersuchung angestellt, inwiefern diese neuen Formen auf das magnetische Verhalten der Wandler zurück- wirken und welche Momente besonders zu beachten sind, damit diesen Stromwandlern die Eigenschaften der Präzision der alten Topfwandler erhalten bleiben.

Was die Untersuchungs- und Prüfungsmethoden der Wandler be- trifft, so habe ich die Methoden, die dem heutigen Stand der Meß- technik auf diesem Gebiet entsprechen, kurz auseinandergesetzt.

Wenn es mir gelungen ist, das ganze Material über Meßwandler zusammengefaßt und den Berufskollegen ein Mittel zur Lösung der in der Praxis an sie herantretenden Fragen über Meßwandler in die Hand gegeben zu haben, so wird das Ziel dieser Arbeit erreicht sein. Daß fast ausschließlich AEG-Material zur Dar- stellung gelangt ist, ist infolge meiner Stellung begreiflich. Die

Leser werden darin keine Bevorzugung erblicken können, da ich stets bemüht war, die Objektivität zu wahren.

Den Herren Direktor Dr. Stern und Chefelektriker Biermanns, die mir die langjährige Erfahrung der Transformatorenfabrik der AEG auf diesem Gebiete zugute kommen ließen, möchte ich auch an dieser Stelle meinen herzlichen Dank aussprechen.

Ich verdanke ferner den Firmen Siemens & Halske und Koch & Sterzel die freundliche Überlassung von Druckstöcken.

Berlin, Januar 1928.

I. Goldstein.

Inhaltsverzeichnis.

A. Stromwandler.

	Seite
I. Theoretische Unterlagen	1
1. Die Wirkungsweise	1
2. Das Diagramm	2
3. Die Anforderungen an Stromwandler	4
4. Die Gleichungen für Übersetzungsfehler und Fehlwinkel	5
5. Die Umkehrung der Hauptgleichungen	7
6. Der Eisenkern	8
7. Die Amperewindungszahl	20
8. Die Streuung und die Anordnung der Wicklung	21
9. Die Messung der Streuung	35
10. Mittel zur Verbesserung der Fehler	41
11. Schaulinien des Stromwandlers und Belastungsfragen	47
II. Die verschiedenen Stromwandlerausführungen	55
1. Der gewöhnliche Topfstromwandler	55
2. Mehrleiterdurchführungsstromwandler	61
a) Allgemeine Eigenschaften	61
b) Wicklungsanordnungen zur Erzielung einer mittleren Streuung	68
c) Mehrleiterdurchführungswandler mit Ringkern	70
d) Die magnetische Unsymmetrie bei Mehrleiterdurchführungsstromwandlern mit Mantelkern	72
3. Einleiterstromwandler	75
4. Thermische und dynamische Kurzschlußsicherheit	85
5. Wanderwellenschutz	91
6. Frequenz und Kurvenform	98
7. Umschaltbare Stromwandler und Kombinationsstromwandler	101
III. Kritische Arbeitsgebiete bei Stromwandlern	104
1. Fehlwinkel und Übersetzungsfehler bei hohen Strömen (Netzkurzschlüsse). Schaulinienverlauf	104
2. Fehlwinkel und Übersetzungsfehler bei geringen Strömen und großer Netzphasenverschiebung	116
3. Summenschaltung mehrerer Stromwandler	123

	Seite
IV. Untersuchungen an Stromwandlern	129
1. Messung des Leerlaufstromes und der Verluste	129
2. Kompensationsmethode zur Messung des Fehlwinkels und des Übersetzungsfehlers	133
3. Prüffeldmessungen an Stromwandlern	137
B. Spannungswandler.	
I. Allgemeines	140
II. Das Diagramm und die Gleichungen für Fehlwinkel und Übersetzungsfehler	143
III. Spannungswandler mit magnetischem Rückschluß .	154
IV. Messungen mit und an Spannungswandlern	157
1. Der durch Wandler bedingte Fehler bei einer Leistungs- messung in der Drehstromschaltung	157
2. Untersuchungen an Spannungswandlern	160
V. Betriebssicherheit	164
Literaturverzeichnis	166

A. Stromwandler.

I. Theoretische Unterlagen.

1. Wirkungsweise.

Unter der Voraussetzung der bekannten Wirkungsweise eines Transformators kann für das Verständnis der weiteren Ausführungen speziell vom Stromwandler noch folgendes gesagt werden. Der Stromwandler arbeitet in einem Gebiet, welches in unmittelbarer Nachbarschaft desjenigen Betriebszustandes liegt, der als Zustand des sekundär kurzgeschlossenen Transformators gekennzeichnet wird. Die Leistung, die der Stromwandler nach außen hin abgeben soll, ist durch den Voltampereverbrauch der angeschlossenen Apparate bedingt. Bei einer bestimmten Stromstärke, die zweckmäßig der normalen sekundären Stromstärke von 5 Amp. gleichzusetzen ist, soll eine sekundäre Klemmenspannung, die der geometrischen Summe der Spannungsabfälle der angeschlossenen Apparate gleich ist, aufrechterhalten werden. Damit ist über das Verhalten des Stromwandlers schon viel gesagt. Der Kern des in Abb. 1 dargestellten Stromwandlers muß in dem Maße magnetisiert werden, daß eine EMK zur Deckung der inneren Spannungsabfälle und der Klemmenspannung E_{zk} sich ausbilden kann. Die inneren Spannungsabfälle bestehen aus der Streuspannung und dem Ohmschen Spannungsabfall der Sekundärwicklung. Die entsprechenden Spannungsabfälle, die durch die

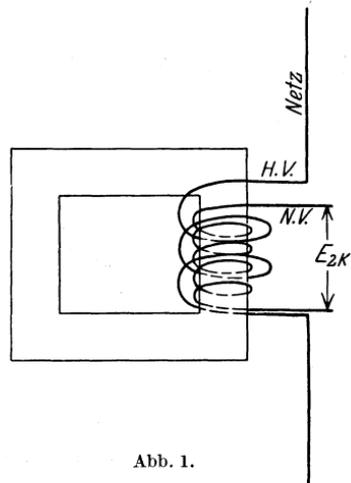


Abb. 1.

Stromstärke bedingt sind, werden durch die Sekundärwicklung abgedeckt. Die entsprechenden Spannungsabfälle, die durch die

Im Diagramm bedeuten die einzelnen Vektoren folgende Spannungsabfälle bzw. Spannungen:

$$EF = J_2 r_2,$$

$$FG = J_2 \omega \lambda_2$$

r_2 ist der Ohmsche Widerstand,

λ_2 ist die Streuinduktivität der sekundären Wicklung,

$OG = E_2$, die EMK des Sekundärkreises.

Diese EMK muß im Primärkreis als zu deckender Spannungsabfall erscheinen, eine Umklappung um 180° ergibt die Spannung $OH = -E_2$.

Hierzu kommen noch die primären Spannungsabfälle:

$JH = J_1 r_1$ der Ohmsche Spannungsabfall,

$JK = J_1 \omega \lambda_1$ die Streuspannung.

Die Summe dieser Spannungen ergibt die primäre Klemmenspannung $OK = E_{K_1}$.

Die im Diagramm stark ausgezeichneten Vektoren bilden das für die Arbeitsweise des Stromwandlers grundlegende Amperewindungsdiagramm. Da wir die Annahme $z_1 = z_2$ gemacht haben, sind in der Zeichnung nicht die Amperewindungen, sondern nur die Ströme eingezeichnet. Die primären und sekundären Amperewindungen setzen sich geometrisch zu den Leerlaufamperewindungen zusammen. Im stark ausgezeichneten Stromdiagramm erscheint der Leerlaufstrom $OB = J_0$ als Resultierende des primären $OC = J_1$ und des sekundären Stromes $OA = J_2$. Mit dem umgeklappten Sekundärstrom $BC = -J_2$ erhält man das sog. „Stromdreieck“ OBC . Die Größe des Leerlaufstromes J_0 ist durch die EMK E_2 bedingt, bzw. durch den magnetischen Fluß, der zur Erzeugung dieser EMK notwendig ist.

Von einer Zerlegung des Leerlaufstromes J_0 in seine Watt- und wattlose Komponente ist an dieser Stelle, um unnötige Komplizierung zu vermeiden, abgesehen worden. Bezüglich der Darstellung der Vektoren im Diagramm muß gesagt werden, daß die Stromvektoren der Übersicht wegen nicht maßstäblich gezeichnet sind. Der Leerlaufstrom ist in Wirklichkeit wesentlich kleiner. Die Spannungsvektoren sind annähernd maßstäblich gezeichnet, jedoch sind die Verhältnisse bei den verschiedenen Stromwandlertypen stark verschieden. Insbesondere kann der Vektor JK , die primäre Streuspannung, wesentlich größer sein;

bei neuzeitlichen Durchführungstromwandlern für höchste Spannungen (110 KV) wird dies der Fall sein. Dieser Spannungsabfall ist aber in E_2 nicht enthalten und hat infolgedessen auf den Leerlaufstrom keinen Einfluß.

3. Die Anforderungen an Stromwandler.

Bevor wir zum Kern des Stromwandlerproblems übergehen, wollen wir noch kurz auf die Anforderungen, die wir heute an die Stromwandler stellen, zurückkommen. Allgemeine Gesichtspunkte des Transformatorenbaues, wie Kurzschlußsicherheit, Isolationsfestigkeit, Sprungwellensicherheit, gelangen hier nur in dem Maße in einem weiteren Abschnitt zur Besprechung, als dies vom Betriebsstandpunkt aus von Interesse ist. Bezüglich des magnetischen Verhaltens müssen die Stromwandler hinsichtlich der im Sekundärkreis angeschlossenen Apparate verschieden bewertet werden. Wir unterscheiden zwei große Anwendungsgebiete: a) Zähler und Meßinstrumente, b) Relais.

Beim Anschluß von Zählern, registrierenden und gewöhnlichen Wattmetern, Blindleistungsanzeigern wird vom Stromwandler verlangt, den primären Strom richtig und winkeltreu in den Kreis der angeschlossenen Apparate zu übersetzen. Die Fehler der Zähler und der Meßinstrumente hängen vom Übersetzungsfehler und dem Fehlwinkel (der Supplementwinkel zu 180°) ab. Die Fehler wirken sich bei verschiedenen Stromstärken und bei verschiedener Phasenverschiebung im Netz verschieden aus. Es wird die besondere Aufgabe eines der nächsten Kapitel sein, den ganzen Komplex der hier zusammenhängenden Fragen zu erörtern.

Beim Anschluß von Relais wird man, solange es sich um Stromrelais handelt, eine richtige Übersetzung wünschen, die auch bei Stromstärken oberhalb der Nennstromstärke keine wesentliche Abweichung aufweist. Wo die Relais mit Sekundärstrom geeicht werden, ist dies ein Punkt, der beachtet werden muß. Wesentlich höher sind die Anforderungen an die Stromwandler beim Anschluß wattmetrischer Relais, insbesondere bei für Überstromschutz in Frage kommenden Selektivrelais. Hier müssen die Übersetzungsfehler und Fehlwinkel bei hohen Stromstärken, die ein Vielfaches der Nennstromstärke sind, in bestimmten Grenzen bleiben, damit die Wirkung des selektiven Überstromschutzes gesichert bleibt.

Von Stromwandlern, an die hochempfindliche wattmetrische Erdschlußrelais angeschlossen werden, muß neben einer richtigen Übersetzung auch eine richtige Phasenübertragung verlangt werden. Wir begnügen uns hier mit dem Hinweis auf die Wichtigkeit dieser Fragen, während eine ausführlichere Behandlung für später vorbehalten bleibt. Der Vollständigkeit halber seien an dieser Stelle die amtlichen Beglaubigungsvorschriften für Stromwandler angeführt:

„Die Nennbürde eines Stromwandlers muß mindestens $0,6 \Omega$ bei einer sekundären Nennstromstärke 5 Amp. sein.

Für Stromstärken vom Nennwert bis zu dessen fünften Teil darf der Stromfehler $\pm 0,5\%$, der Fehlwinkel ± 40 Minuten nicht überschreiten.

Für Stromstärken unter $1/5$ bis $1/10$ des Nennwertes darf der Stromfehler $\pm 1\%$, der Fehlwinkel ± 60 Minuten nicht überschreiten.“

4. Die Gleichungen für Übersetzungsfehler und Fehlwinkel.

Wir gelangen zum Kern des Stromwandlerproblems, wenn wir die Gleichungen für den Übersetzungsfehler und Fehlwinkel herleiten. Zu diesem Zweck zeichnen wir aus dem Diagramm (Abb. 2) nur die in Frage kommenden Vektoren und erhalten in Abb. 3 das vereinfachte Diagramm. Wir führen folgende Winkelbezeichnung ein:

$$\sphericalangle (J_2, E_2) = \varphi_2,$$

$$\sphericalangle (J_0, E_1) = \varphi_0.$$

Aus Abb. 3 ergibt sich:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{DE + FG}{OD + EF} = \frac{\omega L_2 + \omega \lambda_2}{R_2 + r_2}. \quad (2)$$

Im $\triangle AOB$ ist der Winkel bei A der Fehlwinkel des Stromwandlers, den wir in Zukunft immer mit δ bezeichnen. Ferner ist im $\triangle ODB$ der Winkel

$$\sphericalangle DOB = \varphi_0 - \varphi_2.$$

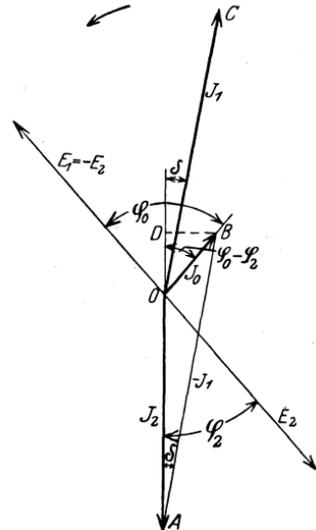


Abb. 3.

oder, wenn δ in Minuten ausgedrückt werden soll,

$$\delta' = \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2 0,00029}$$

rechnet.

Die beiden vereinfachten Formeln

$$\left. \begin{aligned} f_{\text{Ü}} &= \frac{J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2} \cdot 100 \\ \delta' &= \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2 0,00029} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

reichen für den praktischen Gebrauch in den meisten Fällen aus. Wie wir sehen werden, handelt es sich um eine angenäherte Berechnungsmethode. In extremen Fällen muß auf die Formeln (3) zurückgegriffen werden. Für den Sinn des Fehlwinkels gilt folgende von der P. T. R. festgelegte Definition: Der Fehlwinkel ist positiv, wenn der umgeklappte Sekundärstrom J_2 dem Primärstrom J_1 voreilt.

Über die Anwendung der Formeln (3) und (4) muß noch folgendes gesagt werden. Trifft die Voraussetzung $z_1 = z_2$ nicht zu, so müssen die Ströme J_0 und J_2 durch die entsprechenden Amperewindungszahlen ersetzt werden. Der Winkel φ_2 ist aus der Gleichung (2) zu berechnen und ist bei gegebenem Stromwandler von der Belastung im Sekundärkreis (R_2 , L_2) abhängig. Mitbestimmend auf den Winkel φ_2 sind auch der Widerstand und die Streuinduktivität der Sekundärwicklung (r_2 , λ_2). Der in den Formeln enthaltene Winkel φ_0 ist der Winkel zwischen der Spannung E_1 und dem Leerlaufstrom J_0 (s. Abb. 3). Dieser Winkel ist der Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung im Leerlauf gleich, da im Leerlauf $E_1 \cong E_{K1}$ (s. Abb. 2). Man kann also sagen: man ist in der Lage, für jeden Sekundärstrom J_2 bei einer bestimmten Belastung (φ_2) den Übersetzungsfehler und den Fehlwinkel zu bestimmen, sobald man die dazugehörigen Werte von J_0 und φ_0 kennt.

5. Die Umkehrung der Hauptgleichungen.

Man kann aus den Hauptgleichungen

$$\begin{aligned} f_{\text{Ü}} &= \frac{J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2}, \\ \text{tg } \delta &= \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2} \end{aligned}$$

die inversen Gleichungen, die J_0 und φ_0 in Abhängigkeit vom Fehlwinkel und Übersetzungsfehler darstellen, ableiten. Die Division der zweiten Gleichung durch die erste ergibt:

$$\operatorname{tg}(\varphi_0 - \varphi_2) = \frac{\operatorname{tg} \delta}{f v}. \quad (5)$$

Durch Quadrieren und Addieren erhält man aus beiden Gleichungen:

$$J_0 = J_2 \sqrt{f^2 v^2 + \operatorname{tg}^2 \delta}. \quad (5a)$$

Für die praktische Rechnung ist

$$\operatorname{tg} \delta \cong \delta' 0,00029$$

zu setzen.

Es sei schon hier vorweggenommen, daß durch die Kompensationsmethode von Schering und Alberti¹ die Bestimmung des Fehlwinkels und des Übersetzungsfehlers mit großer Präzision vorgenommen werden kann. Es ist für die gegenseitige Kontrolle von Rechnung und Messung wichtig, daß die beiden Größen J_0 und φ_0 , durch die das magnetische Verhalten des Stromwandlers bedingt ist, aus dem Fehlwinkel und dem Übersetzungsfehler gewonnen werden können. Allerdings ist die Kenntnis des Winkels φ_2 nach der Gleichung (2)

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega L_2 + \omega \lambda_2}{R_2 + r_2}$$

erforderlich.

Die Größen R_2 und L_2 sind durch den Verbraucherkreis gegeben, r_2 ist als Widerstand der Sekundärwicklung eine bekannte Größe und von der Ermittlung von λ_2 , der Streuinduktivität der Sekundärwicklung, wird in einem der nächsten Kapitel die Rede sein.

6. Der Eisenkern.

Die Gleichungen (4) für Übersetzungsfehler und Fehlwinkel enthalten im Zähler den Leerlaufstrom J_0 . Die Größe des Leerlaufstromes ist hiernach von größter Wichtigkeit für die Güte des Stromwandlers. Der Leerlaufstrom J_0 ist die geometrische Summe des Magnetisierungsstromes J_m , der wattlosen Kompo-

¹ Archiv für Elektrotechnik. Bd. II, Heft 7. Berlin: Julius Springer 1914.

nente des Leerlaufstromes, und des Verluststromes J_w , der Wattkomponente von J_0 . Es bestehen die Beziehungen:

$$\left. \begin{aligned} J_0 &= \sqrt{J_m^2 + J_w^2}, \\ \operatorname{tg} \varphi_0 &= \frac{J_m}{J_w}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Der Wattstrom bildet einen Teil des Leerlaufstromes, der bei Vollast des Wandlers einen Wert von ca. 30% erreicht.

In erster Linie ist vom Eisen hohe Magnetisierbarkeit im Gebiete der Anfangspermeabilität zu verlangen. Für Präzisionswandler wird heute ausschließlich hochlegiertes 0,35 mm starkes Blech, Qualität IV, verwendet.

Die geringe Verlustzahl des Eisens kommt erst in zweiter Linie in Betracht. Die heute bei hochlegiertem Transformatorblech erreichbaren Werte für die Magnetisierung sind in den Kurven der Abb. 4 dargestellt. Es sind dies

Gleichstrommagnetisierungskurven, die im Laboratorium an einem homogen bewickelten Ring nach der Kommutierungsmethode aufgenommen worden sind. Bei Verwendung eines Instrumentes mit Fadenaufhängung bietet die

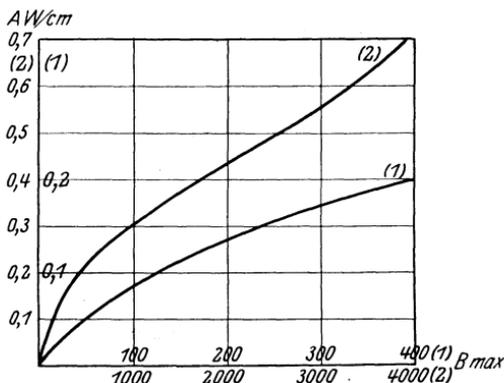


Abb. 4. Gleichstrommagnetisierungskurve.

Aufnahme dieser Kurven keine Schwierigkeiten. Gleichstrommessungen sind, auch wenn hohe Empfindlichkeit verlangt wird, immer noch einfacher als hochempfindliche Wechselstrommessungen. Hat man doch bei Gleichstrom im permanenten Magneten eine geschenkte Kraftquelle, während man bei Wechselstrom auf den Meßstrom angewiesen ist, auch wenn man neuerdings bei den ferrodynamischen Meßinstrumenten durch Eisenkerne dem Meßstrom kräftig nachhilft. Man kommt in den Unterlagen für die Berechnung der Stromwandler ohne Resultate empfindlicher Wechselstrommessungen nicht aus und es wird im Abschnitt über „Untersuchungen an Stromwandlern“ noch

näheres darüber zu sagen sein, während wir hier uns den Resultaten dieser Messungen zuwenden können.

In Abb. 5 sind in den Kurven (1) und (2) die Verluste in Watt pro kg in Abhängigkeit von der Induktion B_{\max} bei Wechselstrom von 50 Perioden dargestellt. Die Verluste bestimmen die Wattkomponente des Leerlaufstromes.

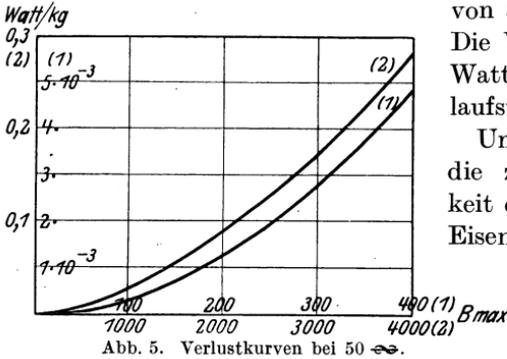


Abb. 5. Verlustkurven bei 50 ω .

Um die Zusammenhänge, die zwischen der Genauigkeit des Wandlers und dem Eisengewicht bzw. dem

Eisenquerschnitt bestehen, besser zu erfassen, knüpfen wir an die Gleichungen

an, die sich aus dem Diagramm der Abb. 2 ohne weiteres ergeben.

Zur Deckung der Spannungsabfälle muß im Stromwandler eine EMK E_2 bestehen, die geometrisch sich aus folgenden Größen zusammensetzt. Es ist:

$$E_2 = OG = \sqrt{(EF + OD)^2 + (FG + ED)^2},$$

wobei nach Abschnitt I, 2:

$$\begin{aligned} EF &= J_2 r_2, & FG &= J_2 \omega \lambda_2, \\ OD &= J_2 R_2, & ED &= J_2 \omega L_2. \end{aligned}$$

Hiernach wird:

$$E_2 = J_2 \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2)^2}. \quad (7)$$

Für den gegebenen Stromwandler sind der Widerstand r_2 und die Streuinduktivität λ_2 der Sekundärwicklung feste Größen; je höher der Widerstand R_2 und die Induktivität L_2 des Belastungskreises, um so größer E_2 , die EMK, die durch Magnetisierung des Kernes aufgebracht werden muß. Zwischen E_2 und der Induktion im Eisen B_{\max} besteht die bekannte Beziehung:

$$E_2 = 4,44 f z q B_{\max} 10^{-8}, \quad (8)$$

wobei f die Frequenz,
 z die Erregerwindungszahl,
 q den aktiven Eisenquerschnitt in cm^2 ,
 B_{\max} die maximale Induktion
 bedeuten.

Es sei in Abb. 6 ein aus fugenlosen Blechen zusammengesetzter Kern dargestellt, dessen eine Säule mit z Windungen, die einen sinusförmigen Wechselstrom vom Effektivwert J_m führen, bewickelt ist.

Für den magnetischen Kreis gilt die Beziehung:

$$J_m \sqrt{2} z = H_{\max} l,$$

wo H die Feldstärke in AW/cm und l den mittleren Kraftlinienweg in cm bedeuten.

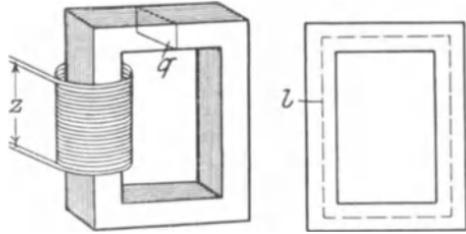


Abb. 6.

Wir multiplizieren die Gleichung (8) mit obiger Gleichung und erhalten:

$$E_2 J_m \sqrt{2} z = 4,44 f z H_{\max} B_{\max} q l \cdot 10^{-8}.$$

Nun ist $q l$, wie aus Abb. 6 ersichtlich, das Kernvolumen. Wir führen das Eisengewicht in kg $G = \frac{\gamma \cdot q l}{1000}$ und erhalten folgende wichtige Beziehung:

$$E_2 J_m = c G B_{\max} H_{\max}, \quad (9)$$

wo die Konstanten zu einer Größe c zusammengefaßt worden sind, wobei

$$c = \frac{4,44}{\sqrt{2}} \cdot \frac{f}{\gamma} \cdot 10^{-5}$$

ist. Die linke Seite der Gleichung (9) gibt die Voltamperezahl für den Kern und besagt, daß die sog. scheinbare Leistung der Magnetisierung bei gegebener Induktion proportional dem Eisengewicht ist. Die Feldstärke H ist eindeutig nach der Magnetisierungskurve durch B bestimmt. Die Gleichung (9) zeigt gleichzeitig die Zweckmäßigkeit der Einführung einer Wechselstrommagnetisierungskurve. Handelt es sich doch bei Transformatoren immer um eine Wechselstrommagnetisierung, und so hat die Praxis neben der Verlustkurve in Watt/kg die Voltamperekurve in Voltampere/kg eingeführt. Kennt man die Voltzahl der Erregerwicklung, so gelangt man durch die Voltamperekurve zum Magnetisierungsstrom. Eines soll aber nicht unerwähnt bleiben. Wir haben in den Gleichungen nur mit dem Magnetisierungsstrom gerechnet und den Wattstrom außer Betracht gelassen. Die Ermittlung des Wattstromes erfolgt auf Grund der Verluste W .

Es ist der Wattstrom

$$J_w = \frac{W}{E_2} \quad (10)$$

Wenn wir den Wattstrom im Leerlaufstrom J_0 nicht berücksichtigen, begehen wir einen Fehler. Da sich die Ströme geometrisch addieren, und der Wattstrom senkrecht zum Magnetisierungsstrom steht, so ergeben sich folgende Verhältnisse:

J_m	J_w	J_0
100 %	10 %	100,5 %
100 %	20 %	101,98 %
100 %	30 %	104,4 %

Praktisch kommt dieser Fehler nicht in Frage, da die experimentell aufgenommene Voltamperekurve den Wattstrom auch enthält. In Abb. 7 sind die Voltamperekurven für hochlegiertes 0,35 mm starkes Blech dargestellt.

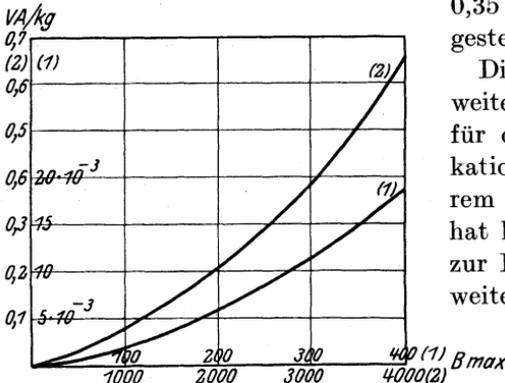


Abb. 7. Voltamperekurve für hochlegiertes Blech.

Diese Kurven haben bei weitem die größte Bedeutung für die Stromwandlerfabrikation. Eisen mit geringerem Voltampereverbrauch hat kleineren Leerlaufstrom zur Folge. Wir wollen eine weitere für das Eisen charakteristische Kurve einführen, nämlich die $\cos \varphi_0$ -Kurve

Diese Kurve läßt sich aus der Verlust- und Voltampereverbrauchskurve ableiten und enthält in sich infolgedessen keine neuen Eigenschaften des Eisens. Für die Rechnung ist sie aber sehr bequem, denn die Fehlerformeln (4) enthalten die Ausdrücke $\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$ und $\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$. Abb. 8 zeigt den Verlauf der $\cos \varphi_0$ -Kurve, die im weiteren Verlauf wieder abnimmt und bei der Sättigung, die für Transformatoren (etwa 13000 Linien) in Frage kommt, einen Wert von $\cos \varphi_0 \cong 0,1$ annimmt. Das Verhältnis der Verlustleistung zur scheinbaren Magnetisierungsarbeit

$$\cos \varphi_0 = \frac{W}{E_2 J_0} = \frac{J_w}{J_0}$$

nimmt im Gebiet 2000 bis 2500 Linien Werte von 0,45 bis 0,5 an. So eigenartig dieses Verhalten auch ist, erübrigt es sich doch, sofern man nur das Wesen des Stromwandlers sich als Ziel steckt, dieses Verhalten näher zu untersuchen. Eine Unterteilung der Verluste in Hysteres- und Wirbelstromverluste und die Erforschung des Einflusses der Anteile dieser Verluste auf die Präzision des Stromwandlers zeitigt bei Stromwandlern aus hochlegiertem Blech keine besonders wichtigen Resultate, weil, wie wir gesehen haben, die Verluste erst in zweiter Linie in Frage

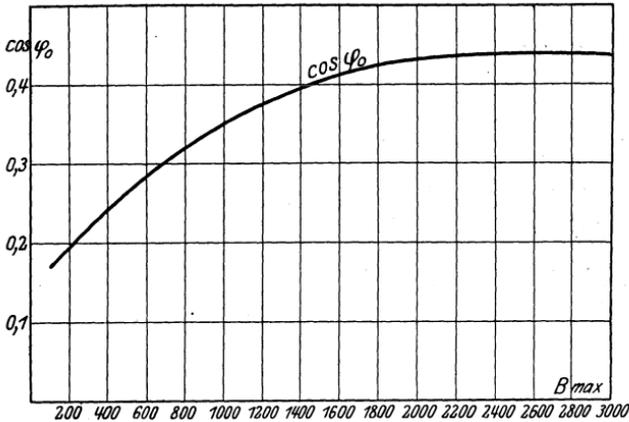


Abb. 8. $\cos \varphi_0$ -Kurve für hochlegiertes Blech.

kommen, die Magnetisierbarkeit des Eisens dagegen in erster Linie. Als seinerzeit im Stromwandlerbau das gewöhnliche Dynamoblech durch hochlegiertes Blech ersetzt wurde, konnte der Leerlaufstrom auf ca. 1 bis 1,5% des Betriebsstromes herabgesetzt werden. Daraus ergaben sich Bedingungen für die Stromwandler der Klasse *E*. Ein weiterer wesentlicher Fortschritt muß wiederum eine Materialfrage sein. Gelingt es, eine Eisenlegierung herzustellen, welche im Anfangsgebiet der Magnetisierung bei gleicher Induktion eine wesentlich geringere Zahl AW/cm aufweist und dabei auch geringere Verluste hat, so können auch Stromwandler gebaut werden, die dementsprechend geringere Fehler aufweisen.

Soweit über die Materialfrage. Wir wollen uns nun weiteren Fragen, die sich auf den Kern beziehen, zuwenden.

Wir hatten bis jetzt den Kern ohne jede Stoßfuge angenommen. Dies läßt sich fabrikatorisch nicht immer durchführen, und es

werden in vielen Fällen Stromwandlerkerne aus aufgeschnittenen Blechen geschichtet. Eine Art der Schichtung verwendet Bleche nach Abb. 9. Die Bleche werden an der aufgeschnittenen Stelle umgebogen und durch die Spulen gesteckt. Die Hälfte der Bleche hat die aufgeschnittene Stelle links, die andere Hälfte rechts. Die Bleche werden abwechselnd aneinander gereiht; man erhält auf diese Weise einen Kern mit „versetzten Fugen“.

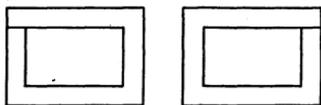


Abb. 9.

Kerne mit vollständigen Luftfugen, etwa mit abnehmbarem Joch, kommen für Stromwandler nicht in Frage. Wir können uns darauf beschränken,

den Einfluß einer oben geschilderten Schichtung auf die Meßgenauigkeit zu untersuchen. Zu diesem Zwecke wurde der Leerlaufstrom an einem fugenlosen Kern und an einem sonst gleichen, aber geschichteten Kern gemessen. Die Resultate sind in Abhängigkeit von der Induktion im Eisen in den Kurven der Abb. 10 dargestellt. Wie daraus hervorgeht, beginnen die Unterschiede erst bei 750 Linien. Sofern man mit der Induktion unterhalb

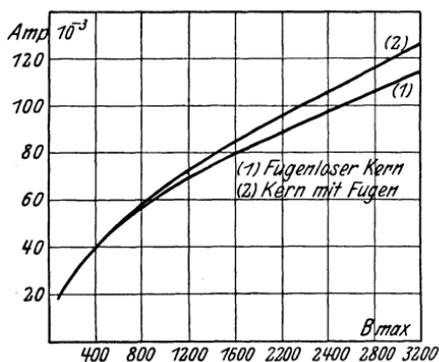


Abb. 10. Leerlaufstromkurven.

dieses Wertes bleibt, treten Unterschiede in der Meßgenauigkeit nicht auf. Im allgemeinen kann infolge der so angeordneten Fugen eine Verschlechterung im Übersetzungsfehler von 0,1 bis 0,2% in ungünstigsten Fällen auftreten. Da sich aus praktischen Gründen dieser Aufbau der Kerne nicht vermeiden läßt, muß man beim Entwurf des Kernes so viel Spiel vorsehen, daß auch bei

einer Verschlechterung von 0,1 bis 0,2% die gewünschte Fehlergenauigkeit noch eingehalten wird.

Überhaupt kommt der Bemessung des Kernes die größte Bedeutung zu. Wir wollen an einem Beispiel zeigen, wie sich aus den Dimensionen des Kernes die Größe des Leerlaufstromes ermitteln läßt. Gleichzeitig soll gezeigt werden, wie eine bestehende

Type geändert werden muß, um eine Verbesserung des Stromwandlers zu erzielen. In der Abb. 11 ist ein Stromwandleraufbau für 24000 Betriebsspannung dargestellt. Die Abmessungen des Fensters sind durch die Isolationsverhältnisse gegeben. Die Hochvoltwicklung ist von der Niedervoltwicklung durch einen Hartpapierzylinder und einen Ölkanal isoliert. Die Abstände zwischen der Hochvoltwicklung und dem Eisen müssen nach der Prüfspannung bemessen sein, insbesondere muß auf den Jochabstand (in der Abbildung mit d bezeichnet) geachtet werden, da hier der Übergang von der Hochvoltwicklung zum Kern auf dem Kriechwege an der Hartpapieroberfläche erfolgen kann, und da bekanntlich die Isolationsfestigkeit an Oberflächen im Vergleich zu Ölstrecken gering ist.

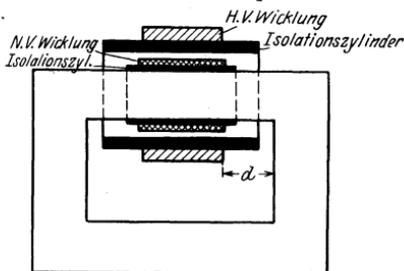


Abb. 11.

Was man am meisten in der Hand hat, das ist der Eisenquerschnitt, mit dessen richtiger Bemessung, wie wir nun sehen werden, sich aber auch viel beim Entwurf machen läßt. Allerdings hat die Vergrößerung des Querschnittes auch größeren Umfang der Spulen zur Folge und dadurch auch eine Vergrößerung des Fensters in der einen Richtung. Da sich aber der Querschnitt quadratisch mit dem Radius ändert, ist eine Querschnittsvergrößerung immer ein wirksames Mittel, den Stromwandler zu verbessern. Der Kernquerschnitt q ergibt sich aus der Formel (8):

$$E_2 = 4,44 f z q B_{\max} 10^{-8}.$$

Die Ermittlung von E_2 [s. Formel (7)] wird Gegenstand der weiteren Betrachtungen sein, einstweilen nehmen wir an, der höchste Wert für E_2 bei der ungünstigsten Belastung des Stromwandlers bei Nennstrom sei ermittelt. Bei einer Vergrößerung des Querschnittes erniedrigt man die Induktion B , und darin besteht eben der Gewinn. Bei geringerer Induktion verkleinert man die Zahl der AW/cm (Abb. 4) oder, was auf das gleiche hinausläuft, man verkleinert die scheinbare Magnetisierungsarbeit pro kg (Abb. 7). Gerade die letzte Darstellung in VA/kg berechtigt zu der Frage, ob nicht der durch die Vergrößerung

des Eisenquerschnittes erzielte Vorteil, durch die Gewichtszunahme, die dabei eintritt, aufgehoben wird. Dies ist nicht der Fall, wovon man sich durch eine genaue Betrachtung der Formeln (8) und (9) überzeugen kann. Erstens ist zu beachten, daß bei der Querschnittsänderung die Konstanz des Produktes

$$B_{\max} q = \text{Konstante}$$

gewährleistet wird. Die Formel (9), in der wir

$$G = \frac{\gamma \cdot q \cdot l}{1000}$$

setzen können, lautet dann:

$$E_2 J_m = c \frac{\gamma \cdot l}{1000} \underbrace{(B_{\max} q)}_{\text{Konstante}} H_{\max}.$$

Die Abnahme von H_{\max} , die bei der Querschnittsvergrößerung eintritt, verkleinert das Produkt $E_2 J_m$, den Voltampereverbrauch, und bei gegebenem E_2 den Magnetisierungsstrom J_m . Das gleiche ergibt sich für das Verhalten des Wattstromes. Man sieht also, daß trotz der Gewichtszunahme eine Verkleinerung des Magnetisierungsstromes und infolgedessen eine Verbesserung des Stromwandlers eintreten muß.

Wir wollen nun am Stromwandlerkern der Abb. 11 die obige Rechnung durchführen. E_2 sei zu 6,1 Volt für 100% Nennstrom ermittelt und nimmt proportional mit dem Nennstrom J_2 ab. Der aktive Eisenquerschnitt sei 14,3 cm², die Windungszahl $z = 240$. Hieraus ergibt sich für die maximale Induktion:

$$B_{\max} = \frac{E_2 \cdot 10^8}{4,44 f z \cdot q} = \frac{6,1 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 240 \cdot 14,3} = 800 \text{ Linien.}$$

Das Gewicht ergibt sich aus den Abmessungen des Kernes zu

$$\frac{q \cdot l \cdot \gamma}{1000} = \frac{14,3 \cdot 51,0 \cdot 7,6}{1000} = 5,55 \text{ kg.}$$

Für die jeweilige Induktion findet sich aus der Kurve Abb. 7 der Voltampereverbrauch pro kg, und durch Multiplikation mit dem Gewicht die Voltamperezahl, aus der dann zu jedem Wert von E_2 der Leerlaufstrom zu ermitteln ist. Folgende Tabelle gibt dann die Zusammenstellung der errechneten Werte.

$$G = 5,55 \text{ kg. } q = 14,3 \text{ cm}^2. \quad B_{\max} = 800 \text{ Linien.}$$

E_2 in Volt	J_2 in %	B	Voltampere pro kg	Voltampere total	J_0 in Milliampere
6,10	100	800	0,0530	0,2940	48,2
3,05	50	400	0,0184	0,1022	33,5
0,61	10	80	0,0013	0,0072	11,8

Nun wollen wir den Querschnitt vergrößern. Wir wollen die Schichthöhe von 45 mm auf 50 mm erhöhen. Wenn man wegen der Papierisolation der Bleche mit einem Füllfaktor von 0,87 rechnet, so bekommt man, wie aus der Abb. 12 und 12 a ersichtlich, einen aktiven Eisenquerschnitt von

$$(3,7 \times 5,0) \cdot 0,87 = 16,0 \text{ cm}^2.$$

Infolge des vergrößerten Eisenquerschnittes muß man, um die gleichen Abstände zwischen den Wicklungen und Eisen einzu-

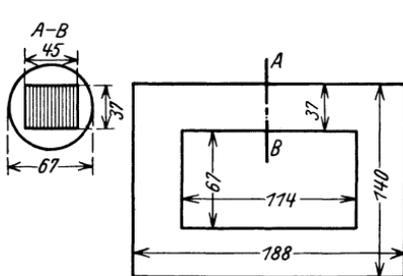


Abb. 12.

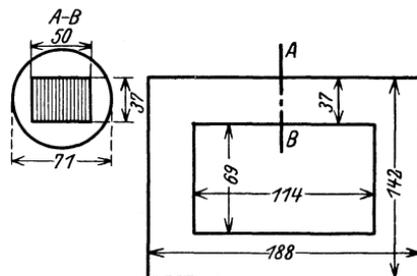


Abb. 12 a.

halten, das Fenster in der einen Richtung größer machen. Die Maße sind in den Abb. 12 eingezeichnet. Um den Kernquerschnitt ist jeweilig der Außenumfang der Niedervoltspule angedeutet. Wir können jetzt für den vergrößerten Kern die Magnetisierung nachrechnen. Das Gewicht beträgt jetzt:

$$G = \frac{16 \cdot 51,4 \cdot 7,6}{1000} = 6,26 \text{ kg}$$

und die maximale Induktion:

$$B_{\max} = \frac{6,1 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 240 \cdot 16} = 715 \text{ Linien.}$$

Die Vergleichswerte liefert umstehende Tabelle.

$$G = 6,26 \text{ kg. } q = 16 \text{ cm}^2. B_{\max} = 715 \text{ Linien.}$$

E_2 in Volt	J_2 in %	B	Voltampere pro kg	Voltampere total	J_0 in Milliampere
6,10	100	715	0,044	0,2760	45,2
3,05	50	357	0,0154	0,0965	31,6
0,61	10	71,5	0,0011	0,0069	11,3

Man kommt also trotz des größeren Eisengewichtes zu kleineren Leerlaufströmen. Ob die Verbesserung ausreicht, ist eine Frage für sich. Man muß in der Querschnittsvergrößerung so weit gehen, bis eben die gewünschten Resultate erreicht sind.

Des Interesses wegen soll hier auch die andere Methode der Berechnung des Leerlaufstromes unter Zuhilfenahme der Gleichstrommagnetisierungskurve und der Verlustkurve für die letzten Abmessungen des Kernes durchgeführt werden. Wie aber bereits gesagt, ist die Rechnung, bei der nur Wechselstromkurven verwendet werden, für Stromwandlerberechnungen am geeignetsten. Bei Verwendung von Gleichstrommagnetisierungskurven müssen die beiden Komponenten des Leerlaufstromes J_m und J_w getrennt berechnet werden. Die in Frage kommenden Gleichungen lauten:

$$J_m \sqrt{2} z = H_{\max} l$$

$$J_w = \frac{W}{E_2}$$

und

$$J_0 = \sqrt{J_m^2 + J_w^2}.$$

Den zugehörigen Wert von H in AW/cm bei der entsprechenden Induktion B entnehmen wir der statischen Magnetisierungskurve in Abb. 4, die Verluste W errechnen sich aus dem Gewicht G und der Verlustzahl, entnommen der Verlustkurve in Abb. 5, nach der Beziehung $W = \text{Watt/kg} \cdot G$. Unter Zugrundelegung der für den Kern der Abb. 12 a geltenden Werte $l = 51,4 \text{ cm}$, $G = 6,26 \text{ kg}$, $z = 240$ gelangt man zu den in folgender Tabelle aufgeführten Werten:

E_2 in Volt	J_2 in %	B	AW/cm	Watt/kg	In Milliampere		
					J_m	J_w	J_0
6,1	100	715	0,26	$14 \cdot 10^{-3}$	39,5	14,4	42,2
3,05	50	357	0,186	$3,8 \cdot 10^{-3}$	28,4	7,8	29,5
0,61	10	71,5	0,075	$0,16 \cdot 10^{-3}$	11,3	1,6	11,4

Wie man sieht, bekommt man bei dieser Rechnung für die oberen beiden Punkte kleinere Werte als bei der früheren Berechnung. Man tut gut, bei solchen Differenzen immer die größeren Werte zugrunde zu legen. Bleche verschiedener Hüttenwerke und verschiedener Lieferungen können in den Magnetisierungs- und Verlustwerten Abweichungen aufweisen. Für die Kontrolle einer richtigen Stromwandlerfabrikation ist es notwendig, genau so wie man im Eppstein-Apparat Eisenproben der Transformatorbleche untersucht, Eisenuntersuchungen bei geringer Permeabilität vorzunehmen.

Es soll hier noch über die Kernarten im Stromwandlerbau einiges gesagt werden. Man unterscheidet, wie im Transformatorbau, die Kern- und Manteltype mit dem Unterschiede, daß im Stromwandlerbau die Manteltype eine größere Ausdehnung

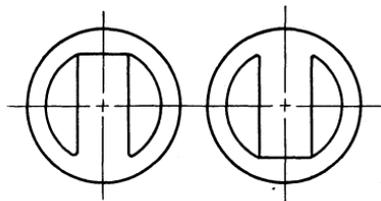


Abb. 13.

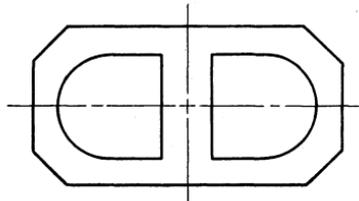


Abb. 14.

erreicht hat als im Transformatorbau. Dies mag vielleicht dadurch zu erklären sein, daß bei der Manteltype, besonders bei kleineren Stromwandlern, die Spulen einen besseren Halt am Kern haben und die mechanische Kurzschlußsicherheit sich mit weniger Abstützungsmaterial erreichen läßt, als dies bei der Kerntype der Fall ist. Abb. 13 und 14 zeigen Kernbleche für Manteltypen, wie sie bei AEG-Durchführungsstromwandlern verwendet werden. Die Bleche werden aus Blechtafeln herausgestanzt und in den Spulenaufbau einzeln hineingelegt. Absolutes Vermeiden von Stoßfugen ist, wie wir gesehen haben, nicht unbedingt erforderlich. Nach Abb. 13 sind die Bleche nur an einer Stelle aufgeschnitten. Sie können in den Spulenaufbau eingelegt werden. Auch hier werden die Bleche so eingelegt, daß das eine Blech mit der Fuge nach der einen Seite liegt und das darauffolgende die Fuge auf der gegenüberliegenden Seite hat. Auf diese Weise wird eine durchgehende Fuge vermieden. Magnetisch bietet die Behandlung des Mantelkernes nichts Neues. Denkt

man sich die beiden Joche magnetisch parallel geschaltet, so kommt man auf den gewöhnlichen Kern. Voraussetzung ist selbstverständlich, daß der Mittelsteg doppelten Jochquerschnitt bekommt, da sonst die Induktion im Eisen nicht durchweg die gleiche ist, und die Rechnung für Joch und Mittelsteg getrennt durchzuführen ist.

Bei Stromwandlern für höhere Betriebsspannungen nehmen auch die Kerne erhebliche Dimensionen an. Wird die Wicklung von Hand gewickelt, wie dies für die Hochvoltwicklung von Durchführungsstromwandlern für hohe Betriebsspannung aus fabrikatorischen Gründen sich ergibt, so können vollkommen fugenlose Kerne verwendet werden. Die einzelnen Bleche werden im Komplettschnitt nach Abb. 14 hergestellt. Als Abschlußplatten werden starke Preßplatten verwendet, die außerhalb der Kernbleche mittels Bolzen in den Ecken die Bleche zusammendrücken. Bei Verwendung von Maschinenspulen muß man die Kerne schichten, ähnlich wie dies im Kleintransformatorenbau der Fall ist. Die Preßbolzen, die in starken Isolierrohren durch die Kernbleche hindurchgehen, müssen auf eine Mindestzahl begrenzt sein. Jedes Bolzenloch bedeutet eine Schwächung des aktiven Eisenquerschnittes, infolgedessen eine Erhöhung der Induktion und eine Erhöhung des Leerlaufstromes. Daß bei der Schichtung der Kerne auf gute Fugen besonders geachtet werden muß, braucht hier wohl kaum besonders hervorgehoben zu werden.

Bevor wir den Abschnitt schließen, möchten wir die aus den Betrachtungen gewonnene Erkenntnis dahin zusammenfassen, daß man beim Entwurf des Kernes immer bestrebt sein muß, den Kraftlinienweg möglichst kurz zu halten und den Eisenquerschnitt möglichst groß zu wählen. Kurzer Kraftlinienweg und genügender Eisenquerschnitt sind die besten Mittel, den Magnetisierungsstrom gering zu halten.

7. Die Amperewindungszahl.

Die Festlegung und richtige Wahl der Amperewindungszahl ist von grundlegender Bedeutung für die Güte des Stromwandlers. Aus der Gleichung (8)

$$E_2 = 4,44 f z q B_{\max} 10^{-8}$$

geht folgendes hervor: Der Wert E_2 liegt durch die Belastung und durch die sekundären Spannungsabfälle (Ohmscher und Streu-

spannungsabfall) fest. Je kleiner die Windungszahl z , desto größer die Induktion. Nun haben wir gesehen, daß mit Zunahme der Induktion der Voltampereverbrauch des Kernes mehr als proportional zunimmt. Bei gegebener Voltzahl E_2 bedeutet dies eine Zunahme des Leerlaufstromes und eine Verschlechterung des Stromwandlers.

Eine hohe Windungszahl bzw. Amperewindungszahl ist Bedingung für einen guten Stromwandler. Bei der Eisenqualität, die heute in Frage kommt, liegt die Amperewindungszahl für Präzisionsstromwandler im Bereich von 1100 bis 1300. Will man bei kleineren Amperewindungszahlen dennoch eine zufriedenstellende Meßgenauigkeit erzielen, so muß dies auf Kosten eines erheblich größeren Eisenkernes (bzw. Eisenquerschnittes) geschehen. Hier sind praktisch oft Grenzen gezogen, die sich nicht überschreiten lassen.

Für die Praxis ist die Berechnung des Leerlaufstromes bei der jeweiligen Hochvoltwindungszahl z_1 unbequem. Da der Sekundärstrom in der Regel 5 Amp. beträgt, ist es einfacher, die sekundäre Windungszahl z_2 zugrunde zu legen. Wir tun so, als ob die primäre Windungszahl $z_1 = z_2$ wäre. Nur so läßt sich jede Type für alle in Frage kommenden Nennströme auf der Hochvoltseite durch eine einmalige Berechnung erledigen. Wie wir sehen werden, sind auch die Messungen und Untersuchungen an einer Stromwandlertype zweckmäßig an einem Stromwandler mit dem Übersetzungsverhältnis 1 : 1 vorzunehmen.

8. Die Streuung und die Anordnung der Wicklung.

Wir haben gesehen, daß die Magnetisierung des Wandlers in dem Maße zu erfolgen hat, in welchem die EMK zur Deckung der sekundären Spannungsabfälle notwendig ist. Der rechnerische Zusammenhang war durch die Formel (7)

$$E_2 = J_2 \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2)^2}$$

gegeben.

Die Ermittlung der unter der Wurzel stehenden Größen muß unsere nächste Aufgabe sein.

Die Voltamperezahl und $\cos \varphi$ des Belastungskreises sind bekannt. Dies ist der Ausgangspunkt der Berechnung und entspricht in gewissem Sinne der Leistung, für welche der Wandler

vorgesehen ist. Aus der Voltamperezahl ermittelt man die Impedanz der Belastung:

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \omega L_2^2}.$$

Hieraus und aus der Phasenverschiebung φ (im Belastungskreis) ergibt sich:

$$\begin{aligned} R_2 &= Z_2 \cos \varphi, \\ \omega L_2 &= Z_2 \sin \varphi. \end{aligned}$$

Die amtlichen Beglaubigungsvorschriften schreiben eine Belastbarkeit von 15 Voltampere bei $\cos \varphi = 1$ und $\cos \varphi = 0,5$ vor. Für eine Belastung auf Zähler sind diese Bedingungen reichlich. Bei den neuzeitlichen Überstrom- und Selektivrelais hat man wegen der hohen Windungszahlen der Stromspulen Impedanzen bis 1Ω bei einem $\cos \varphi \approx 0,3-0,5$. Sind nun solche Relais in Serie mit einem oder mehreren Zählern an die Wandler angeschlossen, so wird es notwendig solche Stromwandler reichlicher zu dimensionieren.

Wir wenden uns nun an die innere Impedanz der Sekundärwicklung des Wandlers:

$$z_2 = \sqrt{r_2^2 + \omega \lambda_2^2}.$$

Der Ohmsche Widerstand r_2 ist aus der Windungszahl, mittlerer Windungslänge und Kupferquerschnitt zu berechnen. Hingegen ist die genaue Ermittlung der Streuinduktivität die schwierigste Aufgabe der Stromwandlerberechnung. Wie häufig in der Technik, werden wir uns auch hier mit Annäherungen begnügen müssen.

Wir knüpfen hier an physikalische Vorstellungen an, die sich bei Behandlung der Streufelder von Transformatorenwicklungen ausgebildet haben. Als die wertvollsten Arbeiten auf diesem Gebiet sind die Arbeiten von Rogowski¹ „Über das Streufeld und den Streuungskoeffizienten eines Transformators mit Scheibenwicklung und geteilten Endspulen“ und die von Biermanns² über „Kurzschlußkräfte an Transformatoren“ zu nennen. Während die erstgenannte Arbeit symmetrische Streufelder behandelt, befaßt sich die zweite hauptsächlich mit der Unsymmetrie in den Streufeldern. Man kann bei Transforma-

¹ Dissertation 1908.

² Bull. des Schweiz. Elektrotechn. Ver. Nr. 4. 1923.

toren die Streukanäle zwischen Hoch- und Niedervoltwicklung als Raumbereiche streng abgrenzen und leicht erfassen; bei Stromwandlern ist dies nur dann der Fall, wenn es sich um Topfstromwandler nach Abb. 11 handelt. Man hat hier den konzentrischen Spulenaufbau und den Isolationskanal zwischen den Spulen als Streukanal. Abb. 15 zeigt einen Repräsentanten dieser Öltopf-

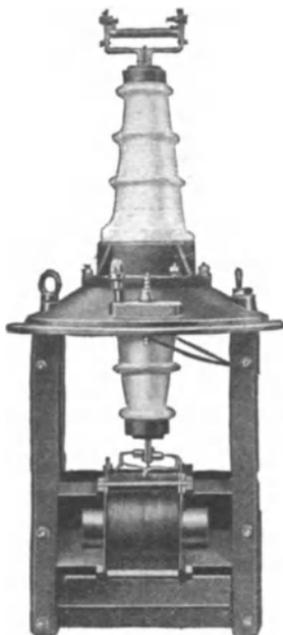


Abb. 15. AEG Topfstromwandler.

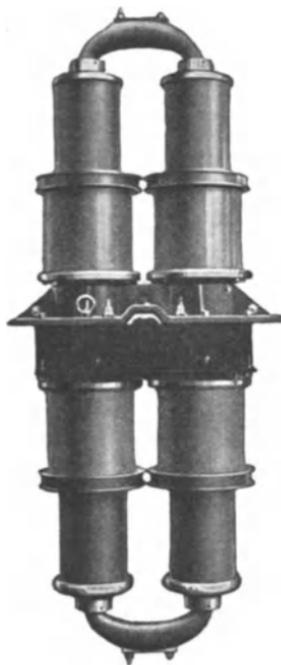


Abb. 16. AEG Durchführungsstromwandler für 110 kV.

wandler, wie sie die AEG baut. Aus Gründen der Raumsparnis ziehen es die Elektrizitätswerke vor, Durchführungsstromwandler zu verwenden. Abb. 16 zeigt einen Mehrleiterdurchführungsstromwandler der AEG für eine Betriebsspannung von 110 kV. Die Anordnung der Wicklung bei diesem Wandler ist schematisch in Abb. 17 dargestellt. Die Hochvoltwicklung wird als Mehrfachschleife durch die Durchführungen geführt und hat eine ganz andere Form als die Niedervoltspule, die gewöhnlich als Rechteckspule ausgeführt wird.

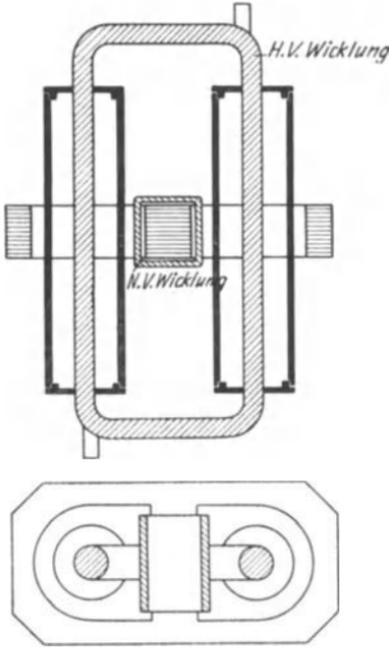


Abb. 17. Schematische Darstellung eines Durchführungsstromwandlers.

Im Gegensatz zur Transformatorberechnung, bei der eine Trennung der Primär- und Sekundärstreuerung nicht erforderlich ist, muß für die Berechnung des Stromwandlers die sekundäre Streuinduktivität bekannt sein. Wir werden für Durchführungsstromwandler ein Annäherungsverfahren entwickeln, mit Hilfe dessen es möglich sein wird, das Streufeld der Sekundärwicklung allein zu erfassen. Für Topfstromwandler knüpfen wir an die aus der Transformatoretheorie bekannte, von Rogowski zuerst streng mathematisch aus den Maxwell'schen Gleichungen hergeleitete Formel der Streuinduktivität an. Für die sekundäre Streuinduktivität λ gilt die Beziehung:

$$\lambda = 4 \pi \kappa z^2 \frac{U}{h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_2}{3} \right) 10^{-9} \text{ in Henry,} \quad (11)$$

wo die einzelnen Größen folgende Bedeutung haben:

U der mittlere Umfang der sekundären Hälfte des Streukanals in cm,

h die Länge der Sekundärspule in cm,

δ die Breite des Streukanals in cm,

A_2 die Dicke der Sekundärspule in cm,

κ ein Korrektionsfaktor.

Der Faktor κ ist nach Rogowski:

$$\kappa = 1 - \frac{1 - e^{-\kappa_1 h}}{\kappa_1 h}, \quad \text{wo } \kappa_1 = \frac{\pi}{\delta + A_1 + A_2}$$

oder angenähert:

$$\kappa = 1 - \frac{1}{\kappa_1 h} = 1 - \frac{\delta + A_1 + A_2}{\pi h}.$$

Ist die Dicke des Streukanals δ und der Wicklungen $A_1 + A_2$ klein im Vergleich zur Höhe der Spulen h , so wird angenähert $\kappa = 1$.

Der Faktor α ist bei Stromwandlern, die doch immer kurze Spulen haben, kleiner als 1, die Messungen aber ergeben Werte, die höher liegen als die nach der Formel (11) gerechneten. Diese Verschiedenheit ist auf folgendes Verhalten zurückzuführen. Die Rogowskische Ableitung setzt gleiche Spulenhöhen der Primär- und Sekundärwicklung voraus. Unter dieser Voraussetzung hat das Streufeld den in der Abb. 18 dargestellten Verlauf und kann als Längsfeld bezeichnet werden. Sind die Spulen verschieden lang, so entsteht auch ein Streufeld senkrecht zur Kanalrichtung, und zwar bilden sich Streulinien an den vorstehenden Teilen der Sekundärwicklung aus. Dieses Streufeld, das als Querfeld bezeichnet werden kann, wächst proportional mit dem Betrag $h_1 - h_2$ und umgekehrt proportional mit der Kanalstärke δ . Für die Hochvoltspule bedeutet die Anordnung nach Abb. 19 eine Ver-

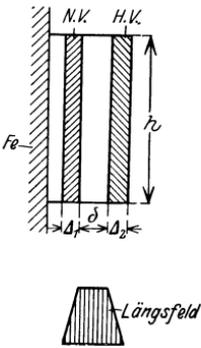


Abb. 18.

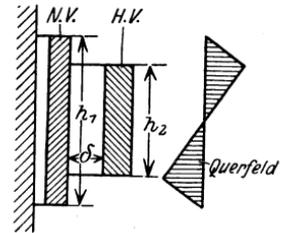


Abb. 19.

kürzung der Streuwege und demzufolge gleichfalls eine Erhöhung der Streuinduktivität. In nachstehender Zusammenstellung sind die Korrektionsfaktoren für Anordnungen mit konzentrischem Spulenaufbau angegeben. Diese Werte sind auf Grund von Streuungsmessungen nach den im nächsten Kapitel angegebenen Meßmethoden einerseits, und auf Grund von Nachrechnungen andererseits, denen ein genaues Abmessen der Dimensionen voranging, gewonnen. Wie man sieht, wird der Faktor α für höhere Betriebsspannungen immer kleiner und wird schließ-

Tabelle für den Korrektionsfaktor α .

Betriebsspannung in Volt	$\frac{h_1 - h_2}{h_1} \cdot 100$ in %	Δ_2 in cm	δ in cm	h_1 in cm	α
15000	17	1,2	1,5	128	1,27
24000	17	1,2	1,7	128	1,24
35000	19	1,2	2,4	126	1,15
50000	22	1,3	3,7	160	1,05
80000	25	1,6	5,6	102	0,90

lich kleiner als 1. Für letztere Verhältnisse scheint der ursprüngliche Faktor von Rogowski zur Geltung zu kommen.

Wird für κ in der Formel (11) der entsprechende Wert aus der Tabelle eingesetzt, so bekommt man Werte, die mit Meßwerten in guter Übereinstimmung stehen.

Bedeutend größere Schwierigkeiten entstehen bei der Bestimmung der Streuinduktivität von Durchführungsstromwandlern. Abb. 20 zeigt ein mittels Eisenfeilspänen experimentell am Modell



Abb. 20.

eines Durchführungsstromwandlers aufgenommenes Streubild. Das Hochvoltstrefeld ist deutlich in der Aufnahme von dem sekundären Streufeld zu trennen, die Trennungsfläche liegt in der Mitte zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Das sekundäre Streufeld erstreckt sich über einen bestimmten Raum, und es wird unsere Aufgabe sein, diesen Raum zwecks Berechnung der Streuinduktivität geometrisch zu bestimmen.

Zunächst wollen wir die Formel für die Streuinduktivität für zylindrische Spulen ableiten. Die Streuinduktivität ist durch den Ausdruck

$$\lambda = \frac{\sum \Phi_z}{J\sqrt{2}} 10^{-8} \text{ in Henry} \quad 12)$$

definiert. Hier ist $\sum \Phi z$ der mit der Sekundärwicklung verkettete Streufluß, J der in der Wicklung fließende Strom. In Abb. 21 sind die für zylindrische Spulen in Frage kommenden Größen eingezeichnet. Wir wollen der Einfachheit halber das Feld im Stromgebiet selbst außer Betracht lassen und uns nur auf das Feld im Streukanal beschränken. Wir werden sehen, daß man bei Anordnungen, die uns hier interessieren, dies tun kann, ohne erhebliche Fehler zu begehen. Das Gebiet der sekundären Streuung ist in der Zeichnung durch die Schraffur gekennzeichnet. Der Verlauf der Streufelder in der gleichen Abb. 21 ermöglicht folgende angenäherte Rechnung. Ein Flächenelement der Fläche, durch welche die Streulinien hindurchgehen, ist $2\pi r dr$. Wenn wir die mittlere Liniendichte in diesem Element mit B , bezeichnen und immer mit der vollen Verkettung von z sekundären Windungen rechnen, so erhalten wir:

$$\sum \Phi z = z \sum B_r 2\pi r dr = z B_m U \delta,$$

wo U der mittlere Umfang der Streulinien in cm,

δ die Breite des sekundären Streugebietes in cm bedeuten.

Für λ erhalten wir nach Formel (12):

$$\lambda = \frac{B_m z U \delta}{J \sqrt{2}} 10^{-8} \text{ Henry.}$$

Für B gilt, da es sich um ein Feld in Luft handelt, wo $B = \frac{4\pi}{10} H$ ist:

$$B_m = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{J \sqrt{2} \cdot z}{h_m}, \quad (13)$$

wo h_m den mittleren Streulinienweg bedeutet.

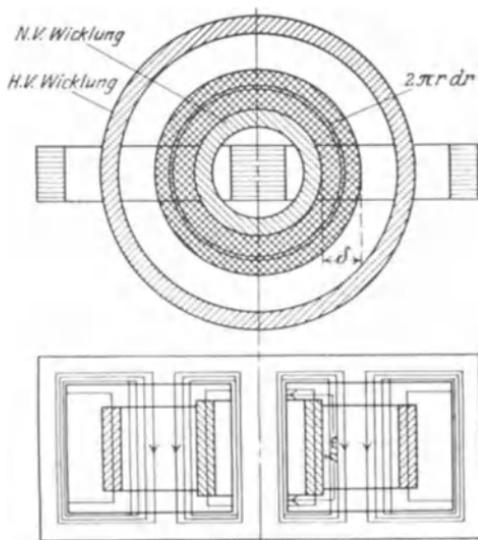


Abb. 21.

Setzen wir diesen Wert in obige Formel ein, so erhalten wir für die sekundäre Streuinduktivität den Ausdruck:

$$\lambda = 4\pi z^2 \frac{U\delta}{h_m} 10^{-9} \text{ in Henry,} \quad (14)$$

der mit dem Ausdruck der Formel (11) identisch ist.

Wir dehnen nun das gleiche Verfahren der Berechnung auch auf andere Anordnungen von Wicklungen aus. So ist es auch

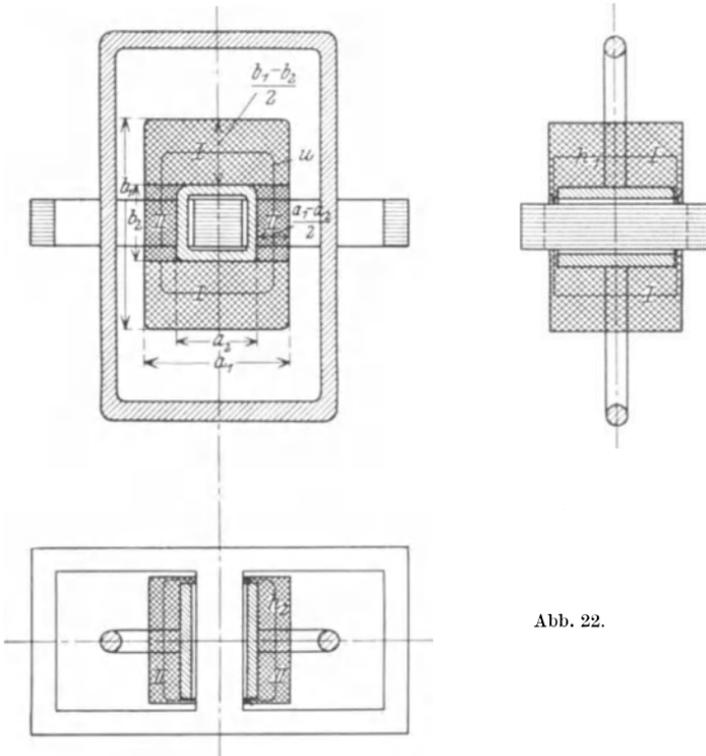


Abb. 22.

bei der Anordnung nach Abb. 22 möglich, das sekundäre Streufeld wenigstens angenähert zahlenmäßig zu erfassen, wobei man sich allerdings darüber im klaren sein muß, daß es sich nur um eine Orientierungsrechnung handelt. An Hand der Abb. 22 ergeben sich folgende Verhältnisse. Hier ist das sekundäre Streugebiet unterteilt in Gebiete I schwächerer Liniendichte und in die Gebiete II, wo das Feld infolge des geringeren Abstandes

zwischen Niedervolt- und Hochvoltwicklung stärker ist. Der mittlere Streuweg für die Gebiete I ist mit h_1 , für die Gebiete II mit h_2 bezeichnet. Wir müssen den verketteten Streufluß $\sum \Phi z$ als Summe von Einzelbeträgen für Gebiete I und II ermitteln:

$$\sum \Phi z = (B_1 F_1 + B_2 F_2) z,$$

wobei B_1 und F_1 die Induktion und die Fläche für die Gebiete I, B_2 und F_2 die Induktion und die Fläche für die Gebiete II bedeuten.

Ferner ist

$$F_1 = 2 a_1 \frac{b_1 - b_2}{2}, \quad F_2 = 2 b_2 \frac{a_1 - a_2}{2}$$

und

$$B_1 = \frac{4\pi}{10} \frac{J\sqrt{2}z}{h_1}, \quad B_2 = \frac{4\pi}{10} \frac{J\sqrt{2}z}{h_2}.$$

Wir erhalten entsprechend der Gleichung (12)

$$\lambda = \frac{\sum \Phi z}{J\sqrt{2}} 10^{-8}$$

für unsere Anordnung folgenden Ausdruck zur Ermittlung der Streuinduktivität als Ersatz für die Gleichung (14)

$$\lambda = 4\pi z^2 \left(\frac{F_1}{h_1} + \frac{F_2}{h_2} \right) 10^{-9} \text{ in Henry.} \quad (15)$$

Wir werden später Gelegenheit haben, für bestimmte Abmessungen diesen Wert auszurechnen und ihn mit den Ergebnissen aus Streuungsmessungen zu vergleichen. Wir können schon jetzt vermuten, daß bei Mehrleiterdurchführungsstromwandlern für höhere Betriebsspannungen die Streuinduktivität erhebliche Werte annehmen wird, und der Berechner wird vor die Frage gestellt, ob es nicht Mittel gibt, die Wicklung so anzuordnen, daß die Streuinduktivität sich dabei auf geringere Werte einstellt. Wir wollen nun sehen, mit welchen Spulenanordnungen dieser Zweck erreicht werden kann.

Man greift zum gleichen Mittel wie im Transformatorenbau beim Übergang von einfachkonzentrischer Wicklung zur doppeltkonzentrischen. Man erreicht durch die Aufteilung der Sekundärwicklung hier wie dort eine Spaltung des Streufeldes in mehrere einzelne Streufelder. Die Verkleinerung der Streuinduktivität resultiert daher, daß man die Verkettungszahl der Streukraftlinien vermindert.

Nach der Formel (14) ändert sich die Streuinduktivität quadratisch mit der Windungszahl z , es resultiert daher trotz der Summation der einzelnen Streufelder immer noch ein Gewinn. In der Abb. 23 ist die Sekundärwicklung in drei Teile aufgeteilt, auf dem Mittelsteg des Mantelkernes ist eine Spule mit z_1 Windungen untergebracht, auf den Jochen je eine Spule mit z_2 Windungen. Die Sekundärspulen sind in Serie geschaltet, für die sekundäre Windungszahl gilt die Beziehung: $z = z_1 + z_2$. Es

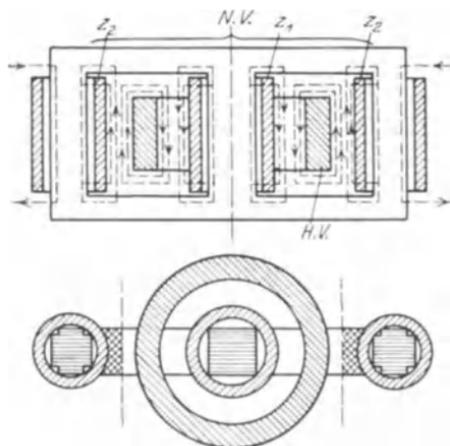


Abb. 23.

zählen als sekundäre Windungen nur diejenigen, die dem gleichen magnetischen Kreis angehören. Für die Berechnung der sekundären Streuung ist hingegen die gesamte Windungszahl zu berücksichtigen, da man alle sekundären Streugebiete erfassen muß. In Abb. 23 sind die Streugebiete dargestellt. Die Streuung der mit z_1 verketteten Linien errechnet sich nach der bereits angegebenen Methode. Von

den restlichen zwei Streufeldern, die je mit z_2 Windungen verkettet sind, resultiert für jedes Streufeld ein Betrag, der nach Formel (15)

$$\lambda = 4\pi z_2^2 \frac{F}{h} 10^{-9} \text{ Henry}$$

zu errechnen ist, wobei h die Länge der Sekundärspule und F die in der Abb. 23 schraffierte Fläche bedeuten. Mit dieser Fläche soll das Gebiet erfaßt sein, wo das Streufeld noch einen merklichen Betrag zur Streuinduktivität liefern kann, weiter außerhalb nimmt das Streufeld stark ab und kann, da es sich nur um eine ganz angenäherte Rechnung handelt, vernachlässigt werden. Bei Anordnungen, wo die Streukanäle noch weniger eng umschriebene Gebiete darstellen, ist eine Nachrechnung der Streuinduktivität sehr schwierig. Man ist hier auf Resultate der Versuche und Streuungsmessungen an den gegebenen Spulenordnungen angewiesen. Wir

wollen dennoch die Frage der günstigen Spulenordnungen weiter verfolgen, um Richtlinien für die Praxis zu gewinnen. Man erhält eine wirksame Verminderung der Streuspannung der Sekundärwicklung durch eine weitere Aufteilung derselben. Abb. 24 zeigt eine in vier Spulen aufgeteilte Sekundärwicklung. Die Spulen sind am Umfange angeordnet und unter sich in Serie geschaltet. Die Richtung des Kraftflusses ist für beide magnetischen Kreise durch die um den Mittelsteg gewickelte Hochvoltspule gegeben. Die Niedervoltspulen müssen so geschaltet sein, daß je zwei Spulen einen magnetischen Fluß erzeugen, der dem Fluß der Hochvoltwicklung entgegengesetzt gerichtet ist.

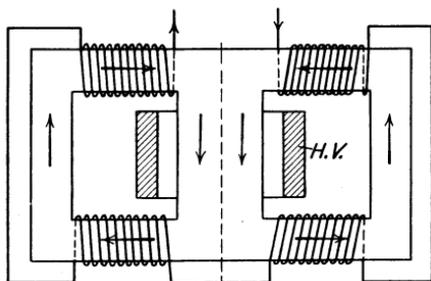


Abb. 24.

Einen weiteren Schritt bildet die Anordnung einer Ringwicklung. Der Kern erhält eine gleichmäßig auf dem Umfange verteilte Wicklung. Theoretisch sollte der homogen bewickelte Ring keine Streuung besitzen. Wir werden später sehen, daß eine streuungslose Sekundärwicklung keinen Vorteil bietet. Sie führt zu einem Stromwandler, der große Fehlwinkel besitzt. Dem kann

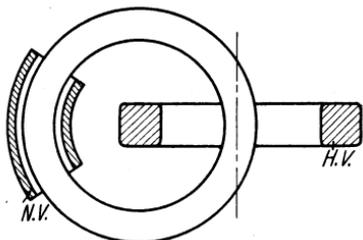


Abb. 25 a.

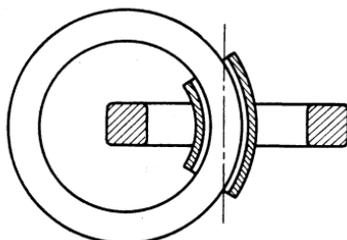


Abb. 25 b.

so abgeholfen werden, daß man nicht den ganzen Ring bewickelt, sondern bloß einen Teil nach Abb. 25.

Durch Verschiebung zur Sekundärwicklung auf dem Kern hat man ein bequemes Mittel zur Regulierung der Streuinduktivität. Abb. 25a, wo die Wicklungen einander nicht umschlingen, stellt den Fall der höchsten Streuung dar, Abb. 25b denjenigen der

geringsten, den Zwischenstellungen entsprechenden Zwischenwerte.

Wir haben bis jetzt den Einfluß der Kernform auf die Streuung unbeachtet gelassen. Soweit es sich um eine auf dem ganzen Kernumfang gleichmäßig verteilte, dicht am Eisen liegende Sekundärwicklung handelt, ist die Frage gegenstandslos, da solche Wicklungen praktisch als streuungslos angesehen werden können.

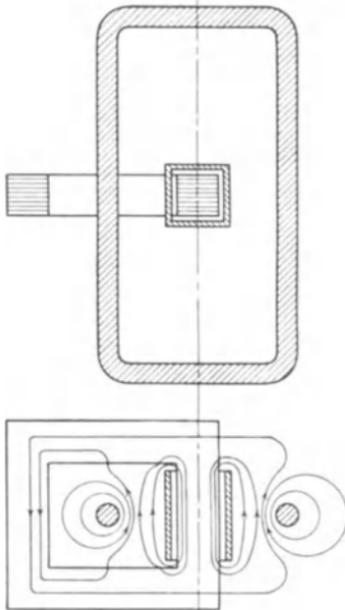


Abb. 26.

Für konzentrische Spulwicklungen ist nach der Untersuchung von Rogowski die Streuung von der Kernform merklich unabhängig. Anders verhält es sich bei Wicklungsanordnungen der Mehrleiterdurchführungsstromwandler. Wir haben für die früher behandelten Fälle immer einen Mantelkern vorausgesetzt. Wird für den Schleifenstromwandler ein gewöhnlicher Kern verwendet, so erhöht sich, wie Messungen zeigen, die Streuspannung um einen nennenswerten Betrag. In Abb. 26 ist ein Durchführungsstromwandler mit einstrigem Eisenkern dargestellt. An diesem Stromwandler wurde mit Eisenspänen der in der Abbildung gezeichnete Verlauf der Streukraftlinien festgestellt. Es ist interessant,

daß ein Teil der Streulinien der Hochvoltwicklung, und zwar derjenige Teil, der außerhalb des Eisenkernes liegt, aus der Bahn der Streulinien abgelenkt wird und vom Kern aufgesaugt wird. Diese Kraftlinien magnetisieren den Kern unvollständig und verstärken den Nutzfluß, d. h. denjenigen Fluß, der zur Deckung der Klemmenspannung und der sekundären Spannungsabfälle aufrecht erhalten werden muß. Wird auf dem gegenüberliegenden Schenkel ein Teil der Sekundärwicklung angeordnet, so werden die von der Hochvoltwicklung herrührenden Streulinien abgewiesen. Abb. 27 zeigt eine derartig angeordnete Wicklung.

Messungen an Stromwandlern nach Abb. 26 zeigen, daß die Magnetisierung durch Streulinien der Hochvoltwicklung, die sich über unbewickelte Kernteile schließen, den Magnetisierungsstrom erhöhen und daß eine Einhaltung der noch zulässigen Übersetzungsfehler durch eine Verminderung der Induktion bzw. durch eine Erhöhung des Eisenquerschnittes erkauft werden muß. Man muß deshalb bestrebt sein, überall, wo Abweichungen von den normalen Ausführungen, sei es in der Kernform, sei es in der Anordnung der Wicklung, vorliegen, solche Streulinien der Hochvoltwicklung vom Eisenkern fernzuhalten. Diese Abschirmung

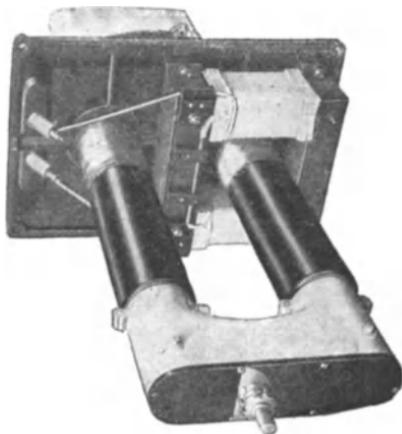


Abb. 27.

wird durch eine zweckmäßige Verteilung der Sekundärwicklung auf die Schenkel bzw. Joche des Eisenkernes erzielt. Wo dies nicht beachtet wird, z. B. in einer Ausführung nach Abb. 28, erhält man eine höhere Magnetisierung des Kernes. Wie ersichtlich, kann sich hier ein Teil der Streulinien der Hochvoltwicklung über den Kern schließen. Werden auch diese Kernteile bewickelt, so ist das Übel beseitigt. Man erhält dadurch die Ausführung nach Abb. 24 mit sehr geringer Sekundärstreuung und mit vollkommener Abschirmung des Hochvoltstreufeldes.

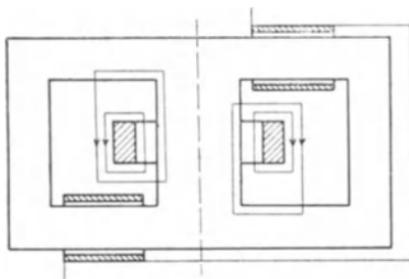


Abb. 28.

Wie bereits früher erwähnt, ist eine zu starke Reduktion der Streuinduktivität von Nachteil und erhöht den Fehlwinkel des Wandlers. Man erkennt dies am besten an Hand der Formel (4) für den Fehlwinkel

$$\delta' = \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2 0,00029}$$

und der Formel (2) für die Phasenverschiebung der EMK

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega L_2 + \omega \lambda_2}{R_2 + r_2}.$$

Bei einer Verkleinerung der Streuung λ_2 verkleinert sich $\operatorname{tg} \varphi_2$ und φ_2 , die Funktion $\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$, die im Zähler der Fehlwinkel-formel steht, vergrößert sich dabei. Normalerweise ist $\varphi_0 - \varphi_2$ klein und die Sinusfunktion dieses Betrages wirkt stark vermin-dernd auf den Fehlwinkel. Andererseits muß gesagt werden, daß die Streuung die EMK des Kernes und den Magnetisierungsstrom

erhöht. Je nach den Ver-hältnissen kann dabei für den Wandler ein Gewinn resultieren, wie dies die Dar-stellung in Diagrammen in Abb. 29 zeigt. Abb. 29a zeigt die Verhältnisse bei einem Wandler mit vergrößerter Streuung, während Abb. 29b diejenigen bei einem Wandler mit ganz geringer Streuung darstellt.

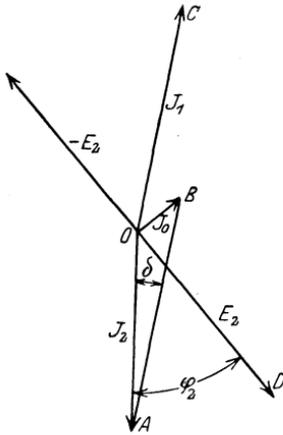


Abb. 29 a.

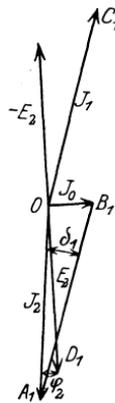


Abb. 29 b.

Die EMK, wie auch der Leerlaufstrom, die durch die Vektoren OD und OB dargestellt sind, sind im ersten Falle größer ($OD > OD_1$, $OB > OB_1$), der Fehlwinkel $\delta = \sphericalangle OAB$ ist, wie ersichtlich, kleiner als der entsprechende Winkel $\delta_1 = \sphericalangle OA_1B_1$. Das richtige Maß der zulässigen Streuung ein-zuhalten wird Sache der Nachrechnung in jedem Einzelfalle sein.

Das oben Gesagte gilt nur für den Fehlwinkel, für den Über-setzungsfehler ist die Erhöhung der Streuung immer nachteilig, wie man dies aus der zweiten Fehlerformel (4) ohne weiteres folgern kann. Der Übersetzungsfehler

$$f_{\dot{U}} = \frac{J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2}$$

verschlechtert sich bei größerem φ_2 einerseits durch die Ver-größerung von J_0 und andererseits durch die Vergrößerung von $\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$.

Was für die Streuung richtig ist, gilt auch für die induktive Belastung, und wir können hier den für das Verhalten der Wandler sehr wichtigen Satz aussprechen:

Bei induktiver Belastung vergrößert sich der Übersetzungsfehler, während sich der Fehlwinkel verkleinert.

9. Die Messung der Streuung.

Speziell in diesem Punkte ist der Berechner auf Resultate der Messungen sehr angewiesen. Es soll aus diesem Grunde schon an dieser Stelle auseinandergesetzt werden, wie die Streuung gemessen werden kann.

Um einen Einblick in die Verhältnisse zu gewinnen, soll zunächst über eine Flußmessung an einem Durchführungsstromwandler mit einem Ringkern nach Abb. 30 berichtet werden.

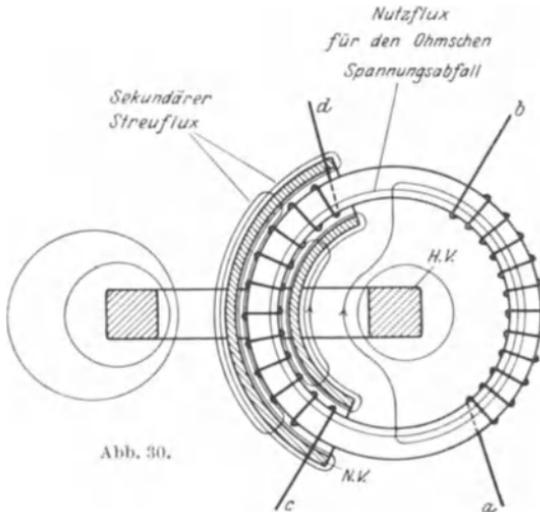


Abb. 30.

Der Kern war mit zwei Hilfswicklungen $a-b$ und $c-d$ bewickelt derart, daß je eine Wicklung mit 100 Windungen auf dem halben Umfange des Kernes verteilt war. Die Sekundärwicklung, bestehend aus 200 Windungen, war nahezu auf dem halben Umfange verteilt und in sich kurzgeschlossen. Die Primärwicklung, gleichfalls aus 200 Windungen bestehend, umgibt die Sekundärwicklung und wird mit einem Wechselstrom

von 5 Amp. und 50 ∞ erregt. Es wurden folgende Spannungen gemessen:

An der Primärwicklung Volt	An den Hilfswicklungen Volt	
	<i>a b</i>	<i>c d</i>
93,2	3,1	0,9

Werden die Spannungen an den Hilfswicklungen auf die der Sekundärwicklung entsprechende Windungszahl von 200 Windungen umgerechnet, so erhält man folgende Spannungen:

93,2	6,2	1,8
------	-----	-----

Der diesen Messungen entsprechende Verlauf der magnetischen Kraftlinien ist in der Abb. 30 gezeichnet. Die kurzgeschlossene Sekundärwicklung weist die Kraftlinien ab. Es gehen nur so viel Kraftlinien durch, daß der Ohmsche Spannungsabfall der Sekundärwicklung gedeckt werden kann. Durch die Rückwirkung des Sekundärfeldes tritt eine Schwächung des Feldes im Kernteil, der die Sekundärwicklung trägt, ein. Wir haben die analoge Schwächung bei Maschinen im Eisen der Erregung durch Statorrückwirkung und Streufelder der Statorwicklung. Die EMK für diese Abfälle muß durch Erregung aufgebracht werden. Beim Stromwandler muß das Äquivalent für die Sekundärstreuung durch die dementsprechende Erhöhung des Nutzflusses und des Magnetisierungsstromes aufgebracht werden. Wir können diese EMK messen, indem wir den Streufluß der Sekundärwicklung erfassen oder indem wir den Nutzfluß mit einer Hilfswicklung messen an einem Kernteil, der außerhalb der Wicklung liegt, deren Streuspannung wir bestimmen wollen. Es ergeben sich dementsprechend zwei Meßmethoden der Streuspannung: a) Messung in Gegenschaltung, b) Messung mittels einer Hilfswicklung.

a) Messung in Gegenschaltung.

Man schaltet die Primär- und Sekundärwicklung gegeneinander. Zu diesem Zwecke müssen beide Wicklungen genau gleiche Windungszahlen haben, damit sich die Flüsse im Eisen gänzlich aufheben. Der Fluß, der infolge einer Unsymmetrie noch vorhanden sein kann, kann dadurch unterdrückt werden, daß man auf dem von Wicklungen freien Teil eine Anzahl Windungen anbringt und diese kurzschließt. Die etwa noch im Eisen vorhandenen Kraftlinien werden durch diese kurzgeschlossene Wick-

lung abgewiesen. Die Streuspannung und der Ohmsche Spannungsabfall dieser Wicklung müssen möglichst gering sein, was durch entsprechende Verteilung der Windungen und durch die Wahl eines größeren Kupferquerschnittes erreicht werden kann. An der Anordnung nach Abb. 30 ist die Streuungsmessung in Gegenschaltung ausgeführt worden. Der rechte Teil des Ringes erhielt noch eine Wicklung aus 50 Windungen von 5 mm^2 starkem Draht. Diese Wicklung wurde in sich kurzgeschlossen und die Messung nach der Schaltung in Abb. 31 ausgeführt. Der Stromkreis wird mit einer Stromstärke von 5 Amp. erregt. Die Messungen werden wie gewöhnlich, wenn das Gegenteil nicht vermerkt ist, mit Wechselstrom von $50 \text{ } \infty$ ausgeführt. Die dabei gemessenen Spannungen

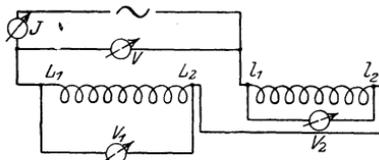


Abb. 31.

stellen für jede Wicklung die geometrische Summe der Streuspannung und des Ohmschen Spannungsabfalles dar. Die Spannungen V_1 und V_2 mißt man am besten mit elektrostatischen Voltmetern bzw. mit einem Elektrometer. Bei einer Spannungsmessung mit Stromverbrauch sind die Voltmeter bzw. die Vorschaltwiderstände so zu wählen, daß die Voltmeterströme gleich und phasengleich sind. Besteht ein Unterschied in den Voltmeterströmen, so kann die Unsymmetrie in den Amperewindungszahlen beider Wicklungen die Messungen stark fälschen. Ein Differenzstrom von 50 Milliampere bedeutet eine Magnetisierung des Kernes mit 10 Amperewindungen, eine Magnetisierung, die bei Stromwandlern nicht zu vernachlässigen ist. An obigem Stromwandler hat die Messung nach Abb. 31 mit 5 Amp. folgende Resultate ergeben:

$$V = 90,2 \text{ Volt}, \quad V_1 = 84,4 \text{ Volt}, \quad V_2 = 6,3 \text{ Volt}.$$

Bei Ohmschen Widerständen von

$$\begin{aligned} &0,39 \text{ Ohm für die Sekundärwicklung,} \\ &3,94 \text{ Ohm für die Primärwicklung} \end{aligned}$$

ergeben sich folgende Streuspannungen:

$$\begin{aligned} E_{s_1} &= \sqrt{84,4^2 - (5 \cdot 3,94)^2} = 82,1 \text{ Volt,} \\ E_{s_2} &= \sqrt{6,3^2 - (5 \cdot 0,39)^2} = 6,0 \text{ Volt.} \end{aligned}$$

Daß die Hochvoltstreuung einen so beträchtlichen Wert annimmt, ist auf die Fläche der Schleife der Hochvoltwicklung, die $0,25 \text{ m}^2$ beträgt, zurückzuführen. Wo die Windungszahl kleiner als im obigen Fall ist, der ja nur selten vorkommt (Übersetzung 5 : 5), sinkt bei gleicher Wandlertypologie die Hochvoltstreuung linear mit der Windungszahl. Diese Spannung ist ja für die Fehler des Wandlers belanglos mit der Einschränkung allerdings, daß der Schluß der Hochvoltstreuulinien über unbewickelte Teile des Kernes nicht begünstigt werden darf.

Für die angegebene Streuungsmessung in Gegenschaltung war es notwendig, daß die Hoch- und Niedervoltwicklung gleiche Windungszahlen haben. Für jede Stromwandlertypologie müßte demnach ein Versuchsstromwandler mit dem Übersetzungsverhältnis 5 : 5 Amp.

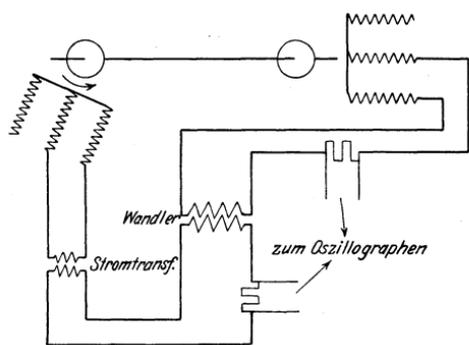


Abb. 32.

gebaut werden. Indes kann mit Hilfe eines Phasenschieberaggregates und eines Stromtransformators jeder Stromwandler in Gegenschaltung untersucht werden. Abb. 32 gibt im Prinzip das Schaltungsschema für diese Versuche an. Es sind die Ströme entsprechend den Ampere-

windungen mit Präzisionsamperemetern einzustellen und die Phase des Stromes in einer Wicklung durch Verdrehung des einen Stators der Phasengruppe in Opposition zur Stromphase der anderen Wicklung zu bringen. Die Phasenopposition kann, wie im Schema angedeutet, oszillographisch festgestellt werden oder auch durch Spannungslosigkeit an einer Hilfswicklung, die abseits der Wicklungen am zu untersuchenden Kern angeordnet ist. Wir werden im nächsten Abschnitt die Gelegenheit haben, die errechneten Werte der Streuinduktivität mit denjenigen der Messung zu vergleichen.

b) Messung mittels einer Hilfswicklung.

Diese Messung kann an Hand der graphischen Darstellung der Flußverhältnisse erläutert werden. In Abb. 33 ist das Fluß-

diagramm des sekundär kurzgeschlossenen Wandlers dargestellt. Unter der Voraussetzung $z_1 = z_2$ ist zunächst das Stromdiagramm gezeichnet. Für die Ströme gilt die vektorielle Beziehung:

$$J_0 = \widehat{J_1 + J_2}.$$

Angenähert in Phase mit dem Leerlaufstrom J_0 liegt der Fluß Φ_0 , den wir als Nutzfluß bezeichnen. Ferner gelten, wenn wir von unvollkommenen Verkettungen absehen, folgende Beziehungen:

$$\Phi_1 = \widehat{\Phi_0 + \Phi_{s_1}},$$

$$\Phi_2 = \widehat{\Phi_0 + \Phi_{s_2}}.$$

Der Nutzfluß setzt sich jeweils mit dem Streufluß (Φ_{s_2} , Φ_{s_1}) zusammen und ergibt den mit der entsprechenden Wicklung verketteten Fluß (Φ_1 , Φ_2). Für die Sekundärwicklung, auf die wir unser Augenmerk besonders richten müssen, gilt folgendes. Der Stromwandler ist sekundär kurzgeschlossen und der Fluß Φ_2 muß nur den Ohmschen Spannungsabfall dieser Wicklung decken. Da dieser Abfall die Richtung des Stromes hat, steht Φ_2 senkrecht zu J_2 . Der Streufluß Φ_{s_2} liegt in Phase mit J_2 . Folglich besteht die Beziehung:

$$\Phi_0 = \sqrt{\Phi_2^2 + \Phi_{s_2}^2} \quad \text{oder} \quad \Phi_{s_2} = \sqrt{\Phi_0^2 - \Phi_2^2}.$$

Die gleichen Beziehungen können in Spannungen umgesetzt werden und lauten dann:

$$E_0 = \sqrt{E_r^2 + E_s^2}, \quad E_s = \sqrt{E_0^2 - E_r^2},$$

wo E_r den Ohmschen Spannungsabfall bedeutet. Zur Messung von E_0 ordnet man außerhalb der Wicklung, deren Streuung gemessen werden soll, eine Hilfswicklung an. Die Spannung E an dieser Wicklung ist elektrostatisch oder mit einem Voltmeter, das eine hohe Impedanz hat, zu messen. Die Windungszahl der Hilfswicklung ist gleich derjenigen der sekundären Wicklung zu machen, anderenfalls ist auf diese Windungszahl umzurechnen. Es ist klar, daß dieses Meßverfahren auch zur Messung der Streuspannung der primären Wicklung dienen kann. Es sind bloß die Rollen der Wicklungen zu vertauschen, die Primärwicklung

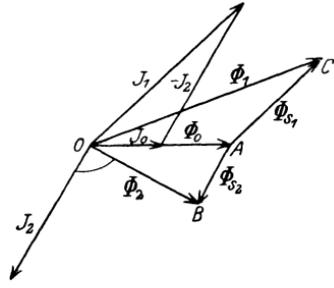


Abb. 33. Flußdiagramm eines Stromwandlers.

ist kurzzuschließen und die Sekundärwicklung dient dann als Erregerwicklung. Dieses Verfahren hat von dem zuerst geschilderten Meßverfahren in Gegenschaltung den Vorzug, daß es nicht an die Bedingung $z_1 = z_2$ gebunden ist, und kann bei beliebiger Stromübersetzung Verwendung finden. Hingegen muß die erste

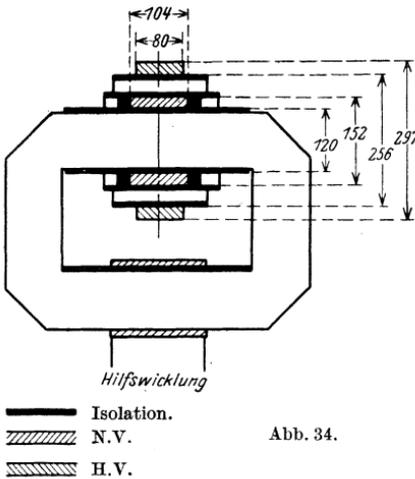


Abb. 34.

Methode als die exaktere angesehen werden.

Wir wollen nun die Resultate der Streuungsmessung an einem Stromwandler mit konzentrischem Spulenaufbau für 80000 Volt Betriebsspannung mitteilen und diese Werte mit dem aus den Abmessungen der Wicklung errechneten Wert vergleichen. Aus Abb. 34 sind die Abmessungen und die Anordnung der Wicklung ersichtlich. Das untere Joch hat eine Hilfswicklung, bestehend aus

50 Windungen von $3,5 \text{ mm}^2$ Draht, erhalten. Wir wollen zunächst die Streuinduktivität nach der Formel (11) errechnen. Es war:

$$\lambda = 4 \pi \kappa z^2 \frac{U}{h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_2}{3} \right) 10^{-9} \text{ Henry.}$$

Der Abb. 34 sind die folgenden Größen zu entnehmen:

$$U = \pi \cdot 18,0 = 56,5 \text{ cm,}$$

$$\frac{\delta}{2} + \frac{A_2}{3} = \frac{5,65}{2} + \frac{1,6}{3} = 3,35 \text{ cm,}$$

$$h = 10,4 \text{ cm.}$$

Der Tabelle für den Korrektionsfaktor entnehmen wir den Wert $\kappa = 0,9$.

Der Stromwandler hatte eine Sekundärwicklung aus 276 Windungen. Hiernach wird

$$\lambda = 4 \pi \cdot 0,9 \cdot 276^2 \cdot \frac{56,5}{10,4} \cdot 3,35 \cdot 10^{-9} = 0,01568 H.$$

Die Streuimpedanz ergibt sich zu

$$\omega \lambda = 314 \cdot 0,01568 = 4,92 \text{ Ohm}$$

und die Streuspannung bei 5 Amp. wird

$$E_{s_2} = 4,92 \cdot 5 = 24,6 \text{ Volt.}$$

Die Messung der Streuspannung wurde am Stromwandler nach beiden Methoden vorgenommen und ergab folgende Resultate:

In Gegenschaltung.

Der Wandler hatte eine Übersetzung 5:5 und es wurden bei kurzgeschlossener Hilfswicklung bei einem Strom von 5 Amp. folgende Spannungen an den Wicklungen gemessen:

$$\sqrt{E_{s_1}^2 + E_r^2} = 23,8 \text{ Volt,} \quad \sqrt{E_{s_2}^2 + E_r^2} = 24,6 \text{ Volt.}$$

Messung mit Hilfswicklung.

Sekundärwicklung	$E_{\text{primär}}$	$E_{\text{Hilfswicklung}}$	$\sqrt{E_{s_2}^2 + E_r^2}$
kurzgeschlossen	48,0 Volt	4,25 Volt	$4,25 \cdot \frac{276}{50} = 23,42 \text{ Volt.}$
Primärwicklung	$E_{\text{sekundär}}$	$E_{\text{Hilfswicklung}}$	$\sqrt{E_{s_1}^2 + E_r^2}$
kurzgeschlossen	48,0 Volt	4,05 Volt	$4,05 \cdot \frac{276}{50} = 22,39 \text{ Volt.}$

Aus der Messung in Gegenschaltung ergibt sich bei einem Ohmschen Spannungsabfall $E_r = 2,0$ Volt eine sekundäre Streuspannung zu

$$E_{s_2} = 24,5 \text{ Volt.}$$

Aus der Messung mit Hilfswicklung ist

$$E_{s_2} = 23,3 \text{ Volt.}$$

Die Rechnung nach der Formel ergab einen Wert

$$E_{s_2} = 24,6 \text{ Volt.}$$

10. Mittel zur Verbesserung der Fehler.

Man kann durch äußere Mittel die Fehler des Wandlers verbessern. Schaltet man parallel zu den Primärklemmen einen Kondensator C oder einen Ohmschen Widerstand R , so geht durch diese ein Teil des Stromes, der entsprechend der Klemmenspannung E_{K_1} des Stromwandlers derart zu bemessen ist, daß dieser Nebenstrom von der Größenordnung des Leerlaufstromes sein soll. Wir wollen ganz allgemein sehen, wie sich unter dem Einfluß dieses Nebenschlusses die Fehler, der Übersetzungsfehler

und der Fehlwinkel, ändern. In den Abb. 35 und 36 ist das Ersatzschema für beide Fälle gezeichnet.

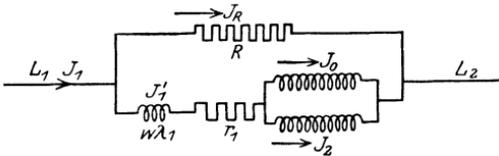


Abb. 35. Ersatzschaltung für einen Stromwandler mit parallel geschaltetem Widerstand.

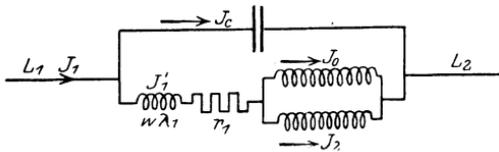


Abb. 36. Ersatzschema für einen Stromwandler mit parallel geschaltetem Kondensator.

Denkt man sich den sekundären Strom um 180° umgeklappt, so hat man eine Stromverzweigungsaufgabe, die graphisch sehr einfach gelöst werden kann. Wir behandeln zunächst den Fall mit dem parallel geschalteten Widerstand R und zeichnen das Diagramm der Abb. 35 mit den entsprechenden Änderungen.

Der resultierende Strom J_1 ist die geometrische Summe der drei Ströme $-J_2$, J_0 und J_R . Die Gleichung

$$J_1 = -J_2 + J_0 + J_R$$

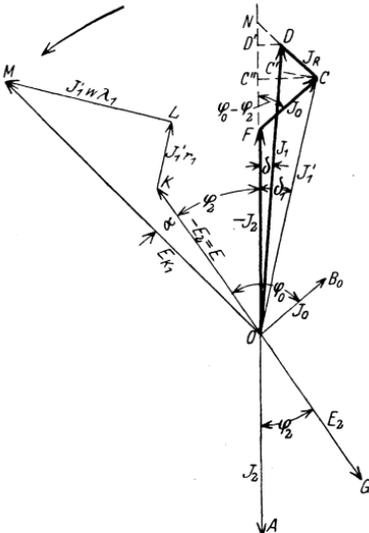


Abb. 37.

ist im Diagramm der Abb. 37 geometrisch konstruiert. Der Strom im Widerstand J_R liegt in Phase mit der Klemmenspannung E_{K_1} . Letztere ergibt sich, indem man zu der EMK die Spannungsabfälle in der Primärwicklung $KL = J_1' r_1$ (Ohmscher Spannungsabfall) und $LM = J_1' \omega \lambda_1$ (Streu-spannungsabfall) addiert. Je nach dem Verhältnis der Streu-spannung zum Ohmschen primären Spannungsabfall kann die Klemmenspannung $OM = E_{K_1}$ der EMK $OK = E$ vor- oder nach-eilen. Bei Schleifenstromwandlern für hohe Spannungen ist ersteres

der Fall, bei Topfstromwandlern letzteres. Wir bezeichnen den Winkel zwischen beiden Vektoren E_{K_1} und E mit $\sphericalangle \alpha$. Wie aus

der Konstruktion ersichtlich, ergibt sich zunächst der Strom J'_1 , der durch die Primärwicklung fließt, als geometrische Summe von $FC = OB_0 = J_0$ und $OF = -J_2$. Zum Strom $OC = J'_1$ addiert sich der Strom $DC = J_R$ im Widerstand R und ergibt den resultierenden Primärstrom $OD = J_1$. Die Größe und Phase dieses Stromes J_1 in bezug auf $-J_2$ müssen wir nun bestimmen, daraus würden sich dann Übersetzungsfehler und Fehlwinkel ergeben. Wie aus der Konstruktion folgt, ist $\sphericalangle FNC = \varphi_2 + \alpha$.

Bei einer Nacheilung von E_{K_1} gegen E ist dieser Winkel $\varphi_2 - \alpha$.

Ferner sind

$$\sphericalangle NFC = \varphi_0 - \varphi_2 \text{ (bereits früher eingeführt),}$$

$$\sphericalangle NOD = \delta \text{ (der verbesserte Fehlwinkel),}$$

$$\sphericalangle NOC = \delta_1 \text{ (der frühere Fehlwinkel).}$$

Wir machen eine Reihe Vernachlässigungen, die bei genauer Prüfung einem Verzicht auf kleine Größen zweiter Ordnung gleichkommt.

Aus dem Diagramm ergibt sich

$$J_1 \cong OD' = OF + FC'' + C''D'$$

oder

$$J_1 = J_2 + J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2) + J_R \cos(\varphi_2 + \alpha)$$

Hieraus folgt

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} = \frac{J_1}{J_2} &= 1 + \frac{J_0}{J_2} \cos(\varphi_0 - \varphi_2) + \frac{J_R}{J_2} \cos(\varphi_2 + \alpha) \\ \text{und der Übersetzungsfehler wird} \\ f\dot{v} &= \frac{J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2) + J_R \cos(\varphi_2 + \alpha)}{J_2} \end{aligned} \right\} (16)$$

Für die Bestimmung des verbesserten Fehlwinkels δ beachten wir in der Figur folgende Beziehung:

$$\sphericalangle \delta = \sphericalangle \delta_1 - \sphericalangle DOC.$$

Für den Fehlwinkel δ_1 gilt die frühere Gleichung (4):

$$\text{tg } \delta_1 = \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2}.$$

Ferner ergibt sich aus der Abbildung:

$$\sphericalangle ODC = \sphericalangle FNC + \sphericalangle \delta = \varphi_2 + \alpha + \delta \cong \varphi_2 + \alpha$$

und

$$\text{tg } \sphericalangle DOC = \frac{J_R \sin(\varphi_2 + \alpha)}{OC'} \cong \frac{J_R \sin(\varphi_2 + \alpha)}{J_2 + J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}.$$

Nach einer Umformung erhält man unter der Voraussetzung $J_2 \cong J'_1$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\omega(L_2 + \lambda_2 + \lambda_1)}{R_2 + r_2 + r_1}.$$

Nun ist

$$\alpha \cong \varphi_1 - \varphi_2$$

und

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2}{1 + \operatorname{tg} \varphi_1 \operatorname{tg} \varphi_2}.$$

Setzt man die Werte für $\operatorname{tg} \varphi_1$ und $\operatorname{tg} \varphi_2$ ein und formt den Ausdruck um, so erhält man:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega(L_2 + \lambda_2 + \lambda_1)(R_2 + r_2) - \omega(L_2 + \lambda_2)(R_2 + r_2 + r_1)}{\omega^2(L_2 + \lambda_2 + \lambda_1)(L_2 + \lambda_2) + (R_2 + r_2 + r_1)(R_2 + r_2)}. \quad (20)$$

Wie man sieht, ist der Winkel α durch die Konstanten des Belastungskreises (R_2 und L_2) und durch sämtliche Konstanten der beiden Stromkreise des Stromwandlers (r_1 , r_2 , λ_1 und λ_2) bestimmt. Zu beachten ist noch, daß die Gleichung unter der Voraussetzung $z_1 = z_2$ abgeleitet worden ist.

Kehren wir nun zu den Gleichungen (16) und (17) zurück, so können wir feststellen, daß durch den Parallelwiderstand der Fehlwinkel verbessert werden kann, daß aber der Übersetzungsfehler dabei verschlechtert wird. Man kann aber auch für das Übersetzungsverhältnis aus dem Parallelschalten des Widerstandes in der Weise Nutzen ziehen, daß man im Widerstand ein noch feineres Abgleichmittel erhält, als dies mit den Windungen gemacht werden kann. Bedenkt man, daß das Ab- oder Zwickeln einer Windung im Übersetzungsverhältnis eine Änderung von 0,4 bis 0,5% ausmacht, so wird man, um die Beglaubigungsgrenzen einhalten zu können, den Widerstand als Feinregulierung in diesem Intervall ansehen können.

Wir wollen nun das andere Mittel der Fehlerkurvenverbesserung, nämlich den Kondensator, näher betrachten. Im Kondensator würde ein Strom fließen, der der Klemmenspannung E_K um 90° voreilt. Dies hat eine Änderung des resultierenden Stromvektors J_1 zur Folge, dessen Lage im Diagramm der Abb. 39 ersichtlich ist. Das Strompolygon, das durch den starken Linienzug gekennzeichnet ist, $O-F-C-D$, führt zur Schlußstrecke $OD = J_1$. Analog wie früher berechnet man den Übersetzungs-

für den Fehlwinkel

$$J_c = \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{\cos(\varphi_2 + \alpha)}.$$

Multipliziert man die beiden Gleichungen, so erhält man nach einer naheliegenden Umformung

$$J_c = J_0 \sqrt{\frac{\sin 2(\varphi_0 - \varphi_2)}{\sin 2(\varphi_2 + \alpha)}}. \quad (23)$$

Diese Gleichung, die die Bedingung für den fehlerlosen Stromwandler darstellt, ist vom theoretischen Standpunkt interessant. Praktisch wird sie sich nur angenähert verwirklichen lassen. Der Strom J_c kann nur längs einer Geraden verlaufen, während der Leerlaufstrom in Funktion des Betriebsstromes längs einer Kurve verläuft. Es bleibt noch darauf hinzuweisen, daß α in der letzten Gleichung sich aus der Gleichung (20) bestimmen läßt und daß für J_c folgende Gleichung besteht:

$$J_c = E_{K_1} \omega C. \quad (24)$$

Das Verhalten von E_{K_1} ist bei den Wandlern verschiedener Bauart verschieden und soll Gegenstand der späteren Untersuchungen sein. Praktisch wird die Anwendungsmöglichkeit eines parallel geschalteten Kondensators wegen der Größe der dazu erforderlichen Kapazität sehr beschränkt sein.

11. Schaulinien des Stromwandlers und Belastungsfragen.

Eine Anzahl Fragen, die für die Praxis sehr wichtig sind, wie z. B. das Verhalten der Stromwandler bei hohen Stromstärken, die das Vielfache des Nennstromes betragen, insbesondere bei Netzkurzschlüssen, erfordern eine Erweiterung der bisherigen Grundlagen. Die abgeleiteten Gleichungen galten exakt für den Zustand „in der Nähe des Kurzschlusses“, als welchen wir den normalen Betriebszustand eines Wandlers erkannt hatten.

Es soll nun das Problem erweitert werden und nach dem Verhalten und Verlauf sämtlicher Stromwandlergrößen in Abhängigkeit von der Sättigung des Eisens gefragt werden. Wir bedienen uns zu diesem Zweck eines Ersatzbildes für den Stromwandler, ähnlich wie dies im letzten Kapitel bereits der Fall gewesen ist. Daß die Verwendung dieses Hilfsmittels äußerst lohnend ist, werden wir auch in unserem Falle sehen. In Abb. 40 sind dem Leerlaufstrom J_0 ein Ohmscher Widerstand r_0 und eine Induktivität λ_0

zugeordnet. Daß der Primärstrom J_1 als Resultierende, der Leerlaufstrom J_0 und der um 180° gedrehte Sekundärstrom $-J_2$ (das Minuszeichen ist für die weitere Betrachtung belanglos und wird weggelassen) als Komponenten aufgefaßt werden können, haben wir bereits gesehen. Um eine sinngemäße Definition der Größen r_0 und λ_0 zu erhalten, müssen wir uns die Eigenschaften des Eisens vergegenwärtigen. Das Eisen bedingt in der Erregerwicklung einen Strom J_0 entsprechend der EMK E_2 , dieser Strom hat gegen $-E_2$ eine Phasenverschiebung φ_0 . Ferner bedingt das Eisen einen Voltampereverbrauch, dessen Wert für die gegebene Eisensorte bei gegebener Frequenz nur von der Sättigung abhängt.

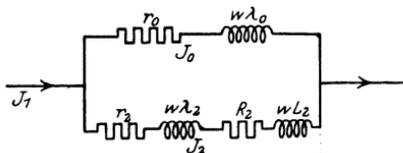


Abb. 40. Ersatzschaltung eines Stromwandlers.

Die Größe λ_0 ist die Induktivität pro kg Eisen, r_0 ist der Voltampereverbrauch pro kg Eisen und $\cos \varphi_0$ als Funktionen der Liniendichte sind auch hier die Grundsteine für die ganze Theorie. Die Definitionsgleichungen für r_0 und $\omega \lambda_0$ können so geschrieben werden:

$$\left. \begin{aligned} r_0 &= \frac{E_2}{J_0} \cos \varphi_0 = \frac{E_2^2}{VA} \cos \varphi_0 \\ \omega \lambda_0 &= \frac{E_2}{J_0} \sin \varphi_0 = \frac{E_2^2}{VA} \sin \varphi_0 \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Mithin sind auch diese beiden Größen Funktionen der Sättigung. Die Ersatzfunktionen des Eisens verteilen sich so, daß der Widerstand die Eigenschaft des Verlustträgers, die Induktivität die Eigenschaft der Magnetisierbarkeit des Eisens übernehmen. Für die Größe E_2 besteht nach wie vor der Zusammenhang mit der Linienzahl B nach der Formel (8)

$$E_2 = 4,44 f z_2 q B_{\max} 10^{-8}.$$

Liegen nun die Dimensionen des Stromwandlers fest, und sind die Größen q , z_2 und das Eisengewicht bekannt, so könnten wir an Hand der früheren Kurven in Abb. 7 und 8 und der Kurven der Abb. 41 zu jeder Linienzahl den Leerlaufstrom J_0 und die Ersatzgrößen r_0 und λ_0 bestimmen. Das schnelle Anwachsen der Voltamperekurve im Bereich von 14500 bis 15000 Linien, wo der Verlauf der Kurve dem Anstieg der Tangensfunktion bei 80° bis

85° ähnlich ist, wird für das Verhalten des Stromwandlers bei einem Netzkurzschluß ausschlaggebend sein.

Wir wenden uns wieder dem Ersatzschema der Abb. 40 zu. Hier haben die Größen r_2 , $\omega \lambda_2$, R_2 und ωL_2 die frühere Bedeutung, und zwar sind

- r_2 Ohmscher Widerstand der Sekundärwicklung,
- λ_2 Streuinduktivität der Sekundärwicklung,
- R_2 Ohmscher Widerstand des Belastungskreises,
- L_2 Induktivität des Belastungskreises.

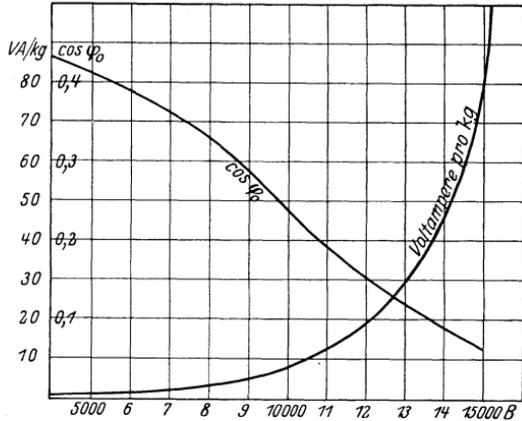


Abb. 41. Voltampereverbrauch und $\cos \varphi_0$ als Funktion der Sättigung für hochlegiertes Blech.

Gemeinsam mit den Größen r_2 und λ_0 bestimmen diese 6 Größen die Einstellung des Sekundärstromes J_2 nach Phase und Größe. Wir bedienen uns bei der Rechnung der Darstellung durch komplexe Größen. Diese Vektorenrechnung ist sehr einfach und führt rasch zum Ziele. Wir führen in Abb. 42 die J_1 -Achse als reelle Achse ein und senkrecht dazu die Achse der imaginären Größen $\pm j$. Die Ströme J_2 und J_0 erscheinen in diesem Koordinatensystem als komplexe Größen. Entsprechend sind die Impedanzen als Vektoren darzustellen:

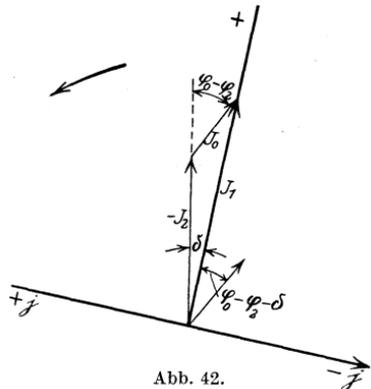


Abb. 42.

$$\left. \begin{aligned} z_0 &= r_0 + j \omega \lambda_0 \\ z_2 &= (r_2 + R_2) + j \omega (\lambda_2 + L_2). \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

In dieser symbolischen Darstellung gelten bei Wechselstrom die

gleichen Rechnungsregeln der Stromverzweigung wie bei Gleichstrom. Es bestehen folgende Beziehungen:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\mathbf{J}_0}{\mathbf{J}_2} &= \frac{z_2}{z_0} \\ \mathbf{J}_0 &= J_1 \frac{z_0}{z_0 + z_2} \\ \mathbf{J}_2 &= J_1 \frac{z_2}{z_0 + z_2} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Setzen wir jetzt in die letzten beiden Gleichungen (27) die Werte für z_0 und z_2 aus (26) ein, so erhalten wir folgende Gleichungen für \mathbf{J}_0 und \mathbf{J}_2 .

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_0 &= J_1 \frac{r_2 + R_2 + j \omega (\lambda_2 + L_2)}{r_0 + r_2 + R_2 + j \omega (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)}; \\ \mathbf{J}_2 &= J_1 \frac{r_0 + j \omega \lambda_0}{r_0 + r_2 + R_2 + j \omega (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)}. \end{aligned}$$

Wir bringen den Nenner auf einen reellen Wert durch die Multiplikation mit dem konjugiert komplexen Ausdruck

$$r_0 + r_2 + R_2 - j \omega (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)$$

und erhalten nach der Trennung der reellen und imaginären Größen die folgenden Gleichungen:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{J}_0 &= J_1 \left[\frac{(r_2 + R_2)(r_0 + r_2 + R_2) + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)(\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)}{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2} \right. \\ &\quad \left. + j \frac{(r_0 + r_2 + R_2)(\lambda_2 + L_2) \omega - (r_2 + R_2)(\lambda_0 + \lambda_2 + L_2) \omega}{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

und mit einer Abkürzung für den Nenner:

$$\left. \begin{aligned} N &= (r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2 \\ \mathbf{J}_2 &= J_1 \left[\frac{r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega^2 \lambda_0 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)}{N} \right. \\ &\quad \left. + j \frac{(r_0 + r_2 + R_2) \omega \lambda_0 - r_0 \omega (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)}{N} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Wir gelangen an den Punkt, wo man die Vorteile der komplexen Rechnung klar erkennen kann. Die Größen \mathbf{J}_0 und \mathbf{J}_2 sind ihrer Form nach Ausdrücke folgender Art:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_0 &= J_1 (a_1 + j b_1), \\ \mathbf{J}_2 &= J_1 (a_2 + j b_2). \end{aligned}$$

Es folgt jetzt die Entbindung von den komplexen Größen auf eine ganz einfache Weise. Für die absoluten Beträge und die Phasen der Größen J_0 und J_2 gelten folgende Beziehungen:

$$\left. \begin{aligned} J_0 &= J_1 \sqrt{a_1^2 + b_1^2}; & \operatorname{tg}(J_0, J_1) &= \frac{b_1}{a_1}; \\ J_2 &= J_2 \sqrt{a_2^2 + b_2^2}; & \operatorname{tg}(J_2, J_1) &= \frac{b_2}{a_2}. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Nach diesem Komplex von Gleichungen arbeiten wir nun die etwas umständlichen Gleichungen (28) und (29) um. Nach nahe-
liegenden Umformungen erhalten wir schließlich folgende wichtige Gleichungen:

$$J_0 = J_1 \frac{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2(\lambda_2 + L_2)^2}}{\sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2(\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}}. \quad (31)$$

$$J_2 = J_1 \frac{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}}{\sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2(\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}} \quad (32)$$

und

$$\operatorname{tg}(J_2, J_1) = \frac{(r_2 + R_2) \omega \lambda_0 - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2)}{r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega^2 \lambda_0 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)}. \quad (33)$$

Die eine Gleichung aus der Gruppe (30) $\operatorname{tg}(J_0, J_1)$ interessiert zunächst weniger, da, wie wir nun sehen werden, die Gleichungen (31) bis (33) alles Wissenswerte über den Stromwandler enthalten. Die Gleichungen (32) und (33) erkennen wir gleich als die „Fehlergleichungen“ für den Stromwandler. Wir schreiben diese auf die sonst übliche Weise und erhalten:

$$\left. \begin{aligned} 1 + f_U &= \frac{J_1}{J_2} = \frac{\sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2(\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}}{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}}, \\ \operatorname{tg} \delta &= \frac{(r_2 + R_2) \omega \lambda_0 - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2)}{r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega^2 \lambda_0 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Die gewonnenen Gleichungen gestatten einen tiefen Einblick in die Stromwandlerverhältnisse. Man erkennt aus Gleichung (31), daß, solange r_0 und λ_0 im Vergleich mit den anderen Größen r_2 , R_2 , λ_2 und L_2 groß sind, bleibt der Leerlaufstrom J_0 klein. Dasselbe besagt auch die Gleichung (32): je größer r_0 und λ_0 , desto mehr nähert sich J_2 dem Wert J_1 . Der ideale Grenzfall, nämlich $J_2 = J_1$, tritt ein, wenn $r_0 = \infty$ und $\lambda_0 = \infty$, denn dann ist

$$\lim_{\substack{r_0 = \infty \\ \lambda_0 = \infty}} \sqrt{\frac{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2(\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}} = 1.$$

Auch der Fehlwinkel nach Gleichung (33) verschwindet in diesem Grenzfall, es wird nämlich

$$\lim_{\substack{r_0 = \infty \\ \lambda_0 = \infty}} \frac{(r_2 + R_2) \omega \lambda_0 - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2)}{r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega^2 \lambda_0 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)} = 0.$$

Je geringer die Verluste, die ein Material aufweist, desto höher der Wert r_0 . Je leichter sich ein Material magnetisieren läßt, desto höher λ_0 . Beide Größen sind für den bestimmten Stromwandler Funktionen der Liniendichte und zeigen einen merkwürdigen Verlauf. Wie

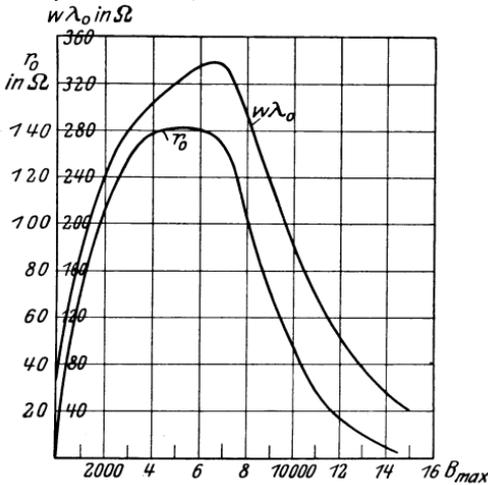


Abb. 43. r_0 und $\omega \lambda_0$ als Funktion der Linienzahl B .

aus der Abb. 43 hervorgeht, liegen die Maximalwerte für r_0 und $\omega \lambda_0$ im Bereich der höchsten Permeabilität des Eisens. Im Bereich der

Anfangspermeabilität haben r_0 und λ_0 relativ geringe Werte. Dies ist der Grund, warum ein Stromwandler bei $1/10$ der Nennstromstärke und darunter relativ große Fehler hat. Im Bereich der Sättigung sinken die Werte r_0 und

λ_0 sehr stark. Es tritt der andere Grenzfall ein, der Stromwandler nimmt nur Magnetisierungsstrom auf, für den idealen Grenzfall $r_0 = 0$, $\omega \lambda_0 = 0$ wird aus der Formel (31)

$$J_0 = \lim_{\substack{r_0 = 0 \\ \omega \lambda_0 = 0}} J_1 \frac{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}}{\sqrt{r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}} = J_1.$$

Mit Hilfe der Formeln (31) bis (33) läßt sich die Arbeitsweise des Stromwandlers im ganzen Bereich der Eisenmagnetisierung darstellen. Die Kurven werden zunächst als Funktionen der Liniendichte dargestellt. Auf Grund der Gleichungen (25) sind die Größen r_0 und $\omega \lambda_0$ als Funktionen der Linienzahl zu bestimmen. Voraussetzung ist, daß der Kern und die Windungszahl z_2 bereits festliegen. Mit der Änderung dieser Größen ändern wir auch r_0

und λ_0 . Über die Bestimmung von J_0 ist das Notwendige bereits gesagt worden. Die noch in den Formeln auftretenden Größen r_2, λ_2, R_2 und L_2 sind konstante Größen, die bekannt sein müssen. Wir sind nun in der Lage, zu jeder Linienzahl aus der Formel (31) J_1 zu bestimmen, hierzu aus (32) J_2 und schließlich nach (34) den Übersetzungsfehler und den Fehlwinkel. Praktisch durchläuft der Stromwandler die Magnetisierungskurve bei einer Steigerung des primären Stromes J_1 vom Nennwert bis zum Netzkurzschlußstrom. Es ist deshalb zweckmäßiger, die Kurven als Funktionen von J_1 darzustellen. Die so gewonnenen Kurven

$$\begin{aligned} J_2 &= f_1(J_1), \\ f\vartheta &= f_2(J_1), \\ \delta' &= f_3(J_1) \end{aligned}$$

bezeichnen wir als „Schaulinien“ des Stromwandlers, weil sie tatsächlich das Verhalten des Stromwandlers im ganzen Magnetisierungsgebiet zur Schau bringen. Wir werden bei den Anwendungen in den nächsten Abschnitten Gelegenheit haben an praktischen Beispielen die Schaulinien für verschiedene Stromwandler darzustellen.

Zu den Formeln (31) bis (34) möchten wir noch bemerken, daß sich sämtliche Fragen der Belastung der Stromwandler und ihre Rückwirkung auf die Fehlergrößen an Hand dieser Formeln beantworten lassen. Insbesondere zeigt die Formel (33), daß der Fehlwinkel durch die sekundäre Streuung δ_2 und durch die Induktivität der Bürde verkleinert wird und sogar negativ werden kann, ein Resultat, zu dem wir früher auf Grund des Stromwandlerdiagrammes gelangt sind. In der Abb. 42 haben wir in Übereinstimmung mit der früheren Darstellung die positive Richtung der imaginären Achse so gewählt, daß bei einer Voreilung des umgeklappten sekundären Stromvektors der Fehlwinkel positiv wird.

Bevor wir dieses Kapitel schließen, möchten wir noch darauf hinweisen, daß die hier für die Fehlergrößen abgeleiteten Formeln (34) mit den früheren Formeln (3) identisch sind. Letztere lauteten:

$$\begin{aligned} \dot{U} &= 1 + f\vartheta = \frac{J_2 + J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2 \cos \delta}, \\ \operatorname{tg} \delta &= \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2 + J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}. \end{aligned}$$

Wir wollen die Identität zunächst für die Fehlwinkelformel nachweisen. Es ist

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2 + J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)} = \frac{\sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{\frac{J_2}{J_0} + \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}.$$

Für $\frac{J_2}{J_0}$ ergibt sich aus der Division des Ausdruckes (32) durch den Ausdruck (31) folgende Beziehung:

$$\frac{J_2}{J_0} = \frac{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}}{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}}.$$

Für $\operatorname{tg} \varphi_0$ und $\operatorname{tg} \varphi_2$ gelten entsprechend der früheren Darstellung folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_0 &= \frac{\omega \lambda_0}{r_0}; \\ \operatorname{tg} \varphi_2 &= \frac{\omega (\lambda_2 + L_2)}{r_2 + R_2}. \end{aligned}$$

Hieraus erhält man entsprechend den Beziehungen zwischen den trigonometrischen Kreisfunktionen:

$$\begin{aligned} \sin \varphi_0 &= \frac{\omega \lambda_0}{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}}; \\ \cos \varphi_0 &= \frac{r_0}{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}}; \\ \sin \varphi_2 &= \frac{\omega (\lambda_2 + L_2)}{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}}; \\ \cos \varphi_2 &= \frac{r_2 + R_2}{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}}. \end{aligned}$$

Mit diesen Ausdrücken lassen sich die Funktionen $\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$ und $\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$ durch Widerstände und Induktivitäten ausdrücken. Es wird nämlich

$$\begin{aligned} \sin(\varphi_0 - \varphi_2) &= \sin \varphi_0 \cos \varphi_2 - \cos \varphi_0 \sin \varphi_2 \\ &= \frac{\omega \lambda_0 (r_2 + R_2) - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2)}{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2} \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}} \end{aligned}$$

und analog

$$\begin{aligned} \cos(\varphi_0 - \varphi_2) &= \cos \varphi_0 \cos \varphi_2 + \sin \varphi_0 \sin \varphi_2 \\ &= \frac{r_0 (r_2 + R_2) + \omega^2 \lambda_0 (\lambda_2 + L_2)}{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2} \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}}. \end{aligned}$$

Setzt man nun die Ausdrücke für $\frac{J_2}{J_0}$, $\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$ und $\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$ in die Formel für $\operatorname{tg} \delta$, so ergibt sich nach einigen naheliegenden Vereinfachungen

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\omega \lambda_0 (r_2 + R_2) - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2)}{r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega^2 \lambda_0 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)},$$

ein Ausdruck, der mit demjenigen der Formeln (34) übereinstimmt.

Auf eine ähnliche Art läßt sich die Identität beider Gleichungen für den Übersetzungsfehler nachweisen. Die Formeln und Gleichungen sind uns nicht Selbstzweck, sondern nur Mittel zum Verständnis des Verhaltens der Stromwandler. Wir bedienen uns künftig bei der Berechnung von Beispielen im allgemeinen der Formeln (3) und (4). Wo es uns jedoch für das umfassendere Verständnis der Erscheinungen notwendig erscheint, greifen wir auf die in diesem Kapitel abgeleiteten Formeln und Gleichungen zurück. Den Lesern möchten wir empfehlen, bei der Behandlung der Anwendungen in den nächsten Abschnitten stets die entsprechenden Stellen der grundlegenden Ausführungen einzusehen.

II. Die verschiedenen Stromwandlerausführungen.

1. Der gewöhnliche Topfstromwandler.

Wir wollen an erster Stelle den ältesten Repräsentanten der Stromwandler, den allgemein bekannten Topfstromwandler, behandeln. Diese Wandler werden für alle Betriebsspannungen bis zur höchsten, die zur Zeit 220 kV beträgt, gebaut. Sie werden in letzter Zeit aus Gründen der Raumersparnis und zweckmäßiger Leitungsführung für höhere Betriebsspannungen aus der dominierenden Stellung durch Schleifendurchführungsstromwandler verdrängt. Jedoch kommen für die unteren Serien der Wandler die Topfwandler in erster Linie in Frage. Abb. 44 zeigt die Wandler der Serie III, IV und V, wie sie die AEG baut. Wir wollen den Wandler für die Serie IV einer Durchrechnung unterziehen.

Der Wandler der Serie IV wird für eine Betriebsspannung von 24 kV gebaut. Die Abstände vom Eisen und den Wicklungen gegeneinander müssen so gewählt sein, daß der Wandler die für die Serie IV nach den V. D. E.-Normen festgelegte Prüfspannung von 50 kV einwandfrei aushält. Der Anfang muß mit einem Entwurf gemacht werden; genügen die aus den Annahmen sich

rechnerisch ergebenden Fehlerkurven nicht, so wird es nicht schwer sein, das Ziel durch einen verbesserten Entwurf zu erreichen. Abb. 45 zeigt den Entwurf für den Spulenaufbau eines 24 kV Stromwandlers, die wichtigsten Dimensionen sind eingetragen. Das ganze Abstützungs- und Haltematerial, das in den photographi-

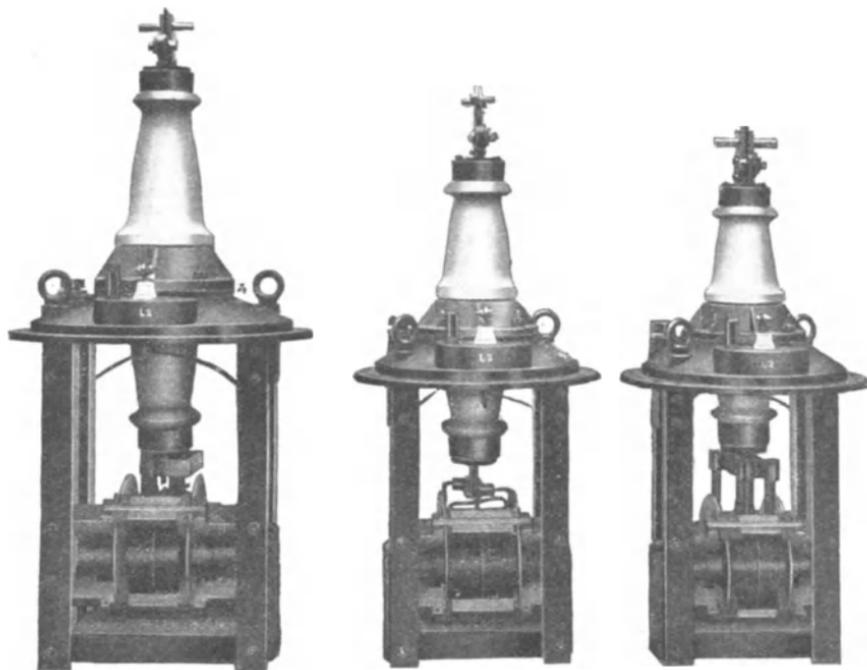


Abb. 44. Serienstromwandler der AEG.

schon Aufnahmen zu sehen ist, ist hier der besseren Übersicht wegen weggelassen worden.

Wir wollen zunächst die Streuinduktivität berechnen. Es ist nach der Formel (11)

$$\lambda_2 = 4\pi \kappa z^2 \frac{U}{h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_2}{3} \right) 10^{-9} \text{ Henry.}$$

Aus der Abb. 45 sind folgende Größen zu entnehmen:

$$\frac{\delta}{2} = 0,85 \text{ cm} \quad U = \pi \cdot 10,6 = 33,4 \text{ cm} \quad h = 12,8 \text{ cm}$$

$$\frac{A_2}{3} = 0,4 \text{ cm.}$$

Ferner ist

$$\kappa = 1,24, \quad z = 240$$

und

$$\lambda_2 = 4\pi \cdot 1,24 \cdot 240^2 \cdot \frac{33,4}{12,8} \cdot 1,25 \cdot 10^{-9} = 0,00294 \text{ H.}$$

Die Streuimpedanz wäre demnach:

$$\omega \lambda_2 = 314 \cdot 0,00294 = 0,922 \text{ Ohm}$$

und die Streuspannung bei einem Strom von 5 Amp.

$$E_{s_2} = J_2 \omega \lambda_2 = 5 \cdot 0,922 = 4,6 \text{ Volt.}$$

Die Messung der Streuung nach den im Kapitel 9 beschriebenen Methoden ergab einen Wert von 4,5 Volt. Wir wollen den weiteren

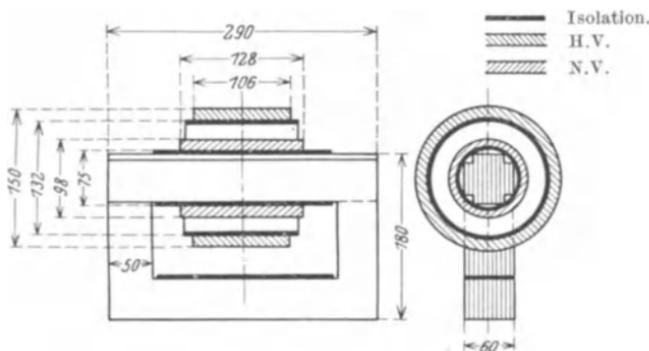


Abb. 45. Stromwandleraufbau für 24 kV.

Berechnungen den Wert von 4,6 Volt zugrunde legen. Der Ohmsche Spannungsabfall der Sekundärwicklung, den wir noch benötigen, errechnet sich aus dem Widerstand der Sekundärwicklung, der sich aus den Abmessungen wie folgt ergibt. Bei einem Drahtquerschnitt von $3,14 \text{ mm}^2$ und einem mittleren Windungsumfang von $\pi \cdot 8,65 = 27,2 \text{ cm}$ ergibt sich der Widerstand bei 15° C :

$$r_2 = 0,017 \frac{240 \cdot 27,2}{3,14} 10^{-2} = 0,353 \ \Omega.$$

Wir wollen zunächst den Fehlwinkel δ und den Übersetzungsfehler f_U für eine Belastung von 15 Voltampere bei $\cos \varphi = 1$ bei verschiedenen Stromstärken ermitteln. Für den Belastungskreis

wird hiermit $R_2 = 0,6 \Omega$, $L_2 = 0$ und die EMK E_2 wird nach Formel (7) für einen Strom von 5 Amp.:

$$E_2 = J_2 \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 \lambda_2^2} = 5 \sqrt{(0,353 + 0,6)^2 + (0,92)^2} = 6,65 \text{ Volt.}$$

Unter Zugrundelegung eines effektiven Eisenquerschnittes von $27,0 \text{ cm}^2$ errechnet sich die Induktion B nach der Formel (8)

$$B_{\max} = \frac{E_2 \cdot 10^8}{4,44 \cdot f z q} = \frac{6,65 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 240 \cdot 27} = 462 \text{ Linien.}$$

Die Durchrechnung der Fehler ist für die Type gedacht und kann für den Stromwandler 5/5 Amp. durchgeführt werden. Die Fehler werden für 10, 20, 50 und 100% des Stromes berechnet. Die Induktion nimmt proportional mit dem Betriebsstrom zu. Unter Zuhilfenahme der Voltampereverbrauchkurve (Abb. 7) ermittelt man bei der jeweiligen Induktion den Wert VA/kg. Die Multiplikation mit dem Gewicht des Kernes, das in diesem Falle 15,0 kg beträgt, ergibt den totalen Voltampereverbrauch, aus dem dann der Leerlaufstrom für die zugehörige EMK bestimmt wird. Es fehlen noch für die Ermittlung der Fehler nach den Formeln (4)

$$f_U \text{ in \%} = \frac{J_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2} 100$$

$$\delta' = \frac{J_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_2)}{J_2},$$

die Winkelfunktionen $\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$ und $\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$.

φ_2 ist für die gegebene Belastung ein konstanter Wert, und es ergibt sich in unserem Falle:

$$\text{tg } \varphi_2 = \frac{\omega \lambda_2}{r_2 + R_2} = \frac{0,92}{0,95} = 0,970$$

$$\varphi_2 = 44^\circ 22'.$$

Der Wert für φ_0 bzw. $\cos \varphi_0$ ergibt sich für die jeweilige Induktion aus der Kurve der Abb. 8.

Tabellen für 15 Voltampere, $\cos \varphi = 1$.

Betriebsstrom in %	B_{\max}	E_2 in Volt	Voltampere pro kg	Voltampere	J_0 in Milliampere	$\cos \varphi_0$	φ_0
100	462	6,650	0,0232	0,3482	52,40	0,259	$74^\circ 56'$
50	231	3,325	0,0072	0,1080	32,45	0,210	$77^\circ 53'$
20	92,4	1,330	0,00166	0,0249	18,70	0,164	$80^\circ 33'$
10	46,2	0,665	0,00052	0,0078	11,72	0,147	$81^\circ 33'$

Betriebsstrom in %	$\varphi_0 - \varphi_2$	$\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$	$\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$	Übersetzungsfehler in %	Übersetzungsfehler korrigiert	Fehlwinkel in Minuten
100	30° 34'	0,8610	0,5087	-0,903	+0,762	18'
50	33° 31'	0,8337	0,5522	-1,087	+0,578	25'
20	36° 11'	0,8071	0,5903	-1,51	+0,155	38'
10	37° 11'	0,7967	0,6043	-1,869	-0,204	48,5'

Zum korrigierten Übersetzungsfehler ist folgendes zu sagen: Nachdem die sekundäre Windungszahl der theoretischen Windungszahl 240 gleichgesetzt wurde, können die Übersetzungsfehler nur negativ sein. In der Wandlerpraxis wird der Übersetzungsfehler dadurch, daß man sekundärseitig weniger Windungen anordnet, auf positive und negative Fehler verteilt. Werden in unserem Falle statt 240 nur 236 Windungen vorgesehen, so erfahren die ausgerechneten Übersetzungsfehler eine Verschiebung um +1,665%.

Wir wollen nun die Fehler bei einer anderen Belastung, nämlich bei 15 Voltampere und $\cos\varphi = 0,5$ errechnen. Die Belastungen und die Phasenverschiebung sind entsprechend den amtlichen Beglaubigungsvorschriften für Stromwandler gewählt. Die Induktion nimmt jetzt im Eisen höhere Werte an, zu denen man ähnlich wie vorher auf folgende Weise gelangt.

Bei einer Impedanz

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2} = 0,6 \Omega$$

wird

$$R_2 = Z_2 \cos\varphi = 0,3 \Omega,$$

$$\omega L_2 = Z_2 \sin\varphi = 0,52 \Omega$$

und die jetzt größere EMK wird

$$\begin{aligned} E_2 &= J_2 \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2)^2} \\ &= 5 \sqrt{0,65^2 + 1,45^2} = 7,95 \text{ Volt,} \end{aligned}$$

zu der sich eine Induktion B_{\max}

$$B_{\max} = \frac{7,95 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 240 \cdot 27} = 552 \text{ Linien}$$

ergibt. Ferner wird

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega(\lambda_2 + L_2)}{r_2 + R_2} = \frac{1,45}{0,65} = 2,230,$$

$$\varphi_2 = 65^\circ 50'.$$

Die verschiedenen Stromwandlerausführungen.

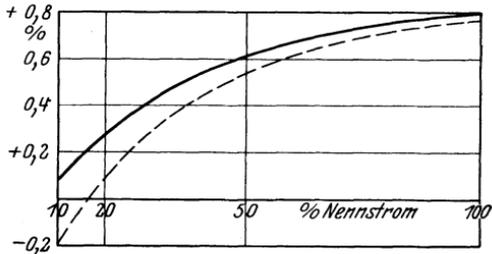


Abb. 46. Übersetzungsfehler bei 15 VA $\cos \varphi = 1$.
 — gemessen. - - - berechnet.

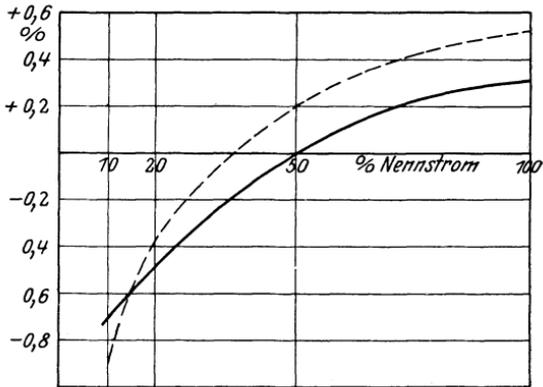


Abb. 47. Übersetzungsfehler bei 15 VA $\cos \varphi = 0,5$.
 — gemessen. - - - berechnet.

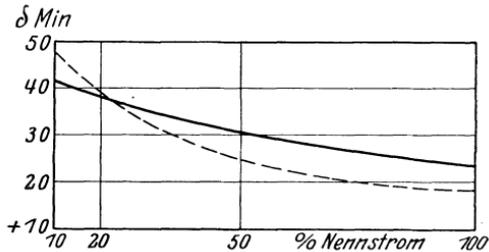


Abb. 48. Fehlwinkel bei 15 VA $\cos \varphi = 1$.
 — gemessen. - - - berechnet.

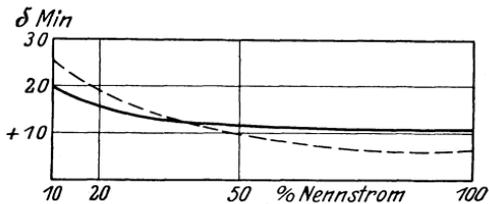


Abb. 49. Fehlwinkel bei 15 VA $\cos \varphi = 0,5$.
 — gemessen. - - - berechnet.

Mit diesen Werten ergeben sich die nachstehenden Tabellen für 15 VA $\cos \varphi = 0,5$.

Betriebsstrom in %	B_{\max}	E_2 in Volt	Volt-ampere pro kg	Volt-ampere	J_s in Milli-ampere	$\cos \varphi_0$	φ_0
100	552	7,950	0,0306	0,4598	54,1	0,270	74° 20'
50	276	3,975	0,0098	0,1468	34,8	0,222	77° 10'
20	110,4	1,590	0,0022	0,0330	19,65	0,168	80° 20'
10	55,2	0,795	0,0007	0,01048	12,01	0,150	81° 22'

Betriebsstrom in %	$\varphi_0 - \varphi_2$	$\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$	$\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$	Übersetzungsfehler in %	Übersetzungsfehler korrigiert	Fehlwinkel in Minuten
100	8° 30'	0,9890	0,1478	-1,14	+0,525	6'
50	11° 20'	0,9805	0,1965	-1,45	+0,215	10'
20	14° 30'	0,9681	0,2504	-2,00	-0,335	18'
10	15° 32'	0,9635	0,2678	-2,56	-0,897	24,5'

In den Abb. 46 bis 49 sind die errechneten und die tatsächlichen, nach der Kompensationsmethode von Schering und Alberti gemessenen, Übersetzungsfehler und Fehlwinkel eingetragen. Wie man sieht, differieren die gemessenen und errechneten Übersetzungsfehler bis auf 0,2%, die Fehlwinkel bis auf 5 Minuten. Eine Verbesserung des Stromwandlers läßt sich durch eine Vergrößerung des Eisenquerschnittes, wie dies an einem Beispiel im Kapitel 6 des ersten Abschnittes gezeigt wurde, herbeiführen.

2. Mehrleiterdurchführungsstromwandler.

a) Allgemeine Eigenschaften.

Es braucht nach den bisherigen Ausführungen keiner besonderen Erläuterungen, um zu der Erkenntnis zu gelangen, daß Durchführungsstromwandler nur dann Präzisionswandler sein können, wenn sie als Mehrleiterwandler ausgeführt werden. Eine Ausnahme bildet der Einleiter-Durchführungswandler für hohe Stromstärken. Wir haben im Kapitel 7 des vorigen Abschnittes als Bedingung für die Präzision des Wandlers eine Amperewindungszahl von 1100 bis 1300 vorausgesetzt.

Soll der Einleiterdurchführungswandler dieser Bedingung genügen, so müßte er eine Nennstromstärke von 1100 bis 1300 Amp.

besitzen. Wir werden später sehen, wie man in dieser Beziehung Konzessionen machen kann, ohne auf die Meßgenauigkeit ganz zu verzichten. Einstweilen wollen wir die spezifischen Eigenschaften der Mehrleiterdurchführungsstromwandler näher betrachten.

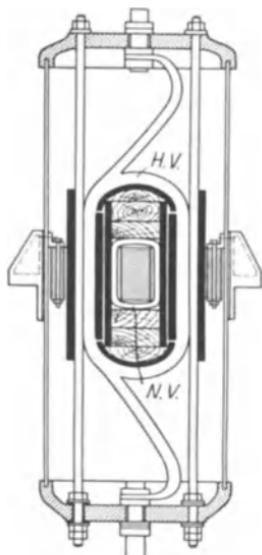


Abb. 50. AEG Durchführungsstromwandler.
UBD 24.

Bei der Behandlung der Streuung haben wir bereits die Anordnung der Wicklungen bei Durchführungsstromwandlern kennengelernt.

Bei den kleineren Typen der Durchführungsstromwandler etwa bis 24 KV kann man die beiden Wicklungen in einem Zylinder unterbringen. In Abb. 50 ist die Innenansicht dieser Wandler, wie sie die AEG baut, dargestellt. Der Kern hat die Mantelform, und die Wicklungen sind Rechteckspulen mit Abrundungen. Trotz dieser Abweichungen von der früher geschilderten Ausführungsform sind wesentliche Abweichungen in den Eigenschaften der Wandler nicht zu erwarten. Abb. 51 zeigt einen solchen Wandler für eine Betriebsspannung von 24 kV. Der Wandler wird in einem

Rohr, das mit einer Fassung versehen ist, eingebaut und erhält die Form nach Abb. 51 a. Die Abb. 52 zeigt den sog. Querlochdurch-

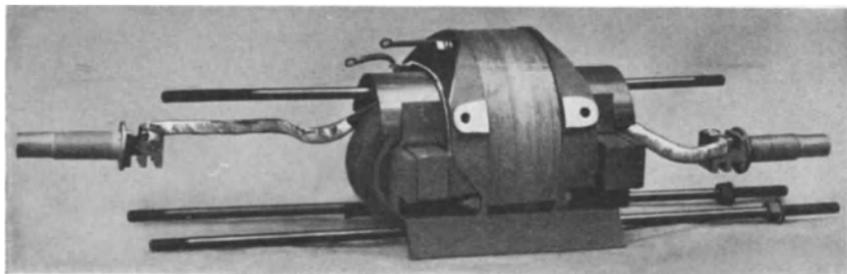


Abb. 51. AEG Durchführungsstromwandler. UBD 24.

führungswandler mit Sandfüllung der Firma Koch & Sterzel im Schnitt. Quer zum Porzellankörper befindet sich ein röhren-

förmiger Träger *C*, auf dem die Hochvoltwicklung *B* untergebracht ist. Konzentrisch dazu im Rohr sitzt auf dem Mantelkern die Niedervoltwicklung *D*. In dieser Form wird der Wandler für Prüfspannungen bis 100 kV gebaut.

Von 35 kV Betriebsspannung an aufwärts erhalten die Durchführungswandler der AEG und der S & H eine andere Form.



Abb. 51 a.

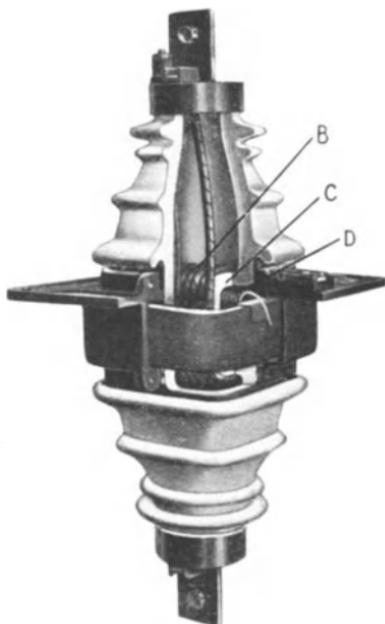


Abb. 52. Querlochwandler der Firma Koch & Sterzel.

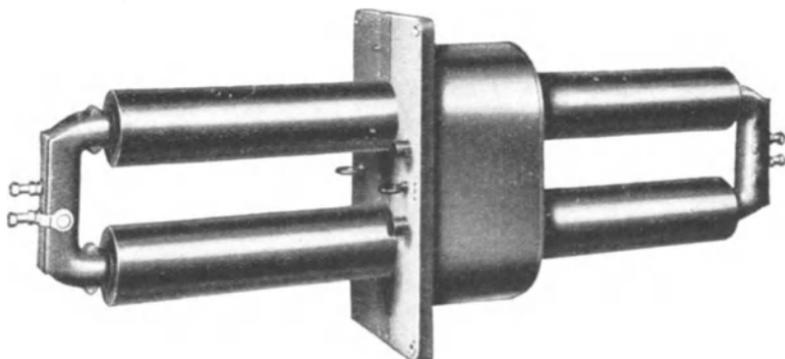


Abb. 53. Mehrleiterdurchführungsstromwandler der Firma S & H.

Die Hochvoltwicklung wird als Schleife in zwei Durchführungen verlegt. Abb. 53 zeigt einen Durchführungsstromwandler der

Firma S & H. Abb. 53a zeigt den Schnitt durch diesen Wandler. Wie ersichtlich, hat der Wandler zwei Kerne. Der stark be-

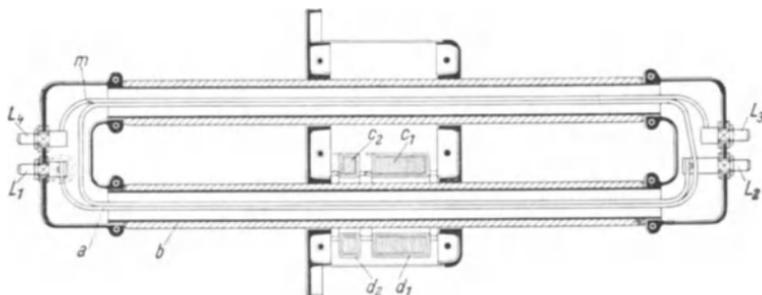


Abb. 53 a.

messene Kern c_1 ist für den Ausschluß von Zählern, der schwächere Kern c_2 ist für Relais bestimmt.

Von besonderem Interesse ist die Nachrechnung der Streuung bei diesen Wandlern. Wir wollen für die Anordnung nach Abb. 17 die Streuinduktivität nach der Formel (15)

$$\lambda_2 = 4\pi z^2 \left(\frac{F_1}{h_1} + \frac{F_2}{h_2} \right) 10^{-9} \text{ in Henry}$$

berechnen. Abb. 54 enthält die Dimensionen für einen Durchführungsstromwandler für 35 kV Betriebsspannung, der also der Serie V entspricht. In obiger Formel war nach Abb. 22:

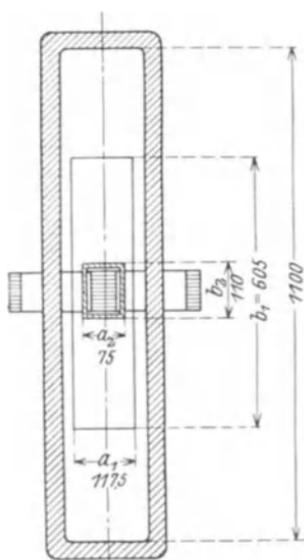


Abb. 54.

$$\begin{aligned} F_1 &= 2a_1 \frac{b_1 - b_2}{2} \\ &= 2 \cdot 11,7 \frac{60,5 - 11,0}{2} = 577 \text{ cm}^2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_2 &= 2b_2 \frac{a_1 - a_2}{2} \\ &= 2 \cdot 11 \frac{11,75 - 7,5}{2} = 46,2 \text{ cm}^2, \end{aligned}$$

$$h_1 = h + \frac{b_1 - b_2}{2} + 2A_2 = 14,0 + \frac{60,5 - 11,0}{2} + 2 \cdot 1,5 = 41,7 \text{ cm},$$

$$h_2 = h + \frac{a_1 - a_2}{2} + 2A_2 = 14,0 + \frac{11,75 - 7,5}{2} + 2 \cdot 1,5 = 19,1 \text{ cm}.$$

Bei einer Windungszahl $z = 236$ ergibt sich eine Streuinduktivität von

$$\lambda_2 = 4\pi \cdot 236^2 \left(\frac{577}{41,7} + \frac{46,2}{19,1} \right) \cdot 10^{-9} = 0,01135 \text{ Henry.}$$

Die sekundäre Streuspannung wird hiernach

$$E_{s_2} = J_2 \omega \lambda_2 = 5 \cdot 314 \cdot 0,01135 = 17,8 \text{ Volt.}$$

Messungen nach den früher angegebenen Methoden ergeben Werte von ca. 15 Volt. Vergleicht man diesen Wert mit dem Wert der Streuspannung des Topfstromwandlers der gleichen Serie, so ergibt sich ein Verhältnis von 3 : 1.

Wir wollen nun weiter sehen, wie sich diese hohe Streuspannung im Charakter der Fehlerkurven äußert. Zu diesem Zwecke legen wir der Berechnung den Mantelkern nach Abb. 55 zugrunde. Wir wollen sehen, ob man mit dem Eisengewicht des entsprechenden Topfwandlers der gleichen Serie, nämlich mit 18 kg, noch zufriedenstellende Fehlerkurven erhalten kann. Der Rechnungsgang ist der gleiche wie im letzten Kapitel. Bei einem Ohmschen Widerstand der Sekundärwicklung von $0,48 \Omega$ und einer Streuinduktivität von 3Ω erhalten wir, bei einer Belastung von 15 VA und $\cos \varphi = 1$, eine EMK

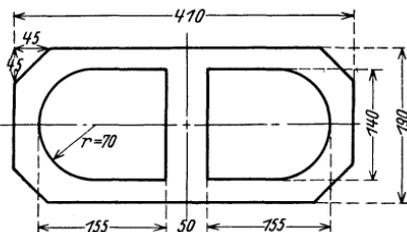


Abb. 55.

$$E_2 = 5 \sqrt{(0,48 + 0,6)^2 + 3^2} = 15,92 \text{ Volt,}$$

und als höchste Linienzahl bei einem effektiven Eisenquerschnitt von 34 cm^2

$$B_{\max} = \frac{15,92 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 240 \cdot 34} = 880 \text{ Linien.}$$

Der Wert für den Winkel φ_2 ergibt sich aus der Gleichung

$$\text{tg } \varphi_2 = \frac{\omega \lambda_2}{r_2 + R_2} = \frac{3,0}{1,08} = 2,77$$

zu $70^\circ 10'$.

Unter Benutzung der entsprechenden Kurven ergeben sich alle Werte der folgenden Tabellen.

Tabellen für 15 VA, $\cos \varphi = 1$.

Betriebsstrom in %	B_{\max}	E_2 in Volt	Volt-ampere pro kg	Volt-ampere	J_0 in Milliampere	$\cos \varphi_0$	φ_0
100	880	15,92	0,0620	1,115	70,0	0,330	70° 43'
50	440	7,96	0,0216	0,389	48,8	0,256	75° 10'
20	176	3,18	0,0045	0,081	25,4	0,193	78° 53'
10	88	1,59	0,0015	0,0276	17,3	0,163	80° 37'

Betriebsstrom in %	$\varphi_0 - \varphi_2$	$\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$	$\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$	Übersetzungsfehler in % f_U	f_U korrigiert	Fehlwinkel in Minuten δ'
100	0° 33'	1,0000	0,0095	-1,40	+0,68	0,5'
50	5° 0'	0,9962	0,0872	-1,94	+0,14	5,9'
20	8° 43'	0,9884	0,1516	-2,51	-0,43	13,3'
10	10° 27'	0,9834	0,1814	-3,40	-1,32	21,6'

Die 240 Windungen sind zur Verteilung des Übersetzungsfehlers auf 235 abzugleichen, was eine Korrektur der Fehler um +2,08% ergibt. Bei einer Belastung von 15 VA und $\cos \varphi = 0,5$ ergibt sich entsprechend den Werten der äußeren Belastung $R_2 = 0,3 \Omega$ und $\omega L_2 = 0,52 \Omega$ eine EMK

$$E_2 = 5\sqrt{(0,48 + 0,3)^2 + (3 + 0,52)^2} = 18,2 \text{ Volt.}$$

Mit den Werten der Höchstinduktion

$$B_{\max} = \frac{18,2 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 240 \cdot 34} = 1002 \text{ Linien}$$

und

$$\arctg \varphi_2 = \arctg \frac{3,52}{0,78} = 77^\circ 30'$$

ergeben sich die folgenden Tabellen.

Tabellen für 15 VA, $\cos \varphi = 0,5$.

Betriebsstrom in %	B_{\max}	E_2 in Volt	Volt-ampere pro kg	Volt-ampere	J_0 in Milliampere	$\cos \varphi_0$	φ_0
100	1002	18,2	0,0780	1,405	77,0	0,355	69° 10'
50	501	9,1	0,0270	0,486	52,8	0,264	74° 20'
20	200,4	3,64	0,0058	1,042	28,4	0,202	78° 20'
10	100,2	1,82	0,0020	0,036	19,7	0,168	80° 20'

Betriebsstrom in %	$\varphi_0 - \varphi_2$	$\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$	$\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$	Übersetzungsfehler in % f_{σ}	f_{σ} korrigiert	Fehlwinkel in Minuten δ'
100	$-8^{\circ} 20'$	0,9894	-0,1449	-1,53	+0,55	-7,7'
50	$-3^{\circ} 10'$	0,9985	-0,0552	-2,11	-0,03	-4,0'
20	$+50'$	1,000	0,0145	-2,84	-0,76	+1,4'
10	$+2^{\circ} 50'$	0,9988	0,0494	-3,87	-1,79	+6,7'

In Abb. 56 sind die Fehlerkurven dargestellt. Man erkennt die starke Steigung der Übersetzungsfehlerkurven, das „Gefälle“

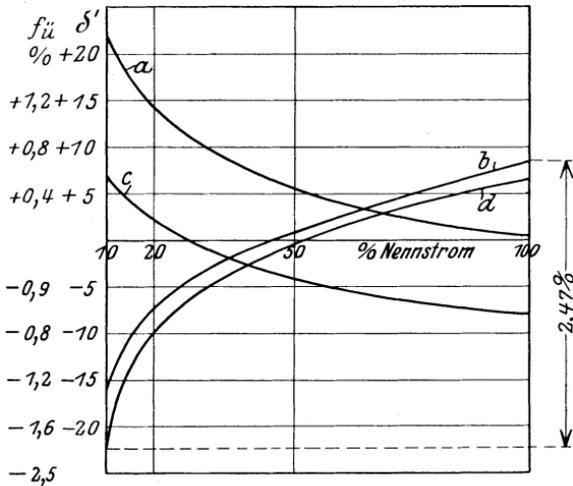


Abb. 56. Fehlerkurven eines Mehrleiterversuchsstromwandlers.

a Fehlwinkelkurve } bei 15 VA $\cos \varphi = 1$, c Fehlwinkelkurve } bei 15 VA $\cos \varphi = 0,5$.
 b Übersetzungsfehler }
 d Übersetzungsfehler }

der Kurven beträgt 2,47%, während man beim Topfstromwandler gleicher Serie bei Verwendung eines gleichwertigen Kernes ein Gefälle von 1,3% erhält. Will man bei der üblichen koaxialen Anordnung der Wicklungen günstige Übersetzungsfehlerkurven erhalten, so muß man den Eisenquerschnitt wesentlich erhöhen. Ein ganz anderes Verhalten zeigen die Fehlwinkelkurven des Mehrfachdurchführungsstromwandlers. Die Fehlwinkel sind wesentlich kleiner und werden bei induktiver Bürde sogar negativ. Daß dieses Verhalten auf die höhere Streuinduktivität zurückzuführen ist, ist bereits früher auseinandergesetzt worden. Wäh-

rend die amtlichen Beglaubigungsvorschriften Fehlwinkel bis $60'$ zulassen, beträgt in unserem Falle der höchste Fehlwinkel bloß $22'$.

Durch Erhöhung des Eisenquerschnittes kann man bessere Fehlerkurven erhalten, selbst bei Durchführungstromwandlern der Serie für 110 kV. Die Fehlerkurven der Abb. 57 sind am Mehrfachdurchführungstromwandler für 110 kV Betriebsspannung, der hier in Abb. 16 abgebildet ist, aufgenommen. Bei

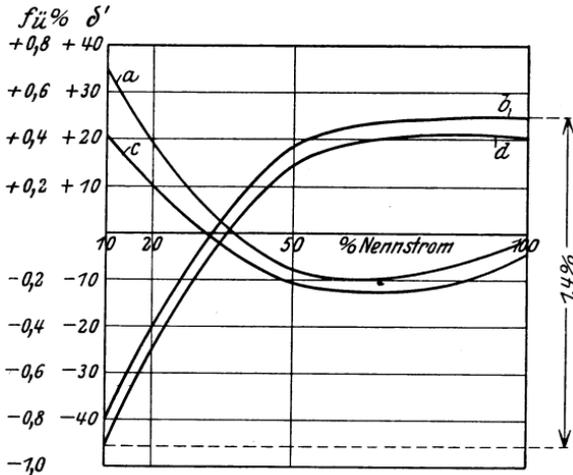


Abb. 57. Fehlerkurven eines 110 kV Durchführungstromwandlers (UAD 110).

a Fehlwinkel } bei 15 VA $\cos \varphi = 1$, c Fehlwinkel } bei 15 VA $\cos \varphi = 0,5$,
 b_i Übersetzungsfehler } } d Übersetzungsfehler } }

einem Betriebsstrom, der größer als ein Drittel des Nennstromes ist, sind die Fehlwinkel negativ. Das „Gefälle“ der Übersetzungsfehlerkurven beträgt 1,4%. Der Wandler hat 1200 AW.

b) Wicklungsanordnungen zur Erzielung einer mittleren Streuung¹.

Trotz der Verschiedenheit im Aufbau besteht die Möglichkeit, die Fehlerkurven der Schleifenstromwandler den Fehlerkurven der Topfstromwandler näherzubringen. Wir haben es in der Hand die sekundäre Streuung zu verkleinern und wir wollen auf die Wicklungsanordnungen, die zu einer mittleren Streuung bei Mehrfachdurchführungstromwandlern führen, hier noch ein-

¹ D. R. P. a.

mal hinweisen. Daß nicht diejenige Anordnung, die die minimale sekundäre Streuinduktivität besitzt, die günstigste ist, haben wir bereits gesehen. Abb. 58 bis 60 zeigen die Anordnungen mit einer mittleren Streuung für den Mantel-, Ring- und gewöhnlichen Kern.

Durch die verschiedene Aufteilung der sekundären Wicklungszahl auf den Mittelsteg des Mantelkernes und auf das Joch (Abb. 58) kann man die Streuung sehr fein regulieren; zu beachten ist, daß für die sekundäre Windungszahl z hier die Beziehung gilt:

$$z = z_1 + z_2.$$

Beim gewöhnlichen Kern gibt die Anordnung nach Abb. 60 eine mittlere Streuung. Bei einem Ringkern verhält sich die Sache anders. Wir werden noch die Eigenschaften der Stromwandler mit

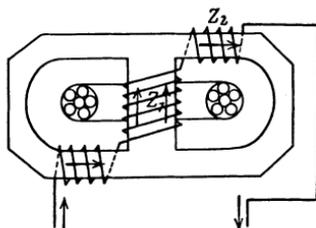


Abb. 58.

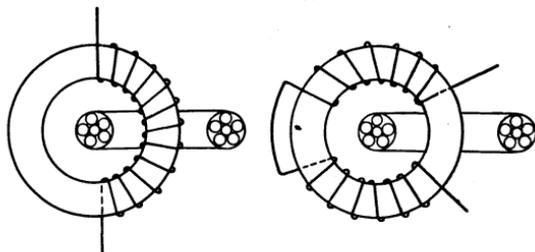


Abb. 59.

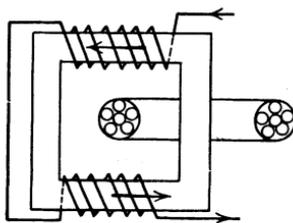


Abb. 60.

Abb. 58—60. Verteilte Sekundärwicklungen.

Ringkern näher untersuchen. Der Ringkern wird besonders bei Einleiterstromwandlern bevorzugt. Er kann und wird auch bei Schleifenstromwandlern verwendet. Wird der Ringkern homogen bewickelt, so ist die sekundäre Streuung zu klein und demzufolge hat der Stromwandler zu große Fehlwinkel. Durch Anordnungen nach Abb. 59 gelingt es, die Streuung auf das gewünschte Maß zu vergrößern. Durch Variation des Sektorwinkels der Bewicklung ist eine Feinregulierung der Streuung möglich.

In Abb. 61 sind die Fehlerkurven eines Stromwandlers für 35 kV Betriebsspannung dargestellt, wie sie sich bei der Anordnung der Wicklung nach Abb. 60 ergaben. Diese Kurven stellen eine wesentliche Verbesserung der Fehlerkurven der Abb. 56 dar, das „Gefälle“ der Kurven ist von 2,47% auf 1,4% gesunken. Die Fehlwinkel sind allerdings größer geworden, liegen aber ganz innerhalb der zulässigen Grenzen. Der Kern, mit dem dieses Resultat erzielt wurde, hatte Rechteckform, der effektive Eisenquerschnitt betrug 32 cm² und das Eisengewicht 17 kg.

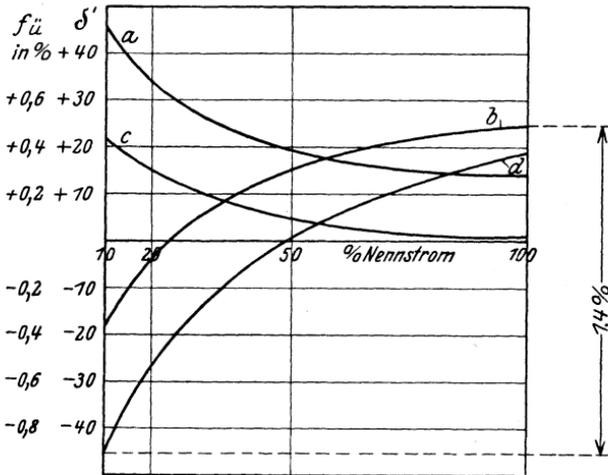


Abb. 61.

a Fehlwinkel } bei 15 VA $\cos \varphi = 1$, c Fehlwinkel } bei 15 VA $\cos \varphi = 0,5$.
 b Übersetzungsfehler } d Übersetzungsfehler }

c) Mehrleiterdurchführungsstromwandler mit Ringkern.

Wir wollen den bereits mit anderer Kernart behandelten Durchführungsstromwandler für 35 kV jetzt mit einem Ringkern versehen. Der Eisenring aus hochlegiertem Blech hat einen mittleren Umfang von 642 mm, der effektive Eisenquerschnitt beträgt 26,8 cm², der Ring hat ein Gewicht von 13 kg. Dieser Ring sei homogen mit 200 Windungen von 1,8 mm starkem Draht bewickelt. Wir wollen für diese Sekundärwicklung die Fehlerkurven berechnen. Die sekundäre Streuspannung kann erfahrungsgemäß mit 1 Volt eingesetzt werden. Zu diesem Wert gelangt man, wenn

man die Streuspannung nach der Methode der Gegenschaltung, die hier allein in Frage kommt, mißt. Bei dieser Streuinduktivität von $0,2 \Omega$ und einem Ohmschen Widerstand von $0,3 \Omega$ ergeben sich, wie früher unter Zuhilfenahme der magnetischen Kurven, die folgenden Tabellen.

Es wird für $15 \text{ VA } \cos \varphi = 1$:

$$E_2 = 5 \sqrt{0,9^2 + 0,2^2} = 4,615 \text{ Volt,}$$

$$B_{\max} = \frac{4,615 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 200 \cdot 26,8} = 387 \text{ Linien,}$$

$$\arctg \frac{0,2}{0,9} = 12^\circ 32'.$$

Betriebsstrom in %	B_{\max}	E_2 in Volt	Volt-ampere pro kg	Volt-ampere	J_0 in Milli-ampere	$\cos \varphi_0$	φ_0
100	387,0	4,615	0,0174	0,2261	49,0	0,247	$75^\circ 40'$
50	193,5	2,307	0,0052	0,0676	29,3	0,199	$78^\circ 30'$
20	77,4	0,923	0,00126	0,0164	17,75	0,160	$80^\circ 48'$
10	38,7	0,462	0,00039	0,00507	11,0	0,143	$81^\circ 42'$

Betriebsstrom in %	$\varphi_0 - \varphi_2$	$\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$	$\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$	f_{ϑ} in %	f_{ϑ} korrigiert mit +1,0%	Fehlwinkel δ in Minuten
100	$63^\circ 8'$	0,4519	0,8920	-0,44	+0,56	30'
50	$65^\circ 58'$	0,4072	0,9133	-0,46	+0,54	37'
20	$68^\circ 16'$	0,3703	0,9289	-0,66	+0,34	56,5'
10	$69^\circ 10'$	0,3557	0,9346	-0,78	+0,22	71'

Die Korrektur des Übersetzungsfehlers von +1,0% entspricht zwei Windungen von 200. Bei 15 VA und $\cos \varphi = 0,5$ hat man die Werte für die Belastung mit $R_2 = 0,3 \Omega$ und $\omega L_2 = 0,52 \Omega$ einzusetzen und erhält $\arctg \frac{0,72}{0,6} = 50^\circ 9'$. Mit einigen Abkürzungen erhält man die folgende Fehlertabelle:

Betriebsstrom in %	B_{\max}	E_2 in Volt	J_0 in Milli-ampere	$\varphi_0 - \varphi_2$	$\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$	$\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$	f_{ϑ} in %	f_{ϑ} korrigiert	δ in Min.
100	392,5	4,68	49,2	$25^\circ 20'$	0,9038	0,4279	-0,89	+0,11	14,5'
50	196,2	2,34	29,5	$28^\circ 15'$	0,8822	0,4733	-1,04	-0,04	19,2'
20	78,5	0,936	17,9	$30^\circ 35'$	0,8608	0,5087	-1,54	-0,54	31,4'
10	39,2	0,468	11,0	$31^\circ 30'$	0,8520	0,5225	-1,87	-0,87	40'

In Abb. 62 sind die Kurven der Fehlwinkel dargestellt, wie sie sich aus der Rechnung und Messung ergeben. Die Fehlwinkel

nehmen Werte an, die bei Präzisionswandlern unzulässig sind. Stromwandler mit homogen bewickeltem Ringkern haben große Fehlwinkel. Hingegen sehen wir aus der Tabelle für $\cos \varphi = 1$, daß dieser Stromwandler bei induktionsfreier Bürde nur ganz geringe

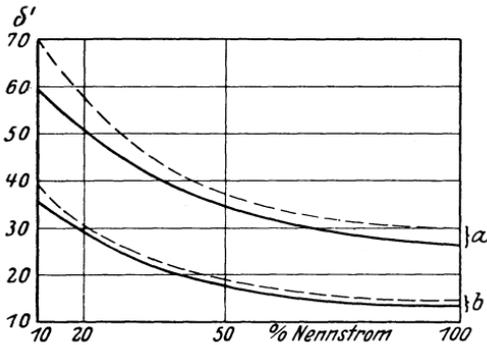


Abb. 62. Fehlwinkel eines Schleifenwandlers mit Ringkern.

a bei 15 VA $\cos \varphi = 1$, *b* bei 15 VA $\cos \varphi = 0,5$.
 - - - - - berechnet, ————— gemessen.

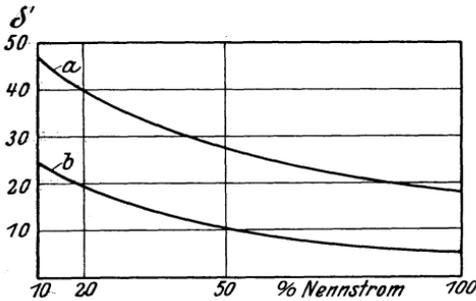


Abb. 63.

a bei 15 VA $\cos \varphi = 1$, *b* bei 15 VA $\cos \varphi = 0,5$.

Übersetzungsfehler besitzt, so beträgt der Anstieg der Übersetzungsfehlerkurve für 15 VA und $\cos \varphi = 1$ nur 0,34%. Greift man zu dem bereits angegebenen Hilfsmittel und bringt auf dem Ringkern eine Wicklung für mittlere Streuung an nach Abb. 59, so werden die Fehlwinkel kleiner.

Die Verschlechterung der Übersetzungsfehler muß mit in Kauf genommen werden. Abb. 63 zeigt die durch Messung ermittelten Fehlwinkelkurven bei 15 VA bei $\cos \varphi = 1$ und $\cos \varphi = 0,5$ beim gleichen Wandler, nachdem die Wicklung auf dem Ringkern nach Abb. 59 angeordnet wurde.

Wie man an diesem und den früheren Beispielen sieht, hat der Berechner trotz der großen Schleife der Primärwicklung immer noch Mittel die Fehlerkurven bei diesen Wandlern günstig zu gestalten.

d) Die magnetische Unsymmetrie bei Mehrleiterdurchführungsstromwandlern mit Mantelkern.

Soll der Mehrleiterstromwandler zu gleicher Zeit als Durchführung durch eine Decke oder eine Wand dienen, so muß der Stromleiter

in den Stromwandler auf der einen Seite hineintreten und ihn auf der anderen Seite verlassen. Das eine Fenster des Mantelkernes muß also einen Leiter mehr führen, als das andere. Bezeichnet man die Leiterzahl im rechten Fenster in Abb. 64 mit z_1 , so gehen durch das linke Fenster $z_1 + 1$ Leiter. Wir wollen für die Untersuchung der Unsymmetrie die Voraussetzung machen, der Leerlaufstrom sei Null ($i_0 = 0$). Dann gilt die Beziehung (1)

$$i_1 z_1 + i_2 z_2 = \sum iz = 0.$$

Nun ist nach dem Gesetz vom magnetischen Kreis das Linienintegral über die magnetische Feldstärke längs einer geschlossenen Linie der Summe der von der Linie eingeschlossenen Amperewindungen gleich

$$\oint H dl = \sum iz. \quad (35)$$

Für den Stromwandler müßte, wenn man vom Leerlaufstrom absieht, für jede geschlossene Linie im Eisenkern

$$\oint H dl = 0$$

sein. Dies ist aber nur möglich, wenn die von den Primärwindungen erzeugten Kraftlinien gleichzeitig mit den Sekundärwindungen verkettet sind. Für die Linien a und b in der Abb. 64, in welcher die Stromrichtungen durch die Vorzeichen $+$ und $-$ gekennzeichnet sind, müßten folgende Beziehungen gelten:

für die Linie a $J_1(z_1 + 1) - J_2 z_2 = 0,$

für die Linie b $J_1 z_1 - J_2 z_2 = 0.$

Beide Gleichungen können zu gleicher Zeit nicht bestehen. Es folgt also, daß längs der Linien a und b die Feldstärke H nicht überall gleich Null sein kann. In der Tat besteht noch ein Kraftfluß längs der Linie c , innerhalb welcher sich alle Amperewindungen aufheben bis auf den überzähligen Primärleiter des linken Fensters. Für diese Linie c gilt

$$\oint H dl = J_1.$$

Dieser Jochfluß ist um so größer, je höher die primäre Nennstromstärke ist. Der Strom J_1 erzeugt einen unkompensierten magneti-

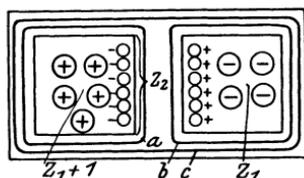


Abb. 64.

schen Kreis und stört die Gleichgewichtsbedingung der primären und sekundären Amperewindungen. Die Folge davon ist, daß der Sekundärstrom nicht in einem für alle Werte des primären Stromes konstanten Verhältnis zu diesem Primärstrom steht. Die Abweichungen vom Sollwert des Übersetzungsverhältnisses sind um so größer, je weniger Windungen die Hochvoltwicklung besitzt. Der Stromwandler wird wieder brauchbar, sobald der Jochfluß durch Gegenamperewindungen kompensiert wird. Dies

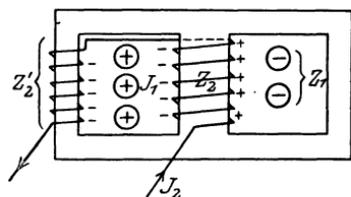


Abb. 65.

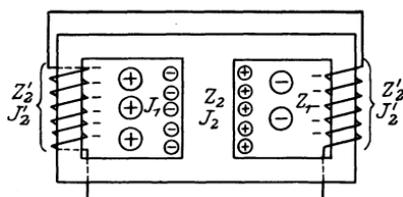


Abb. 66.

kann mit den Anordnungen¹ der Abb. 65 und 66 erreicht werden.

Man kann in Reihe mit den z_2 Sekundärwindungen weitere z'_2 Windungen schalten, die auf einem Außenschenkel liegen und die dann vom Sekundärstrom i_2 durchflossen werden. Für die Anordnung nach Abb. 65 gelten dann folgende Beziehungen:

für den Kreis links

$$J_1(z_1 + 1) = J_2(z_2 + z'_2),$$

für den Kreis rechts

$$J_1 z_1 = J_2 z_2.$$

Aus den beiden Gleichungen folgt:

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= J_2 z'_2, \\ z'_2 &= \frac{z_2}{z_1}. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

Macht man z. B. einen Stromwandler 600/5 Amp. mit $2\frac{1}{2}$ Windungen primärseitig und mit 240 Windungen sekundärseitig, so ist

$$z_2 = 240, \quad z_1 = 2 \quad \text{und} \quad z'_2 = \frac{z_2}{z_1} = \frac{240}{2} = 120 \text{ Windungen.}$$

Es besteht auch die Möglichkeit den Jochfluß mit einer Hilfswicklung, die in sich kurzgeschlossen wird, zu kompensieren. Werden nach Abb. 66 auf je einem Außenschenkel z'_2 Hilfswindungen aufgebracht, die in Reihe geschaltet und in sich kurz-

¹ D. R. P. a.

geschlossen werden, so erhält man für die magnetischen Kreise folgende Gleichungen:

$$\text{für den Kreis links } J_1(z_1 + 1) = J_2 z_2 + J'_2 z'_2,$$

$$\text{für den Kreis rechts } J_1 z_1 = J_2 z_2 - J'_2 z'_2.$$

Die Subtraktion der Gleichungen ergibt:

$$J_1 = 2 J'_2 z'_2.$$

z'_2 kann beliebig gewählt werden. Die Hilfswicklung ist dann zu bemessen für einen Strom

$$J'_2 = \frac{J_1}{2 z'_2}. \quad (37)$$

Setzt man aus dieser Gleichung $J'_2 z'_2 = \frac{J_1}{2}$ in die zweite der oberen Gleichungen ein, so erhält man

$$J_1 z_1 = J_2 z_2 - \frac{J_1}{2}$$

und hieraus für das Übersetzungsverhältnis den Wert

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{z_2}{z_1 + 1/2}. \quad (38)$$

Soll der Stromwandler 600/5 Amp. mit einer kurzgeschlossenen Hilfswicklung ausgeführt werden, und nimmt man für jeden Außenschenkel $z'_2 = 60$ Windungen, so ist diese Wicklung für einen Strom von

$$J'_2 = \frac{J_1}{2 z'_2} = \frac{600}{120} = 5 \text{ Ampere.}$$

zu bemessen.

3. Einleiterstromwandler.

Als Einleiterstromwandler werden alle Stromwandler bezeichnet, deren Hochvoltwicklung aus einem einzigen Leiter besteht. Diese Wandler haben aus verschiedenen Gründen eine große Bedeutung erlangt. In erster Linie werden sie dort Verwendung finden, wo es sich um große Ströme handelt. Wegen ihrer hohen Kurzschlußsicherheit, über die noch später die Rede sein wird, werden sie in Sammelschienen, in Generatorkreisen, in den Niedervoltkreisen von großen Transformatoren verwendet. Der Hochvoltleiter dieser Stromwandler gehört oft nicht zum Stromwandler, sondern ist ein Teil der Anlage, in welcher der Stromwandler

eingebaut werden soll. Abb. 67 zeigt einen Schienenstromwandler, den die AEG für das 6 kV-Netz des Klingenbergwerkes für Nennstromstärken von 5000 bzw. 10000 Amp. gebaut hat.

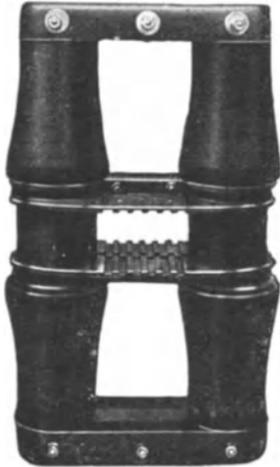


Abb. 67. AEG Schienenstromwandler.

Die Amperewindungszahl bei einem Einleiterstromwandler ist der primären Stromstärke gleich. Ist der Nennstrom, der durch den in der Abb. 68 schraffiert angedeuteten Querschnitt fließt, größer als 1000 Amp., so hat der Wandler eine Sekundärwicklung, die mehr als 200 Windungen besitzt und ist unter sonst gleichen Bedingungen in seiner Genauigkeit den Präzisionswandlern gleichwertig. Anders verhält es sich bei niedrigen Stromstärken. Die Meßgenauigkeit der Wandler nimmt sehr stark mit der Stromstärke ab. Und doch ist man gezwungen von diesen Wandlern Gebrauch zu machen. Sie werden in Ölschaltern eingebaut und dienen hauptsächlich zum Anschluß von Sekundärrelais. Die Ringkerne werden um die Durchführungen des Ölschalters gelegt. Zur Erhöhung der Leistung kann man die Sekundärwicklungen zweier Kerne in Serie schalten.

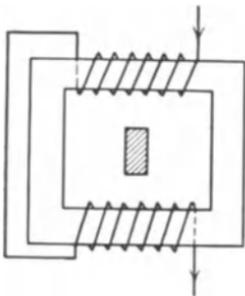


Abb. 68.

Wir wollen uns nun mit diesen Wandlern eingehend befassen. Zu diesem Zwecke wollen wir uns den Wandlerkern aus hochlegiertem Blech ausgeführt denken. Seine

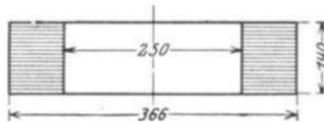


Abb. 69.

Dimensionen gehen aus der Abb. 69 hervor. In Abb. 70 sieht man diesen Kern an einem Durchführungsstromwandler für 60 kV Betriebsspannung. Der Kern hat ein Gewicht von 50 kg, der

effektive Eisenquerschnitt beträgt 68 cm^2 . Unternimmt man den Versuch, den Wandler als Stromwandler mit einem Übersetzungsverhältnis von $100/5 \text{ Amp.}$, also mit einer sekundären Windungszahl von $z_2 = 20$, zu berechnen, so muß man den Ohmschen Widerstand und die Streuinduktivität der Sekundärwicklung kennen. Wie wir bereits gesehen haben, ist letztere für gleichmäßig am Umfange verteilte Wicklungen gering. Entsprechend einer Streuspannung von $0,1 \text{ Volt}$ wird dieser Betrag mit $0,02 \Omega$ eingesetzt, während der Ohmsche Widerstand $r_2 = 0,045 \Omega$ beträgt. Rechnet man die Fehler unter Zugrundelegung einer bestimmten Belastung nach den Fehlerformeln (4) aus, so sieht man, daß die Fehler erhebliche Werte annehmen. Es wäre zu untersuchen, ob die Resultate bei den Vernachlässigungen, die bei der Ableitung der Formeln (4) gemacht worden sind, noch richtig sind. Es erscheint in solchen Fällen zweckmäßiger, auf die allgemeinen Formeln (31) bis (34) zurückzugreifen. Wir werden sehen, wie sich aus dieser Rechnung das ganze Verhalten des Stromwandlers bei verschiedenen Belastungen sehr einfach ergibt.

Zunächst stellen wir uns eine Tabelle für die wichtigsten Werte als Funktionen der Sättigung auf. Zu jeder Liniendichte B ergibt sich aus der Formel

$$E_2 = 4,44 f z_2 q B_{\max} 10^{-8} \text{ Volt}$$

die entsprechende EMK. Unter Zuhilfenahme der Kurven der Abb. 7 und 8 erhält man die Voltamperezahl pro Kilo und den Wert für $\cos \varphi_0$. Aus der Voltamperezahl für den ganzen Kern (50 kg) und der EMK erhält man den der jeweiligen Linienzahl entsprechenden Leerlaufstrom J_0 . Und schließlich gelangt man zu den mit den Gleichungen (25) eingeführten Größen

$$r_0 = \frac{E_2}{J_0} \cos \varphi_0 \quad \text{und} \quad \omega \lambda_0 = \frac{E_2}{J_0} \sin \varphi_0,$$

die nun jetzt auch als Funktionen der Linienzahl erscheinen. Durch diese Größen ist es uns gelungen die Stromwandlerberechnung auf eine reine Stromverzweigungsaufgabe zurückzu-

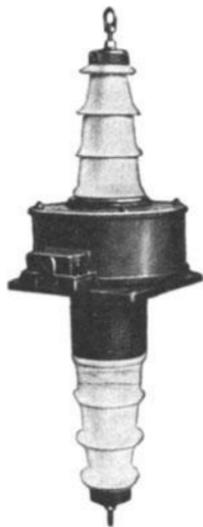


Abb. 70. AEG Einleiterdurchführungsstromwandler für 60 kV.

führen. Bei einem Stromwandler, wie der vorliegende, mit hohem Eisengewicht und geringer Windungszahl sind die Werte für r_0 und $\omega \lambda_0$ klein. Dies will aber soviel besagen, daß vom Strom J_1 auf den Nutzstrom J_2 um so weniger entfällt, je kleiner r_0 und $\omega \lambda_0$ im Vergleich zu den Größen $r_2 + R_2$ und $\omega (\lambda_2 + L_2)$ sind.

Tabelle I.

B_{\max}	E_2 in Volt	VA in Volt-ampere	J_0 in Ampere	$\cos \varphi_0$	$\sin \varphi_0$	r_0 in Ohm	$\omega \lambda_0$ in Ohm
50	0,151	0,03	0,198	0,150	0,989	0,114	0,752
200	0,604	0,28	0,464	0,200	0,982	0,260	1,275
500	1,51	1,32	0,875	0,264	0,964	0,455	1,660
1000	3,02	3,80	1,255	0,350	0,936	0,851	2,258
2000	6,04	10,60	1,755	0,435	0,900	1,495	3,095
3000	9,06	18,50	2,040	0,420	0,907	1,860	4,020
5000	15,10	50,3	3,30	0,405	0,914	1,850	4,180

Zu jedem Wert von J_0 aus dieser Tabelle gehört ein bestimmter Wert J_1 , der sich aus der Formel (31)

$$J_1 = J_0 \frac{\sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}}{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}}$$

ergibt.

Ferner gehört zu J_1 ein Wert J_2 nach der Formel (32)

$$J_2 = J_1 \frac{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}}{\sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}},$$

und endlich ermittelt man die Fehlergrößen nach den Formeln (34)

$$1 + f_V = \frac{J_1}{J_2} = \frac{\sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}}{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}},$$

$$\delta \text{ in Minuten} = \frac{1}{0,00029} \cdot \frac{(r_2 + R_2) \omega \lambda_0 - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2)}{r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega^2 \lambda_0 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)}.$$

Wie man sieht, sind jetzt für den Stromwandler alle Größen nur noch Funktionen der Belastung R_2 und ωL_2 .

Wir wollen die Fehlergrößen für den Einleiterstromwandler 100/5 Amp., also $z_2 = 20$, ermitteln und die errechneten Werte in Tabellen zusammenstellen. Tabelle Ia gilt für eine Belastung von 15 VA, $\cos \varphi = 1$ und Tabelle Ib für 30 VA und $\cos \varphi = 0,3$.

Wir führen für die in den Formeln vorkommenden Ausdrücke folgende Abkürzungen ein:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2} &= a, \\ \sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_0 + \omega \lambda_2 + \omega L_2)^2} &= b, \\ (r_2 + R_2) \omega \lambda_0 - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2) &= c, \\ r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega \lambda_0 (\omega \lambda_0 + \omega \lambda_2 + \omega L_2) &= d. \end{aligned} \right\} (39)$$

Der Ausdruck $\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}$ hat für jede Tabelle einen konstanten Wert, und zwar ist für die Tabelle Ia:

$$\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2} = \sqrt{(0,045 + 0,6)^2 + (0,02 + 0)^2} = 0,645.$$

Tabelle Ia.

B_{\max}	a	b	c	d	J_1 in Amp. $\frac{b}{a} = J_0 \cdot 0,645$	J_1 -facher Nennstrom	J_2 in Amp. $\frac{a}{\sqrt{3}} = J_0 \cdot 0,645$	J_2 -facher Nennstrom	t_U in %	δ in Grad $\frac{c}{d} \cdot \frac{1}{0,0174} \cdot \frac{1}{a}$
50	0,759	1,081			0,332	0,066	0,232	0,046	-43,0	
200	1,30	1,58	0,818	1,94	1,135	0,227	0,936	0,187	-22,2	24° 12'
500	1,72	2,015	1,063	3,281	2,73	0,546	2,34	0,468	-16,8	18° 36'
1000	2,41	2,72	1,439	6,38	5,28	1,056	4,69	0,938	-12,8	12° 56'
2000	3,44	3,78			10,28	2,056	9,35	1,87	-11,0	

Für die jetzt folgende Tabelle Ib ergibt sich entsprechend der Belastung 30 VA bei $\cos \varphi = 0,3$:

$$R_2 = 0,36 \Omega \quad \text{und} \quad \omega L_2 = 1,142 \Omega.$$

Mit diesen Werten ergibt sich der konstante Wert:

$$\begin{aligned} &\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2} \\ &= \sqrt{(0,045 + 0,36)^2 + (0,02 + 1,142)^2} = 1,232 \Omega. \end{aligned}$$

Tabelle Ib.

B_{\max}	a	b	c	d	J_1 in Amp. $\frac{b}{a} = J_0 \cdot 1,232$	J_1 -facher Nennstrom	J_2 in Amp. $\frac{a}{\sqrt{3}} = J_0 \cdot 1,232$	J_2 -facher Nennstrom	t_U in %	δ in Grad $\frac{c}{d} \cdot \frac{1}{0,0174} \cdot \frac{1}{a}$
200	1,30	2,60	0,214	4,153	0,556	0,111	0,278	0,0557	-99,5	+2° 57'
500	1,72	2,96	0,144	5,08	2,10	0,410	1,22	0,245	-72,0	+1° 38'
1000	2,41	3,64	-0,067	8,77	3,71	0,74	2,458	0,492	-51,0	— 26'
2000	3,44	4,67	-0,488	16,01	6,65	1,33	4,90	0,98	-35,6	-1° 45'

Der tatsächliche primäre Strom ist durch Multiplikation mit 20 zu errechnen. Durch die Einführung des n -fachen Nennstromes macht man sich von der jeweiligen primären Stromstärke unabhängig.

Die Resultate sind in Kurvenform in Abb. 71 dargestellt. Wegen der großen Abweichung des sekundären Stromes vom Sollwert erscheint es hier zweckmäßiger die Fehler in Anhängig-

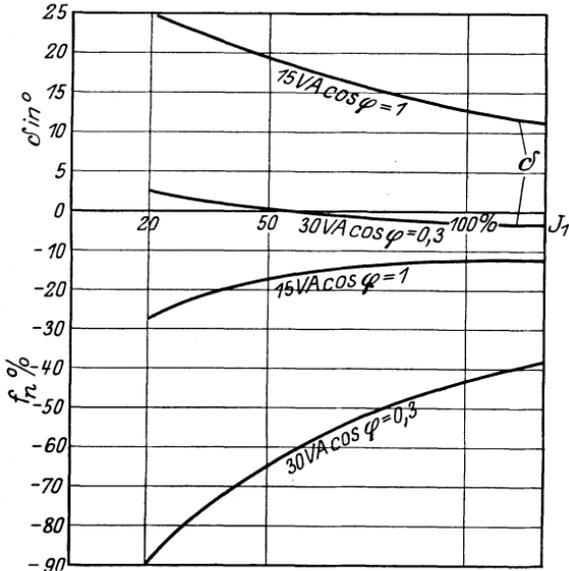


Abb. 71. Fehlerkurven eines Einleiterstromwandlers 100/5 Amp.

keit vom Primärstrom J_1 aufzutragen. Wie man sieht, hat dieser Stromwandler ganz erhebliche Fehler, die bei zunehmender Bürde stark anwachsen. Letzteres bezieht sich auf den Übersetzungsfehler, das Verhalten der Fehlwinkel bessert sich bei induktiver Belastung, ist aber bei kleinen Änderungen im Belastungskreis großen Schwankungen unterworfen.

Eine Verwendung für Meßzwecke kann bei diesem Stromwandler nicht in Frage kommen. Die Verwendbarkeit zum Anschluß von Relais ist sehr bedingt. Wird ein „unabhängiges Überstrom-Zeitrelais“ an einen solchen Stromwandler angeschlossen und spricht das Relais bei 100% Überstrom an, also etwa bei 10 Amp., so muß man sich darüber klar sein, daß der Überstrom primärseitig

etwa 150% beträgt. Es empfiehlt sich in solchen Fällen, die Relais primärseitig gemeinsam mit den Stromwandlern zu eichen. Man kann auch, wenn die Charakteristik des Stromwandlers festliegt, diese bei der sekundären Eichung berücksichtigen. Daß man bei der Wahl der Stromwandler für die verschiedenen Differentialschutzsysteme vorsichtig sein muß, versteht sich von selbst. Man kann vom Grundsatz, daß die die Differenzwirkung erzeugenden Stromwandler magnetisch gleichwertig sein müssen, nur dann abgehen, wenn man quantitativ über die Abweichung sich Rechenschaft abgeben kann. Die hier durchgeführte Rechenmethode kann über die Betriebsstromstärke hinaus fortgesetzt werden und führt zur Konstruktion der bereits im letzten Kapitel des ersten Abschnittes definierten „Schaulinien“.

Das Verhalten der Stromwandler bei hohen Stromstärken (Netzkurzschlüsse) ist besonders wichtig bei der Wahl der Stromwandler, an welche „Distanz-Relais“ nach System Biermanns angeschlossen werden. Diesem Punkt ist ein besonderes Kapitel gewidmet, und wir wollen nun zu den Einleiterstromwandlern zurückkehren. Es sollen die Eigenschaften dieser Stromwandler bei einer Stromstärke von 500/5 Amp. untersucht werden. Es bietet sich hier die Gelegenheit, den Einfluß der Amperewindungszahl eingehender zu untersuchen. Wir müssen uns nun eine Tabelle, die der Tabelle I entspricht, unter Zugrundelegung von $z_2 = 100$ entwickeln. Wir werden sehen, wie die Funktionen r_0 und $\omega \lambda_0$, die die Güte des Stromwandlers charakterisieren, bei einer höheren Windungszahl quadratisch zunehmen. In der Tabelle I bleiben bei gleicher Linienzahl B_{\max} die Werte für VA, $\cos \varphi_0$ und $\sin \varphi_0$ bestehen, dagegen ändern sich die Werte für E_2 , J_0 , r_0 und $\omega \lambda_0$. Wir haben bei einem gleichen Wert von B_{\max} entsprechend

$$E_2 = 4,44 f z_2 q B_{\max} 10^{-8} \text{ Volt}$$

für $z_2 = 100$ fünffache Werte für die EMK, die übrigen Werte ergeben sich zwangsläufig. In gleichsinniger Anordnung wie früher wollen wir die Tabellen für $z_2 = 100$ entsprechend mit II, IIa und IIb bezeichnen.

Wir benötigen noch die Größen für den Widerstand und die Streuinduktivität der Sekundärwicklung. Es sind bei $z_2 = 100$

$$r_2 = 0,325 \Omega; \quad \omega \lambda_2 = 0,2 \Omega.$$

Tabelle II.

B_{\max}	E_2 in Volt	VA in Volt-ampere	J_0 in Ampere	$\cos \varphi_0$	$\sin \varphi_0$	r_0 in Ohm	$\omega \lambda_0$ in Ohm
50	0,755	0,03	0,0396	0,150	0,989	2,85	18,8
200	3,020	0,28	0,093	0,200	0,982	6,50	31,9
500	7,55	1,32	0,175	0,264	0,964	11,38	41,5
1000	15,10	3,80	0,251	0,350	0,936	21,02	56,45
2000	30,20	10,60	0,351	0,435	0,900	37,37	77,37
3000	45,30	18,50	0,408	0,420	0,907	46,50	100,5

Die Streuinduktivität einer gleichmäßig verteilten Ringwicklung ist sehr gering und ändert sich mit der Zunahme der Windungszahl nur wenig. Die Streuspannung liegt zwischen 0,1 bis 1 Volt.

Bei $\cos \varphi = 1$ und 15 VA wird der Ausdruck

$$\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + 0)^2} = \sqrt{(0,225 + 0,6)^2 + 0,2^2} = 0,917 \Omega.$$

Tabelle IIa.

B_{\max}	J_0 in Amp.	a	b	c	d	J_1 in Amp. = $J_0 \frac{b}{0,917}$	J_1 n -facher Nennstrom	f_G in %	δ in Min.
50	0,0396	19,05	19,45	14,36	371,95	0,841	0,168	-2,10	133'
200	0,093	32,67	33,06	23,70	1077,6	3,35	0,672	-1,19	76'
500	0,175	43,05	43,51	29,65	1874,0	8,32	1,662	-1,06	54,6'
1000	0,251	60,23	60,78	37,98	3668,0	16,61	3,322	-0,91	35,6'

An den Resultaten sieht man, daß bei 500 Amperewindungen die erheblichen Fehler auf normale Beträge zurückgehen. Wir wollen nun noch die Tabelle IIb für eine Belastung von 30 VA bei $\cos \varphi = 0,3$ zusammenstellen.

Der konstante Ausdruck wird in diesem Falle

$$\begin{aligned} & \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2} \\ &= \sqrt{(0,225 + 0,36)^2 + (0,4 + 1,142)^2} = 1,65 \text{ Ohm.} \end{aligned}$$

Tabelle IIb.

B_{\max}	J_0 in Amp.	a	b	c	d	J_1 in Amp. = $J_0 \frac{b}{1,65}$	J_1 n -facher Nennstrom	f_G in %	δ in Min.
50	0,0396	19,05	20,6	6,60	391,88	0,495	0,099	-8,14	58'
200	0,093	32,67	34,21	8,63	1114,0	1,927	0,385	-4,72	26,6'
500	0,175	43,05	44,65	6,72	1921,1	4,74	0,948	-3,71	12'
1000	0,251	60,23	61,90	2,50	3664,0	9,41	1,882	-2,77	2,4'

Abb. 72 zeigt die Fehlerkurven, wie sie sich aus dieser Rechnung für den Fall $z_2 = 100$ ergeben haben. Wenn der Stromwandler auch jetzt noch für den Anschluß von Zählern ungeeignet

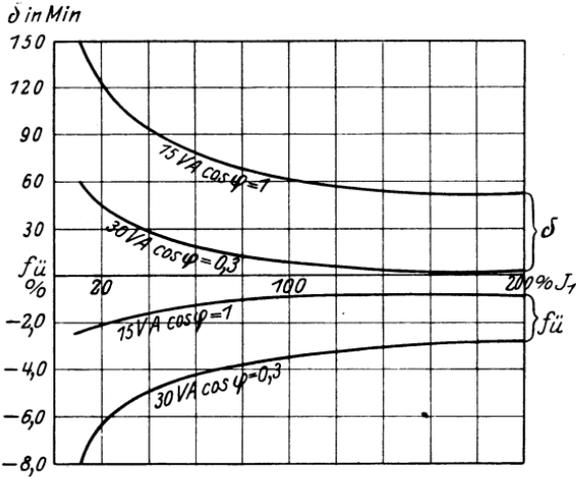


Abb. 72. Fehlerkurven eines Einleiterstromwandlers 500/5 Amp.

ist, so wird man beim Anschluß von Relais, selbst bei empfindlichen wattmetrischen Relais, keine Schwierigkeiten erwarten dürfen. Die Belastung von 30 VA bei $\cos \varphi = 0,3$ ist als ungünstigste Belastung, die bei den meisten Relais nicht erreicht wird, angenommen worden.

Die Abhängigkeit der Arbeitsweise des Stromwandlers von der Amperewindungszahl geht deutlich aus dem Vergleich der Fehlerkurven der Abb. 71 und 72 hervor. In Abb. 73 sind die Kurven der Übersetzungsfehler für den Stromwandler mit dem Kern nach Abb. 69

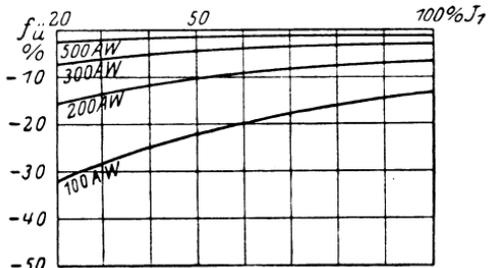


Abb. 73. Übersetzungsfehler bei 100, 200, 300 und 500 AW.

bei einer Belastung von 15 VA und bei $\cos \varphi = 1$ bei den vier Amperewindungszahlen 100, 200, 300 und 500 gezeichnet. Diese Kurven gelten nicht nur für Einleiterstromwandler, es kommt ihnen vielmehr eine allgemeine Bedeutung zu. Die Kurven

drängen sich immer mehr aneinander, je höher die Ampere-windungszahl gewählt wird. Die Erhöhung der Ampere-windungs-zahl über 1200 Ampere-windungen hinaus bringt derart geringe Verbesserungen in den Fehlerkurven, daß wir mit Recht im Kapitel 7 des ersten Abschnittes 1100 bis 1300 Ampere-windungen als Grenzbereich angegeben haben. Mit der Erhöhung von z_2 wächst das Kupfergewicht der Wicklungen proportional. Wir haben bereits gesehen, daß dem Eisengewicht bzw. dem Eisen-

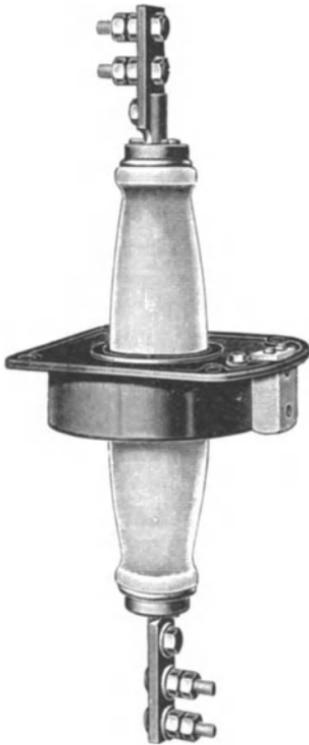


Abb. 74. Einleiterstromwandler der Firma Koch & Sterzel. Modell DJ.



Abb. 75. Einleiterstromwandler der Firma Koch & Sterzel. Modell DJN.

querschnitt grundlegende Bedeutung für die Einhaltung der zulässigen Fehler zukommt. Wir sehen jetzt, daß dem Kupfergewicht, das einerseits im Querschnitt durch den Strom, andererseits durch die Ampere-windungszahl gegeben wird, keine mindere Bedeutung zukommt. Speziell bei Einleiterstromwandlern, wo das Kupfergewicht schon durch die primäre Stromstärke gegeben ist, bleibt nur das eine Mittel, nämlich die Erhöhung des Eisenquerschnittes bzw. der Schichthöhe des Ringkernes übrig, um

eine Verbesserung des Wandlers herbeizuführen. Die meisten Firmen bauen listenmäßig Einleiterstromwandler auch für niedrige Stromstärken mit abgestufter Schichthöhe und geben die zulässige Belastbarkeit an. Die Firma Koch & Sterzel gibt für niedrige Stromstärken eine Klasse S an. Diese Klasse S für Strommessung läßt bei den Wandlern $\pm 3\%$ Übersetzungsfehler zwischen 50 bis 100% des Nennstromes zu, im übrigen bleiben die Fehler unbegrenzt. Abb. 74 und 75 zeigen zwei Einleiterdurchführungsstromwandler dieser Firma, wobei der erste für 1000 Amp. und noch höhere Stromstärken gebaut wird und die Genauigkeit der Klasse F bzw. E besitzt.

4. Thermische und dynamische Kurzschlußsicherheit.

Die thermische Beanspruchung eines Stromwandlers ist im normalen Betrieb sehr gering, insbesondere trifft dies für Topfstromwandler zu. Für das Eisen besteht wegen der geringen Sättigung keine Gefahr der Überlastung. Dabei ist auch schon an kurzzeitige volle Sättigung bei Netzkurzschlüssen gedacht. Für das Eisen ist am schädlichsten der Zustand, der bei geöffneten Sekundärklemmen eintritt. Kurzzeitig, etwa für eine Zeitdauer von 30 Minuten, ist eine unzulässige Erwärmung im allgemeinen nicht zu befürchten. Bei offenen Sekundärklemmen werden Stromwandler in der Fabrikation auf Windungsschluß geprüft. Um Remanenzmagnetisierung zu vermeiden, muß man beim Abschalten mit dem Nennstrom ganz allmählich auf Null heruntergehen. Remanenzmagnetisierung ist deshalb schädlich, weil dadurch der Stromwandler in der Meßgenauigkeit ungünstig beeinflusst wird.

Anders verhält es sich mit der Wicklung. Betriebsmäßige Überlastungen sind bei Ölstromwandlern der unteren Serien in weiten Grenzen, etwa bis 50%, zulässig. Die Sekundärwicklung hat gewöhnlich bei 240 Windungen ca. 8 Watt Kupferverluste und wäre in der Lage, eine noch höhere Überlastung auf die Dauer zu vertragen. Die Grenze wird der Überlastung durch die Primärwicklung gesetzt, die in der Regel unter Zugrundelegung einer höheren spezifischen Strombelastung ausgelegt wird. Bei den oberen Serien, etwa ab 50 KV Betriebsspannung, ist eine Dauerüberlastung mit mehr als 20% nicht zu empfehlen. Bei Wandlern mit Massefüllung ist eine Überlastung

gefährlich. Wegen der schlechten Wärmeleitfähigkeit der Füllmasse kann als Folge der lokalen Überhitzung der Masse Gasbildung und Explosionsgefahr eintreten.

Überlastungen bei Schleifenstromwandlern sind aus folgenden Gründen auf die Dauer nicht zulässig. Man ist im Wickelraum bei diesen Wandlern sehr beengt, andererseits sind die mittleren Windungslängen der Schleifenwicklung im Vergleich mit der normalen Ausführung beträchtlich. Man erhält bei diesen Konstruktionen notgedrungen wesentlich höhere Kupferverluste bei schlechterer Wärmeabfuhr. Diese kann in der Hauptsache in der Richtung der freiliegenden Teile der Schleifenwicklung erfolgen, während die Durchführungen aus Hartpapier nur den geringeren Teil der Wärme ableiten.

Die Anforderungen bezüglich der Überlastbarkeit sind lange nicht so hart für die Stromwandler und für ihre Hersteller, wie die Forderung der thermischen Kurzschlußsicherheit. Diese Forderung, wie auch die Forderung der allgemeinen Kurzschlußsicherheit der Stromwandler ist im Hinblick darauf, daß die Stromwandler im Zuge der Leitung liegen und daß jede Störung eine Unterbrechung der Stromzufuhr zur Folge haben kann, durchaus berechtigt. Die in Stromwandlern bei Netzkurzschlüssen auftretende maximale Stromstärke ist einerseits durch die Leistung, die auf den Kurzschluß arbeitet, andererseits durch die Impedanz der Netzteile, die von den Generatoren zur Kurzschlußstelle führen, bestimmt. Unter diesem Gesichtspunkt betrachtet sind auch Stromwandler in abgehenden Leitungen gefährdet. Die V. D. E.-Normen, die der Vollständigkeit halber am Schlusse dieses Kapitels mitangeführt werden, unterscheiden zwei Ziffern der thermischen und dynamischen Kurzschlußsicherheit.

Die höchste Kurzschlußsicherheit besitzen Wandler nach Ziffer 2, wonach der Stromwandler den 60fachen Nennstrom eine Sekunde lang aushalten muß, ohne dabei thermisch beschädigt zu werden. Auch in dieser Beziehung ist die Primärwicklung am meisten gefährdet. In der Sekundärwicklung ist der Strom durch die Sättigung des Eisens begrenzt. Wie wir aus den Schaulinien der verschiedenen Stromwandler ersehen werden, wird der Strom in der Sekundärwicklung selbst bei guten Stromwandlern den 40fachen Wert des Nennstromes nicht wesentlich überschreiten. Dagegen ist der Primärstrom unbegrenzt und durch den Kurzschlußstrom

gegeben. Wir wollen eine überschlägige Rechnung anstellen, mit welcher Stromdichte die Primärwicklung auszulegen ist, um der Bedingung auf thermische Kurzschlußsicherheit nach Ziffer 2 Folge zu leisten. Da der Erwärmungsvorgang der Wicklung nur 1 Sekunde dauert, kann von jedem Wärmeaustausch zwischen Kupfer und der Umgebung abgesehen werden. Die ganze Stromenergie wird sich in Wärmeenergie des Kupfers verwandeln. Wir wollen die momentane Erwärmung des Kupfers auf 200°C bei einer Anfangstemperatur von 20°C noch zulassen. Dabei wird eine Beschädigung der Isolation noch nicht eintreten.

Die Wärme Gleichung für das Kupfer der Primärwicklung lautet:

$$4,2 \cdot c \cdot \Delta T \cdot G_1 = Q \text{ in Kilowattsekunden.} \quad (40)$$

Hier ist

$c = 0,093 \text{ kcal}$	die spez. Wärme des Kupfers.
$\Delta T \text{ in } ^{\circ}\text{C}$	Erwärmung des Kupfers,
$G_1 \text{ in kg}$	Gewicht der Primärwicklung.

Anderseits ist die durch den Strom in einer Sekunde erzeugte Energie bei n -fachem Nennstrom:

$$Q \text{ in Kilowattsek.} = \frac{2,7 j^2 n^2 G_1}{1000} \quad (41)$$

In dieser Formel, die zur Errechnung der Kupferverluste dient, bedeutet j die spezifische Strombelastung pro mm^2 beim Nennstrom. Der Faktor 2,7 entspricht der Widerstandserhöhung bei einer Erwärmung von 100°C . Der Widerstand ändert bei der Temperaturzunahme von 20°C bis auf 220° stetig seinen Wert. Man kann für die Berechnung den mittleren Widerstand, entsprechend einer Temperaturzunahme von 100°C , zugrunde legen. Die Gleichsetzung beider Gleichungen (40) und (41) ergibt eine Gleichung für j . Es wird

$$4,2 \cdot c \cdot \Delta T \cdot G_1 = \frac{2,7 j^2 n^2 G_1}{1000}$$

und hieraus, da $c = 0,093$, $\Delta T = 200$:

$$j = \frac{167}{n} \quad \text{oder} \quad jn = \text{konstant.} \quad (42)$$

Aus dieser Gleichung kann man zu jedem Wert von n die Stromdichte j ermitteln. Für $n = 60$ ergibt die Formel eine Stromdichte $j = 2,78 \text{ Amp.}$ Verlangt man, daß der Stromwandler einen

höheren als den 60fachen Strom 1 Sekunde aushält, so muß man in gleichem Verhältnis mit der Stromdichte zurückgehen. Wie immer, ist auch hier größere Betriebssicherheit mit größerem Materialaufwand zu erzielen.

Neben der thermischen Kurzschlußsicherheit ist die Forderung nach der dynamischen Kurzschlußsicherheit nicht minder wichtig. Die Wicklungen des Stromwandlers sind den gleichen elektrodynamischen Kräften wie beim Transformator ausgesetzt. Die Ursache für die Kraftwirkungen liegt auch hier in den Streufeldern. Soweit es sich um den konzentrischen Spulenaufbau handelt, unterscheidet man auch bei Stromwandlern Kraftwirkungen in radialer und axialer Richtung.

Die Radialkraft bewegt die Spulen in radialer Richtung auseinander. Die äußere Spule wird dabei auf Zug beansprucht, während die innere Spule eine Druckbeanspruchung gegen den Kern erfährt. Wo es sich um kreisrunde Spulen handelt, werden Deformationen von der Radialkraft herrührend kaum auftreten. Die in der Praxis am häufigsten vorkommenden Deformationen sind Verschiebungen der Spulen in der axialen Richtung. Infolge der Unsymmetrie im Aufbau der Spulen in der Längsrichtung treten Kräfte auf, die die Spulen in axialer Richtung gegeneinander zu verschieben suchen. Auf ausreichende Befestigung der Spulen gegen Verschiebungen in der Längsrichtung muß deshalb beim Entwurf sehr geachtet werden. Die Ableitungen bzw. die Stromausführungen müssen abgestützt werden, da Hin- und Rückleitung eine Schleife bilden, und bekanntlich treten bei der Schleife dynamische Kräfte auf, die die Schleife auseinanderzutreiben suchen. Insbesondere treten diese dynamischen Kräfte bei Schleifenstromwandlern zum Vorschein, wo sie infolge der mehrfachen Wirkung ansehnliche Beträge annehmen können.

Die Kraft, mit der sich die Längsseiten der Stromschleife beim n -fachen Nennstrom abstoßen, kann nach folgender Formel berechnet werden. Es ist

$$K = \frac{2 \cdot 10^{-7} l (iz)^2 n^2}{9,81 a} \text{ in kg,} \quad (43)$$

dabei bedeutet

l die Länge der Stromleiter in cm,

a die Breite der Schleife in cm,

iz die Amperewindungszahl.

Rechnen wir nach dieser Formel die abstoßende Kraft für den Schleifenstromwandler nach Abb. 54, so erhalten wir bei einer Amperewindungszahl von 1200 beim 150fachen Nennstrom eine Kraft von

$$K = \frac{2 \cdot 10^{-7} \cdot 110 \cdot 1200^2 \cdot 150^2}{9,81 \cdot 20} = 3630 \text{ kg.}$$

Zum Halten der Stromleiter verwendet die AEG Messingrohre, die obiger Zerreißkraft mit großer Sicherheit standhalten. Abb. 76 zeigt das bei einem Kurzschlußversuch an einem Schleifenwandler 75/5 Amp. für 35 KV Betriebsspannung aufgenommenes

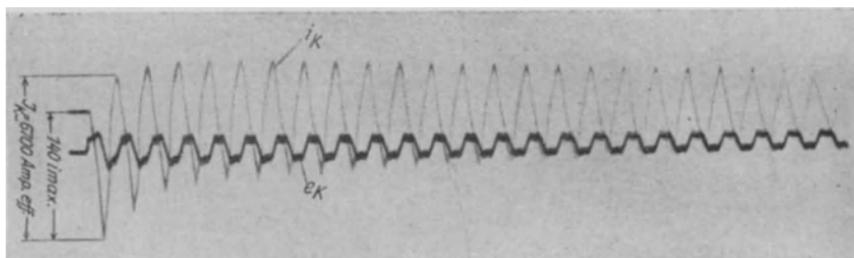


Abb. 76. Kurzschlußstrom und Klemmenspannung an einem Schleifenwandler.

Oszillogramm. Es wurden der Kurzschlußstrom i_K und die Klemmenspannung e_K des Wandlers oszillographiert. Letztere wird Gegenstand einer Erörterung im nächsten Kapitel sein, während uns jetzt die Kurzschlußstromstärke interessiert.

Die Versuche wurden so ausgeführt, daß ein voll erregter 15000 KVA-Generator auf den Wandler geschaltet wurde, wobei die Sekundärwicklung des letzteren kurzgeschlossen war. Die Stromkurve zeigt die bekannte einseitige Verlagerung, die durch die Entstehung eines zusätzlichen abklingenden Gleichstromes beim plötzlichen Kurzschluß im Generator zustande kommt. Für die mechanische Beanspruchung kommt die Höhe des Stromstoßes in Frage. Es muß die Auswertung des Stromstoßes durch Vergleich mit der Amplitude des Normalstromes vorgenommen werden. Wir erhalten aus dem Oszillogramm für diesen Wert den 140fachen Wert der Amplitude des Nennstromes. Für den Wechselstrom der ersten Periode ergibt sich aus dem Vergleich mit dem Effektivwert des Nennstromes ein Strom von 6700 Amp. bzw. der 90fache Wert des Nennstromes. Dieser Wert ist an-

genähert dem sog. „Wechselstromglied“ des Kurzschlußstromes während der ersten Periode des plötzlichen Kurzschlusses gleich. Die Kurzschlußsicherheit ist im Abschnitt 39, § 27 der V. D. E.-Vorschriften folgendermaßen formuliert:

„Die Kurzschlußsicherheit wird abgestuft; die Stufe wird durch eine Ziffer hinter dem Klassenbuchstaben gekennzeichnet.

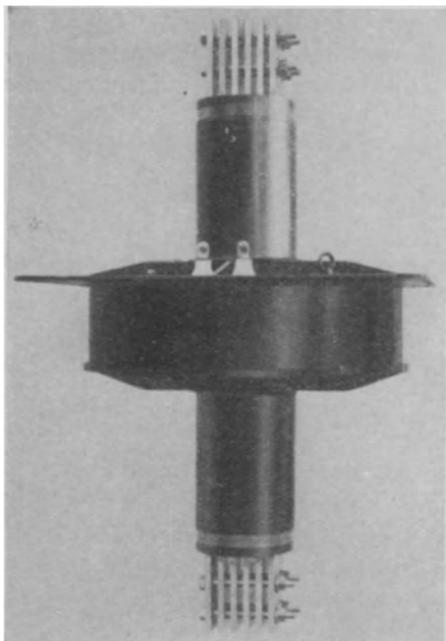


Abb. 77. Kurzschlußsicherer Schienen-Durchführungstromwandler der AEG für 5000 Amp.

Ohne Kurzschlußziffer. An den Stromwandler werden bezüglich Kurzschlußsicherheit keine besonderen Anforderungen gestellt.

Kurzschlußziffer 1. Bei kurzgeschlossenem Sekundärkreis sollen Stromwandler eine erste Stromamplitude vom 75fachen Betrage der Amplitude des Nennstromes aushalten können, ferner 1 Sekunde einen stationären Strom vom 50fachen Betrage des Nennstromes. Dabei dürfen weder mechanische noch thermische Einflüsse bleibende Veränderungen hervorrufen. Die erste Bedingung soll besonders die mechanische, die zweite die thermische Kurzschlußsicherheit bestimmen. Die zweite Bedingung kann daher auch als erfüllt betrachtet werden durch einen kürzeren Versuch mit höheren Stromstärken, bei dem mindestens die gleiche Wärmemenge in der Wicklung erzeugt wird.

Kurzschlußziffer 2. Wie bei 1, jedoch soll die erste Stromamplitude den 150fachen Betrag haben und der stationäre Strom mit dem 60fachen Betrage 1 Sekunde andauern.“

Es bleibt noch darauf hinzuweisen, daß zur Bewältigung sehr hoher Kurzschlußströme Einleiterstromwandler sich besonders eignen. Die Nachteile, die eine Spulen- oder Schleifenhochvoltwicklung bei der Kurzschlußbeanspruchung bietet, werden durch die geradlinige Stromführung vollkommen beseitigt. Im Gegenteil, es entsteht aus der Wechselwirkung zwischen Primärleiter

und Sekundärwicklung, die auf dem ganzen Umfange des Kernes verteilt ist, bei Kurzschlüssen eine Kraft, die den Primärleiter zu zentrieren sucht. Man baut deshalb sehr häufig in Teilen der Anlage, wo hohe Kurzschlußströme zu erwarten sind, Einleiterstromwandler ein. Abb. 77 zeigt einen kurzschlußsicheren Schienen-Durchführungsstromwandler der AEG für 5000 Amp., Abb. 78

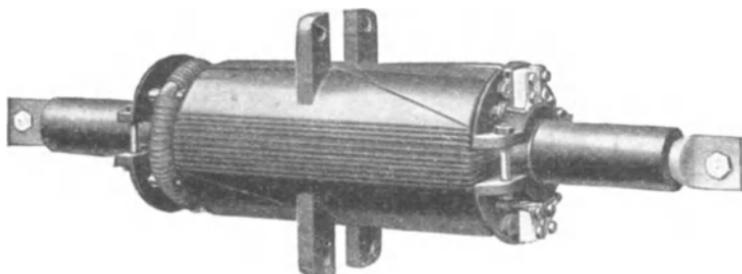


Abb. 78. Kurzschlußsicherer Einleiterstromwandler der Firma S & H.

einen kurzschlußsicheren Einleiterstromwandler der Firma S & H für 300 Amp. Die Verschiedenheit in den AW-Zahlen bedingt die Verschiedenheiten in den Kernabmessungen bei beiden Stromwandlern. Der letzte Stromwandler besitzt, wie aus der Abbildung ersichtlich, 2 Kerne. Der längliche Kern trägt die Wicklung zum Anschluß von Zählern und Meßinstrumenten, der kleine Kern ist mit einer Wicklung versehen, die nur zum Anschluß von Relais dient. Mit dieser Bemessung des Relaiskernes wird eine starke Begrenzung des Kurzschlußstromes beabsichtigt. Abb. 79 zeigt schematisch die Anordnung der Wicklungen.

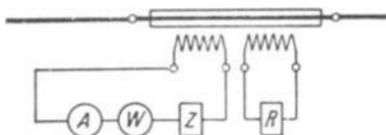


Abb. 79.

5. Wanderwellenschutz.

Zum Schutz gegen Sprungwellen werden Stromwandler mit einem Ohmschen Widerstand überbrückt. Der Widerstand begrenzt die Spannung an der Hochvoltwicklung des Wandlers. Wir wollen den Vorgang in Anlehnung an die Darstellung der Wanderwellenerscheinungen durch Rüdénberg¹ näher betrachten. Wir können

¹ Rüdénberg, Elektrische Schaltvorgänge. 2. Aufl. (C VIII) Berlin: Julius Springer. 1926.

den Wandler als eine konzentrierte Induktivität, zu der ein Ohmscher Widerstand parallel geschaltet ist, ansehen. Läuft an dieser Kombination eine Spannungswelle vorbei, so wird der Strom der Wandlerwelle im ersten Moment durch den Widerstand gehen. Der Strom, der in die Wicklung eindringt, hat den Charakter eines Einschaltstromes und wächst exponentiell entsprechend der Zeitkonstanten der Induktivität an. Dieser Strom kann die Spannung an den Klemmen des Ohmschen Widerstandes nur verkleinern. Wir rechnen deshalb so, als ob zwischen den Leitungen mit den Wellenwiderständen Z_1 und Z_2 sich nur der Schutzwiderstand R befindet. In Abb. 80 sind die Verhältnisse dargestellt, wie sie sich beim Auftreffen einer Sprungwelle e auf den Punkt A , den Sitz des Stromwandlers, ergeben. Der Punkt A ist ein Reflexionspunkt, die in diesem Punkt in die Leitung 1 zu-

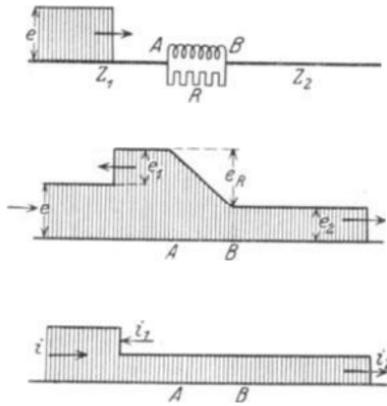


Abb. 80.

rückreflektierte Spannungswelle sei e_1 . Die in die Leitung 2 eindringende Welle e_2 ist um den Spannungsabfall am Ohmschen Widerstand e_R geringer als die Summe der Spannungen $e + e_1$. Für die Spannungen gilt die Beziehung

$$e + e_1 - e_R = e_2. \quad (44)$$

Für den Strom gilt folgendes: Vom Punkt A bewegt sich in die Leitung 1 eine Entladewelle mit der Stromstärke

$$i_1 = \frac{e_1}{Z_1}.$$

Der ursprüngliche Ladestrom $i = \frac{e}{Z_1}$ wird geschwächt um obigen Betrag i_1 und zieht als Strom i_2 in die Leitung 2 ein. Wir erhalten demnach folgende Stromgleichung

$$\frac{e}{Z_1} - \frac{e_1}{Z_1} = i_2 = \frac{e_2}{Z_2}. \quad (45)$$

Andererseits ist

$$\frac{e_2}{Z_2} = \frac{e_R}{R}. \quad (46)$$

Aus den Gleichungen (44) bis (46) können die Größen e_1 und e_2 eliminiert werden. So erhält man zunächst folgende Gleichungen:

$$\frac{e - e_1}{Z_1} = \frac{e_R}{R},$$

$$\frac{e + e_1 - e_R}{Z_2} = \frac{e_R}{R},$$

Schließlich führt die Elimination von e_1 auf die Gleichung

$$R = \frac{e_R(Z_1 + Z_2)}{2e - e_R}, \quad (47)$$

Diese Gleichung gibt einen Anhaltspunkt für die Bemessung des Schutzwiderstandes R . Die Höhe der Sprungwellenspannung e kann etwa als dreifache Betriebsspannung eingesetzt werden. Für eine höhere Spannung wird auch die Isolation der Anlage nicht bemessen sein. Für e_R setzt man die Spannung ein, die man an den Klemmen des Widerstandes ohne Gefährdung des Wandlers noch zulassen kann.

Wie man aus der Formel (47) sieht, hängt die Schutzwirkung des Widerstandes vom Wellenwiderstand der Leitung ab, in der der Stromwandler eingebaut ist. Sind die ankommenden und abgehenden Leitungen Kabel, so hat man bekanntlich für den Wellenwiderstand den Wert $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$ zu setzen, für Freileitung dagegen ist $Z = 500 \Omega$. In der Praxis wird es unmöglich sein bei der Bemessung der Widerstände Unterschiede in dieser Richtung zu machen, da wegen der Einheitlichkeit der Fabrikation die Widerstände nach der Type und Nennstromstärke der Wandler festgelegt werden müssen. Die Schutzwirkung ist um so größer, je geringer die Ohmzahl des Schutzwiderstandes R gewählt wird. Man muß von diesem Standpunkt aus bestrebt sein möglichst niedrige Ohmzahlen zu wählen. Andererseits müssen auch andere Momente Beachtung finden, die eine Überschreitung einer unteren Grenze nicht zulassen. Wir werden uns mit diesem Punkt ausführlicher befassen müssen, einstweilen soll noch erwähnt werden, daß die Verwendung von sog. spannungsabhängigem Material für diese Widerstände hinsichtlich der Schutzwirkung sehr vorteilhaft erscheint. Materialien, die für diese

Widerstände in Frage kommen, wie „Silit“, „Ocelit“, sind mehr oder weniger in ihrem Widerstandswert von der auf sie einwirkenden Spannung abhängig, und zwar sinkt bei zunehmender Spannung der Widerstandswert. Beim Durchgang der Spannungswelle wird die Ohmzahl automatisch kleiner als im normalen Betrieb, wodurch sich auch die Schutzwirkung automatisch erhöht. Über das Maß der Abhängigkeit des Widerstandes von der Spannung können nur ausgiebige Versuche mit dem in Frage kommenden Material Anhaltspunkte verschaffen. Für den normalen Betrieb soll der Parallelwiderstand so bemessen sein, daß eine Beeinträchtigung des Übersetzungsverhältnisses durch den Widerstand nicht eintritt. Der Widerstand darf von diesem Standpunkt aus betrachtet für Wandler, die eine hohe Klemmenspannung besitzen, und letzteres trifft für Schleifenwandler bei hoher Betriebsspannung zu, nicht mit zu geringer Ohmzahl gewählt werden. Wir haben im Kapitel 10 des ersten Abschnittes den Einfluß des Parallelwiderstandes auf die Meßgenauigkeit des Wandlers genau untersucht und haben gefunden, daß der Widerstand den Fehlwinkel verbessert und den Übersetzungsfehler verschlechtert. Bei der Abgleichung des Wandlers kann dieser Fehler kompensiert werden. Jene Überlegungen gelten für Parallelwiderstände aus Metall, wo man mit einer Konstanz des Widerstandes unbedingt rechnen kann. Dagegen ist es unzulässig, die Genauigkeit des Wandlers von der Konstanz des Widerstandswertes eines Karborundumstabes abhängig zu machen. Parallelwiderstände aus solchem Material sollen praktisch einen derart geringen Strom führen, daß die Meßgenauigkeit von diesem Strom nicht beeinflusst wird.

Ein für die Praxis noch wichtigerer Umstand, von dem die Betriebssicherheit des Wandlers abhängt, ist die Beachtung des Verhaltens des Widerstandes bei Netzkurzschlüssen. Überspannungen haben häufig Kurzschlüsse zur Folge. Nachdem der Wandler von einer Überspannungswelle verschont geblieben ist, kann er unmittelbar darauf einer weiteren scharfen Beanspruchung ausgesetzt werden, nämlich derjenigen, die durch den Netzkurzschluß heraufbeschworen wird. Uns interessiert jetzt das Verhalten des Widerstandes in diesem Moment. Die Spannung am Widerstand ist durch den Kurzschlußstrom bestimmt oder, präziser ausgedrückt, durch die Klemmenspannung am Stromwand-

ler, die sich beim Durchgang des Netzkurzschlußstromes einstellt. Es entsteht nun die Frage, welchen Bedingungen muß der Widerstand genügen? Offenbar denen, die der Kurzschlußsicherheit der Stromwandler entsprechen, d. h. der Widerstand muß eine Spannung, die dem 150fachen Nennstrom als Stoßkurzschlußstrom und eine Sekunde lang eine Spannung, die dem 60fachen Nennstrom entspricht, aushalten, ohne daß das Material einen Defekt erleidet. Ist letzteres der Fall, sei es, daß der Widerstand eine leitende Ader bekommt oder springt, so kann ein Lichtbogen den Stromwandler primärseitig kurzschließen. Der ganze Kurzschlußstrom nimmt nun seinen Weg über den Lichtbogen und kann, je nach der Intensität des Kurzschlusses, den Stromwandler beschädigen. Schlimmer als der Fehler selbst können die Folgen sein. Da die Sekundärwicklung infolge der Überbrückung des Stromwandlers stromlos wird und demnach das angeschlossene Relais nicht ansprechen kann, kann der Kurzschluß nicht abgeschaltet werden. Es kann also eine an und für sich geringfügige Ursache ernste Wirkung haben. Der Konstrukteur muß also den Widerstand so bemessen, daß derselbe den Betriebsbedingungen im Kurzschlußfalle entspricht.

Der Widerstand wird gewöhnlich parallel zu den Anschlußklemmen eingebaut. Bei Durchführungsstromwandlern, wo die Anschlüsse auf beiden Seiten des Wandlers erfolgen, wird der Widerstand z. B. bei den AEG-Durchführungsstromwandlern nach der Abb. 81 angeordnet. Der Betriebsstrom fließt durch $n + 1/2$ Windungen der Hochvoltwicklung. Die in der Abbildung schwach gezeichnete halbe Windung dient lediglich zum Anschluß des Schutzwiderstandes R und führt nur den unbedeutenden Strom desselben.

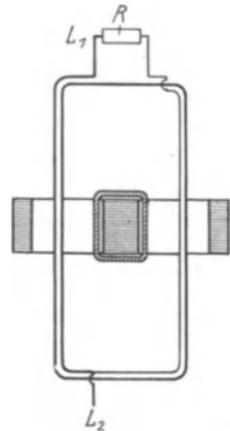


Abb. 81.

Wir wollen nun zur Bestimmung der Klemmenspannung am Stromwandler bei n -fachem Nennstrom übergehen. Die Klemmenspannung E_{K_1} läßt sich an Hand des Diagramms in der Abb. 38 durch die uns bereits geläufigen Größen ausdrücken. Es ist

$$E_{K_1} = J_1 \sqrt{\left\{ r_1 + (r_2 + R_2) \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2 \right\}^2 + \left\{ \omega \lambda_1 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2) \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2 \right\}^2}. \quad (48)$$

Für die weiteren Betrachtungen ist diese Darstellung un bequem. Es gilt mit genügender Annäherung für diese Betrachtung

$$E_{K_1} = J_1 \sqrt{\omega^2 \lambda_1^2 + r_1^2} + E_2 \frac{Z_1}{Z_2}, \quad (49)$$

wo E_2 die EMK des Eisenkernes bedeutet und aus Gleichung (7)

$$E_2 = J_2 \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2)^2}$$

zu errechnen ist.

In der Gleichung (49) ist der zweite Summand von der Eisen sättigung abhängig, der erste dagegen nicht. Der Verlauf von E_2 ist durch den Verlauf der Schaulinien $J_2 = f(J_1)$, die im nächsten Abschnitt für die verschiedenen Stromwandlerarten entwickelt werden, gegeben. Bei Präzisionsstromwandlern wird sich bei voller Sättigung des Kernes ein Sekundärstrom von ca. 35fachem Wert des Nennstromes einstellen, hiernach wäre auch der Höchstwert der EMK auf den 35fachen Betrag der EMK bei Nennstrom begrenzt. Der zweite Summand in der Gleichung (49) enthält den Faktor $\frac{Z_1}{Z_2}$, es ist dies die bei Transformatorern übliche Reduktion der Spannung des Sekundärkreises auf den Primärkreis. Da die Windungszahl des Sekundärkreises bei Präzisionsstromwandlern mehr oder weniger konstant ist, so wird bei gleicher Type die Höhe des Betrages $E_2 \frac{Z_1}{Z_2}$ mit der Windungszahl des Primärkreises linear zunehmen. Im Gegensatz hierzu wächst der erste Summand in der Gleichung (49) proportional mit dem Strom J_1 . Da der Strom J_1 unbegrenzt wachsen kann und nur von den Kurzschlußreaktanzen der Generatoren, Transformatoren und des Netzes abhängt, so kann dieser Betrag, der an das Eisen des Stromwandlers nicht gebunden ist, erhebliche Werte beim Netzkurzschluß annehmen. Insbesondere trifft dies für Schleifenstromwandler mit einer hohen primären Windungszahl bzw. geringem primären Nennstrom zu. Der Betrag der primären Streuspannung $J_1 \omega \lambda_1$ nimmt auch nur linear mit der primären Windungszahl zu, der quadratischen Zunahme der Streuinduktivität wirkt nämlich die mit der Zunahme der Windungszahl proportionale Abnahme des Stromes J_1 entgegen. So sieht man aus diesen Betrachtungen, daß die beim Kurzschluß im Netz an den Klemmen des Stromwandlers auftretende Spannung für jede Stromwandlertype verschieden ist,

und daß die Spannung für jede Type umgekehrt proportional der primären Stromstärke ist. Die Bemessung des Widerstandes für hohe Spannungen stößt auf Schwierigkeiten. Will man wegen der Schutzwirkung die Ohmzahl nicht zu hoch wählen, so hält ein Widerstand mit zu geringer Ohmzahl und geringen Abmessungen unter Umständen die durch den Kurzschlußstrom entwickelte Wärme nicht aus. Andererseits kann auch die Isolation der Wicklung für hohe Spannungen Schwierigkeiten bieten, und so erklärt es sich, daß Schleifenwandler erst von einer gewissen Stromstärke an — etwa 25 Amp. — aufwärts hergestellt werden.

Wir wollen an einigen früher behandelten Beispielen den Wert für E_{K_1} bestimmen. Für den Topfstromwandler der Abb. 34, der für eine Betriebsspannung von 80 kV gebaut und mit einem Übersetzungsverhältnis 5 : 5 ausgeführt ist, ergeben sich folgende Werte (s. Kap. 9, Abschnitt I):

$$\begin{aligned} r_2 &= 0,4 \, \Omega, & J_2 \omega \lambda_2 &= 24,6 \text{ Volt}, & \omega \lambda_2 &= 4,92 \, \Omega, \\ r_1 &= 0,8 \, \Omega, & J_1 \omega \lambda_1 &= 23,4 \text{ Volt}, & \omega \lambda_1 &= 4,68 \, \Omega. \end{aligned}$$

Legen wir eine Belastung von 15 VA bei $\cos \varphi = 0,5$ zugrunde, so wird

$$R_2 = 0,3 \, \Omega \quad \text{und} \quad \omega L_2 = 0,52 \, \Omega.$$

Ferner wird bei einem Nennstrom von 5 Amp.

$$\begin{aligned} E_2 &= J_2 \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2)^2} \\ &= 5 \sqrt{(0,4 + 0,3)^2 + (4,92 + 0,52)^2} = 27,4 \text{ Volt} \end{aligned}$$

und $J_1 \sqrt{\omega^2 \lambda_1^2 + r_1^2} = 5 \sqrt{4,68^2 + 0,8^2} = 23,8 \text{ Volt}.$

Da in unserem Falle $z_1 = z_2$, so wird nach (49)

$$E_{K_1} = 23,8 + 27,4 = 51,2 \text{ Volt}.$$

Entsprechend der thermischen Kurzschlußsicherheit nach der Ziffer 2 muß der Wandler den 60fachen Strom 1 Sekunde lang aushalten. Da für den betrachteten Wandler der Sekundärstrom infolge der Sättigung auf etwa den 35fachen Wert begrenzt ist, so wird bei einem 60fachen Primärstrom der sekundäre Teil der Spannung nicht mehr als den 35fachen Wert annehmen, während der primäre Spannungsabfall den 60fachen Wert annimmt. Somit wird bei einem Kurzschluß von 60facher Nennstromstärke

$$E_{K_1} = 60 \times 23,8 + 35 \times 27,4 = 2388 \text{ Volt}.$$

Der Widerstand R muß so bemessen sein, daß er die Wattsekundenzahl $\frac{E_{K_1}^2}{R}$ aufnehmen kann.

Wir wollen nun die Verhältnisse am Schleifenstromwandler der Abb. 54 betrachten. Der Stromwandler ist für eine Betriebsspannung von 35 kV gebaut. Wir wollen auch hier den ungünstigsten Fall, der praktisch selten vorkommt, nämlich eine Übersetzung von 5 : 5 Amp., voraussetzen. Wie wir bei der Behandlung der Streuung gesehen haben, kann man hier die sekundäre Streuinduktivität nur ganz angenähert berechnen. Man ist in solchen Fällen auf die Resultate von Messungen angewiesen. Bei obigem Wandler sind folgende Werte zu verzeichnen:

$$\begin{aligned} r_2 &= 0,48 \, \Omega, & J_2 \omega \lambda_2 &= 17 \text{ Volt}, & \omega \lambda_2 &= 3,4 \, \Omega, \\ r_1 &= 4,78 \, \Omega, & J_1 \omega \lambda_1 &= 130 \text{ Volt}, & \omega \lambda_1 &= 26 \, \Omega. \end{aligned}$$

Es wird für eine Belastung von 15 kV bei $\cos \varphi = 0,5$

$$E_2 = 5 \sqrt{(0,48 + 0,3)^2 + (3,4 + 0,52)^2} = 20 \text{ Volt}$$

und ferner wird der primäre Spannungsabfall

$$J_1 \sqrt{\omega^2 \lambda_1^2 + r_1^2} = 5 \sqrt{26^2 + 4,78^2} = 132,2 \text{ Volt.}$$

Dieser Schleifenwandler entwickelt maximal den 25fachen Sekundärstrom. Hiernach bekommen wir bei 60fachem Nennstrom eine Spannung an den Klemmen des Stromwandlers

$$E_{K_1} = 60 \times 132,2 + 25 \times 20 = 8430 \text{ Volt.}$$

Für diese Spannung werden die Abmessungen der Schutzwiderstände sehr groß, und ihre Unterbringung im Wandler bietet Schwierigkeiten.

Wird die gleiche Wandlertype für ein Übersetzungsverhältnis von 25 : 5 Amp. ausgeführt, so reduzieren sich die primären Größen wie folgt:

$$r_1 = 0,19 \, \Omega, \quad J_1 \omega \lambda_1 = 26 \text{ Volt}, \quad \omega \lambda_1 = 5,2 \, \Omega.$$

Die EMK E_2 reduziert sich im Verhältnis 25 : 5, wird also 4 Volt und die Klemmenspannung wird

$$E_{K_1} = 60 \times 26 + 25 \times 4 = 1660 \text{ Volt.}$$

6. Frequenz und Kurvenform.

Der Frage der Frequenz, für welche der Stromwandler gebaut werden soll, muß beim Entwurf Rechnung getragen werden. Alle

Unterlagen, die für die Berechnung im Abschnitt I entwickelt worden sind, hatten die Periodenzahl 50 zur stillschweigenden Voraussetzung. Wir müssen jetzt die Abhängigkeit von der Periodenzahl in jenen Unterlagen uns näher ansehen, um daraus die praktischen Folgerungen zu ziehen, insbesondere für den Fall von $16\frac{2}{3}$ Perioden, die den Bahnbetrieb beherrschen. Aus den Gleichungen

$$E_2 = J_2 \sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2)^2} \quad (7)$$

und

$$E_2 = 4,44 / z_2 B q 10^{-8} \quad (8)$$

läßt sich folgender Zusammenhang mit der Frequenz erkennen.

Die EMK, die erzeugt werden muß, ist kleiner bei geringerer Frequenz, da die induktiven Spannungsabfälle $\omega \lambda_2$ und ωL_2 der Frequenz proportional sind. Infolge der Ohmschen Spannungsabfälle, die von der Frequenz unabhängig sind, vermindert sich die EMK nicht in dem Maße wie die Frequenz. Die Folge davon ist, wie aus der Formel (8) ersichtlich, daß die Induktion bei gleichem Eisenquerschnitt bei $16\frac{2}{3}$ Perioden höher ausfällt, als bei 50 Perioden. Die weitere Folge ist die Zunahme des Magnetisierungsstromes. Da der Magnetisierungsstrom und nicht der Wattstrom im Leerlaufstrom vorherrscht, resultiert aus der Zunahme des Leerlaufstromes eine Verschlechterung des Übersetzungsfehlers und des Fehlwinkels. Es bleibt hier der gleiche Ausweg wie im Transformator- und Generatorenbau. Bei $16\frac{2}{3}$ Perioden werden die Eisenkerne entsprechend größer ausfallen müssen.

Im Stromwandlerbau kann bei den Typen mit hoher sekundärer Streuspannung eine ca. 50prozentige Vergrößerung des Eisenquerschnittes unter Umständen schon ausreichen, damit die Fehler in den zulässigen Grenzen bleiben. Eine genaue Berechnung des Wandlers für eine von 50 abweichende Periodenzahl läßt sich an Hand von Magnetisierungskurven, die für die entsprechende Periodenzahl experimentell analog den Kurven in den Abb. 7 und 8 zu ermitteln sind, durchführen. Das Verhalten des Kernes aus legierten Blechen wird in Abhängigkeit von der Frequenz folgendermaßen zu charakterisieren sein. Die Verluste vermindern sich bei gleicher Induktion angenähert proportional mit der Frequenz.¹ Die wattlese Komponente des Leerlaufstromes ist bei gleichen Kraft-

¹ Die quadratisch mit der Frequenz abnehmenden Wirbelstromverluste betragen nur ca. 10% der Gesamtverluste.

linienwegen und gleicher Induktion von der Frequenz unabhängig. Die Voltamperezahl pro Kilo ist bei gleicher Induktion der Frequenz angenähert proportional.

Infolge der geringeren induktiven Spannungsabfälle ist die Spanne zwischen den Fehlerkurven bei Ohmscher und induktiver Belastung bei $16^{2/3} \approx$ kleiner als bei 50 Perioden. Aus dem gleichen Grunde sind auch die Fehlwinkel allgemein bei $16^{2/3}$ Perioden größer.

Im Gegensatz zu der Frequenz läßt sich der Einfluß der Kurvenform rechnerisch nicht verfolgen. Dies ist auch praktisch kaum notwendig. Die Untersuchungen auf diesem Gebiete haben mehr theoretischen Wert. Eine Frage allerdings, nämlich die, ob die Kurvenformen des Stromes primär- und sekundärseitig auch immer identisch sind, hat praktisch in der Meßtechnik eine große Bedeutung. Die Frage läßt sich auf Grund der Stromgleichung

$$i_1 - i_0 = -i_2$$

dahin beantworten, daß, solange der Leerlaufstrom i_0 klein ist, müssen sich die Harmonischen des primären Stromes im Sekundärkreis wiederfinden. Tatsächlich kann ein Leerlaufstrom von der Größenordnung von 1% keine Deformation in der Stromkurve hervorrufen. Dies trifft für Stromwandler zu, die mit geringer Sättigung arbeiten. Wird die Bürde stark überschritten, so ändert sich das Verhalten. Die Sättigung und der Leerlaufstrom nehmen zu, die Kurvenform des Leerlaufstromes ist bei hoher Sättigung stark verzerrt. Unter diesen Umständen können die Kurvenformen des primären und sekundären Stromes nicht mehr identisch sein. Das gleiche trifft auch bei ganz hohen Stromstärken zu, es treten nämlich in solchen Fällen Verzerrungen der sekundären Stromkurve ein.

Bei geringer Sättigung ist die Wirkung der Kurvenform auf die Fehlergrößen sehr gering. Die Gleichung (8) kann auch so geschrieben werden:

$$E_2 = 4 f_1 f z_2 B_{\max} q 10^{-8},$$

wo f_1 den Formfaktor der Spannungskurve bedeutet. Je größer der Formfaktor, je spitzer die Spannungskurve, desto tiefer der Wert der maximalen Induktion.

Die Stromkurve des Leerlaufstromes weicht bei geringer Sättigung, wie oszillographische Aufnahmen zeigen, nicht stark

von der Sinusform ab. Die typische Verzerrung der Magnetisierungsstromkurve setzt erst bei 3000 Linien und mehr ein, Induktionen, die für das normale Arbeitsgebiet der Stromwandler nicht in Frage kommen. Die Magnetisierung des Stromwandlers stellt den Fall einer freien Magnetisierung dar in dem Sinne, daß die Flußkurve nicht durch eine feste Spannungskurve gesteuert wird. Dem Stromwandler wird von außen zwangläufig die primäre Stromkurve aufgedrückt. Messungen mit Strömen verschiedener Kurvenform haben nur ganz geringe Abweichungen in den Fehlergrößen ergeben. Es kann vielleicht in diesem Zusammenhang noch einmal erwähnt werden, daß die Änderungen im Verhalten, die oft bei Stromwandlern in der Praxis beobachtet werden, in den meisten Fällen auf Remanenzmagnetismus zurückzuführen sind. Nach zufälligem Öffnen der Sekundärklemmen oder nach Schaltvorgängen verbleiben im Eisen Restfelder, die besonders im unteren Stromgebiet des Wandlers Fehler, die bis 1% im Übersetzungsverhältnis und bis 40 Minuten im Fehlwinkel ausmachen, verursachen können.

7. Umschaltbare Stromwandler und Kombinationsstromwandler.

Es ist ein Zug der Technik, Apparate möglichst vielseitig zu gestalten, das Anwendungsgebiet möglichst weit auszudehnen und durch Kombinationen der einzelnen Elemente Materialersparnis zu erzielen. Die Umschaltbarkeit der Stromwandler sichert den Werken Bewegungsfreiheit und Entwicklungsmöglichkeiten. Die Umschaltung ist zweckmäßig an der Hochvoltwicklung vorzunehmen. Da der Sekundärstrom in der Regel 5 Amp. beträgt, so hat der Stromwandler bei der Umschaltung der Hochvoltwicklung in beiden Meßbereichen eine konstante Amperewindungszahl, und dadurch hat man in beiden Meßbereichen die gleichen Fehlerkurven. Abb. 82 zeigt schematisch eine zweckmäßige Anordnung der Hochvoltwicklung, die in diesem Falle aus zwei dreilagigen Spulen besteht und eine Umschaltung 20—10/5 Amp. gestattet.

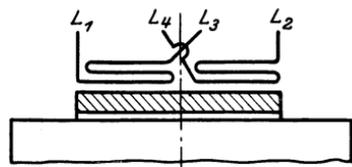


Abb. 82. Umschaltbarer Stromwandler.
20—10/5 Amp.

Bei Schleifenwandlern gibt die Anordnung der Wicklung nach

Abb. 83 die Möglichkeit der Umschaltung der Wicklung, dabei sind für die Serienschaltung (einfache Stromstärke) die Verbindungen L_5L_6 , L_2L_3 und L_7L_8 und für die Parallelschaltung (doppelte

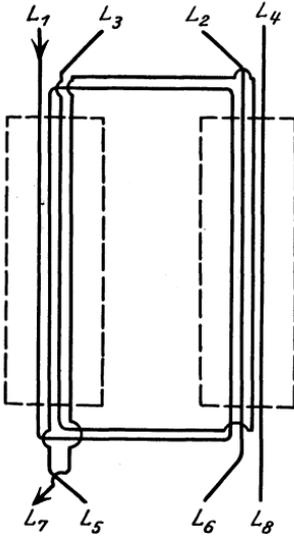


Abb. 83. Umschaltbare Schleifenwicklung.

Stromstärke) L_1L_3 und $L_5L_7L_8$ herzustellen. Wie man sieht, sind L_1L_5 und L_3L_7 die beiden Stromschleifen, der Leiter L_2L_6 dient lediglich zur Serienschaltung beider Schleifen, während der Leiter L_4L_8 für die Stromführung zum Schutzwiderstand vorgesehen ist. Abb. 84 zeigt die Klemmen der Wicklung und ihre Verbindungen, die durch einfache Schaltstücke bewerkstelligt werden. Bei L_1 tritt der Strom ein, bei L_7 tritt er aus, zwischen L_1 und L_4 ist der Schutzwiderstand angeordnet. Wird bei Schleifenwandlern ein Mantelkern verwendet, so muß die Unsymmetrie

der halben Windungen durch Hilfswindungen kompensiert werden (s. hierzu Kapitel 2, d). Abb. 85 zeigt einen Schleifenwandler für 35 kV mit drei Umschaltmöglichkeiten.

In letzter Zeit werden von Siemens & Halske und der AEG immer mehr Stromwandler mit mehrfachem Kern ausgeführt, insbesondere ist diese Konstruktion für höhere Betriebsspannungen vorteilhaft. Legt man durch zwei Kerne eine Hochvoltwicklung und bekommt jeder Kern nach

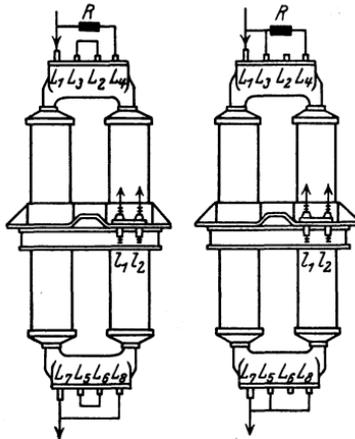


Abb. 84. Umschaltbarer Schleifenstromwandler.

Abb. 86 seine Sekundärwicklung, so erhält man zwei voneinander vollständig unabhängige Stromwandler. Messungen haben gezeigt, daß eine gegenseitige Beeinflussung der Kerne nicht stattfindet, die Stromübersetzung

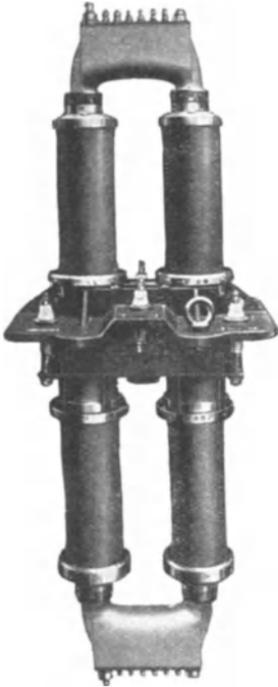


Abb. 85. Schleifenwandler der AEG für 35 kV mit dreifacher Umschaltung.

für jeden Kern bleibt richtig, da doch durch jeden Kern der ganze Hochvoltstrom geht. Bei dieser Anordnung wird gewöhnlich der eine Kern für Meßzwecke, der andere zum Anschluß von Relais verwendet.

Diese Trennung ist in großen Zentralen sehr erwünscht und bietet für den Überstromschutz eine große Sicherheit. Montagefehler bei Zähleranschlüssen können bei gemeinsamem Anschluß von Relais und Zählern an den gleichen Wandler ein Versagen des Überstromschutzes zur Folge haben, während dies bei der Trennung ausge-

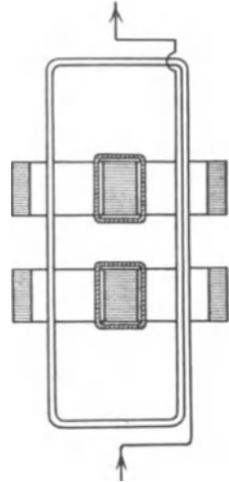


Abb. 86. Schleifenwandler mit zwei Kernen.

geschlossen wird. Bei der Verwendung mehrerer Kerne kann man durch verschiedene Wahl der sekundären Windungszahl das Über-

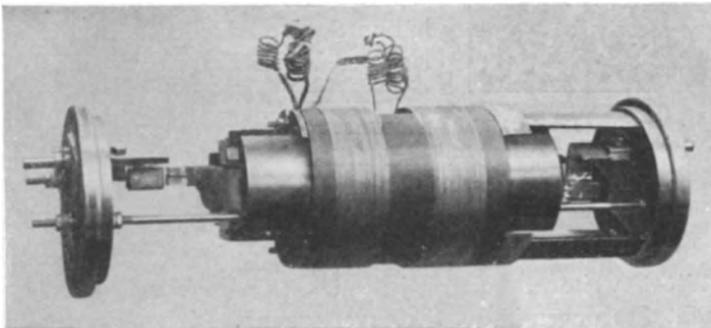


Abb. 87. Durchführungsstromwandler der AEG. UBDD 24 mit zwei Kernen.

setzungsverhältnis des Relaiskernes verschieden gestalten, was in manchen Fällen erwünscht sein wird. Abb. 87 zeigt einen Durchführungswandler der AEG für 24 kV mit zwei Kernen. Die provisorisch zu den Klemmen hingeführten Enden der Sekundärwicklungen bilden die voneinander unabhängigen Sekundärschlüsse der beiden Kerne. Abb. 88 zeigt einen Topfwandler der AEG für 110 kV Betriebsspannung mit drei Kernen. Die Ersparnisse, die man bei so großen Objekten durch den Zusammenbau der drei Kerne erzielt, sind offensichtlich. Die letzte Abbildung zeigt gleichzeitig, daß bei den Topfstromwandlern für hohe Betriebsspannungen der Wicklungsaufbau demjenigen bei Schleifenstromwandlern sehr ähnlich ist.

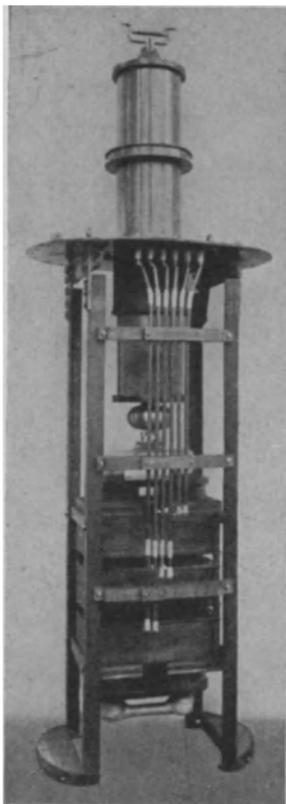


Abb 88. Stromwandler der AEG.
UA 110 mit drei Kernen.

III. Kritische Arbeitsgebiete bei Stromwandlern.

1. Fehlwinkel und Übersetzungsfehler bei hohen Strömen (Netzkurzschlüsse). Schaulinienverlauf.

Wir hatten schon früher das Verhalten der verschiedenen Stromwandlertypen bei Netzkurzschlüssen streifen müssen und wollen uns nun jetzt mit dieser Frage eingehender befassen. Der neuzeitliche Selektivschutz arbeitet nach dem Prinzip der Distanz von der Kurzschlußstelle. Die fehlerhafte Leitung soll in kürzester Zeit und nur allein abgeschaltet werden. Das ganze Netz soll ungestört weiter arbeiten, jede überflüssige Abschaltung verursacht Störungen in der Stromversorgung. Die vom Strom, von der Spannung und von der Stromrichtung abhängigen Relais,

System Biermanns¹, arbeiten nach der Formel:

$$\text{Auslösezeit } T = \frac{e}{i}.$$

Da aber die Größen e und i dem Relais über Spannungswandler bzw. Stromwandler vermittelt werden, so muß man sich über die sich daraus ergebenden Folgen klar werden. Wie wir bereits wissen, folgt der Sekundärstrom dem Primärstrom nur bis zu einem bestimmten Grade und erreicht schließlich die Sättigungsgrenze. Die Auslösezeit hängt also auch vom Stromwandler ab. Entwickelt der Stromwandler im Kurzschlußfall in seiner Sekundärwicklung zu wenig Strom, so nimmt die Auslösezeit zu. Man kann auch so sagen, daß dem Relais durch einen schlechten Stromwandler eine höhere Impedanz (i ist zu klein) vorgetäuscht wird, und demzufolge schaltet es auch später ab. Bei der Verwendung der Stromwandler für Selektivschutz ist auf ihr Verhalten bei Kurzschluß besondere Rücksicht zu nehmen, da andernfalls die beabsichtigte Staffelung vollkommen gestört werden kann. Wird z. B. in einem Abzweig, der nur nebensächlichen Zwecken dient, ein Einleiterstromwandler für etwa 50/5 Amp. zum Anschluß eines Distanzrelais verwendet, so ist es leicht möglich, daß bei einem Kurzschluß in diesem Abzweig infolge der Verzögerung der Auslösezeit andere Relais, die von der Kurzschlußstelle weiter, von den Generatoren weniger entfernt liegen, zuerst abschalten und dadurch Störungen in der Stromversorgung bedingen. Es ist auch wichtig, daß die Fehlwinkel der Stromwandler, die für Selektivschutz verwendet werden, in gewissen Grenzen bleiben. Strom und Spannung stehen im Kurzschluß unter einem bestimmten Winkel, der die Charakteristiken der Relais beeinflußt. Erhebliche Fehlwinkel können die Charakteristiken unerwünscht modifizieren.

Die Beurteilung des Verhaltens der Stromwandler bei Netzkurzschlüssen erfolgt auf Grund der im Kapitel 11 des ersten Abschnittes definierten „Schaulinien“:

$$J_2 = f_1(J_1), \quad i' = f_2(J_1), \quad \delta' = f_3(J_1).$$

Wir wollen nun diese Kurven für die verschiedenen Stromwandlerarten ermitteln und sie miteinander vergleichen. Wir beginnen mit dem Topfstromwandler der Serie IV (24 kV Betriebsspan-

¹ Biermanns, Überströme in Hochspannungsanlagen. Berlin: Julius Springer 1926.

nung). Dieser Stromwandler (Abb. 45) war bereits Gegenstand eingehender Untersuchung im Kapitel I des zweiten Abschnittes. Während wir dort das Gebiet der normalen Arbeitsweise und die dabei auftretenden Fehler des Stromwandlers untersuchten, wollen wir hier anschließend daran das Gebiet der steigenden Sättigung des Stromwandlers untersuchen. Wir bedienen uns dabei der Rechnungsart, die wir bereits bei Einleiterstromwandlern kennengelernt haben. Das Kerngewicht von 15 kg, der effektive Eisenquerschnitt von 27 cm² und die sekundäre Windungszahl von 240 ermöglichen unter Zuhilfenahme der Gleichung

$$E_2 = 4,44 f z_2 B_m q 10^{-8} \text{ Volt}$$

und der Kurvenblätter der Abb. 7, 8 und 41 die Ermittlung des Leerlaufstromes J_0 , der Winkelfunktion $\cos \varphi_0$ und schließlich der beiden Ersatzgrößen r_0 und $\omega \lambda_0$. Diese waren durch die Gleichungen

$$r_0 = \frac{E_2}{J_0} \cos \varphi_0 \quad \text{und} \quad \omega \lambda_0 = \frac{E_2}{J_0} \sin \varphi_0$$

definiert. Die Werte sind in folgender Tabelle zusammengestellt.

Tabelle I.

B_{\max}	E_2 in Volt	VA	J_0 in Amp.	$\cos \varphi$	$\sin \varphi_0$	r_0 in Ω	$\omega \lambda_0$ in Ω
3000	43,2	6,0	0,138	0,430	0,903	133,0	280,0
5000	72,0	15,0	0,208	0,410	0,912	141,0	315,0
8000	115,2	45,0	0,380	0,330	0,943	134,2	343,0
10000	144,0	105,0	0,730	0,250	0,968	49,0	191,4
13000	187,2	427,0	2,28	0,123	0,992	10,1	81,3
15000	216,0	1200	5,55	0,062	0,998	2,42	38,7
16000	230,4	2550	11,05	0,040	0,999	0,835	20,85

Der Verlauf der Funktionen r_0 und $\omega \lambda_0$ in Abhängigkeit von der Sättigung ist bereits in der Abb. 43 dargestellt. Nachdem nun eine bestimmte Belastung durch die Größen R_2 und ωL_2 festgelegt worden ist, lassen sich die „Schaulinien“ unter Zuhilfenahme der Gleichungen (31) bis (34)

$$J_1 = J_0 \frac{\sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)^2}}{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}},$$

$$J_2 = J_0 \frac{\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2}}{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + \omega^2 (\lambda_2 + L_2)^2}},$$

$$\delta \text{ in Min.} = \frac{(r_2 + R_2) \omega \lambda_0 - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2)}{r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega \lambda_0 \omega (\lambda_0 + \lambda_2 + L_2)} \cdot \frac{1}{0,00029}$$

ermitteln. Wir entnehmen dem Kapitel I des Abschnittes II:

$$r_2 = 0,353 \Omega \quad \text{und} \quad \omega \lambda_2 = 0,92 \Omega$$

und wollen die Kurven bei 15 VA und $\cos \varphi = 0,5$ errechnen. Entsprechend dieser Bürde wird

$$R_2 = 0,3 \Omega, \quad \omega L_2 = 0,52 \Omega$$

und

$$\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2)^2} = \sqrt{0,653^2 + 1,44^2} = 1,58.$$

Wir führen noch die Abkürzungen (39) ein

$$\sqrt{r_0^2 + \omega^2 \lambda_0^2} = a,$$

$$\sqrt{(r_0 + r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_0 + \omega \lambda_2 + \omega L_2)^2} = b,$$

$$(r_2 + R_2) \omega \lambda_0 - r_0 \omega (\lambda_2 + L_2) = c,$$

$$r_0 (r_0 + r_2 + R_2) + \omega \lambda_0 (\omega \lambda_0 + \omega \lambda_2 + \omega L_2) = d$$

und gelangen zur Tabelle II.

Tabelle II.

B_{\max}	J_0 in Amp.	a	b	c	d	J_1 in Amp.	n -facher Nennstrom	J_2 in Amp.	J_2 n -facher Nennstrom	t_U in %	δ in Min.
5000	0,208	344,7	346,8	2,80	119590	45,65	9,13	45,38	9,076	-0,60	0,1
10000	0,370	197,5	198,8	54,40	39385	91,80	18,36	91,20	18,24	-0,66	4,8
13000	2,28	82,0	83,4	38,56	6828,7	120,2	24,0	118,2	23,6	-1,7	19,5
15000	5,55	38,7	40,1	21,68	1559,4	141,2	28,3	136,3	27,3	-3,6	48,0
16000	11,05	20,86	22,3	12,43	466,98	156,2	21,2	146,0	29,2	-7,0	92,0

Die Kurven der Abb. 89 und 90, die wir als „Schaulinien“ des Stromwandlers bezeichnen, veranschaulichen den Verlauf der Fehler in Abhängigkeit des primären Stromes J_1 . Wir haben als Abszisse den n -fachen primären Strom aufgetragen. In Abb. 89 gibt die Kurve durch die Abweichung von der unter einem Winkel von 45° gezeichneten Geraden das Verhalten des sekundären

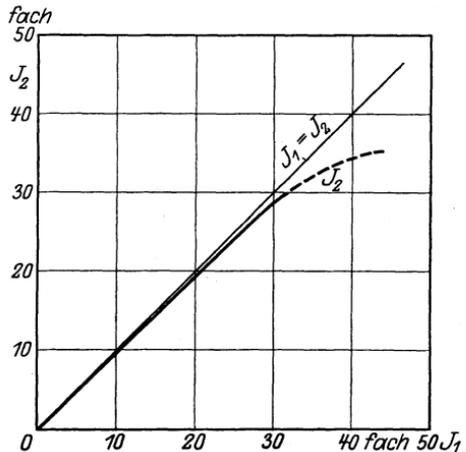


Abb. 89. $J_2 = f(J_1)$ bei einem Topfstromwandler.

Stromes J_2 wieder. Man sieht, daß der Sekundärstrom sich asymptotisch einem Maximalwert nähert, der bei diesem Wandler zwischen 35- und 40fachem Wert des Nennstromes liegt. Dies dürfte allgemein das Verhalten der besten Wandler sein. Das schnelle Anwachsen der Voltamperekurve im Gebiet von 15000 Linien (s. Abb. 41) ist die Ursache hierfür.

Interessant ist auch der Verlauf des Fehlwinkels in Abb. 90, der gleichfalls als Funktion des vielfachen Primärstromes dar-

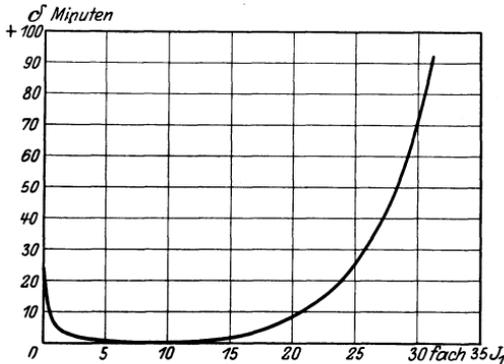


Abb. 90. $\delta' = f(J_1)$ bei einem Topfstromwandler.

gestellt wurde. Die Fehlwinkel bleiben bei obigem Wandler bei Überströmen sehr klein, nehmen aber bei ca. 30fachem Primärstrom sehr stark zu. Erreicht der Überstrom bei Kurzschlüssen einen bedeutend höheren als den 40fachen Nennstrom, so wird der Sekundärstrom den Grenzwert erreicht haben, während der

Fehlwinkel einen beträchtlichen Wert angenommen haben wird. Wir wollen eine wichtige Tatsache, die auf die magnetischen Eigenschaften des Eisens zurückzuführen ist, nicht unerwähnt lassen¹. Bei Überströmen werden zunächst die Fehler, Übersetzungsfehler wie Fehlwinkel, geringer. Im Gebiet höchster Permeabilität erreichen die Fehler ihre Minimalwerte². Bei noch weiter steigender Sättigung nehmen die Fehler wieder zu, bis der bei voller Sättigung bereits gekennzeichnete Zustand erreicht wird. Dieser Verlauf der Fehlerkurven ist zahlenmäßig für die verschiedenen Wandlertypen verschieden und es ist wichtig zu wissen, bei wievielfachem Nennstrom der Sättigungszustand bei den verschiedenen Wandlerarten eintritt. Wir wollen diese Rechnung für den Mehrfachschleifenwandler, der in Netzen höherer Spannung

¹ Siehe Wirz, Bull. Schweiz. Elektrotech. Ver. 1919, S. 13.

² In Frankreich hat man von dieser Eigenschaft Gebrauch gemacht um durch Vormagnetisierung des Kernes geringe Fehler zu erhalten. Siehe Iliovici, Bull. Soc. franç. des Electr. Bd. 3, 1923.

häufig zu finden ist, durchführen. Wir entnehmen für den Wandler der Abb. 54 dem Kapitel 2 des Abschnittes II die folgenden Daten:

- Kerngewicht 18 kg.
- Effektiver Eisenquerschnitt 34 cm².
- Sekundäre Windungszahl $z_2 = 240$.
- Widerstand der Sekundärwicklung $r_2 = 0,48 \Omega$.
- Sekundäre Streuinduktivität $\omega \lambda_2 = 3,0 \Omega$.

Die Tabelle III gibt Aufschluß über den Leerlaufstrom J_0 und über die Größen r_0 und $\omega \lambda_0$.

Tabelle III.

B_{\max}	E_2 in Volt	VA	J_0 in Amp.	$\cos \varphi_0$	$\sin \varphi_0$	r_0	$\omega \lambda_0$
5000	90,5	18,0	0,199	0,410	0,912	186,0	414,5
10000	181,0	126,0	0,696	0,250	0,968	64,9	251,5
13000	248,4	513,0	2,06	0,123	0,992	14,86	119,8
15000	271,5	1440,0	5,32	0,0625	0,998	3,18	50,8
16000	290,0	3305,0	11,40	0,040	0,999	1,03	25,4

Zum Vergleich mit dem Topfstromwandler ermitteln wir auch hier die „Schaulinien“ bei gleicher Belastung von $R_2 = 0,3 \Omega$ und $\omega L_2 = 0,52 \Omega$. Der konstante Ausdruck

$$\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega \lambda_2 + \omega L_2)^2}$$

erhält hier den Wert

$$\sqrt{(0,48 + 0,3)^2 + (3,0 + 0,52)^2} = 3,60 \Omega.$$

Die ermittelten Fehlergrößen sind in folgender Tabelle IV zusammengestellt.

Tabelle IV.

B_{\max}	J_0 in Amp.	a	b	c	d	J_1 in Amp.	J_1 facher Nenn- strom	J_2 in Amp.	J_2 facher Nenn- strom	f_G in %	δ in Min.
5000	0,199	453,0	457,5 ₃	-357,2	207 780	25,31	5,06	25,06	5,01	- 1,0	- 5,9
10000	0,696	259,6	264,0	- 22,1	68 360	51,1	10,2 ₂	50,25	10,0 ₅	- 1,7	- 1,6
13000	2,06	120,7 ₅	124,5	+ 41,2	15 013	71,3 ₅	14,2 ₇	69,2	13,8 ₅	- 3,1	+ 9,5
15000	5,32	50,8 ₂	54,5	+ 28,4	2 770,6	80,6	16,1 ₂	75,2	15,0 ₄	- 7,2	+ 35,4
16000	11,40	25,4 ₂	28,9 ₅	+ 16,2	736,9	91,6	18,3 ₂	80,6	16,1 ₂	-13,6	+ 76,0

In den Abb. 91 und 92 zeigen die Schaulinien den Fehlerverlauf beim Schleifenwandler. Diese Wandler sind wegen der hohen Streuspannung früher gesättigt, der Sekundärstrom erreicht als

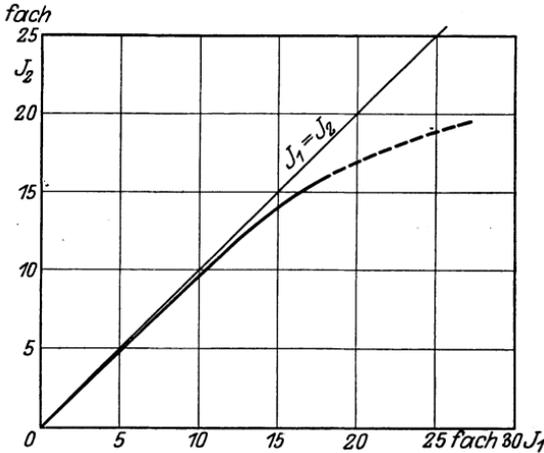


Abb. 91. $J_2 = f(J_1)$ bei einem Schleifenwandler.

Grenzwert den ca. 20fachen Nennstrom. In Abb. 93 sind zum Vergleich die „Schaulinien“ des Topfstromwandlers und des Schleifenwandlers gezeichnet. Unter Umständen bietet die Begrenzung des sekundären Stromes einen Schutz gegen die Überlastung von Relaispulen. Mit

dieser Absicht verwendet die Firma Siemens & Halske für Relaisanschlüsse schwächere Kerne. Wie wir sehen, ist dies bei Schleifenwandlern schon durch die hohe Streuung erreicht. In Fällen, wo

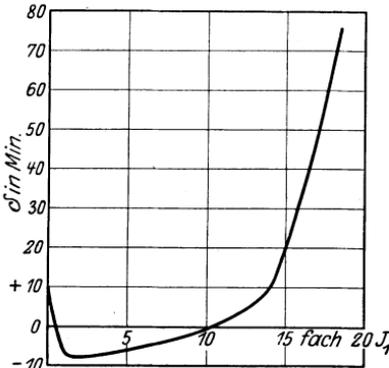


Abb. 92. $\delta' = f(J_1)$ bei einem Schleifenwandler.

Topfstromwandler und Schleifenwandler für selektiven Schutz gleichwertig gemacht werden sollen, kann dies durch eine zweckmäßige Anordnung der Niedervoltwicklung des Schleifenwandlers erreicht werden. Wir verweisen hier auf die Ausführungen des Kapitels 2 b, Abschnitt II „Wicklungsanordnungen zur Erreichung einer mittleren Streuung“. Abb. 92 zeigt den Verlauf des Fehlwinkels beim Schleifenstrom-

wandler. Daß negative Fehlwinkel hier auftreten, ist uns bereits bekannt, und die Gründe hierfür sind in der übermäßigen Streuung erkannt worden.

Wir wenden uns nun dem Verhalten der Einleiterstromwandler bei Überströmen zu. Wir haben bereits im Kapitel 3, Abschnitt II die Fehlerkurven dieser Wandler untersucht und uns dabei des Rechenverfahrens bedient, das hier zur Anwendung gelangt. Es genügt daher, die dort entwickelten Tabellen I, Ia, Ib, II, IIa und IIb für höhere Induktionen

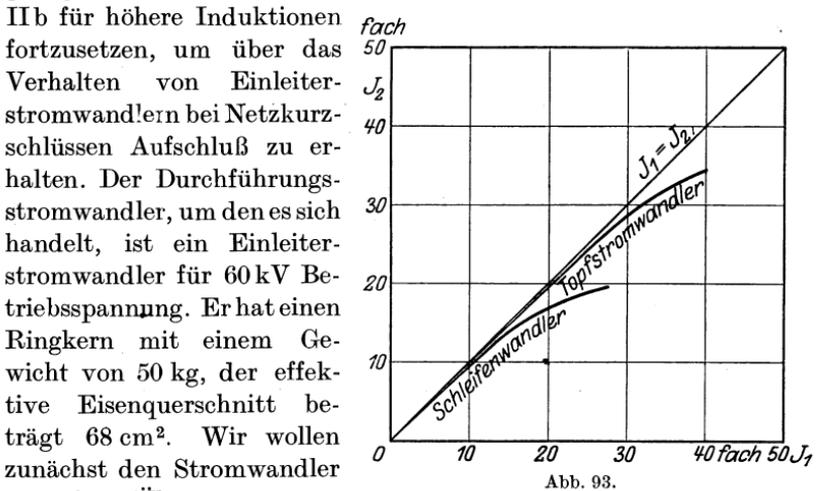


Tabelle V (Fortsetzung von I, S. 78).

Einleiterdurchführungstromwandler 100/5 Amp.

B_{\max}	E_2 in Volt	VA	J_0 in Amp.	$\cos \varphi_0$	$\sin \varphi_0$	r_0 in Ohm	ωl_0 in Ohm
5000	15,1	50,0	3,3	0,405	0,914	1,850	4,180
10000	30,2	350,0	11,6	0,250	0,968	0,651	2,520
12000	36,2	950,0	26,2	0,152	0,988	0,210	1,362
15000	45,3	4000,0	88,5	0,0625	0,998	0,032	0,510

Da bei diesen Stromwandlern die Bürde auf das Verhalten sehr empfindlich zurückwirkt, wollen wir die Schaulinien für zwei verschiedene Belastungen, nämlich bei 15 VA, $\cos \varphi = 1$ und bei 30 VA, $\cos \varphi = 0,3$ ermitteln.

Tabelle VI (Fortsetzung von Ia S. 79). 15 Voltamp., $\cos \varphi = 1$.

B_{\max}	J_0 in Amp.	a	b	c	d	J_1 in Amp. ¹	J_1 n-facher Nennstrom	J_2 in Amp.	J_2 n-facher Nennstrom	f_V in %	δ in Graden
3000	2,04	4,42	4,76	2,558	20,86	15,09	3,02	13,98	2,79	- 8,0	7° 2'
5000	3,30	4,57	4,89	2,663	22,17	25,0	5,00	23,4	4,68	- 6,8	6° 56'
10000	11,60	2,60	2,85	1,609	7,245	51,3	10,26	46,8	9,36	- 9,5	12° 47'
12000	26,20	1,51	1,63	0,874	2,064	66,2	13,20	61,3	12,2	- 8,0	24° 15'
15000	88,50	0,51	0,847	0,319	0,292	116,0	23,20	70,0	14,0	- 66,0	62° 50'

Tabelle VII (Fortsetzung von Ib S. 79). 30 Voltamp., $\cos \varphi = 0,3$.

B_{\max}	J_0 in Amp.	a	b	c	d	J_1 in Amp. ¹	J_1 n-facher Nennstrom	J_2 in Amp.	J_2 n-facher Nennstrom	f_V in %	δ in Graden
2000	1,75	3,44	4,67	-0,488	16,01	6,65	1,33	4,90	0,98	- 35,6	- 1° 45'
5000	3,3	4,57	5,79	-0,463	26,87	15,48	3,096	12,75	2,55	- 21,2	- 59'
10000	11,60	2,60	3,84	+0,262	9,99	36,2	6,04	24,5	4,90	- 23,5	+ 1° 31'
12000	26,20	1,51	2,62	+0,308	3,569	55,6	11,12	32,1	6,40	- 73,0	+ 4° 57'
15000	88,50	0,51	1,73	+0,169	0,868	124,0	24,8	36,6	7,32	- 293,0	+ 11° 11'

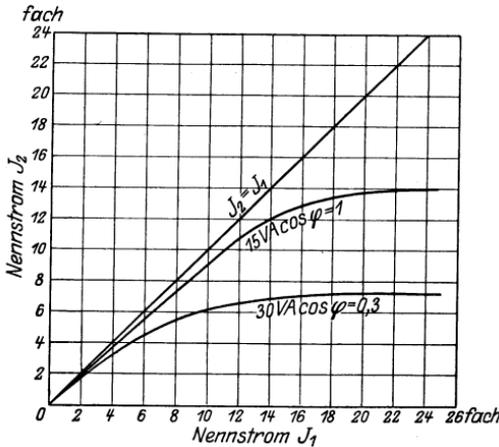


Abb. 94. $J_2 = f(J_1)$ bei einem Einleiterstromwandler 100/5 Amp.

Die Abb. 94 und 95 zeigen die „Schaulinien“ für diesen Stromwandler. Man sieht, daß bei einer Belastung von 30 VA, $\cos \varphi = 0,3$ in der Sekundärwicklung sich höchstens der 7,5fache Nennstrom entwickeln kann. Ein proportionales Anwachsen des Sekundärstromes mit dem Primärstrom findet auch im ersten Überstromgebiet nicht

statt. Es ist deshalb beim Anschluß von Distanzrelais unmöglich, eine richtige Staffelung der Auslösezeiten mit solchen Stromwandlern zu erreichen, wenn gleichzeitig an anderen Stellen im

¹ Die wahren Werte des Primärstromes erhält man durch Multiplikation mit 20.

Netz Distanzrelais an Präzisionsstromwandler angeschlossen sind. Wie Abb. 95 zeigt, sind auch die Fehlwinkel beträchtlich, sie zählen nicht mehr nach Minuten, sondern nach Graden. Wir haben bereits gesehen, daß die Einleiterstromwandler mit zunehmender primärer Stromstärke sich erheblich in der Meßgenauigkeit verbessern, und es bleibt uns noch übrig, das Verhalten bei Überströmen bei Einleiterstromwandlern für höhere Nennstromstärken zu untersuchen.

Wir wollen die Rechnung für den Einleiterstromwandler für 500/5 Amp. durchführen. Der Stromwandler hat den gleichen Kern wie der zuletzt berechnete. In den Tabellen II,

IIa und IIb (Kapitel 3, Abschnitt II) sind bereits die Fehlerkurven ermittelt worden, und die hier weiter folgenden Tabellen VIII, IX und X sind als Fortsetzungen jener Tabellen zu betrachten.

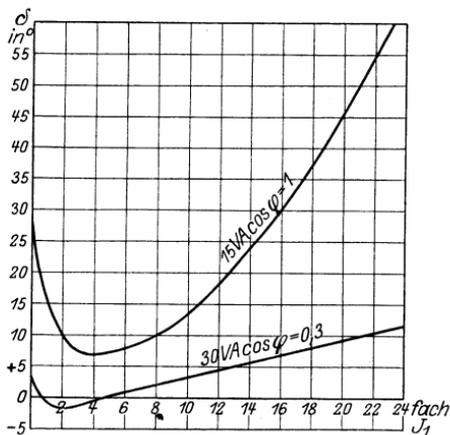


Abb. 95. $\delta = f(J_1)$ bei einem Einleiterstromwandler 100/5 Amp.

Tabelle VIII. Einleiterdurchführungsstromwandler 500/5 Amp.

B_{max}	E_2 in Volt	VA	J_0 in Amp.	$\cos \varphi_0$	$\sin \varphi_0$	r_0	$\omega \lambda_0$
3000	45,30	18,50	0,408	0,420	0,907	46,50	100,5
5000	75,50	50,0	0,662	0,405	0,914	46,25	104,2
10000	151,0	350,0	2,315	0,250	0,968	16,32	63,15
12000	181,20	950,0	5,240	0,152	0,988	5,26	34,20
15000	226,50	4000,0	17,620	0,0625	0,998	0,804	12,80

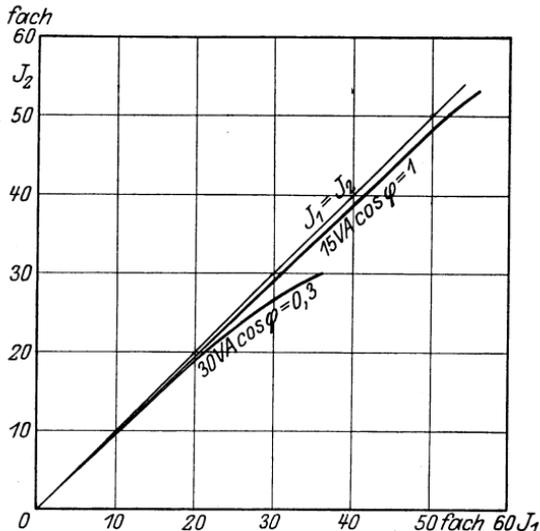
Tabelle IX. 15 Voltamp., $\cos \varphi = 1$.

B_{max}	J_0 in Amp.	a	b	c	d	J_1 in Amp.	J_1 n-facher Nenn- strom	J_2 in Amp.	J_2 n-facher Nenn- strom	f_V in %	δ in Min.
3000	0,408	110,9	111,8	64,4	12330	49,73	9,95	49,35	9,86	-0,78	18,0
5000	0,662	114,0	114,7	67,7	13078	82,71	16,54	82,3	16,46	-0,5	17,8
10000	2,315	65,4	65,9	45,57	4300	166,0	33,2	164,8	32,96	-0,73	38
12000	5,240	34,5	35,4	26,10	1217,0	202,0	40,4	197,0	39,4	-2,5	74
15000	17,62	12,85	13,32	10,25	170,3	256,2	51,2	247,0	49,4	-3,7	208

Tabelle X. 30 Voltamp., $\cos \varphi = 0,3$.

B_{\max}	J_0 in Amp.	a	b	c	d	J_1 in Amp.	J_1 n -facher Nenn- strom	J_2 in Amp.	J_2 n -facher Nenn- strom	f_{II} in %	δ in Min.
5000	0,662	114,0	115,8	-10,4	13182	46,4	9,2 ₈	45,7	9,1 ₄	-1,5	-2,7
10000	2,315	65,4	66,9	+10,9	4366	93,7	18,7	91,6	18,3	-2,3	+8,6
12000	5,240	34,5	36,2	+11,9	1250,7	114,9	22,9 ₈	109,3	21,8 ₆	-5,1	+32,6
15000	17,62	12,85	14,4	+6,26	184,9	154,0	30,8	137,2	27,4	-12,2	+117,0

In Abb. 96 sind die „Schaulinien“ für diesen Stromwandler dargestellt. Man sieht, daß der Verlust an Sekundärstrom sehr gering ist, selbst bei einer Bürde von 30 VA und einem $\cos \varphi = 0,3$ ist der Durchführungsstromwandler mit dem Übersetzungsver-

Abb. 96. $J_2 = f(J_1)$ bei einem Einleiterstromwandler 500/5 Amp.

hältnis 500/5 Amp. einem Topfstromwandler in dieser Beziehung gleichwertig. Diese Eigenschaft des Einleiterdurchführungsstromwandlers mit höherer Windungszahl ist auf die geringe sekundäre Streuung der gleichmäßig bewickelten Ringkerne zurückzuführen. Abb. 97 zeigt den Verlauf des Fehlwinkels bei den beiden Belastungen. Wie man sieht, halten sich auch bei 30fachem Nennstrom die Fehlwinkel in zulässigen Grenzen.

Die AEG stellt an Stromwandler, die zum Anschluß von Distanzrelais verwendet werden, folgende Bedingungen: bei einer Belastung von 15 VA, $\cos \varphi = 0,5$ darf bei 15fachem Primärstrom der Übersetzungsfehler 5% nicht überschreiten, der Fehlwinkel darf dabei nicht größer sein als 5° .

Wir wir aus den Untersuchungen dieses Kapitels sehen, genügen Topfstromwandler und Schleifenstromwandler im allgemeinen diesen Bedingungen. Bei

Einleiterstromwandlern liegt die Grenze bei einer primären Stromstärke von 200 Amp., bei der Verwendung von Kernen mit großer Schichthöhe kann die Stromstärke auf 150 Amp. herabgesetzt werden. Die Bedingungen, die an das Verhalten bei Überstrom geknüpft sind, sind in den Bedingungen der Klassen nach den V. D. E.-Vorschriften nicht enthalten. Man kann aber sagen, daß Stromwandler der Klassen E

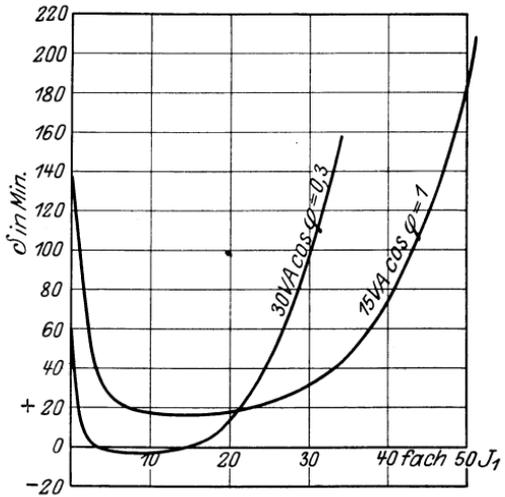


Abb. 97. $\delta = f(J_1)$ bei einem Einleiterstromwandler 500/5 Amp.

und F (siehe V. D. E.-Vorschriften S. 447) im allgemeinen den oben formulierten Überstrombedingungen genügen. Bei hohen Überströmen lassen sich Messungen wegen der thermischen Überlastung der Stromwandler nicht durchführen, insbesondere, wenn man auch den Fehlwinkel messen will. Man ist daher auf das Resultat der Rechnung angewiesen. Wir haben gesehen, daß diese, sobald die inneren (Ohmscher Widerstand und Streuinduktivität der sekundären Wicklung) und äußeren (die Bürde) Reaktanzen festliegen, sich mit großer Genauigkeit durchführen läßt. Speziell zur Bestimmung der Streuinduktivität bei Einleiterstromwandlern mit Ringwicklung soll nachträglich noch folgendes gesagt werden. Die Beträge der Streuinduktivität sind sehr gering. Um diese genau zu bestimmen, kann man sich der durch Abb. 32 gekenn-

zeichneten Methode der Gegenschaltung mit getrennten Stromkreisen bedienen. Man kann die Messungen auch an einem Schleifenstromwandler mit einem Übersetzungsverhältnis 5:5 durchführen. Die Hochvoltwicklung bekommt über einen Zwischentransformator gerade so viel Strom, daß die Amperewindungszahl des entsprechenden Einleiterstromwandlers erreicht wird. Die Sekundärwicklung ist auf einem Ringkern genau so angeordnet, wie beim entsprechenden Einleiterstromwandler, dessen Streuinduktivität man bestimmen will. Ist die Phase so eingestellt, daß die primären und sekundären Amperewindungen sich aufheben, was durch Spannungslosigkeit an einer Hilfswicklung festzustellen ist, so mißt man an den Klemmen der sekundären Wicklung eine Spannung, aus welcher man durch geometrische Subtraktion des Ohmschen Spannungsabfalles die Streuinduktivität ermitteln kann. Man kann bei der Ermittlung von Schaulinien bei Einleiterstromwandlern die Streuinduktivität vernachlässigen.

2. Fehlwinkel und Übersetzungsfehler bei geringen Strömen und großer Netzphasenverschiebung.

Als kritische Arbeitsgebiete der Stromwandler sind jene Gebiete zu betrachten, wo die Fehler (Fehlwinkel und Übersetzungsfehler) unzulässig groß werden. Der Stromwandler wird in diesen Gebieten seiner Aufgabe — richtig und winkeltreu zu übersetzen — untreu. Wir haben gesehen, daß dies bei Überströmen infolge der starken Sättigung der Fall ist. Wir haben auch erkannt, daß diese Erscheinung mit der Verminderung der von uns definierten Ersatzgrößen r_0 und $\omega\lambda_0$ zusammenhängt. Indessen zeigt der Verlauf dieser Größen in der Abb. 43, daß wir im Anfangsgebiet der Magnetisierung gleichfalls ein kritisches Verhalten der Stromwandler vor uns haben. Die Sache hat nämlich eine große praktische Bedeutung. Bei leerlaufenden Motoren und Transformatoren arbeiten die Stromwandler im unteren Stromgebiet. In diesem Gebiet sind die Fehler der Stromwandler nicht unbedeutend. Die an die Stromwandler angeschlossenen Zähler und Wattmeter übertragen die Fehler auf ihre Anzeigen. Da es sich um $\cos\varphi$ -Instrumente handelt, ist die Wirkung des Fehlwinkels von der Phasenverschiebung im Netz abhängig. Wir wollen die Frage von der meßtechnischen Seite aus genauer untersuchen und beginnen mit dem einfachsten Fall.

Der Fehler bei einphasigem Anschluß.

Wird ein Stromwandler zu einer einphasigen Leistungsmessung verwendet, so wird entsprechend dem Leistungs Ausdruck $EJ \cos \varphi$ der Übersetzungsfehler in Prozenten gleichbedeutend mit dem prozentualen Fehler der Leistungsangabe. Anders verhält es sich mit dem Fehlwinkel. Es sei nach Abb. 98 der „Sollwert“ einer mittels Stromwandlers zu messenden Leistung

$$P_s = EJ \cos \varphi.$$

Infolge des positiven Fehlwinkels δ ist der gemessene Effekt

$$P = EJ' \cos (\varphi - \delta).$$

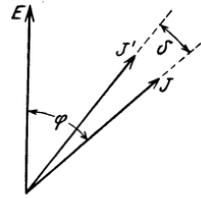


Abb. 98.

Sehen wir vom Übersetzungsfehler ab, so ist $J = J'$. Der Fehler der Wattangabe wäre hiernach in Prozenten durch folgenden Ausdruck gegeben:

$$\frac{P - P_s}{P_s} 100 \% = \frac{EJ [\cos (\varphi - \delta) - \cos \varphi]}{EJ \cos \varphi} \quad (50)$$

$$100 = \frac{\cos (\varphi - \delta) - \cos \varphi}{\cos \varphi} 100 \%.$$

Der letzte Ausdruck läßt sich wie folgt umformen:

$$\frac{\cos (\varphi - \delta) - \cos \varphi}{\cos \varphi} = \frac{2 \sin \left(\varphi - \frac{\delta}{2} \right) \sin \frac{\delta}{2}}{\cos \varphi} \cong \operatorname{tg} \varphi \sin \delta.$$

Wird δ in Minuten ausgedrückt, so kann man die Sinusfunktion kleiner Winkel mit für unsere Zwecke ausreichender Genauigkeit durch folgenden Zahlenausdruck ersetzen:

$$\sin \delta \cong 0,000291 \delta'.$$

Setzen wir die erhaltenen Werte in den Ausdruck (50) ein, so wird der Fehler:

$$\frac{P - P_s}{P_s} 100 \% = 0,0291 \delta' \operatorname{tg} \varphi. \quad (51)$$

Aus dieser Gleichung geht hervor, daß der Fehler, der durch den Fehlwinkel bedingt ist, mit der tg-Funktion des Phasenwinkels φ zunimmt. Wird z. B. der Leerlaufverlust eines Einphasentransformators mittels eines Stromwandlers gemessen, so

kann der Fehler infolge der Phasenverschiebung, die 85 bis 87° ausmachen kann, selbst bei noch zulässigem Fehlwinkel von 60° ca. 30% betragen. Wir wollen nun zusehen, wie die Verhältnisse bei der in der Praxis am häufigsten auftretenden Drehstromschaltung liegen.

Der resultierende Fehler in der Zwei-Wattmeter-schaltung¹.

Das allgemein bekannte Schaltungsbild der Zwei-Wattmetermethode nach Aron ist in Abb. 99 dargestellt. Zur allgemeinen

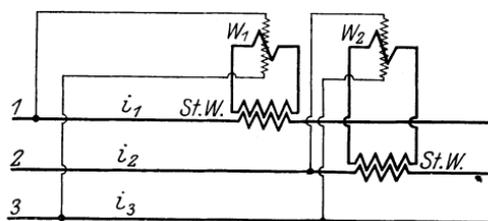


Abb. 99.

Schaltung gehören allerdings auch Spannungswandler, diese werden bei einer späteren Betrachtung mit einbezogen. Einstweilen wollen wir untersuchen, wie sich die Fehler der Stromwandler

im Endresultat auswirken. Die vektorielle Lage der Ströme und Spannungen ist in Abb. 100 dargestellt. Es bedeuten J_1, J_2, J_3 die Effektivwerte der Phasenströme, E_1, E_2, E_3 diejenigen der Phasenspannungen, E_{13} (der um 180° gedrehte Vektor E_{31}) und E_{23} die Effektivwerte der verketteten Spannungen zwischen den Phasen 1 bis 3 bzw. 2 bis 3. In Abb. 101 sind die Vektoren J'_1 und J'_2 , wie sie infolge der Fehlwinkel der Stromwandler im Diagramm zu liegen kommen, eingezeichnet. Die Fehlwinkel der Stromwandler bezeichnen wir mit δ_1 bzw. δ_2 . Sie sollen, wie üblich, positiv sein, wenn der umgeklappte sekundäre Vektor dem entsprechenden primären voreilt.

Bekanntlich gelten folgende Beziehungen:

$$E_{23} = E_2 - E_3,$$

$$E_{31} = E_3 - E_1,$$

und der zu messende Effekt im Drehstromsystem ist:

$$P_s = J_1 E_{13} \cos(30 - \varphi) + J_2 E_{23} \cos(30 + \varphi),$$

¹ Goldstein: Bull. Schweiz. Elektrot. Vereins 1920, H. 11; 1921, H. 1.

wo der Index s sich auf den „Sollwert“ bezieht. Infolge der Fehlwinkel der Stromwandler ist der tatsächlich gemessene Effekt gemäß Abb. 101:

$$P = J_1 E_{13} \cos(30 - \varphi + \delta_1) + J_2 E_{23} \cos(30 + \varphi - \delta_2),$$

da wir zunächst vom Übersetzungsfehler absehen und $J_1 = J'_1$, $J_2 = J'_2$ setzen. Hiernach wäre der Fehler, herrührend von den Fehlwinkeln der Stromwandler, als Bruchteil des Sollwertes durch folgende Relation gegeben:

$$\frac{P - P_s}{P_s} = \frac{J_1 E_{13} \{\cos[30 - (\varphi - \delta_1)] - \cos(30 - \varphi)\} + J_2 E_{23} \{\cos[30 + (\varphi - \delta_2)] - \cos(30 + \varphi)\}}{J_1 E_{13} \cos(30 - \varphi) + J_2 E_{23} \cos(30 + \varphi)}.$$

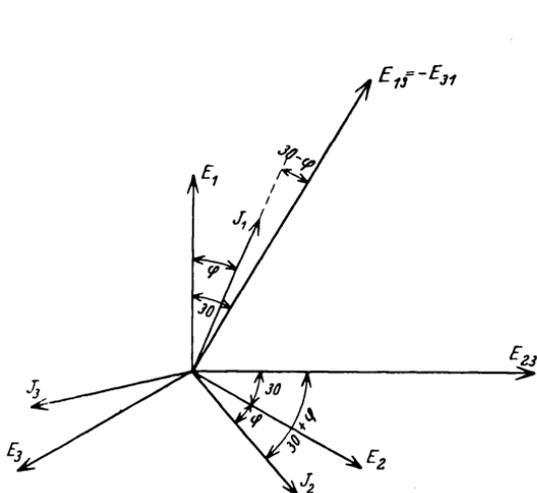


Abb. 100.

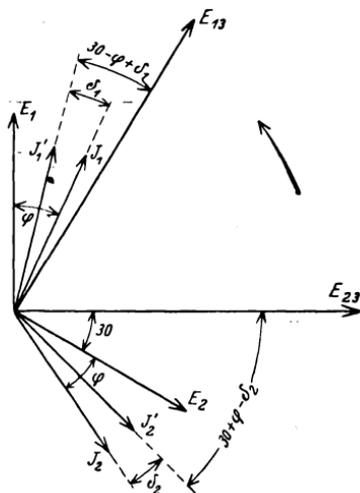


Abb. 101.

Setzen wir noch der Einfachheit halber Symmetrie voraus, so ist

$$\text{und} \quad J_1 = J_2 = J, \quad E_{13} = E_{23} = E$$

$$J_1 E_{13} \cos(30 - \varphi) + J_2 E_{23} \cos(30 + \varphi) = \sqrt{3} J E \cos \varphi.$$

Die obige Relation vereinfacht sich nach einer Umformung zu:

$$\frac{P - P_s}{P_s} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} [\cos(\varphi - \delta_1) - \cos \varphi] + \frac{1}{2} [\sin(\varphi - \delta_1) - \sin \varphi]}{\sqrt{3} \cos \varphi} + \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} [\cos(\varphi - \delta_2) - \cos \varphi] - \frac{1}{2} [\sin(\varphi - \delta_2) - \sin \varphi]}{\sqrt{3} \cos \varphi} \quad (52)$$

Der erste Summand gibt den Fehler, verursacht durch den Wandler der Phase 1, der zweite den durch den Wandler der Phase 2 hervorgerufenen Fehler an. Die obige Gleichung (52) läßt sich wie folgt schreiben:

$$\frac{P - P_s}{P_s} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \{[\cos(\varphi - \delta_1) - \cos \varphi] + [\cos(\varphi - \delta_2) - \cos \varphi]\} + \frac{1}{2} \{\sin(\varphi - \delta_1) - \sin(\varphi - \delta_2)\}}{\sqrt{3} \cos \varphi}$$

Nun ist:

$$\frac{\cos(\varphi - \delta_1) - \cos \varphi}{\cos \varphi} = \cos \delta_1 + \operatorname{tg} \varphi \sin \delta_1 - 1,$$

$$\frac{\cos(\varphi - \delta_2) - \cos \varphi}{\cos \varphi} = \cos \delta_2 + \operatorname{tg} \varphi \sin \delta_2 - 1,$$

$$\begin{aligned} \sin(\varphi - \delta_1) - \sin(\varphi - \delta_2) &= 2 \cos\left(\varphi - \frac{\delta_1 + \delta_2}{2}\right) \sin \frac{\delta_2 - \delta_1}{2} = \\ &= 2 \left(\cos \varphi \cos \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} + \sin \varphi \sin \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \right) \sin \frac{\delta_2 - \delta_1}{2}. \end{aligned}$$

Für kleine Winkel, wie δ_1 und δ_2 , kann man setzen:

$$\cos \delta_1 \cong 1, \quad \cos \delta_2 \cong 1, \quad \cos \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \cong 1, \quad \sin \frac{\delta_1 + \delta_2}{2} \cdot \sin \frac{\delta_2 - \delta_1}{2} \cong 0.$$

Durch diese Annäherung erleidet die für die Praxis in Frage kommende Genauigkeit keine Einbuße. Man kann sagen, daß bei obiger Vernachlässigung die Werte noch auf ein Zehntel Prozent genau errechnet werden. Macht man im zuletzt gefundenen Ausdruck für den Fehler die obigen Substitutionen, so erhält der Ausdruck die folgende Form:

$$\frac{P - P_s}{P_s} = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \varphi (\sin \delta_1 + \sin \delta_2) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{\delta_2 - \delta_1}{2}. \quad (53)$$

Setzen wir $\sin \delta \cong 0,000291 \delta'$, wobei also δ in Minuten einzusetzen ist, so wird der prozentuale Fehler Δ_δ , den die Fehlwinkel der Stromwandler verursachen, durch folgenden Ausdruck gegeben:

$$\Delta_\delta = \frac{P - P_s}{P_s} \cdot 100\% = 0,0291 \operatorname{tg} \varphi \frac{\delta'_1 + \delta'_2}{2} + 0,0168 \frac{\delta'_2 - \delta'_1}{2}. \quad (54)$$

Haben beide Stromwandler gleiche oder angenähert gleiche Fehlwinkel, $\delta_1 \cong \delta_2 = \delta$, so vereinfacht sich der Ausdruck (54) wie folgt:

$$\Delta_\delta = \frac{P - P_s}{P_s} \cdot 100\% = 0,0291 \delta' \operatorname{tg} \varphi. \quad (55)$$

Man sieht, daß der Ausdruck mit demjenigen übereinstimmt, der für die einphasige Messung gewonnen wurde (51). Auch hier muß besonders betont werden, daß man bei Leerlaufmessungen in der Regel mit erheblichen Plusfehlern rechnen muß. Ein Zahlenbeispiel möge die Verhältnisse erläutern.

Die Fehlwinkel der Stromwandler betragen bei der in Frage kommenden Stromstärke 40 Minuten. Wie groß ist der Fehler

1. bei $\cos \varphi = 0,5$ und 2. bei $\cos \varphi = 0,05$.

Nach obiger Formel erhält man für

$$\cos \varphi = 0,5, \quad \operatorname{tg} \varphi = 1,732$$

$$\Delta_{\delta} = 0,0291 \delta' \operatorname{tg} \varphi = 0,0291 \cdot 40 \cdot 1,732 = 2,02\% ;$$

für $\cos \varphi = 0,05$ (entspricht angenähert einer Leerlaufmessung)

$$\Delta_{\delta} = 0,0291 \delta' \operatorname{tg} \varphi = 0,0291 \cdot 40 \cdot 19,24 = 22,4\% .$$

Wir wollen jetzt dazu übergehen, die Übersetzungsfehler der Stromwandler in die Rechnung miteinzubeziehen und führen zur Präzision der Darstellung folgende Bezeichnungen ein. Es seien im folgenden:

i_1, i_2 die tatsächlichen Sekundärströme,

J_1, J_2 die tatsächlichen Primärströme,

u_1, u_2 das tatsächliche Übersetzungsverhältnis der Ströme,

J'_1, J'_2 die primären Ströme, die sich aus dem idealen Übersetzungsverhältnis und den sekundären Strömen ergeben,

u_{1id}, u_{2id} das ideale Übersetzungsverhältnis.

Mit diesen Bezeichnungen gelten folgende Beziehungen:

$$\begin{aligned} \frac{J_1}{i_1} &= u_1, & \frac{J_2}{i_2} &= u_2, \\ \frac{J'_1}{i_1} &= u_{1id} = \frac{u_1}{c_1}, & \frac{J'_2}{i_2} &= u_{2id} = \frac{u_2}{c_2}, \end{aligned}$$

wo c_1 und c_2 die Korrektionsfaktoren der Übersetzungsverhältnisse bedeuten.

Aus obigen Beziehungen folgt auch:

$$\frac{J_1}{J'_1} = c_1, \quad \frac{J_2}{J'_2} = c_2.$$

Es ergeben sich folgende Stromdifferenzgleichungen:

$$J'_1 - J_1 = \Delta J_1 \quad \text{und} \quad J'_2 - J_2 = \Delta J_2.$$

Sind die Faktoren $c_1, c_2 < 1$, so sind die Größen $\Delta J_1, \Delta J_2 > 0$, d. h. die Meßfehler sind positiv, und umgekehrt ist für

$$c_1 > 1, \quad \Delta J_1 < 0.$$

Machen wir die Voraussetzung, daß jetzt die Fehlwinkel $\delta_1 = \delta_2 = 0$, so wird die Fehlergleichung für den Übersetzungsfehler wie folgt ermittelt:

Der Sollwert des gemessenen Effektes wird

$$P_s = J_1 E \cos(30 - \varphi) + J_2 E \cos(30 + \varphi) = JE \sqrt{3} \cos \varphi$$

und der Fehler wird

$$\begin{aligned} \frac{P - P_s}{P_s} &= \frac{J'_1 E - J_1 E \cos(30 - \varphi)}{J_1 E \sqrt{3} \cos \varphi} + \frac{J'_2 E - J_2 E \cos(30 + \varphi)}{J_2 E \sqrt{3} \cos \varphi} \\ &= \left(\frac{1}{c_1} - 1\right) \frac{\cos(30 - \varphi)}{\sqrt{3} \cos \varphi} + \left(\frac{1}{c_2} - 1\right) \frac{\cos(30 + \varphi)}{\sqrt{3} \cos \varphi}. \end{aligned}$$

Die Umformung

$$\begin{aligned} \frac{\cos(30 - \varphi)}{\sqrt{3} \cos \varphi} &= \frac{1}{2} + \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}}, \\ \frac{\cos(30 + \varphi)}{\sqrt{3} \cos \varphi} &= \frac{1}{2} - \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}} \end{aligned}$$

ergibt schließlich folgende Formel für den prozentualen Fehler, der vom Übersetzungsfehler allein herrührt:

$$\begin{aligned} \Delta u = \frac{P - P_s}{P_s} 100\% &= \left\{ \left(\frac{1}{c_1} - 1\right) \left(\frac{1}{2} + \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}}\right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{c_2} - 1\right) \left(\frac{1}{2} - \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}}\right) \right\} 100\%. \end{aligned} \quad (56)$$

Dieser Fehler addiert sich zum Fehler der Gleichung (54), und wir erhalten für den resultierenden Fehler, herrührend von den Fehlwinkeln und den Übersetzungsfehlern der Stromwandler, folgenden Ausdruck:

$$\begin{aligned} \Delta_{\delta+\ddot{u}} = \frac{P - P_s}{P_s} 100\% &= 0,0291 \operatorname{tg} \varphi \frac{\delta'_1 + \delta'_2}{3} + 0,0168 \frac{\delta'_2 - \delta'_1}{2} \\ &\quad + 100 \left\{ \left(\frac{1}{c_1} - 1\right) \left(\frac{1}{2} + \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}}\right) + \left(\frac{1}{c_2} - 1\right) \left(\frac{1}{2} - \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}}\right) \right\}. \end{aligned} \quad (57)$$

Ein Wandlerpaar habe laut Prüfschein folgende Fehler:

Wandler 1.

Strom	Fehlwinkel	Übersetzungsfehler
10%	+57'	100 · 1,010 (-1,0%)
100%	+30'	100 · 0,995 (+0,5%)

Wandler 2.

10%	+54'	100 · 1,009 (-0,9%)
100%	+29'	100 · 0,996 (+0,4%)

Wie groß sind die Fehler bei

1. 100% Strom und $\cos \varphi = 0,7$?
2. 10% Strom und $\cos \varphi = 0,1$?

Durch das Einsetzen der Werte in die Formel (57) erhalten wir:

1.

$$\Delta_{\delta+\ddot{u}} = 0,0291 \cdot 1,02 \frac{30+29}{2} + 0,0168 \frac{29-30}{2} \\ + 100 \left\{ 0,005 \left(\frac{1}{2} + \frac{1,02}{2\sqrt{3}} \right) + 0,004 \left(\frac{1}{2} + \frac{1,02}{2\sqrt{3}} \right) \right\} = 1,39\% .$$

2.

$$\Delta_{\delta+\ddot{u}} = 0,0291 \cdot 9,96 \frac{57'+54}{2} + 0,0168 \frac{54'-57'}{2} \\ + 100 \left\{ -0,01 \left(\frac{1}{2} + \frac{9,96}{2\sqrt{3}} \right) - 0,009 \left(\frac{1}{2} - \frac{9,96}{2\sqrt{3}} \right) \right\} = 14,83\% .$$

Aus den Ausführungen dieses Kapitels geht hervor, daß es insbesondere die Fehlwinkel sind, die die Messung der Leistung leerlaufender Transformatoren stark fälschen können. Für die Eisenverluste der Transformatoren wird vom Hersteller in der Regel die Einhaltung strenger Garantiewerte verlangt. Man sieht, daß in Betrieben, und besonders in solchen, die nicht Alleinerzeuger sind und die Energie bezahlen müssen, eine weitere Sorge hinzutritt, nämlich den Leistungsverbrauch der Transformatoren richtig zu messen. Bei belasteten Transformatoren treten diese Schwierigkeiten nicht auf, sie sind nur bei leerlaufenden vorhanden. Es kann erwünscht erscheinen, in kritischen Fällen Stromwandler mit geringen Fehlwinkeln zu verwenden, und zwar müssen die Fehlwinkel auch im unteren Stromgebiet gering bleiben.

3. Summenschaltung mehrerer Stromwandler.

Diese Untersuchung wurde von der Praxis angeregt. Es treten Fälle auf, wo man die Energie mehrerer Leitungen mittels eines einzigen Zählers messen will, sei es, daß man dadurch registrierende Meßapparate für jede Leistung sparen will, oder aus Betriebsgründen, um eine bessere Übersicht und Orientierung bei

Lastverteilungen zu haben. Man baut in solchen Fällen zwischen den Stromwandlern der einzelnen Leitungen und dem Zähler Zwischenstromwandler ein, etwa nach Abb. 102. Dies ist dann immer erforderlich, wenn die Stromstärken in den Leitungen verschieden sind und die Stromwandler ungleiches Übersetzungsverhältnis haben. Man will in solchen Fällen auch keine abnormalen Zähler verwenden und muß damit rechnen, daß die Stromspulen für 5 Amp. bemessen sind. Im Beispiel der Abb. 102 hat Leitung I einen Stromwandler 100/5 Amp., Leitung II einen solchen

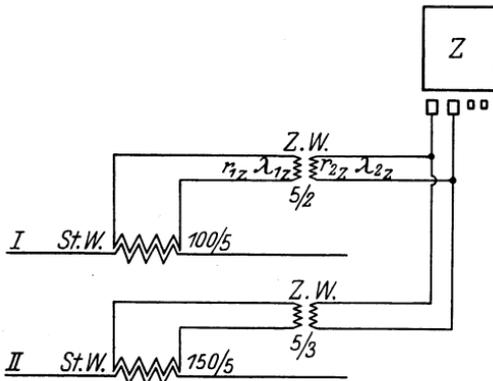


Abb. 102. Sumpenschaltung zweier Stromwandler über Zwischenwandler.

150/5 Amp. Wird an den Stromwandler der Leitung I ein Zwischenstromwandler mit dem Übersetzungsverhältnis 5/2 Amp., an den Stromwandler der Leitung II ein Zwischenstromwandler 5/3 Amp. angeschlossen, so bekommen die Stromspulen des Zählers (der Einfachheit halber ist in der Abb. 102 einphasig gezeichnet worden)

5 Amp. Es soll nun untersucht werden, ob die Zählung der Energie in dieser Sumpenschaltung einwandfrei ist. Sind die Einzelleistungen der Leistungen I und II

$$P_I = E J_I \cos \varphi_I \quad \text{und} \quad P_{II} = E J_{II} \cos \varphi_{II},$$

so wird der Zähler pro Zeitelement $P = E J \cos \varphi$ anzeigen. Nach dem Projektionssatz wird

$$J \cos \varphi = J_I \cos \varphi_I + J_2 \cos \varphi_{II}$$

und daher

$$P = P_I + P_{II}.$$

Die Zählerstromkonstante ist für beide Energieteile die gleiche. Diese Konstante läßt sich auf folgende Weise ermitteln. Es seien die Übersetzungen der Hauptstromwandler

$$J_I/5 \text{ Amp.} \quad \text{und} \quad J_{II}/5 \text{ Amp.}$$

Dann sind die Übersetzungen der beiden Zwischenstromwandler

$$5: \frac{5 J_I}{J_I + J_{II}} \quad \text{und} \quad 5: \frac{5 J_{II}}{J_I + J_{II}}$$

und die Konstante der Stromübertragung für beide Teile wird

$$\left. \begin{aligned} J_I: \frac{5 J_I}{J_I + J_{II}} &= \frac{J_I + J_{II}}{5} \\ J_{II}: \frac{5 J_{II}}{J_I + J_{II}} &= \frac{J_I + J_{II}}{5} \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

Wie man sieht, ist die Konstante der Stromübertragung für beide Teile gleich, und wir haben in diesem Sinne eine einwandfreie Zählung der Energie. Es ist klar, daß für n Leitungen das gleiche gilt. Obige Formeln erhalten daher folgenden Inhalt:

$$\left. \begin{aligned} J_I: \frac{5 J_I}{\sum_{v=I}^{v=n} J_v} &= \frac{\sum_{v=I}^{v=n} J_v}{5}, \\ J_n &= \frac{5 J_n}{\sum_{v=I}^{v=n} J_v} \end{aligned} \right\} \quad (59)$$

Von dieser Seite sind also keine Schwierigkeiten zu erwarten. Es wäre nun zu untersuchen mit welcher Genauigkeit der Zähler die durch die Leitungen übertragenen Einzelleistungen registriert. Wir wollen diese Betrachtung am Beispiel der Abb. 102 durchführen. Zunächst ist klar, daß die Fehler des Zwischenwandlers (Z.W.) zu den Fehlern des Hauptwandlers zu addieren sind, und zwar trifft dies für die Übersetzungsfehler, wie auch für die Fehlwinkel zu.

Wir führen folgende Bezeichnungen ein:

u_I Stromübersetzung des Zählers für Leitung I (bzw. II),

u_1 Stromübersetzung des Hauptstromwandlers der Leitung I,

u_z Stromübersetzung des Zwischenstromwandlers der Leitung I.

Dann gelten folgende Beziehungen

$$u_I = u_1 u_z$$

und für die Fehler

$$\left. \begin{aligned} f_{u_I} &= f_{u_1} + f_{u_z}, \\ \delta_I &= \delta_1 + \delta_z. \end{aligned} \right\} \quad (60)$$

Der Zwischenstromwandler stellt eine Bürde für den Hauptstromwandler dar, und wir wollen die Ohmzahl dieser Bürde errechnen. Man muß zu diesem Zweck folgende Konstanten des Zwischenstromwandlers kennen:

r_{2z} den Ohmschen Widerstand der Sekundärwicklung,

r_{1z} den Ohmschen Widerstand der Primärwicklung,

λ_{2z} die sekundäre Streuinduktivität,

λ_{1z} die primäre Streuinduktivität.

$\frac{w_1}{w_2}$ das Verhältnis der Windungszahlen.

r_{2z} und λ_{2z} müssen im Verhältnis $\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$ reduziert werden, da diese Größen nicht direkt im Sekundärkreis des Hauptstromwandlers liegen. Desgleichen R_2 und L_2 , der Ohmsche und der induktive Widerstand des Zähler- bzw. Apparatstromkreises. Man erhält für die sog. reduzierten Scheinwiderstände r_z und λ_z folgende Ausdrücke:

$$\left. \begin{aligned} r_z &= r_{1z} + r_{2z} \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 + R_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2, \\ \lambda_z &= \lambda_{1z} + \lambda_{2z} \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 + L_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2. \end{aligned} \right\} \quad (61)$$

Die Scheinimpedanz oder die Bürde des Hauptstromwandlers errechnet sich zu $Z = \sqrt{r_z^2 + \omega^2 \lambda_z^2}$, bei einer Phasenverschiebung von

$$\operatorname{tg} \varphi_z = \frac{\omega \lambda_z}{r_z} \quad \text{oder} \quad \cos \varphi_z = \frac{r_z}{\sqrt{r_z^2 + \omega^2 \lambda_z^2}}.$$

Wenn wir für die Apparatbürde R_2 und ωL_2 bestimmte Werte zugrunde legen, etwa

$$R_2 = 0,3 \, \Omega, \quad \omega L_2 = 0,52 \, \Omega \quad (\cos \varphi = 0,5),$$

so können wir die Zahlenwerte für r_z und λ_z approximativ angeben. Es läßt sich zeigen, daß diese Werte unabhängig vom Übersetzungsverhältnis $\frac{w_1}{w_2}$ angenähert konstante Werte sind. Die obigen Werte von R_2 und ωL_2 werden bei der Reduktion quadratisch kleiner, und wir vernachlässigen zunächst diese letzten Summanden in den Ausdrücken (61) für r_z und λ_z . Ferner können wir die Zwischenstromwandler, die ja in der Niederspannung liegen, ihrem Aufbau nach als ganz gewöhnliche Strom-

wandler ansehen. Für solche Stromwandler gilt mit großer Annäherung:

$$\left. \begin{aligned} r_{2_z} &= r_{1_z} \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2, \\ \lambda_{2_z} &= \lambda_{1_z} \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2. \end{aligned} \right\} \quad (62)$$

Für Zwischenstromwandler 5/5 Amp. (praktisch tritt ja dieser Fall nicht auf) wird

$$r_{2_z} = r_{1_z} \quad \text{und} \quad \lambda_{2_z} = \lambda_{1_z}.$$

Setzen wir die Ausdrücke (62) in diejenigen (61) ein, so wird unter Berücksichtigung des oben Gesagten

$$\begin{aligned} r_z &\cong 2r_{1_z}, \\ \lambda_z &\cong 2\lambda_{1_z}. \end{aligned}$$

Setzen wir ferner voraus, daß die Zwischenstromwandler 1200 AW haben, so wird man angenähert auf die Werte

$$\begin{aligned} r_{1_z} &= 0,35 \Omega, \\ \omega \lambda_{1_z} &= 0,8 \Omega \end{aligned}$$

kommen.

Infolgedessen bedeutet ein Zwischenstromwandler für den Hauptstromwandler eine Impedanz von

$$Z \cong \sqrt{4r_{1_z}^2 + 4\lambda_{1_z}^2} \cong 1,75 \Omega \quad \text{bei} \quad \cos \varphi_z = \frac{r_z}{\sqrt{r_z^2 + \omega^2 \lambda_z^2}} \cong 0,4.$$

Dieser Impedanz entspricht eine Voltamperezahl von 43,8 VA. Wir haben also beim Hauptstromwandler mit einer Bürde von rund 45 VA bei einem $\cos \varphi$ von 0,4 zu rechnen. Was dies für den Hauptstromwandler bedeutet, ist nach den früheren Erörterungen klar. Will man die Fehler des Hauptstromwandlers zahlenmäßig ermitteln, so braucht man bloß in die Fehlerformeln (4) die entsprechenden Werte einzusetzen. Es sei der Hauptstromwandler ein Stromwandler für 24 kV mit den Daten desjenigen, der im ersten Kapitel des Abschnittes II berechnet wurde.

Es war $r_2 = 0,35 \Omega$ und $\omega \lambda_2 = 0,92 \Omega$, und folglich wird die EMK E_2 bei einem Strom von 5 Amp. nach der Gleichung (7)

$$\begin{aligned} E_2 &= 5 \sqrt{(r_2 + r_{2_z})^2 + (\omega \lambda_2 + \omega \lambda_{2_z})^2} \\ &= 5 \sqrt{(0,35 + 0,7)^2 + (0,92 + 1,6)^2} = 13,6 \text{ Volt.} \end{aligned}$$

Dem Wert von 13,6 Volt entspricht eine Induktion von

$$B_{\max} = \frac{E_2 \cdot 10^8}{4,44 f \cdot z \cdot g} = \frac{13,6 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 240 \cdot 27} = 947 \text{ Linien.}$$

Wir wollen bei 45 VA und $\cos \varphi = 0,4$ die Fehler nach dem im Kapitel 1 des zweiten Abschnittes angegebenen Verfahren ausrechnen:

Strom in %	B_m	E_2 in Volt	Voltamp. pro kg.	Voltamp.	J_0 in Milliamp.	$\cos \varphi_0$	φ_0
100	947	13,6	0,0690	1,034	76,1	0,345	$69^\circ 51'$
10	94,7	1,36	0,00172	0,0258	19,0	0,165	$80^\circ 30'$

Ferner wird

$$\operatorname{tg} \varphi_2 \frac{\omega \lambda_2 + \omega \lambda_{2z}}{r_2 + r_{2z}} = \frac{0,92 + 1,6}{0,35 + 0,7} = 2,4$$

und mit diesem Winkel $\varphi_2 = 67^\circ 23'$ wird

Strom in %	φ_2	$\varphi_0 - \varphi_2$	$\cos (\varphi_0 - \varphi_2)$	$\sin (\varphi_0 - \varphi_2)$	f_V %	δ'
100	$67^\circ 23'$	$2^\circ 28'$	0,999	0,043	-1,52	+ 2,3
10	$67^\circ 23'$	$13^\circ 7'$	0,974	0,227	-3,70	+29,8

Die Rechnung ergibt eine Verschlechterung der Übersetzungsfehler der Hauptstromwandler um ca. 1,5%, dazu kommt nach den Gleichungen (60) der Übersetzungsfehler des Zwischenstromwandlers f_{u_z} noch hinzu. Der Fehlwinkel des Hauptstromwandlers wird, weil der Zwischenstromwandler eine induktive Last darstellt, eher kleiner, es kommt aber noch der Fehlwinkel δ_z des Zwischenstromwandlers hinzu. Zusammengefaßt muß gesagt werden, daß bei einer Summenschaltung die Fehler der ganzen Stromwandlerkombination nicht unbedeutend werden können. Wo aber der Summenzähler nicht zu Verrechnungszwecken dient, erscheint uns seine Anwendung unbedenklich. Eine weitere, allerdings unbedeutende Ungenauigkeit der Summenmeßschaltung liegt in der Möglichkeit einer Vormagnetisierung der Stromwandler der stromlosen Leitung durch die Klemmenspannung am Zähler, die von der stromführenden Leitung aufrechterhalten wird. Nun ist der Spannungsabfall an den Zähler-Stromspulen gering, und es ist eine nennenswerte Verschiebung der Verhältnisse durch diese Vormagnetisierung nicht zu erwarten.

IV. Untersuchungen an Stromwandlern.

1. Messung des Leerlaufstromes und der Verluste.

Wir wollen uns jetzt mit der Beschaffung der Unterlagen, die für die Vorausberechnung der Stromwandler unentbehrlich sind, ausführlicher befassen. Der Laboratoriumsingenieur muß sich ein Instrumentarium für empfindliche Wechselstrommessungen verschaffen. Über die Aufnahme der sog. statischen Magnetisierungskurve mit Gleichstrom nach der Kommutierungsmethode findet man das Notwendige in den Lehrbüchern über Meßtechnik. Bei den Wechselstrommessungen handelt es sich um die Aufnahme der allgemein für die entsprechende Blechsorte gültigen Verlust- und Voltampereverbrauch-Kurven, wie sie in den Abb. 4 bis 7 dargestellt sind. Diese Messungen werden am besten an einem Eisenring, der mit zwei Wicklungen homogen bewickelt ist, ausgeführt. Die am Eisen liegende Wicklung wird als Spannungs- bzw. Induktionswicklung verwendet. Des öfteren müssen die Messungen an Erstauführungen von Stromwandlern vorgenommen werden, wobei es sich um die Bestimmung des Leerlaufstromes als Funktion der angelegten Spannung einerseits, andererseits um die Messung der Verluste zur Bestimmung von $\cos \varphi_0$ handelt.

Für diese Messungen sind die Stromwandler mit einem Übersetzungsverhältnis 5 : 5 auszuführen. Als Erregerwicklung ist die Primärwicklung zu verwenden, während die Spannung an der Sekundärwicklung zu messen ist. Der Eigenverbrauch der Meßinstrumente ist bei allen diesen Messungen unbedingt zu beachten, da es sich um die Messung geringer Beträge handelt. Bei der Voltamperemessung handelt es sich um eine Strom- und Spannungsmessung in Meßbereichen von 5 bis 100 mA und 0,2 bis 10 Volt. Bei den Verlustmessungen sind Wattbeträge im Bereich von 1 bis 100 Milliwatt zu messen. Wenn diese Messungen dem Physiker keine Schwierigkeiten bieten, so liegen die Verhältnisse für den Techniker anders. Die Auswahl der Meßinstrumente ist nicht groß. Den eigentlichen Messungen geht immer eine Eichung der Meßinstrumente mit Gleichstrom vor, wobei man sich genauer Millivolt- und Milliampereometer bedienen kann. Während man auf dem Gebiete der Messungen nach der Nullmethode im Vibrationsgalvanometer mit elektromagnetischer Resonanzabstimmung nach

Schering und Schmidt¹ entschieden einen Fortschritt zu verzeichnen hat, ist man bei Messungen mit direktem Ausschlag auf Meßinstrumente angewiesen, mit denen man schon vor vielen Jahrzehnten gemessen hat. Es sind dies das Elektrometer von Thomson und das Elektrodynamometer.

Das Elektrometer.

Das aus der Meßtechnik bekannte, auf elektrostatischer Kraftwirkung beruhende Elektrometer in der Quadrantenausführung ist aus dem Grunde für empfindliche Messungen geeignet, weil das Instrument ein Universalinstrument ist, mit dem man lediglich durch Umschaltungen Spannungs-, Strom- und Leistungsmessungen vornehmen kann. Der innere bewegliche Teil — eine Nadel — hängt an einem Wollastonfaden, durch dessen Stärke man die Empfindlichkeit verschieden wählen kann. Für die verschiedenen Schaltungen sowie für die Eichung mit Gleichstrom empfiehlt es sich, den Umschalter nach Orlich² zu verwenden. Eine Strommessung wird derart vorgenommen, daß man den Spannungsabfall an einem induktionsfreien Shunt von bekannter Widerstandsgröße mißt.

Die Messungen mit dem Elektrometer sind sehr zeitraubend, da man erst aus einer Anzahl von Ausschlägen — zwei oder vier — den Ausschlag, der zu einem Meßwert gehört, ermitteln muß. Zur Messung von Wechselspannungen verwendet man die sog. „idiostatische Schaltung“, bei der die Nadel und ein Quadrantenpaar an einen Pol der Spannung, das andere Quadrantenpaar und das Gehäuse an den anderen Pol der Spannung gelegt werden. Für Leistungsmessungen verwendet man die sog. „Quadrantenschaltung“, bei der die Quadrantenpaare an den Stromshunt und die Spannung zwischen Nadel und Gehäuse gelegt werden. Für die Eichung mit Gleichstrom sind für jeden Wert vier Messungen notwendig, wie dies sich aus der Theorie des Elektrometers³ ergibt. Vor dem Dynamometer hat das Elektrometer den Vorzug, daß es keinen in Rechnung zu setzenden Eigenverbrauch hat. Soweit bei Leistungsmessungen Korrekturen gemacht werden müssen, sind diese sehr einfach zu ermitteln. Dagegen sind die Messungen

¹ Zeitschr. f. Instrumentenk. 1918, H. 1. Berlin: Julius Springer.

² ETZ 1909, S. 435. Berlin: Julius Springer.

³ Jaeger, Elektrische Meßtechnik 1917, S. 169. Berlin: Julius Springer.

mit dem Dynamometer in viel kürzerer Zeit zu bewältigen und eignen sich für technische Laboratorien besser.

Das Dynamometer.

Das Dynamometer ist nichts anderes als ein empfindliches Wattmeter, dessen bewegliches System Fadenaufhängung besitzt. Auch hier empfiehlt es sich, alle Klemmen an ein Schaltbrett herauszuführen; durch eine Kombination von Umschaltern kann eine schnelle Umschaltung für Strom-, Spannungs- und Leistungsmessungen erfolgen. Es empfiehlt sich für ein System einen Umschalter für Polwendung vorzusehen, um durch rückläufige Drehmomente die Schwingungen des beweglichen Systems zu dämpfen. Durch Polwendung kann auch eine Kontrolle der Symmetrie und der richtigen Nullage vorgenommen werden. Vom Elektrometer unterscheidet sich das Dynamometer nachteilig dadurch, daß letzteres bei der Gleichstromeichung stark vom Erdfeld abhängig ist. Ein weiterer Nachteil besteht darin, daß die Meßwerte sich nicht direkt aus den Gleichstromeichwerten wie beim Elektrometer ergeben, sondern aus den Gleichstromwerten durch Berücksichtigung besonderer Korrektionsfaktoren ermittelt werden müssen. Das Erdfeld muß durch ein fremdes Außenfeld eines permanenten Magneten kompensiert werden oder es muß durch Polwendung bei Gleichstrommessungen der Mittelwert gebildet werden. Die erwähnte Umrechnung mittels Korrektionsfaktoren ist auf die Induktivität der Spulen zurückzuführen. Gewöhnlich wird der Stromspule ein Shunt parallel und zur Spannungsspule ein Widerstand in Reihe geschaltet. Für Strom- und Spannungsmessungen werden beide Spulensysteme in Reihe geschaltet. Bei der Ermittlung der Korrektionsfaktoren ist nicht nur das Teilverhältnis der Ströme im Shunt und im Dynamometer zu beachten, wie dies bei Gleichstrom der Fall ist, sondern es ist auch der Phasenverschiebung des Teilstromes im Dynamometer Rechnung zu tragen. Man ermittelt am einfachsten die Umrechnungsfaktoren und die Phasenkorrekturen, wenn man die Wechselstromverzweigung mittels komplexer Größen berechnet. Die Verhältnisse für eine Strommessung sind in Abb. 103 dargestellt. Mit den Bezeichnungen der Figur ist bei einer Gleichstromverzweigung

$$i = J \frac{R}{R + r}. \quad (63)$$

Nun gilt für die Wechselstromverzweigung die gleiche Beziehung für die Effektivwerte, wenn wir für die Scheinwiderstände komplexe Größen einführen, nämlich

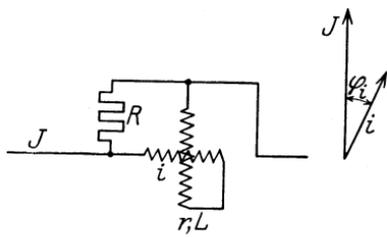


Abb. 103.

$$R = Z$$

$$r + j\omega L = Z_i.$$

Es wird dann

$$i = J \frac{Z}{Z + Z_i} = J \frac{R}{R + r + j\omega L}.$$

Bringt man den Bruch auf reellen Nenner und den Ausdruck auf die Form

$$i = J(a - jb),$$

so erhält man für den absoluten Betrag i und für den Phasenwinkel φ_i folgende Beziehungen:

$$\left. \begin{aligned} i &= J \frac{R}{\sqrt{(R+r)^2 + \omega^2 L^2}}, \\ \cos \varphi_i &= \frac{R+r}{\sqrt{(R+r)^2 + \omega^2 L^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (64)$$

Vergleicht man den oberen Ausdruck (63) mit dem Ausdruck (64), so bekommt man eine Beziehung zwischen Wechselstrom und Gleichstrom, die lautet:

$$J_{\sim} = J = \frac{\sqrt{(R+r)^2 + \omega^2 L^2}}{R+r} = J = K.$$

Man muß also bei gleichem Ausschlag den Gleichstromwert mit dem Korrektionsfaktor

$$K = \frac{\sqrt{(R+r)^2 + \omega^2 L^2}}{R+r}$$

multiplizieren, um den Wechselstromwert zu erhalten.

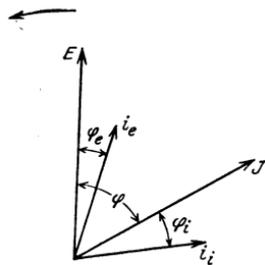


Abb. 104.

Bei einer Leistungsmessung sind die Verhältnisse in Abb. 104 dargestellt. Es gelten für die inneren Phasenwinkel der Spannungs- und Stromspule die Beziehungen:

$$\cos \varphi_e = \frac{R_v + r_e}{\sqrt{(R_v + r_e)^2 + \omega^2 L_e^2}},$$

$$\cos \varphi_i = \frac{R_n + r_i}{\sqrt{(R_n + r_i)^2 + \omega^2 L_i^2}},$$

wobei die einzelnen Größen folgende Bedeutung haben:

r_e, r_i Ohmscher Widerstand der Spannungs- bzw. Stromspule,
 L_e, L_i Induktivität der Spannungs- bzw. Stromspule,
 R_n, R_v Nebenschluß bzw. Vorschaltwiderstand.

Der Wechselstromkompensator.

Der Wechselstromkompensator ist ein Meßgerät neuerer Zeit und soll auf dem Wechselstromgebiet dasselbe leisten, was der bekannte Gleichstromkompensator für Gleichstrom leistet. Die Leser finden im Literaturverzeichnis Arbeiten, die sich mit dem Wechselstromkompensator befassen, auf die hier besonders verwiesen wird.

2. Kompensationsmethode zur Messung des Fehlwinkels und des Übersetzungsfehlers.

Die des öfteren schon erwähnte Brückenschaltung von Schering und Alberti¹ zur Untersuchung von Stromwandlern hat eine derartige Verbreitung und Anerkennung gefunden, daß es uns zweckmäßig erscheint, auf diese Schaltung hier näher einzugehen. Diese Meßeinrichtung sollte im Besitz eines jeden Prüfamtes für Meßwandler und eines jeden Laboratoriums sein, das sich mit der Untersuchung von Meßwandlern befaßt. Schon im Jahre 1912 hatte die Physik.-Techn. Reichsanstalt (P. T. R.) auf die Veranlassung des Verbandes Deutscher Elektrotechniker ein genaues Meßverfahren für die Prüfung von Stromwandlern ausgearbeitet. Das zuerst von der P. T. R. angewandte Vibrationsgalvanometer war ein Saitengalvanometer. Im Jahre 1917 haben Schering und Schmidt das bereits erwähnte Nadelgalvanometer mit elektromagnetischer Resonanzabstimmung konstruiert, mit welchem das Arbeiten sehr einfach ist. Die Brückenschaltung ist in Abb. 105 dargestellt. Wie ersichtlich, werden die Spannungsabfälle des Stromwandlers primär und sekundär an den Normalwiderständen R und r mittels dekadisch regulierbarer Präzisionsbrücken R_1 und r_1 gegeneinander kompensiert. Als Nullinstrument dient das Vibrationsgalvanometer. Der Fehlwinkel des Stromwandlers bedingt eine kleine Phasendifferenz zwischen dem primären und sekundären Spannungsabfall, und mit Widerständen allein würde es nicht gelingen,

¹ Archiv f. Elektrotechnik. Bd. II, Heft 7. 1914. Berlin: Julius Springer.

Stromlosigkeit im Nullinstrument zu erreichen. Zu diesem Zweck wird ein Kondensator C , der zweckmäßig dekadisch abgestuft ist, parallel zu einem Teilwiderstand gelegt und soviel Kapazität eingeschaltet, bis Stromlosigkeit erreicht ist.

Sieht man zunächst vom Kondensatorstrom ab, so läßt sich bei der vorliegenden Brückenschaltung das Übersetzungsverhältnis auf Grund folgender Rechnung ermitteln:

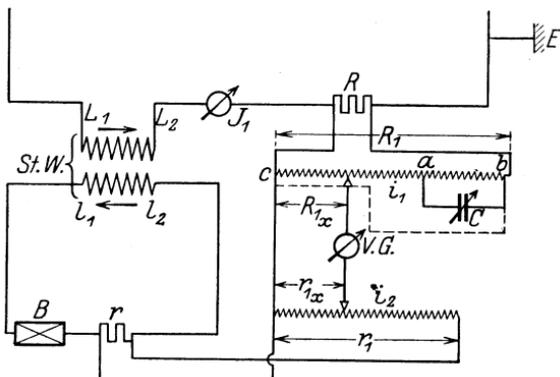


Abb. 105. Kompensationsschaltung der P. T. R.

Bezeichnet man mit J_1 und J_2 den Primär- bzw. Sekundärstrom, so lassen sich die Ströme in den dekadisch regulierbaren Präzisionswiderständen R_1 und r_1 wie folgt ausdrücken:

$$i_1 = J_1 \frac{R}{R_1 + R}$$

$$i_2 = J_2 \frac{r}{r_1 + r}.$$

Sind die bei der Kompensation eingestellten Widerstände R_{1x} und r_{1x} , so folgt aus der Stromlosigkeit in der Brücke

$$i_1 R_{1x} = i_2 r_{1x}.$$

Setzen wir für i_1 bzw. i_2 die obigen Ausdrücke ein, so erhalten wir folgende Gleichung

$$J_1 \frac{R R_{1x}}{R_1 + R} = J_2 \frac{r r_{1x}}{r_1 + r}$$

und hieraus das Übersetzungsverhältnis

$$\dot{U} = \frac{J_1}{J_2} = \frac{R_1 + R}{r_1 + r} \frac{r r_{1x}}{R R_{1x}}. \quad (65)$$

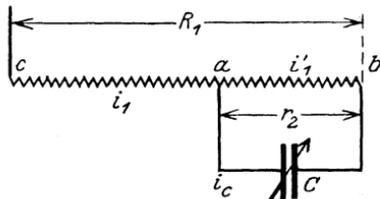
In den meisten Fällen wird, da R und r klein sind im Vergleich zu R_1 und r_1 , die Formel (65) praktisch so vereinfacht werden können:

$$\dot{U} = \frac{r}{R} \frac{R_1 r_{1x}}{r_1 R_{1x}}, \quad (66)$$

wobei $\frac{r}{R}$ bei Normalwiderständen von 1, 0,1, 0,01 Ω usw. eine Zehnerpotenz ist. Bei der Vereinfachung der Formel muß man sich darüber Rechenschaft abgeben, ob die hier verlangte große Genauigkeit keine Einbuße erleidet. Ist das durch obige Gleichung ermittelte Übersetzungsverhältnis \dot{U} größer als der Sollwert \dot{U}_s , so ist der Fehler $f_{\dot{U}}$ negativ, im anderen Falle ist er positiv. Der Übersetzungsfehler in Prozenten des Sollwertes errechnet sich zu

$$f_{\dot{U}} = \frac{\dot{U}_s - \dot{U}}{\dot{U}_s} \cdot 100 \%. \quad (67)$$

Der Fehlwinkel δ läßt sich an Hand der Diagramme der Abb. 106 und 107 auf folgende Weise ermitteln.



Für positive Fehlwinkel.

Der Kondensator liegt an $a-b$. Wir wollen den Strom i_1 mit dem Strom i_2 (s. Abb. 106) in Phase bringen. Mittels des Kondensators C verschieben wir die Phasenlage des Stromes i_1 . Der Winkel, um den man diesen Strom

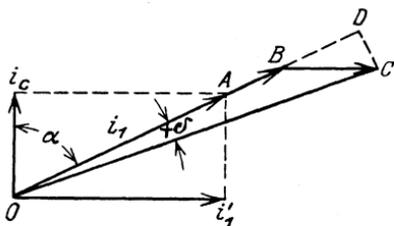


Abb 106. Diagramm für positive Fehlwinkel.

gegen die ursprüngliche Klemmenspannung in den Punkten $c-b$ verdrehen muß, ist offenbar der Fehlwinkel.

Es seien i_c der Strom im Kondensator,

i'_1 der Strom im Widerstand r_2 ,

$i_1 = OA$ der resultierende Brückenstrom.

Aus der Darstellung in der Figur ergeben sich folgende Spannungsabfälle:

$OB = i_1(R_1 - r_2)$ Spannungsabfall an den Punkten $c-a$,

$BC = i'_1 r_2$ „ „ „ „ „ $a-b$,

OC Klemmenspannung „ „ „ „ $c-b$.

Folgende Rechnung führt auf den Wert $\operatorname{tg} \delta$.

Aus dem Diagramm ergibt sich:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{DC}{OD}; \quad \operatorname{tg} \alpha = \frac{i'_1}{i_c}.$$

$$i_c = \frac{i'_1 r_2}{\frac{1}{\omega C}} = i'_1 r_2 \omega C.$$

Folglich wird

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{r_2 \omega C}$$

und

$$\cos \alpha = \frac{r_2 \omega C}{\sqrt{1 + (r_2 \omega C)^2}}, \quad \sin \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + (r_2 \omega C)^2}}.$$

$$DC = BC \cos \alpha = i'_1 r_2 \frac{r_2 \omega C}{\sqrt{1 + (r_2 \omega C)^2}}.$$

$$OD = OB + BD = i_1 (R_1 - r_2) + i'_1 r_2 \frac{1}{\sqrt{1 + (r_2 \omega C)^2}}.$$

Man kann für i_1 in dieser Gleichung folgenden Wert einsetzen:

$$i_1 = \sqrt{i_1'^2 + i_c^2} = i'_1 \sqrt{1 + (r_2 \omega C)^2}.$$

Setzt man jetzt die Ausdrücke für DC und OD ein, so erhält man:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{DC}{OD} = \frac{r_2^2 \omega C}{r_2 + (R_1 - r_2)[1 + (r_2 \omega C)^2]} = \frac{r_2^2 \omega C}{R_1 + (R_1 - r_2)r_2^2 \omega^2 C^2}.$$

Nun kann $(R_1 - r_2)r_2^2 \omega^2 C^2$ im Verhältnis zu R_1 vernachlässigt werden. Es wird also

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{r_2^2 \omega C}{R_1}.$$

Will man δ in Minuten direkt erhalten, und ist C in MF gegeben, so wird

$$\delta' = \frac{r_2^2 2\pi f C}{R_1 10^6 \cdot 0,00029} = 1,08 \frac{r_2^2 C}{R_1}. \quad (68)$$

Für negative Fehlwinkel.

Der Kondensator liegt an $a-c$. Hier wird der Strom i'_1 (Abb. 107) in Phase mit dem Strom i_2 gebracht. Der Winkel zwischen dem Strom i'_1 und der Klemmenspannung in den Punkten $c-b$ ist der Fehlwinkel δ , der jetzt negativ ist.

vorgenommen zu werden. Anders das Übersetzungsverhältnis. Dem Prüffeld fällt die wichtige Aufgabe der Abgleichung des Übersetzungsfehlers zu. Wie wir im zweiten Abschnitt gesehen haben, hat jeder Stromwandler, wenn er mit den theoretischen Windungszahlen gewickelt wird, negative Übersetzungsfehler. Macht man die Windungszahl der Sekundärwicklung ca. 1% kleiner, als es sich aus dem theoretischen Übersetzungsfehler ergeben würde, so verteilt man dadurch die Fehler auf positive

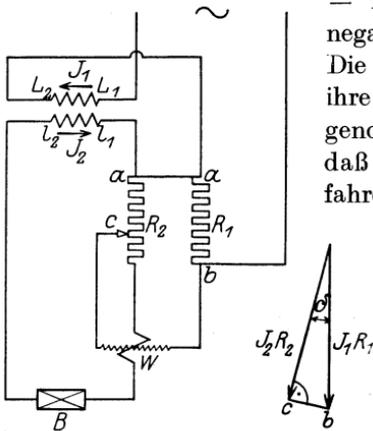


Abb. 108. Meßschaltung für Stromwandler in Verwendung bei der AEG.

— im oberen Strombereich — und negative — im unteren Strombereich. Die Kontrolle dieser Abgleichung bzw. ihre Korrektur muß im Prüffeld vorgenommen werden, und es ist klar, daß man dazu ein genaues Meßverfahren benötigt, das aber in der Handhabung einfach bleibt. In Abb. 108 ist das Prüfverfahren, das im Transformatorenwerk der AEG angewendet wird, dargestellt. Es ist eine Kompensationsmethode, bei der die Spannungsabfälle in den Widerständen R_1 bzw. R_2 miteinander verglichen werden. Der Widerstand R_2 ist mit einem Schleifkontakt c versehen und hat die Größenordnung von 0,4 Ohm. Der Sekundärstrom durchfließt den Widerstand R_2 , die Stromspule eines ferrodynamischen Wattmeters und einen Belastungswiderstand B . Da der Sekundärstrom in der Regel 5 Amp. ist, so muß also ein Spannungsabfall von 2 Volt im Widerstand R_1 durch den primären Strom J_1 erzeugt werden. Der Widerstand R_1 besteht aus einer Anzahl Parallelwiderständen, die einzeln durch Laschen zu- und abgeschaltet werden können.

In der Abb. 109 ist das Schema eines Widerstandes für 1000 Amp. dargestellt. An den Schienen soll ein Spannungsabfall von 2 Volt bestehen, demnach sind vorzusehen:

- $9 \times 0,02 \Omega$ für je 100 Amp.,
- $1 \times 0,04 \Omega$ für 50 Amp.,
- $10 \times 0,4 \Omega$ für je 5 Amp.

Man sieht, daß man mit diesem Widerstand Stromwandler bis zu 1000/5 Amp. prüfen kann. Es ist zweckmäßig den Widerstand, in dem bis zu 2000 Watt Verluste erzeugt werden, in einem Ölkasten einzubauen. Es ist selbstverständlich, daß die Widerstände R_1 und R_2 Präzisionswiderstände aus temperaturunabhängigem Widerstandsmaterial sein müssen und sehr genau abzugleichen sind. Der Widerstand R_2 geht am Ende in einen Schleifdraht über, an dem man durch Einstellung des Schleifkontaktes mittels einer Skala den Fehler direkt ablesen kann. Als Nullinstrument wird, wie bereits erwähnt, ein ferrodynamisches Wattmeter mit Nullstellung in der Mitte der Skala verwendet. Das Instrument ist ein empfindliches Zeigerinstrument und hat ein Drehmoment von

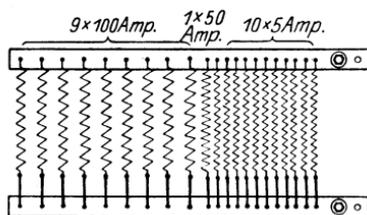


Abb. 109.

0,2 Grammzentimetern. Die Spannungsspule dieses Wattmeters ist, wie aus der Abb. 108 ersichtlich, an die Punkte b und c gelegt. Wegen des Fehlwinkels δ ist Spannungslosigkeit zwischen diesen Punkten nicht zu erreichen. Das Wattmeter W gibt keinen Ausschlag, wenn die Strecke $b-c$ im Diagramm der Abb. 108 senkrecht zum Vektor $J_2 R_2$ steht.

Es gilt dann die Beziehung

$$J_2 R_2 = J_1 R_1 \cos \delta .$$

Der Fehler, der begangen wird, wenn wir $J_2 R_2 = J_1 R_1$ setzen, ist gering. Er ist nämlich

$$\frac{J_1 R_1 - J_1 R_1 \cos \delta}{J_1 R_1} \cdot 100\% = (1 - \cos \delta) 100\% . \quad (70)$$

Wenn wir für den Fehlwinkel δ 40 Minuten setzen, so dürfte dies wohl für einen Strom von 5 Amp. praktisch der höchste Wert sein. Der Fehler ist nach obiger Formel (70) kleiner als 0,1%. Die Meßempfindlichkeit obiger Kompensationsschaltung beträgt auch 0,1%, was für eine Prüffeldmethode als ausreichend anzusehen ist. Im Prüffelde sind die Stromwandler so abzugleichen, daß sie bei der Messung mit voller Nennstromstärke einen positiven Fehler von 0,3 bis 0,4% erhalten. Diese Messung gibt die Gewähr

dafür, daß der Stromwandler die günstigste Fehlerkurve hat, und daß die Fehler richtig verteilt sind.

Im übrigen empfiehlt es sich, im Prüffeld neben den vorgeschriebenen Isolationsproben die früher schon erwähnte Windungsprobe vorzunehmen.

Die richtige Polarität der Klemmen wird bereits in der Kompensationsschaltung mitgeprüft. Bei vertauschten Klemmen schlägt das Nullwattmeter voll aus. Die Firma Hartmann & Braun hat einen Klemmenprüfapparat auf den Markt gebracht, der aus einem Gleichstromzeigergalvanometer, Trockenelement und einigen Tasten besteht. Die Prüfung auf richtigen Wickelsinn erfolgt durch ballistischen Stromstoß. Wird die eine Wicklung an Strom gelegt, so erfolgt im Schaltmoment in der anderen Wicklung, die über ein Galvanometer kurzgeschlossen ist, ein Stromstoß. Die Richtung des Ausschlages dient zur Kontrolle des Wicklungssinnes. Diese Richtung ist durch einen Vergleichsstromkreis vor der eigentlichen Klemmenprüfung festzulegen. Die Prüfeinrichtung ist in Betrieben zur Kontrolle von Meßschaltungen sehr geeignet.

B. Spannungswandler.

I. Allgemeines.

Spannungswandler unterscheiden sich in ihrem Aufbau und Verhalten so wenig von Transformatoren, daß von einer speziellen Theorie bei Spannungswandlern eigentlich nicht die Rede sein kann. Man kann aus der Transformatorentheorie die Gesichtspunkte, die für die Wirkungsweise der Spannungswandler von Bedeutung sind, besonders hervorheben und daraus das Verhalten der Wandler ableiten. Wir wollen hier diesen Weg einschlagen.

Der Spannungswandler arbeitet bei konstanter Spannung, infolgedessen ist der Magnetisierungsvorgang demjenigen eines Transformators gleich und einfach zu behandeln. Im Gegensatz zum Stromwandler, bei dem wir den Kurzschlußzustand als normales Arbeitsgebiet ansehen mußten, ist das normale Arbeitsgebiet des Spannungswandlers das Gebiet, das an den Leerlauf angrenzt. Hat die konstante Sättigung eine verhältnismäßig einfache Auslegung des Eisenkernes zur Folge, so ergibt sich aus einer Strombelastung,

die sich an den Leerlauf anschließt, eine schwache Kupferausrüstung. Was den Spannungswandler in seinem Aufbau wieder mit dem Transformator enger verbindet als den Stromwandler, das ist die Isolationsfrage und die Anordnung der Wicklung, denn auch beim Spannungswandler zeigen sich im allgemeinen

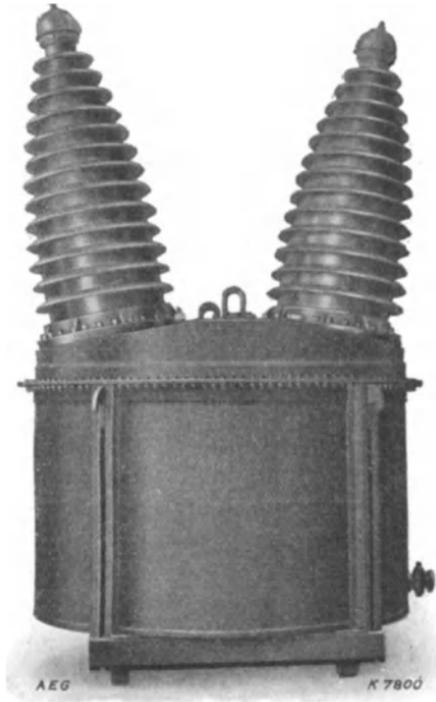


Abb. 110. AEG Spannungswandler FWM 150 Spez.

die im Transformatorenbau bekannten Schwierigkeiten. Es ist nicht nur die Isolation gegen Eisen und Kasten wie beim Stromwandler, sondern auch die Isolation der Schenkel gegeneinander, an die der Konstrukteur denken muß.

Die Abb. 110 bis 112 zeigen AEG Spannungswandler für 110 kV Betriebsspannung, die für die Aufstellung im Freien gebaut sind und deshalb mit Durchführungen aus keramischem Material versehen sind. Abb. 113 zeigt einen Spannungswandler für Innenraum mit Hartpapierdurchführungen, gleichfalls für 110 kV. Die

Innenansicht des Spannungswandlers in Abb. 112, der für eine Prüfspannung von 300000 V gebaut ist, zeigt die vollkommene Abdeckung der H.V.-Wicklung durch Isolationszylinder, die bei Spannungswandlern für höhere Betriebsspannungen mit Erfolg deshalb Anwendung findet, weil man wegen der geringen Belastung und der unbedeutenden Kupferverluste eine unzulässige Verschlechterung der Kühlung der Wicklung nicht zu befürchten

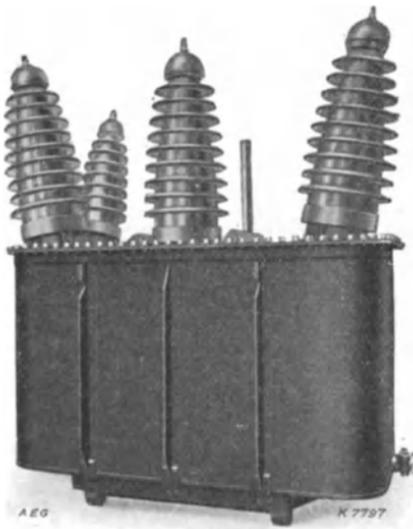


Abb. 111. AEG Spannungswandler
FDJ 110 kV fürs Freie.

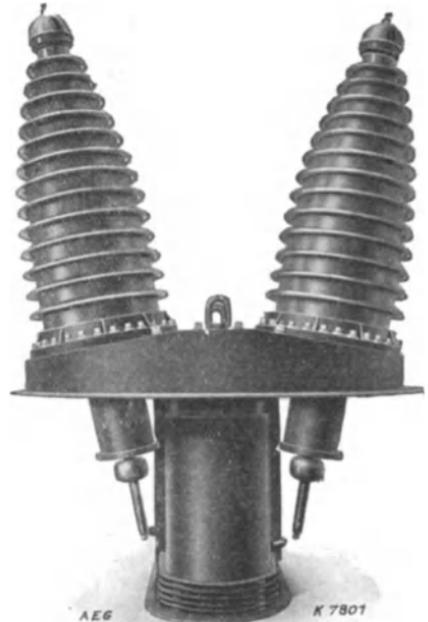


Abb. 112. FWM 150 Spez.

hat. In bezug auf Streuung ist der Spannungswandler ganz ähnlich zu behandeln wie der Transformator. Man hat im Spannungswandlerbau fast ausschließlich die einfach konzentrische Anordnung der Wicklungen. Die Niedervoltwicklung wird als Röhrenspule, die Hochvoltwicklung als zylindrischer Aufbau mehrlagiger Scheibenspulen ausgeführt. Der Spulenaufbau der Hochvoltwicklung ist aus der Abb. 114 ersichtlich.

Die Aufgabe des Spannungswandlers besteht darin, das Verhältnis zwischen Hochvolt- und Niedervoltspannung richtig und winkeltreu wiederzugeben.

Mit dieser Aufgabe werden wir uns näher befassen müssen. Ferner soll das Verhalten des Spannungswandlers beim Erdschluß untersucht werden. Zum Schluß werden die Untersuchungs- und Prüfungsmethoden an Spannungswandlern besprochen.

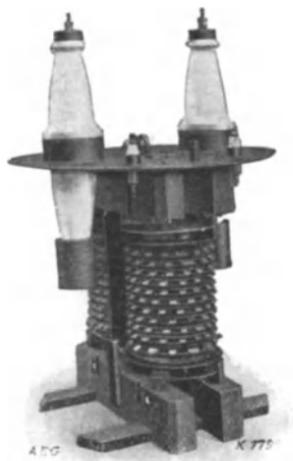
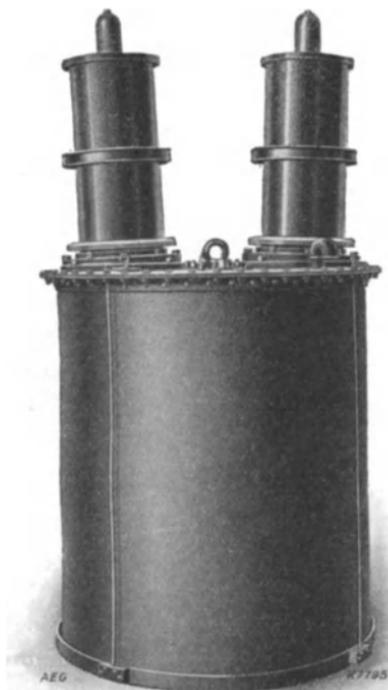


Abb. 114.

Abb. 113. AEG Spannungswandler FWM für 110 kV für Innenräume.

II. Das Diagramm und die Gleichungen für Fehlwinkel und Übersetzungsfehler.

Da der Spannungswandler nichts anderes ist als ein Transformator, so gilt für ihn das Transformatorendiagramm, an das wir nun anknüpfen. In Abb. 115 ist das allgemeine Transformatorendiagramm dargestellt. Die sekundären Spannungs- und Stromgrößen sind mit einer Phasenverschiebung von 180° gezeichnet.

Mit Hilfe dieser Winkel ergeben sich die folgenden Winkelgleichungen:

$$\sphericalangle ODG = 90 - \varphi - \varepsilon, \quad \sphericalangle ODC = \varphi_K - \varphi - \varepsilon, \\ \sphericalangle AA'A' = \varphi_0 - \varphi_K.$$

Wir wollen noch bemerken, daß im Dreieck ABC das Verhältnis vom Ohmschen und induktiven Spannungsabfall angenähert dem Verhältnis im Dreieck CGD gleich ist, und daraus ergibt sich der Winkel φ_K im $\triangle ABC$. Wir haben die Spannungsabfälle im Diagramm der Übersicht wegen relativ groß angenommen, in der Wirklichkeit sind sie bedeutend geringer. Wir können jetzt zur Herleitung der Gleichung für den Übersetzungsfehler F_U übergehen. Analog wie beim Stromwandler kann man hier folgende Definitionsgleichung für den Übersetzungsfehler F_U gelten lassen. Es ist

$$F_U \text{ in } \% = \frac{E_{K_1} - E_{K_2}}{E_{K_2}} \cdot 100. \quad (71)$$

Aus der Abb. 115 ergibt sich die folgende Beziehung

$$F_U = \frac{OD - OA}{OA}.$$

Infolge des geringen Fehlwinkels ε begehen wir praktisch keinen Fehler, wenn wir die Strecke OA durch OA' ersetzen. Dann wird

$$F_U = \frac{OD - OA'}{OA} = \frac{DA'}{OA}, \\ DA' = DC' + C'A', \\ DC' = DC \cos(\varphi_K - \varphi - \varepsilon), \\ C'A' = CA \cos(\varphi_0 - \varphi_K).$$

Nun gelten noch folgende Beziehungen:

$$DC = \frac{J_2(r_1 + r_2)}{\cos \varphi_K}$$

und

$$CA = \frac{J_0 r_1}{\cos \varphi_K}.$$

Setzen wir diese Werte in die obigen Gleichungen ein, so erhalten wir für den Übersetzungsfehler folgende Gleichung:

$$F_U = \frac{J_2(r_2 + r_1) \cos(\varphi_K - \varphi - \varepsilon) + J_0 r_1 \cos(\varphi_0 - \varphi_K)}{E_{K_2} \cos \varphi_K}. \quad (72)$$

Man kann aus dieser Gleichung den Übersetzungsfehler ermitteln, wenn die darin auftretenden Größen der Widerstände der Sekundär- und Primärwicklung, r_2 und r_1 , die Winkel φ_K , φ , φ_2 und der Leerlaufstrom J_0 bekannt sind. Die Kenntnis des Fehlwinkels ε ist für diese Rechnung nicht erforderlich und es kann in der Gleichung ε gleich Null gesetzt werden. Für $z_1 \neq z_2$, wie dies in der Praxis der Fall ist, muß man die Widerstände auf die gleiche Wicklung reduzieren. Es ist bequem, die Rechnung auf die Niedervoltwicklung (etwa 110 V) zu beziehen. Die Gleichung (72) ändert sich folgendermaßen:

$$F_{\text{U}} = 100 \frac{J_2 \left\{ r_2 + r_1 \left(\frac{z_2}{z_1} \right)^2 \right\} \cos(\varphi_K - \varphi) + J_0 r_1 \left(\frac{z_2}{z_1} \right)^2 \cos(\varphi_0 - \varphi_K)}{E_{K_2} \cos \varphi_K} \quad \text{in \%} \quad (73)$$

Wie man sieht, ist der Fehler durch die Ohmschen Widerstände, durch die Kurzschlußimpedanz bzw. φ_K und durch die Magnetisierungsgrößen (J_0 und φ_0) bestimmt. Im Gegensatz zum Stromwandler sind beim Spannungswandler die Spannungsabfälle in beiden Wicklungen zu beachten.

Für den Fehlwinkel erhält man aus der Abb. 115 folgende Beziehungen. Es ist

$$\text{tg } \varepsilon = \frac{AA'}{OA'} \cong \frac{AA'}{E_{K_2}}$$

und

$$AA' = CC' - AC \sin(\varphi_0 - \varphi_K),$$

$$CC' = DC \sin(\varphi_K - \varphi - \varepsilon) = \frac{GC}{\cos \varphi_K} \sin(\varphi_K - \varphi - \varepsilon),$$

$$AC = \frac{AB}{\cos \varphi_K}.$$

Setzt man die erhaltenen Werte in die Gleichung für $\text{tg } \varepsilon$ ein und führt man wieder die Widerstände r_1 und r_2 ein, so erhält man für den Fehlwinkel folgende Gleichung:

$$\varepsilon = \frac{J_2 \left\{ r_2 + r_1 \left(\frac{z_2}{z_1} \right)^2 \right\} \sin(\varphi_K - \varphi) - J_0 r_1 \left(\frac{z_2}{z_1} \right)^2 \sin(\varphi_0 - \varphi_K)}{0,00029 \cdot E_{K_2} \cos \varphi_K} \quad \text{in Min.} \quad (74)$$

Der Fehlwinkel ist positiv, wenn der umgeklappte sekundäre Spannungsvektor E_{K_2} dem primären Vektor E_{K_1} voreilt und negativ bei einer Nacheilung. Dieser Definition wird in der Formel (74) durch das Minuszeichen Rechnung getragen.

Der Übersetzungsfehler ist negativ, wenn $F_U > 0$, positiv, wenn $F_U < 0$, wobei F_U aus der Gleichung (71) zu ermitteln ist.

Aus den Gleichungen (73) und (74) lassen sich sämtliche Eigenschaften der Wandler hinsichtlich der Meßgenauigkeit ableiten. Die Gleichungen enthalten die Konstanten des Wandlers r_1 und r_2 , $\frac{z_2}{z_1}$ und $\cos \varphi_K$. Die letzte Größe ist durch das Verhältnis des Ohmschen Widerstandes zur Streuinduktivität bestimmt. Unter der Voraussetzung $z_1 = z_2$ gilt für φ_K die Beziehung

$$\operatorname{tg} \varphi_K = \frac{w(\lambda_1 + \lambda_2)}{r_1 + r_2},$$

wobei $w(\lambda_1 + \lambda_2) = \frac{E_s}{J_2}$ aus der Streuspannung E_s ermittelt wird. Letztere wird genau so wie im Transformatorbau errechnet. Der Einfluß der Größe φ_K auf die Fehler des Wandlers geht aus dem Vergleich der Diagramme in den Abb. 115 und 116 deutlich hervor. Bei einer Verkleinerung von φ_K wird der Fehlwinkel positiv. Aus dem Diagramm 120 ergibt sich für den Fehlwinkel die Beziehung

$$\operatorname{tg} \varepsilon \cong \frac{AA'}{E_{K_2}},$$

wobei sich mit Hilfe der eingezeichneten Winkel folgende Beziehung ermitteln läßt:

$$AA' = CC'' - CC'$$

$$= \frac{J_0 r_1 \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2}{\cos \varphi_K} \sin(\varphi_0 - \varphi_K) - \frac{J_2 \left\{ r_2 + r_1 \left(\frac{z_2}{z_1}\right)^2 \right\} \sin(\varphi_K - \varphi)}{\cos \varphi_K}.$$

Diese Gleichung stimmt mit derjenigen von (74) überein und ergibt einen positiven Fehlwinkel ε .

Betrachtet man die Lage der Dreiecke DGC und ABC in den Diagrammen, so sieht man, daß ein Spannungswandler im Leerlauf bereits Fehler besitzt. Bei Belastung treten weitere Fehler hinzu, und zwar liegen die Verhältnisse so, daß der Übersetzungs-

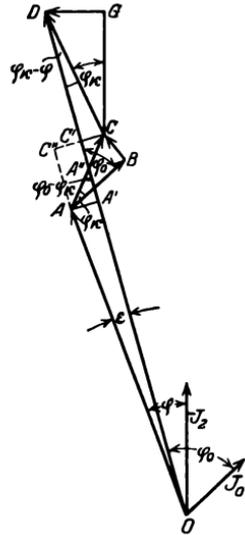


Abb. 116. Spannungswandlerdiagramm mit positivem Fehlwinkel.

fehler durch die Belastung immer größer wird, hingegen können sich die Fehlwinkel im Leerlauf und bei Belastung unter Umständen zum Teil kompensieren.

Die variablen Größen des Wandlers sind die Größen J_2 und φ , J_0 und φ_0 . Durch die letzten beiden ist der magnetische Zustand des Wandlers bestimmt. Diese Größen ergeben sich aus der Sättigung und dem Eisengewicht. Für die Liniendichte B gilt wiederum die bekannte Beziehung

$$E_{K_2} = 4,44 f z B_{\max} q 10^{-8}.$$

Wie man sieht, hängt die Größe des zweiten Summanden in den Fehlergleichungen (73) und (74) von der Sättigung ab. Um den Einfluß des Leerlaufstromes auf die Meßgenauigkeit unbedeutend zu machen, verwendet man heute für Spannungswandler hochlegiertes Blech und legt der Bemessung des Kernes eine Liniendichte von 6000—8000 zugrunde. Es ist selbstverständlich, daß bei der Schichtung auf gute Fugen geachtet werden muß.

Der erste Summand in den Fehlergleichungen wächst bei gegebener Phasenverschiebung φ proportional mit dem Belastungsstrom J_2 . Hieraus ergibt sich die wichtige Tatsache, daß die Fehlerkurven als Funktionen der Belastung gerade Linien sind. Aus den Gleichungen (73) und (74) ergibt sich der in der Abb. 117, 118 als Funktion des Belastungsstromes dargestellte Verlauf des Übersetzungsfehlers und des Fehlwinkels. Die Belastung (Bürde) wird gewöhnlich in Voltampere angegeben. Da wir beim Spannungswandler mit einer praktisch konstanten Spannung rechnen können, so ist die Bürde, wie beim Transformator, durch den Strom gegeben. Die Phasenverschiebung im Belastungskreis φ übt gleichfalls einen Einfluß auf die Fehler aus. Aus den Gleichungen (73) und (74) geht folgendes Verhalten in bezug auf die Phasenverschiebung hervor. Solange $\varphi < \varphi_K$ ist, wird bei einer Vergrößerung der Phasenverschiebung der Fehlwinkel kleiner, der Übersetzungsfehler größer. Bei großer Phasenverschiebung.

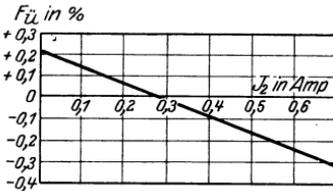


Abb. 117.

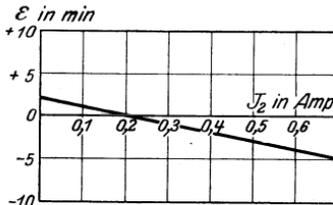


Abb. 118.

$\varphi_K < \varphi < 90^\circ$ wird der Übersetzungsfehler kleiner, der Fehlwinkel dagegen größer. Im Leerlauf hat der Spannungswandler einen geringen positiven Fehlwinkel. Dies geht aus der Gleichung (74) für $J_2 = 0$ und aus dem Diagramm (Abb. 116) hervor. Dieser Fehlwinkel wird bei zunehmender Belastung negativ. Der Übersetzungsfehler im Leerlauf wird bei einem Spannungswandler, der nach dem theoretischen Übersetzungsverhältnis gewickelt ist, negativ ausfallen. Da dieser Fehler bei Belastung größer wird, so wird man beim Spannungswandler durch eine Windungskorrektur, ähnlich wie beim Stromwandler, den Fehler zu verteilen suchen, und zwar geschieht dies beim Spannungswandler auf folgende Art. Man vermindert die Windungszahl der Hochvoltwicklung um etwa 0,3% und erreicht dadurch im Leerlauf einen Plusfehler von etwa 0,3%, der dann bei Belastung nahezu Null wird.

Wir wollen für einen Spannungswandler, von dem die wichtigsten Größen durch Messung und Rechnung bekannt sind, die Fehler nach den Gleichungen (73) und (74) ermitteln.

Der Wandler ist für 50 Perioden und übersetzt 45000/110 V. Die Wicklungen haben folgende Widerstände:

$$r_1 = 41190 \Omega, \quad r_2 = 0,2764 \Omega.$$

Die Kurzschlußspannung beträgt bei 50 Perioden bei einem Strom $J_2 = 0$, 91 Amp. auf der Niedervoltseite 0,50 V. Hiernach ergibt sich eine Kurzschlußimpedanz von 0,55 Ω . Die Ohmsche Komponente dieser Impedanz beträgt

$$\begin{aligned} r_1 \left(\frac{z_2}{z_1} \right)^2 + r_2 &= 41190 \left(\frac{45000}{110} \right)^2 + 0,2764 \\ &= 0,2460 + 0,2764 = 0,5224 \Omega. \end{aligned}$$

Demnach erhält man für $\cos \varphi_K$ den Wert

$$\cos \varphi_K = \frac{0,5224}{0,550} = 0,952$$

und

$$\varphi_K = 17^\circ 50'.$$

Den Wert für φ_K erhält man beim Entwurf durch Errechnung der Streuinduktivität. Wie im Transformatorenbau, so macht man hier von der Rogowskischen Formel Gebrauch.

Die Streuinduktivität war durch die Gleichung

$$\lambda_1 + \lambda_2 = 4\pi\kappa z^2 \frac{U}{h} \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) 10^{-9} \text{ in Henry}$$

gegeben.

Wir sind mit dieser Formel und mit den darin vorkommenden Größen bereits aus der Stromwandlertheorie vertraut. Der eine Unterschied besteht allerdings, nämlich der, daß hier die primäre und die sekundäre Streuung berücksichtigt werden müssen. In der Abb. 119 sind die in Frage kommenden Abmessungen für den Spannungswandler eingezeichnet. Der Rogowskische Faktor κ wird in diesem Falle

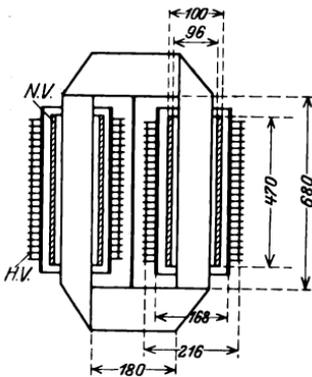


Abb. 119.

$$\begin{aligned} \kappa &= 1 - \frac{\delta + A_1 + A_2}{\pi h} \\ &= 1 - \frac{34 + 24 + 2}{\pi \cdot 470} = 0,96. \end{aligned}$$

Die Streuinduktivität pro Schenkel mit 82 Windungen ergibt sich zu

$$\frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2} = 4\pi \cdot 0,96 \cdot 82^2 \frac{41,8}{47} (3,4 + 0,86) \cdot 10^{-9} = 30,7 \cdot 10^{-5} \text{ Henry}$$

und der Winkel φ_K wird entsprechend

$$\operatorname{tg} \varphi_K = \frac{w\lambda_1 + w\lambda_2}{r_1 \left(\frac{z_2}{z_1} \right)^2 + r_2} = \frac{0,1930}{0,5224} = 0,370,$$

$$\varphi_K = 20^\circ 20'$$

(aus der Kurzschlußmessung $17^\circ 50'$).

Während die Bemessung und Anordnung der Wicklung die Größen r_1 , r_2 und φ_K bestimmt, ergeben sich die anderen in den Fehlergleichungen (73) und (74) auftretenden Größen J_0 und φ_0 durch die Wahl der Sättigung und die Bemessung des Eisenkernes. Für den gewählten Wandler, dessen Kern aus 0,35 mm starken hochlegierten Blechen hergestellt ist, gilt die folgende Zusammenstellung.

	Gewicht in kg	Quer- schnitt in cm ²	B_{\max}	Voltamp. pro kg	Watt pro kg	Voltamp.	Watt
Schenkel . . .	48,0	42,0	7000	2,05	0,79	98,3	38,0
Joche	9,2	54,8	5500	1,2	0,5	11,0	4,6
Total	57,2	—	—	—	—	109,3	42,6

Aus diesen Werten ergeben sich bei 110 V für J_0 und $\cos \varphi_0$ folgende Werte:

$$J_0 = \frac{109,3}{110} = 0,994 \text{ Amp.},$$

$$\cos \varphi_0 = \frac{42,6}{109,3} = 0,39.$$

Am Wandler wurden durch Messung folgende Werte festgestellt.

$$J_0 = 0,85 \text{ Amp.},$$

$$\cos \varphi_0 = \frac{45}{110 \cdot 0,85} = 0,483.$$

Daß zwischen der Rechnung und den Meßergebnissen Unterschiede bestehen, liegt in der Natur der Kernfabrikation. Da die Fehler bei Spannungswandlern äußerst gering sind, und die Magnetisierungsgrößen nur einen Bruchteil des Fehlers ausmachen, so haben die obigen Unterschiede für die Ermittlung der Fehler praktisch keine große Bedeutung. In folgender Tabelle sind die Fehler, die sich auf Grund der Gleichungen (73) und (74) ergeben, zusammengestellt.

Fehlertabelle für einen AEG-Spannungswandler.
FWM 50000.

	Voltampere	$\cos \varphi$	Fehlwinkel in Min.	Übersetzungs- fehler in %
Leerlauf	—	—	+ 4,6	-0,15
Belastet	30	1	+ 3,2	-0,28
	30	0,5	+ 7,7	-0,25
	100	1	- 0,2	-0,58
	100	0,5	+15,0	-0,48

Abb. 120 zeigt den Fehlerverlauf in Funktion der Belastung.

Die Übersetzungsfehler liegen auf der negativen Seite, da sie doch aus der theoretischen Rechnung gewonnen sind. Praktisch wird, wie bereits früher erwähnt, eine Abgleichung durch Verminderung der Hochvoltwindungszahl vorgenommen. Bei obigem Wandler wird durch eine Verminderung der Hochvoltwindungs-

zahl um 0,3% der Übersetzungsfehler im Leerlauf + 0,15% und bei 100 Voltampere —0,28%. Wie man sieht, kann man bei Spannungswandlern ohne Aufwand besonderer Mittel geringe Fehler erzielen. Die für die Beglaubigung der Wandler der Klasse *E* zugelassenen Fehler sind aus diesen Gründen kleiner als bei Stromwandlern der gleichen Klasse. Wir führen die amtlichen Vorschriften der Vollständigkeit halber hier an:

1. Für Spannungen von 0,8 bis 1,2 des Nennwertes darf der Übersetzungsfehler $\pm 0,5\%$, der Fehlwinkel ± 20 Minuten nicht überschreiten.

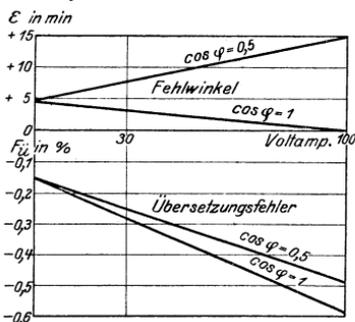


Abb. 120. Übersetzungsfehler und Fehlwinkel des AEG Spannungswandlers FWM 50000.

2. Die Nennleistung des Sekundärkreises eines Spannungswandlers darf nicht weniger als 30 Voltampere betragen.

Diese Bedingungen lassen sich, wie gesagt, bei Spannungswandlern leicht erfüllen. Eine weitere Verminderung der Fehler ist technisch auch leicht zu erreichen. Es ist lediglich eine Kostenfrage, da man durch Mehraufwand von Eisen und insbesondere von Kupfer

die Fehler des Wandlers reduzieren kann. Eine Erhöhung des Eisenquerschnittes vermindert die Sättigung und demzufolge den Magnetisierungsstrom, hat aber andererseits infolge der Erhöhung der Windungslänge eine Erhöhung des Ohmschen Widerstandes der Windungen zur Folge, und wie wir aus den Gleichungen (73) und (74) gesehen haben, hat der Ohmsche Widerstand für die Größe der Fehler entscheidende Bedeutung. Der Ohmsche Widerstand wird verkleinert durch Erhöhung des Stromvolumens bzw. durch Vergrößerung des Kupferquerschnittes. Ebenso wie im Transformatorenbau, ist auch hier die Bemessung des Kupfers mit der Bemessung des Eisenkerns eng verkettenet. Die Erhöhung des Stromvolumens zieht die Erweiterung des Wickelraumes nach sich. Letzteres bedeutet eine Fenstererweiterung, und da mit dieser eine Verlängerung der Kraftlinienwege sich ergibt, so ist dies (im Gegensatz zur Querschnittserhöhung) eine nachteilige Eisenvermehrung. Diese muß mit in Kauf genommen werden, da sie vom Vorteil der reichlicheren Bemessung des Kupfers übertroffen

wird. Bei dem hier berechneten Spannungswandler ergibt sich bei einem Eisengewicht von 57,2 kg, ein Kupfergewicht von 8,4 kg. Beim Leistungstransformator beträgt das Kupfergewicht $\frac{1}{2}$ bis $\frac{1}{4}$ des Eisengewichtes. Wir hatten bereits eingangs den Spannungswandler als Transformator mit schwacher Kupferausrüstung charakterisiert und sehen jetzt, wie sehr dies zutrifft. Dabei hat der Wandler eine ganz geringe spezifische Strombelastung. Bei einer Leistung von 100 Voltampere, bei welcher der Wandler den Bedingungen der Klasse *E* noch genügt, haben die Wicklungen folgende Stromdichte:

$$j_{\text{Hochvolt}} = 0,113 \text{ Amp./mm}^2,$$

$$j_{\text{Niedervolt}} = 0,295 \text{ Amp./mm}^2.$$

Vergleicht man diese Werte mit der bei Transformatoren üblichen Stromdichte von 3 bis 4 Amp./mm², so sieht man, wie wenig das Kupfer im Spannungswandler ausgenutzt wird. Dies ergibt sich aus der Anforderung an die Meßgenauigkeit. Bei der Hochvoltwicklung wird man aus mechanischen Gründen keinen allzu schwachen Draht verwenden, in der Regel nicht unter 0,15 mm im Durchmesser. Infolge dieser schwachen Beanspruchung des Kupfers sind Spannungswandler in weitem Maße überlastbar, insbesondere trifft dies für Ölspannungswandler zu, die heute für höhere Betriebsspannungen wohl allein in Frage kommen. Es ist klar, daß darunter die Meßgenauigkeit zu leiden hat, und zwar geht diese, wie wir gesehen haben, proportional mit dem Belastungsstrom zurück, thermisch aber kann ein Ölwan- dler eine Überlastung ohne Schaden vertragen.

Die Betrachtungen, die hier für den Einphasenwandler angestellt wurden, lassen sich auf den Drehstromwandler übertragen. In den Leerlaufströmen der drei Phasen tritt bekanntlich, wegen der Unsymmetrie des Drehstromkernes, eine Ungleichheit auf, indem der Strom in der mittleren Phase kleiner ausfällt. Im Hinblick auf das Endresultat lohnt es sich nicht, diese Unsymmetrie in die Fehlerberechnung mit einzubeziehen. Man kann auch beim Drehstromwandler in der uns bekannten Art den Leerlaufstrom auf Grund der Gewichtszahlen und des Voltampereverbrauchs angenähert ermitteln und diesen Wert für die Fehlergleichungen (73) und (74) verwenden. Ausgeführte Rechnungen zeigen, daß die Resultate mit den Meßergebnissen gut übereinstim-

men. Wir wollen nun noch auf einen Punkt hinweisen, dem in der Meßtechnik des Spannungswandlers eine große Bedeutung zukommt, nämlich der Verwendung des Spannungswandlers bei geringeren Spannungen. Solange diese nicht stark vom Nennwerte abweichen, sind die Änderungen im Verhalten des Wandlers unwesentlich. Anders wird es, sobald man auf Bruchteile der Nennspannung heruntergeht. Die Fehler nehmen umgekehrt proportional mit der Spannung zu. Dieses Verhalten erklärt sich folgendermaßen. Der Strom, der einem Spannungswandler entnommen wird, ist durch den Stromverbrauch der angeschlossenen Apparate gegeben. Verwendet man z. B. einen Wandler 10000/110 V zur Messung einer Spannung von 3000 V, so wird man sekundärseitig ein Voltmeter mit geringem Spannungsbereich, aber praktisch normalem Stromverbrauch verwenden. Die Spannungsabfälle im Wandler sind durch diesen Strom bedingt. Wir halten uns am besten an die Gleichung (73) und erkennen, daß für den hier in Frage kommenden Fall der erste Summand des Zählers konstant bleibt, während der Nenner mit der heruntergehenden Spannung kleiner wird. Die gleichen Spannungsabfälle werden auf eine geringe Spannung bezogen, daher die zunehmenden Fehler. Nun wird der Leerlaufstrom (der zweite Summand des Zählers) entsprechend der geringeren Spannung zurückgehen. Wir haben bereits gesehen, daß der Leerlaufstrom den geringeren Einfluß auf die Fehler hat. Dazu kommt noch hinzu, daß der Leerlaufstrom, wie dies aus den Magnetisierungskurven hervorgeht, bei geringerer Sättigung relativ mehr ins Gewicht fällt als dies bei der für Spannungswandler normalen Sättigung der Fall ist.

III. Spannungswandler mit magnetischem Rückschluß.

Der von der Erdschlußkontrolle her bekannte Spannungswandler mit fünfschenkligem Kern (siehe Abb. 121 und 122) besitzt bemerkenswerte Eigenschaften, auf die wir hier näher eingehen wollen. Die Hoch- und Niedervoltentwicklung sind in Stern geschaltet, und der jeweilige Nullpunkt der Wicklung ist herausgeführt. Abb. 123 zeigt die Anordnung der Wicklung auf dem Kern. Der vierte und fünfte Schenkel bekommen je eine Hilfs-

wicklung. Diese Spulen sind in bezug auf den Fluß gegeneinander geschaltet. Das Diagramm in Abb. 124 zeigt die Flußverteilung im fünfschenkigen Kern. Im vierten und fünften Schenkel bilden sich Flüsse aus, die entgegengesetzte Richtung haben. Wenn man durch Projektion auf eine Zeitachse Momentbilder für die Flußverteilung bestimmt (Abb. 125), so sieht man, daß die Flüsse, im vierten und fünften Schenkeln in jedem Moment entgegengesetzt gerichtet sind. Für die drei Hauptschenkel, die von einem Drehstromsystem erregt werden, muß, wie beim gewöhnlichen dreischenkigen Kern, die Summe der Flüsse in jedem Moment gleich Null sein. Die drei Flüsse bilden ein geschlossenes Dreieck. Für die Knotenpunkte erhält man nach dem Kirchhoffschen Satz die Verzweigungsgleichungen für die magnetischen Flüsse. Diese Verhältnisse werden durch das Diagramm der Flüsse (Abb. 124) dargestellt. Im normalen Betrieb wird bei der geschilderten Flußverteilung die Spannung an den Klemmen der Hilfswicklung Null sein (hierbei sehen wir von höheren Harmonischen in den Flüssen ab). Der Nullpunkt der Hochvoltwicklung ist fest geerdet und deshalb wird im Erdschluß einer Phase

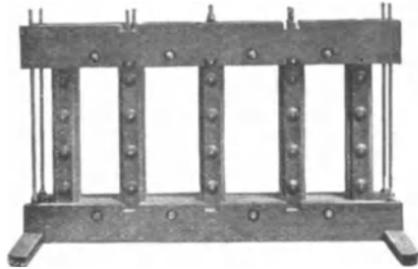


Abb. 121. Kern eines AEG FDJ Wandlers.

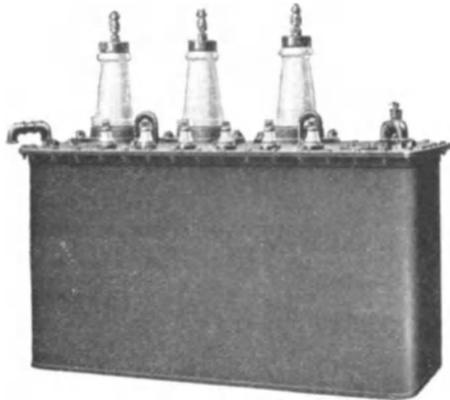


Abb. 122. AEG Wandler FDJ 35 mit fünfschenkligem Kern.

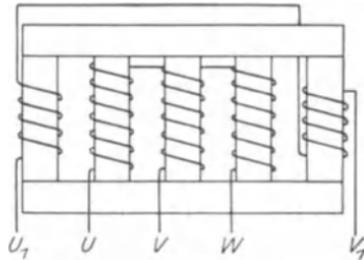


Abb. 123. Anordnung der Wicklung bei einem fünfschenkigen Wandler.

Der Nullpunkt der Hochvoltwicklung ist fest geerdet und deshalb wird im Erdschluß einer Phase

ein Schenkel spannungslos, und der magnetische Rückschluß muß über den vierten und fünften Schenkel erfolgen. Das Diagramm der Flüsse bei Erdschluß ist in Abb. 126 dargestellt, Phase V habe Erdschluß, der Rückfluß beträgt den $\sqrt{3}$ fachen

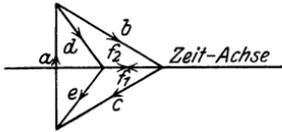


Abb. 124. Flußverteilung im fünfschenkigen Kern.

Wert des Schenkelflusses und verteilt sich auf den vierten und fünften Schenkel.

Man bewickelt deshalb die Außenschenkel mit je $\frac{z}{\sqrt{3}}$ -Windungen, wenn z

die Windungszahl der Hauptschenkel ist, und erhält bei Erdschluß an den Klemmen der Hilfswicklung nur angenähert die verkettete Niedervoltspannung, da ein geringer Teil des Rückflusses auch durch den kurzgeschlossenen Schenkel geht. Durch eine Erhöhung der Windungszahl der Hilfswicklung um etwa 10%

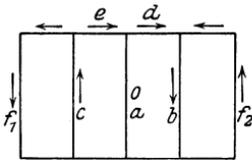


Abb. 125. Flußverteilung im Zeitmoment, in dem $a = 0$ ist.

die Spannung auf den gewünschten Betrag erhöht werden. An die Hilfswicklung wird gewöhnlich die Spannungsspule eines Erdschlußrelais angeschlossen. Man kann mit dieser Spannung auch direkt eine Erdschlußanzeigevorrichtung betätigen.

Der Wandler mit magnetischem Rückschluß wird auch in anderer Beziehung zur Erdschlußkontrolle verwendet, nämlich indem die Spannungen gegen Erde gemessen werden. Zu diesem Zweck eignet sich ein Wandler ohne magnetischen Rückschluß nicht. Würde man den Nullpunkt der Hochvoltwicklung eines gewöhnlichen Drehstromwandlers dauernd erden, so hat der Fluß im Erdschlußfalle keinen Rückschluß im Kern und wird gezwungen sein sich über den Kasten zu schließen. Durch die Magnetisierung des Kastens entstehen zusätzliche Verluste, die zu einer unzulässigen

Erwärmung führen können. Diese Schwierigkeit ist nicht vorhanden, wenn drei Einphasenwandler verwendet werden.

Bei der Erdschlußkontrolle mittels dreier Voltmeter, die die Spannung gegen Erde anzeigen, beobachtet man oft eine Un-

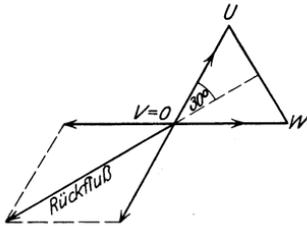


Abb. 126. Flußdiagramm bei Erdschluß.

erwärmung führen können. Diese Schwierigkeit ist nicht vorhanden, wenn drei Einphasenwandler verwendet werden.

Bei der Erdschlußkontrolle mittels dreier Voltmeter, die die Spannung gegen Erde anzeigen, beobachtet man oft eine Un-

erwärmung führen können. Diese Schwierigkeit ist nicht vorhanden, wenn drei Einphasenwandler verwendet werden.

symmetrie in den Spannungsanzeigen, die keineswegs, wie dies zunächst angenommen wird, auf eine Unsymmetrie im fünfschenkigen Wandler zurückzuführen ist. Der Grund hierfür liegt in der kapazitiven Unsymmetrie der drei Phasen gegen Erde, die eine unsymmetrische Potentialbildung gegen Erde zur Folge hat. Der Wandler gibt niedervoltseitig das Spiegelbild der Spannungsvektoren auf der Hochvoltseite richtig wieder, und wenn Spannungsdifferenzen in den Voltmeteranzeigen vorhanden sind, so sind diese bei einem fehlerfreien Wandler auf tatsächliche Verschiedenheiten der Spannungen gegen Erde zurückzuführen. Aus dieser Unsymmetrie, die oft 10 bis 15% beträgt, kann keineswegs auf einen Fehler in der Isolation der Anlage geschlossen werden. Beim Erdschluß geht das eine Voltmeter auf Null zurück, bei fehlerhaftem Zustand der Isolation einer Phase, ist das Gleichgewicht der Spannungen stark gestört. Was die verketteten Spannungen anbelangt, so wird ihre Anzeige von der Verschiebung der Spannungen gegen Erde nicht berührt. Selbst im Erdschlußfalle werden alle drei verketteten Spannungen richtig angezeigt. Für eine Leistungsmessung nach der 2-Wattmetermessung bleibt es gleichgültig, ob ein normaler dreischenkiger oder ob ein fünfschenkiger Wandler verwendet wird. Im Erdschlußfalle kann die 2-Wattmetermethode zu Fehlmessungen führen, einwandfrei ist in diesem Falle nur die 3-Wattmetermethode.

In der Meßgenauigkeit steht der Wandler mit magnetischem Rückschluß dem normalen Drehstromwandler nicht nach.

IV. Messungen mit und an Spannungswandlern.

1. Der durch Wandler bedingte Fehler bei einer Leistungsmessung in der Drehstromschaltung¹.

Wir haben bereits früher den Meßfehler, der sich aus den Fehlwinkeln und den Übersetzungsfehlern der Stromwandler bei Leistungsmessungen nach der 2-Wattmetermethode ergibt, ermittelt und Formeln (54 bis 57) zur Errechnung des Fehlers abgeleitet. Die Abb. 127 stellt das allgemeine Schaltungsschema einer Drehstrommeßgruppe mit zwei Stromwandlern und zwei Spannungswandlern dar. Die beiden Einphasenspannungswandler

¹ Goldstein, Bull. des Schweiz. Elektr. Vereins 1920, Heft 11.

können durch einen einzigen Drehstromwandler ersetzt werden. Die Betrachtungen für die Fehlerermittlung bei Spannungswandlern sind ähnlich denen, die für Stromwandler durchgeführt

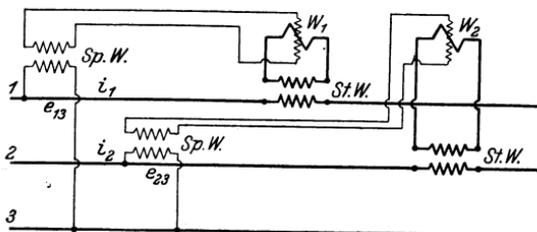


Abb. 127.

wurden und führen zu folgenden Resultaten.

Wir bezeichnen die infolge der Fehlwinkel ε_1 und ε_2 der Spannungswandler verschobenen Span-

nungsvektoren mit E'_{13} und E'_{23} . Ihre Lage ist in der Abb. 128 dargestellt. Von den Übersetzungsfehlern der Wandler sehen wir zunächst ab und erhalten für den gemessenen Effekt folgende Gleichung:

$$P = J_1 E'_{13} \cos(30 - \varphi - \varepsilon_1) + J_2 E'_{23} \cos(30 + \varphi + \varepsilon_2).$$

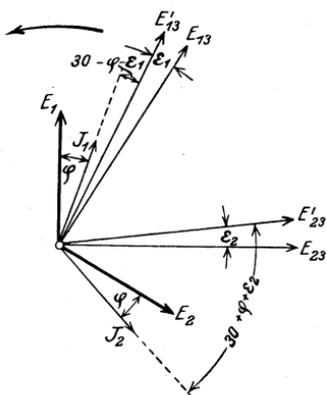


Abb. 128.

Der „Sollwert“ ist durch die Gleichung

$$\begin{aligned} P_s &= J_1 E_{13} \cos(30 - \varphi) \\ &+ J_2 E_{23} \cos(30 + \varphi) \\ &= JE \sqrt{3} \cos \varphi \end{aligned}$$

gegeben. Da wir zunächst die Annahme

$$E_{13} = E'_{13}, \quad E_{23} = E'_{23}$$

machen, so ergibt sich folgende Fehlergleichung

$$\frac{P - P_s}{P_s} =$$

$$\frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \{ [\cos(\varphi + \varepsilon_1) - \cos \varphi] + [\cos(\varphi + \varepsilon_2) - \cos \varphi] \} + \frac{1}{2} \{ \sin(\varphi + \varepsilon_1) - \sin(\varphi + \varepsilon_2) \}}{\sqrt{3} \cos \varphi}$$

Diese Gleichung läßt sich nach einer Umformung und nach Vernachlässigung der kleinen Größen zweiter Ordnung auf die folgende Form bringen:

$$\frac{P - P_s}{P_s} = -\frac{1}{2} \operatorname{tg} \varphi (\sin \varepsilon_1 + \sin \varepsilon_2) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2}.$$

Analog wie in den Fehlerformeln bei Stromwandlern werden die Winkel ε_1 und ε_2 in Minuten ausgedrückt. Man erhält für den Fehler in Prozenten folgenden Ausdruck

$$A_\varepsilon = \frac{P - P_s}{P_s} 100\% = -0,0291 \operatorname{tg} \varphi \frac{\varepsilon'_1 + \varepsilon'_2}{2} + 0,0168 \frac{\varepsilon'_1 - \varepsilon'_2}{2}. \quad (75)$$

Diese Formel kann mit der entsprechenden Formel (54) für Stromwandler zusammengefaßt werden, und man erhält für den resultierenden Fehler, der von den Fehlwinkeln der Strom- und Spannungswandler herrührt, folgenden Wert:

$$A_{\delta+\varepsilon} = 0,0291 \operatorname{tg} \varphi \frac{\delta'_1 + \delta'_2 - \varepsilon'_1 - \varepsilon'_2}{2} + 0,0168 \frac{\delta'_2 - \delta'_1 + \varepsilon'_1 - \varepsilon'_2}{2}. \quad (76)$$

Aus dieser Gleichung sieht man, daß bei gleichsinnigen Fehlwinkeln die Fehlwinkel der Spannungswandler den resultierenden Fehler vermindern. Praktisch sind immer die Fehlwinkel der Stromwandler ausschlaggebend, da diejenigen der Spannungswandler gering sind.

Wir wollen jetzt zur Verallgemeinerung der Fehlerformel übergehen und auch die Übersetzungsfehler der Spannungswandler in die Betrachtung mit einbeziehen. Wir bedienen uns dabei der im Abschnitt III₂ eingeführten Bezeichnungen, die wir auf Spannungswandler folgendermaßen erweitern. Es seien

e_{13} , e_{23} die tatsächlichen Sekundärspannungen,

E_{13} , E_{23} die tatsächlichen Primärspannungen,

u_{13} , u_{23} das tatsächliche Übersetzungsverhältnis der Spannungen,

$u_{13\text{id}}$, $u_{23\text{id}}$ das ideale Übersetzungsverhältnis,

E'_{13} , E'_{23} die primären Spannungen, die sich aus dem idealen Übersetzungsverhältnis und den sekundären Spannungen ergeben.

Mit diesen Bezeichnungen gelten folgende Beziehungen.

$$\begin{aligned} \frac{E_{13}}{e_{13}} &= u_{13}, & \frac{E_{23}}{e_{23}} &= u_{23}, \\ \frac{E'_{13}}{e_{13}} &= u_{13\text{id}} = \frac{u_{13}}{c_{13}}, & \frac{E'_{23}}{e_{23}} &= u_{23\text{id}} = \frac{u_{23}}{c_{23}}, \end{aligned}$$

wo c_{13} und c_{23} die Korrektionsfaktoren der Übersetzungsverhältnisse bedeuten. Aus obigen Beziehungen folgt auch:

$$\frac{E_{13}}{E'_{13}} = c_{13} \cdot \quad \frac{E_{23}}{E'_{23}} = c_{23} \cdot$$

In den Spannungsdifferenzgleichungen

$$E'_{13} - E_{13} = \Delta E_{13} \quad \text{und} \quad E'_{23} - E_{23} = \Delta E_{23}$$

sind die Größen ΔE_{13} , $\Delta E_{23} > 0$, wenn c_{13} , $c_{23} < 1$, und umgekehrt ist für $\Delta E_{13} < 0$, $c_{13} > 1$.

Unter der Voraussetzung, daß sämtliche Fehlwinkel

$$\delta_1 = \delta_2 = \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0,$$

läßt sich der Fehler, der auf ungenaue Übersetzungsverhältnisse zurückzuführen ist, folgendermaßen ermitteln.

Der Sollwert des gemessenen Effekts ist durch den Ausdruck

$$P_s = J_1 E_{13} \cos(30 - \varphi) + J_2 E_{23} \cos(30 + \varphi) = JE \sqrt{3} \cos \varphi$$

gegeben.

Der gemessene Effekt P wird

$$P = J'_1 E'_{13} \cos(30 - \varphi) + J'_2 E'_{23} \cos(30 + \varphi)$$

und der Fehler

$$\left. \begin{aligned} \frac{P - P_s}{P_s} 100\% &= \frac{J'_1 E'_{13} - J_1 E_{13}}{J_1 E_{13}} \frac{\cos(30 - \varphi)}{\sqrt{3} \cos \varphi} + \frac{J'_2 E'_{23} - J_2 E_{23}}{J_2 E_{23}} \frac{\cos(30 + \varphi)}{\sqrt{3} \cos \varphi} \\ &= \left\{ \left(\frac{1}{c_1 c_{13}} - 1 \right) \left(\frac{1}{2} + \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}} \right) + \left(\frac{1}{c_2 c_{23}} - 1 \right) \left(\frac{1}{2} - \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}} \right) \right\} 100\% . \end{aligned} \right\} (77)$$

Diese Gleichung ist eine Erweiterung der für Stromwandler abgeleiteten Gleichung (56). Und schließlich ergibt die Zusammenfassung der Gleichungen (76) und (77) die allgemeine Fehlergleichung, die folgendermaßen lautet:

$$\left. \begin{aligned} \frac{P - P_s}{P_s} 100\% &= \sum \Delta_{\delta + \varepsilon} + \Delta_{J_{\bar{u}} + F_{\bar{u}}} \\ &= 0,0291 \operatorname{tg} \varphi \frac{\delta'_1 + \delta'_2 - \varepsilon'_1 - \varepsilon'_2}{2} + 0,0168 \frac{\delta'_2 - \delta'_1 + \varepsilon'_1 - \varepsilon'_2}{2} \\ &+ 100 \left\{ \left(\frac{1}{c_1 c_{13}} - 1 \right) \left(\frac{1}{2} + \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}} \right) + \left(\frac{1}{c_2 c_{23}} - 1 \right) \left(\frac{1}{2} - \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2\sqrt{3}} \right) \right\} . \end{aligned} \right\} (78)$$

2. Untersuchungen an Spannungswandlern.

Wie wir bereits gesehen haben, werden die Unterlagen für die Ermittlung der Fehler der Spannungswandler aus Versuchen und Messungen gewonnen, die in Transformatorenprüffeldern üblich sind. Es sind dies der Leerlauf- und der Kurzschlußversuch. Der erste liefert den Leerlaufstrom und $\cos \varphi_0$, der zweite die Kurz-

schlußspannung und $\cos \varphi_K$. Schließlich ergibt die Messung der Widerstände der Wicklungen die Ohmschen Spannungsabfälle und man ist auf Grund der Meßergebnisse in der Lage, das Diagramm des Spannungswandlers zu konstruieren. Praktisch wird man diese Konstruktion nur in seltenen Fällen durchführen, sondern man wird auf Grund der Gleichungen (73) und (74) die Übersetzungsfehler und die Fehlwinkel ermitteln. Es ist klar, daß der Leerlauf- und Kurzschlußversuch mit großer Genauigkeit ausgeführt werden müssen. Im Gegensatz zu den Stromwandleruntersuchungen können diese Untersuchungen an Spannungswandlern mit technischen Zeigerinstrumenten ausgeführt werden, da man die Strom- und Leistungsmessung auf der Niedervoltseite des Wandlers ausführen kann.

Für die direkte Ermittlung der Fehler bei Spannungswandlern hat die P. T. R. im Jahre 1917 eine Kompensationsschaltung angegeben, die grundsätzlich gleichartig mit derjenigen für Stromwandler (s. S. 105) ist. Doch erfordert die Spannungswandlermeßeinrichtung, wie dies aus der Abb. 129 hervorgeht, die

Anwendung neuer Apparate. Es ist vor allem eine Hochspannungsmßeinrichtung mit einer Brückenschaltung im unteren an Erde liegendem Teil. Eine Teilspannung der Hochspannung wird nach Größe und Phase mit der Spannung der Niedervoltwicklung verglichen. Die Hochspannung muß an einem Spannungsteiler abgegriffen werden, und es entsteht die Frage, ob die Teilspannung mit der gesamten Spannung phasengleich ist. Diese Aufgabe ist durch die Konstruktion von kapazitäts- und induktionsfreien Widerständen für hohe Spannungen gelöst. Das Wesentliche dieser Konstruktionen besteht darin, daß man die Induktivität unifilar gewickelter Teile durch die Kapazität, die zwischen den Wicklungsteilen besteht, aufhebt. An solchen nach besonderen Gesichtspunkten konstruierten Hochspannungsteilern wird die Spannung am Teilwiderstand R phasengleich mit der Spannung E_1

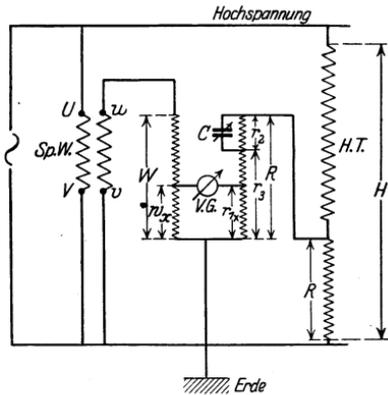


Abb. 129. Kompensationsschaltung der P. T. R.

am Gesamtwiderstand H . In der Brückenschaltung sind r_{1x} und w_x dekadisch regulierbare Präzisionswiderstände, W, R Präzisionswiderstände von konstantem Betrag, letzterer hat zwei feste Teilbeträge r_2 und r_3 , zu denen ein Drehkondensator C parallel geschaltet werden kann. Mit Hilfe des Drehkondensators wird die Phasengleichheit hergestellt, und es läßt sich, wie dies an entsprechender Stelle bei Stromwandlern gezeigt wurde, aus der parallel geschalteten Kapazität der Fehlwinkel des Spannungswandlers ermitteln. Als Nullinstrument wird das Vibrationsgalvanometer verwendet. Die Fehler des Wandlers können aus den Verhältnissen der Brückenschaltung leicht ermittelt werden. Die Ströme in den Widerständen W und R sind durch folgende Ausdrücke gegeben:

$$\begin{aligned} \text{im Widerstand } W & \quad \frac{E_2}{W}, \\ \text{,, ,, } R & \quad \frac{E_1}{2H}. \end{aligned}$$

Bei Stromlosigkeit im Galvanometer sind die Spannungen an w_x und r_{1x} einander gleich, es besteht also die Beziehung:

$$E_1 \frac{r_{1x}}{2H} = E_2 \frac{w_x}{W},$$

und hieraus ergibt sich das Übersetzungsverhältnis:

$$\ddot{U} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{2H w_x}{r_{1x} W}. \quad (78)$$

Der Übersetzungsfehler in Prozenten ergibt sich, wenn \ddot{U}_s das ideale Übersetzungsverhältnis bedeutet, aus der Beziehung:

$$F_U = \frac{\ddot{U}_s - \ddot{U}}{\ddot{U}_s} 100\%. \quad (79)$$

Für den Fehlwinkel ε folgt aus einem Stromdiagramm und ganz analogen Betrachtungen, wie sie bei Stromwandlern durchgeführt worden sind,

a) für den Fall, daß der Drehkondensator an r_2 liegt (positiver Fehlwinkel):

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \frac{r_2^2 \omega C}{2[R + (R - r_2) r_2^2 \omega^2 C^2]}, \quad (80)$$

b) für den Fall, daß der Drehkondensator an r_3 liegt (negativer Fehlwinkel):

$$\operatorname{tg} \varepsilon = -r_3 \omega C \left\{ 1 - \frac{r_3}{2[R + (R - r_3) r_3^2 \omega^2 C^2]} \right\}. \quad (81)$$

In den Formeln sind die Ausdrücke

$$(R - r_2) r_2^2 \omega^2 C^2, \quad (R - r_3) r_3^2 \omega^2 C^2$$

zu vernachlässigen gegen R . Wird C in MF ausgedrückt, und ist die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f = 314$, so erhält man für ε in Minuten:

$$\varepsilon' = 1,08 \frac{r_2^2 C}{2R}, \quad (80a)$$

$$\varepsilon' = -1,08 r_3 C \left\{ 1 - \frac{r_3}{2R} \right\}. \quad (81a)$$

Für diese Spannungswandlermessungen liefern die Firmen S. & H. und Hartmann & Braun fertige Meßeinrichtungen nach Angaben der P. T. R.

Es ist auch hier darauf hinzuweisen, daß man diese Untersuchungen nur in einem Laboratorium ausführen kann. Für Prüffelder muß eine ein fachere Meßmethode Verwendung finden. Abb. 130 zeigt eine von den Amerikanern Agnew und Fitch angegebene

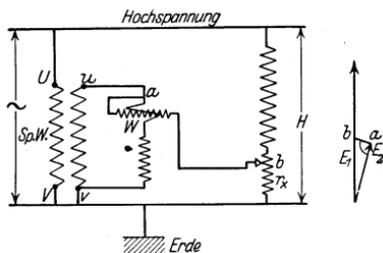


Abb. 130.

Schaltung, die vom Verfasser für Prüffeldzwecke entsprechend modifiziert wurde. Bei Spannungswandlern sind die Fehlwinkel sehr gering, und es kommt bei der Prüffeldmessung nur auf eine richtige Kontrolle des Übersetzungsverhältnisses an. Dazu ist die Kompensationsschaltung nach Abb. 130 gut geeignet. Als Nullinstrument dient ein ferrodynamisches Wattmeter, wie es bereits in der Kompensationsschaltung der Abb. 108 für Stromwandler angegeben wurde. An die Niedervoltwicklung des Wandlers wird ein induktionsfreier Widerstand von ca. 220 Ω in Serie mit der Stromspule des Wattmeters angeschlossen. Der Strommeßbereich des Wattmeters soll zweckmäßig 0,5—1 Amp. betragen. Die Bürde entspricht einer Belastung von 50 VA. Durch Parallelschaltung von bekannten Induktivitäten kann die Phasenverschiebung der Belastung eingestellt werden. In jedem Falle ist der Strom im Wattmeter mit der sekundären Klemmenspannung phasengleich. Mit Hilfe des Widerstandes r_x , der als Teil des Hochspannungswiderstandes H dekadisch abgestuft sein muß, wird reguliert, bis der Ausschlag am Wattmeter Null wird. Die

Spannungsspule ist, wie ersichtlich, an die Punkte $a-b$ angeschlossen. Spannungslosigkeit ist auch hier nicht zu erreichen, das Wattmeter zeigt keinen Ausschlag, wenn die Strecke $a-b$ im Diagramm senkrecht zur Klemmenspannung E_2 steht. Es gilt dann die Beziehung:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{r_x}{H \cos \varepsilon}. \quad (82)$$

Da bei Spannungswandlern der Fehlwinkel ε den Betrag von 10 Minuten in der Regel nicht überschreitet, so kann die obige Beziehung auch so geschrieben werden:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{r_x}{H}$$

und zur Ermittlung des Übersetzungsverhältnisses verwendet werden.

Im übrigen werden Spannungswandler wie Transformatoren geprüft. Für letztere sind die Prüfungen in den V. D. E.-Vorschriften (R. E. T. 23) festgelegt. Diese schreiben für Transformatoren die Sprungwellenprobe vor. Für Spannungswandler ist die Sprungwellenprobe zu verwerfen, und zwar aus folgenden Gründen: bei Transformatoren werden Windungsschlüsse, die bei der Sprungwellenprobe eintreten, durch die nachfolgende Windungsprobe mit doppelter Betriebsspannung festgestellt und die krankhaften Teile kenntlich gemacht. Dies trifft, wie der Verfasser aus der Prüffelderfahrung des öfteren feststellen konnte, für Spannungswandler nicht zu. Man kann an einem Spannungswandler, bei dem künstlich ein Windungsschluß hergestellt wurde, bei der Windungsprobe nichts Abnormales beobachten. Der Strom in der kurzgeschlossenen Windung ist durch den Widerstand der Windung, der bei Wandlern viel höher ausfällt als bei Transformatoren, begrenzt. Die Energie reicht nicht aus, um das Öl zu zersetzen und Gase zu bilden. Die Punktierungen, die bei der Sprungwellenprobe entstehen können, werden die Isolation der Wicklung verschlechtern, ohne daß dies im Prüffeld mit Sicherheit festgestellt werden kann.

V. Betriebssicherheit.

Der Spannungswandler ist im Betriebe weniger gefährdet als der Stromwandler, weil ersterer nicht im Zuge der Leitung liegt. Netzkurzschlüsse lassen die Spannungswandler jenseits ihres

Wirkungskreises. Gegen Überspannungen, die bei Schaltvorgängen auftreten, sind Spannungswandler durch ihre hohe Eigeninduktivität geschützt. Freilich verschonen Störungen atmosphärischen Ursprungs die Spannungswandler auch nicht. Spannungswandler sind parallel zu Energieerzeugern geschaltet, sie müssen in bezug auf Isolierfestigkeit große Sicherheit besitzen. Den Konstruktionsfirmen fällt die Aufgabe zu, für ausreichende Innenisolation und für reichlich bemessene Durchführungen Sorge zu tragen. Wicklungsdefekte treten bei Spannungswandlern selten auf. Bei einem Kurzschluß im Sekundärkreis, der längere Zeit bestehen bleibt, geht der Wandler thermisch zugrunde. Die dynamische Wirkung ist derart gering, daß Wicklungsdeformationen nicht eintreten können. Hochspannungssicherungen mit vorgeschalteten Widerständen können verhindern, daß die Zerstörung eines Wandlers die Schaltanlage in Mitleidenschaft zieht. Bei der Bemessung der Widerstände ist zweierlei zu beachten. Damit keine Meßfehler entstehen, dürfen die Widerstände nicht zu groß sein. Die Widerstände müssen andererseits für einen Kurzschlußstrom bemessen sein, der nach einigen Sekunden die Sicherungen zum Schmelzen bringt, wodurch die Trennung des fehlerhaften Wandlers vom Netz vollzogen wird.

Literaturverzeichnis.

Meßwandler.

Theorie und Berechnung.

- Keinath, G.: Untersuchungen an Meßwandlern. Dissertation. München: Wildsche Buchdruckerei 1909.
- Keinath, G.: Die Technik der elektrischen Meßgeräte. IV. E. u. F. 1921.
- Wirz, E.: Ein Beitrag zur Theorie und Berechnung der Stromwandler. Bull. Schweiz. Elektr. Vereins 1913, S. 365.
- Wirz, E.: Untersuchungen über die möglichen Fehlerquellen bei Stromwandlern. Habilitationsschrift. Berlin: Julius Springer 1917.
- Wirz, E.: Berücksichtigung der Beglaubigungsvorschriften bei der Vorausberechnung der Stromwandler. Bull. Schweiz. Elektr. Vereins 1919, S. 13.
- Agnew, P. G.: A study of the current transformer with particular reference to iron loss. Bull. Bur. of Stand. Bd. 7, Nr. 3.
- Iliovici, M.: Transformateurs d'intensité compoundés. Bull. Soc. franç. des Electr. Bd. 3. 1923.
- Wirz, E.: Theorie und Berechnung der Spannungswandler. Bull. Schweiz. Elektr. Vereins 1914, Heft 7—10.
- Möllinger, J. A.: Wirkungsweise der Motorzähler und Meßwandler. 2. Aufl. Berlin: Julius Springer 1925.

Meßtechnisches.

- Skirl, W.: Meßgeräte und Schaltungen für ∞ Leistungsmessungen. 2. Aufl. Berlin: Julius Springer 1923.
- Jaeger, W.: Elektrische Meßtechnik.
- Gruhn, K.: Elektrotechnische Meßinstrumente. 2. Aufl. Berlin: Julius Springer 1923.
- Orlich, E.: Über die Anwendung des Quadrantenelektrometers zu ∞ Messungen. ETZ 1909, S. 435, 466. Berlin: Julius Springer.
- Gewecke, H.: Strom- und Spannungswandler und die Verfahren ihrer Untersuchung. El. Kraftbetr. u. Bahnen 1914, Heft 8.
- Geyger, W.: Messungen mit dem Schleifdraht-Wechselstromkompensator. Arch. Elektrot. 1926, Heft 3. Berlin: Julius Springer.
- Schering, H. u. E. Alberti: Eine einfache Methode zur Prüfung von Stromwandlern. Arch. Elektrot. 1914, Heft 7. Berlin: Julius Springer.
- Goldstein, J.: Die Zusammensetzung der Einzelfehler der Meßwandler. Bull. Schweiz. Elektr. Vereins 1920, Heft 11; 1921, Heft 1.
- Krukowski, W. v.: Der Wechselstromkompensator. Berlin: Julius Springer 1920.
- Möllinger, J. A.: Wirkungsweise der Motorzähler und Meßwandler. 2. Aufl. Berlin: Julius Springer 1925.
-

Wirkungsweise der Motorzähler und Meßwandler mit besonderer Berücksichtigung der Blind-, Misch- und Scheinverbrauchsmessung. Für Betriebsleiter von Elektrizitätswerken, Zählertechniker und Studierende. Von Direktor Dr.-Ing. Dr.-Ing. e. h. I. A. Möllinger. Zweite, erweiterte Auflage. Mit 131 Textabbildungen. VI, 238 Seiten. 1925. Gebunden RM 12.—

Elektrotechnische Meßinstrumente. Ein Leitfaden von Oberingenieur a. D. Konrad Gruhn, Gewerbestudienrat. Zweite, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 321 Textabbildungen. IV, 223 Seiten. 1923. Gebunden RM 7.—

Meßtechnische Übungen der Elektrotechnik. Von Oberingenieur a. D. Konrad Gruhn, Gewerbestudienrat. Mit 305 Textabbildungen. VI, 177 Seiten. 1927. RM 10.50

Elektrotechnische Meßkunde. Von Dr.-Ing. P. B. Arthur Linker. Dritte, völlig umgearbeitete und erweiterte Auflage. Mit 408 Textfiguren. XII, 571 Seiten. 1920. Unveränderter Neudruck 1923. Gebunden RM 11.—

Messungen an elektrischen Maschinen. Apparate, Instrumente, Methoden, Schaltungen. Von Oberingenieur Dipl.-Ing. Georg Jahn. Fünfte, gänzlich umgearbeitete Auflage des von R. Krause begründeten gleichnamigen Buches. Mit 407 Abbildungen im Text und auf einer Tafel. VII, 394 Seiten. 1925. Gebunden RM 21.—

Meßgeräte und Schaltungen für Wechselstrom-Leistungsmessungen. Von Oberingenieur Werner Skirl. Zweite, umgearbeitete und erweiterte Auflage. Mit 41 Tafeln, 31 ganzseitigen Schaltbildern u. zahlreichen Textbildern. X, 248 Seiten. 1923. Gebunden RM 8.—

Meßgeräte und Schaltungen zum Parallelschalten von Wechselstrom-Maschinen. Von Oberingenieur Werner Skirl. Zweite, umgearbeitete und erweiterte Auflage. Mit 30 Tafeln, 30 ganzseitigen Schaltbildern u. 14 Textbildern. VIII, 140 Seiten. 1923. Gebunden RM 5.—

Vorschriftenbuch des Verbandes Deutscher Elektrotechniker. Herausgegeben durch das Generalsekretariat des VDE. Fünfte Auflage. Nach dem Stande am 1. Januar 1928. Erscheint im Februar 1928.

Hochfrequenzmeßtechnik. Ihre wissenschaftlichen und praktischen Grundlagen. Von Dr.-Ing. **August Hund**, Beratender Ingenieur. Zweite, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit etwa 270 Textabbildungen.
Erscheint im Februar 1928.

Der phasenverschobene Strom. Seine Messung und seine Verrechnung. Von Dipl.-Ing. **Richard F. Falk**, Ingenieur bei den Siemens-Schuckertwerken. Mit 52 Textabbildungen. IV, 92 Seiten. 1927.
RM 6.60

Der Wechselstromkompensator. Von Dr.-Ing. **W. v. Krukowski**. Mit 20 Abbildungen im Text und auf einem Textblatt. (Sonderabdruck aus „Vorgänge in der Scheibe eines Induktionszählers und der Wechselstromkompensator als Hilfsmittel zu deren Erforschung“.) IV, 60 Seiten. 1920.
RM 4.—

Der Drehstrom-Induktionsregler. Von Dr. sc. techn. **H. F. Schait**, Professor am kantonalen Technikum in Winterthur. Mit 165 Textabbildungen. VIII, 356 Seiten. 1927.
Gebunden RM 25.50

Elektrische Schaltvorgänge und verwandte Störungerscheinungen in Starkstromanlagen. Von Prof. Dr.-Ing. und Dr.-Ing. e. h. **Reinhold Rüdenberg**, Chefelektriker, Privatdozent, Berlin. Zweite, berichtigte Auflage. Mit 477 Abbildungen im Text und einer Tafel. VIII, 510 Seiten. 1926.
Gebunden RM 24.—

Anlaß- und Regelwiderstände. Grundlagen und Anleitung zur Berechnung von elektrischen Widerständen. Von **Erich Jasse**. Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage. Mit 69 Textabbildungen. VII, 177 Seiten. 1924.
RM 6.—; gebunden RM 7.20

Herzog-Feldmann, Die Berechnung elektrischer Leitungsnetze in Theorie und Praxis. Vierte, völlig umgearbeitete Auflage. Von Prof. **Clarence Feldmann**, Delft. Mit 485 Textabbildungen. X, 554 Seiten. 1927.
Gebunden RM 38.—

Die Transformatoren. Von Prof. Dr. techn. **Milan Vidmar**, Ljubljana. Zweite, verbesserte und vermehrte Auflage. Mit 320 Abbildungen im Text und auf einer Tafel. XVIII, 752 Seiten. 1925.
Gebunden RM 36.—

Der Transformator im Betrieb. Von Prof. Dr. techn. **Milan Vidmar**, Ljubljana. Mit 126 Abbildungen im Text. VIII, 310 Seiten. 1927.
Gebunden RM 19.—