

Elektromaschinenbau

Von

P. B. Arthur Linker

Preise der Anlagen

Die dem Buche beigegebenen Anlagen können für praktische Zwecke auch gesondert in beliebiger Auswahl direkt vom Verlage bezogen werden.

Die Anlagen 2, 5, 10 und 13 (Karteikarten) sind für diesen Sonderbezug auf kräftigem weißen Karton im Formate 10×15 cm lieferbar, die übrigen auf dem gleichen Schreibpapier wie die dem Buche beigegebenen.

<i>Anlage</i>	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	
<i>Bei Einzelbezug</i>	25	5	10	10	5	10	30	20	25	5	10	25	5	10	<i>Pfg.</i>
<i>Bei Bezug von mindestens 10 Expl.</i>	20	4	8	8	4	8	25	18	20	4	8	20	4	8	<i>Pfg.</i>

Verlagsbuchhandlung Julius Springer, Berlin W. 9

Elektromaschinenbau

Berechnung elektrischer Maschinen
in Theorie und Praxis

Von

Dr.-Ing. P. B. Arthur Linker

Privatdozent für Theoretische Elektrotechnik und
Elektromaschinenbau an der Technischen
Hochschule Hannover

Mit 128 Textfiguren
und 14 Anlagen



Springer-Verlag Berlin Heidelberg GmbH

1925

**Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung
in fremde Sprachen, vorbehalten.**

Copyright 1925 by Springer-Verlag Berlin Heidelberg
Ursprünglich erschienen bei **Julius Springer in Berlin 1925**
Softcover reprint of the hardcover 1st edition 1925

ISBN 978-3-662-27312-8 ISBN 978-3-662-28799-6 (eBook)
DOI 10.1007/978-3-662-28799-6

Vorwort.

Das vorliegende Buch ist eine auch nach der praktischen Seite hin erweiterte Ausgabe meiner Vorlesungen, die ich seit Oktober 1921 an der Technischen Hochschule Hannover über das hierin behandelte Gebiet halte. Damit bin ich einem Wunsche der Studierenden nachgekommen, die von dem lästigen Nachschreiben und der damit verbundenen Störung der Gedankenarbeit befreit sein möchten. Auch wird hierdurch in Anbetracht des immerhin nicht leicht zu verstehenden und ziemlich umfangreichen Stoffes Zeit zum Durcharbeiten schwieriger Betrachtungen im Unterricht gewonnen.

Ich zeige in diesem Buch, wie sich die Berechnung elektrischer Maschinen auf der sinngemäßen Anwendung der Elemente und Grundgesetze der theoretischen Elektrotechnik aufbaut. Gerade für die Studierenden ist dieser Zweig der Elektrotechnik besonders wichtig, da sie hierbei die Möglichkeit gewinnen, ihr theoretisches Wissen anzuwenden, zu vertiefen und dadurch angewandte Elektrotechnik in weitestem Sinne zur Erweiterung ihres Könnens zu betreiben. Weiter ist die Kenntnis der Berechnungsmethoden elektrischer Maschinen nicht allein notwendig für den Berechnungs- und Konstruktionsingenieur, sondern sie bildet neben den Laboratoriumsübungen einen wesentlichen Bestandteil des Ausbildungsganges aller Ingenieure, die sich mit dem Entwurf und Betrieb von Anlagen beschäftigen, in denen elektrische Maschinen verwendet werden. Denn erst durch das rechnerische Eindringen in die innerhalb der Maschine sich abspielenden physikalischen Vorgänge entschleiert sich das bisher geheimnisvolle Wirken zu einem Wirklichkeitsbilde.

Infolge der sehr großen Anzahl von Formelgrößen würde die verfügbare Menge an Einzelbuchstaben entweder nicht ausreichen oder Schwierigkeiten für die Bezeichnung physikalisch gleichartiger Größen (z. B. EMK, Spannung, Potentialdifferenz) ergeben, die unbedingt durch einen gleichen Buchstaben dargestellt werden müssen. Es ergab sich daher die Notwendigkeit, von der Verwendung von Anhängenzeichen (Indizes) ausgedehnten Gebrauch zu machen. Diese sind aber derartig systematisch gewählt, daß ihre Benutzung möglichst bequem ist und die Formelzeichen sich dadurch leicht im Gedächtnis einprägen.

Weiter ist zu berücksichtigen gewesen, daß die Bezeichnungen der Formelgrößen in erster Linie einen physikalischen Inhalt besitzen und außerdem kurz, leichtfaßlich und eindeutig sein müssen. Seit langen Jahren habe ich nun die Schwierigkeit der von mancher Seite

stark umstrittenen Bezeichnungen und Zeichen für die Wechselstromgrößen dadurch überwunden, daß ich im Unterricht und in Veröffentlichungen (z. B. Elektrot. Meßkunde) folgende Systematik benutze:

Bezeichnet E eine Wechselspannung, J eine Wechselstromstärke, so erhalten

1. die davon direkt abgeleiteten Größen die Vorsilbe „Wechselstrom“ (Anhänger w),
2. die mit einem Leistungsverbrauch verknüpften Größen die Vorsilbe „Leistung“ (Anhänger l),
3. die keinen Leistungsverbrauch verursachenden, durch ein magnetisches oder elektrisches Feld bedingten Größen die Vorsilbe „Feld“ (Anhänger f bzw. s oder c).

Eine Zusammenstellung findet sich auf S. 279.

Da nun für die verschiedenen Arten von Spannung (Volt), Stromstärke (Amp.), Widerstand (Ohm) nur eine Einheitsbezeichnung gebraucht wird, ist es logischerweise nicht angängig, für die Leistung neben der Einheit „kWatt“ noch eine andere (kVA) zu verwenden, wie sie im Vorschlag des AEF enthalten und leider auch praktisch schon in weitestem Maße in Gebrauch genommen ist. Entsprechend dem Charakter dieses Buches als Unterrichtswerk konnte daher allein schon aus didaktischen Gründen nur das „kWatt“ als einzige Einheit für die Leistung in Frage kommen, worauf schon auch Herr Prof. Dr. Emde in recht zutreffender Weise (ETZ. 1924, S. 1053, 1361; 1925, S. 208) hingewiesen hat.

Die dem Buch in dieser Form zum ersten Male beigegebenen Anlagen sollen dem Bedürfnis der Praxis entgegenkommen, indem vorläufig erst für die gebräuchlichsten Maschinenarten Vorlagen für den Berechnungsgang aufgestellt sind. Danach werden die zugehörigen Karteikarten ausgefüllt, die in der Gesamtheit gleichzeitig als ein systematisches Register aller von dem Werk herstellbaren Maschinen dienen. Sobald nun eine Anfrage oder Bestellung erfolgt, ist dann der Berechnungsingenieur gemäß den Eintragungen der Karteikarten in der Lage, in kurzer Zeit die erforderlichen Angaben für die Preisstellung zu machen oder eine entsprechende Anzahl von Werkstattsangaben für die verschiedenen Werksabteilungen auszufüllen. Die Anlagen sind daher als ein weiterer Schritt auf dem Wege der bisher so erfolgreichen Normung und wirtschaftlichen Fertigung anzusprechen. Dementsprechend werden Wünsche oder besondere Anregungen bezüglich der Verbesserung und weiteren Ausgestaltung der Anlagen mit bestem Dank entgegengenommen.

Der Verlagsbuchhandlung möchte ich für das bereitwillige Entgegenkommen auf meine Wünsche und die gute Ausstattung des Buches auch an dieser Stelle meinen verbindlichsten Dank aussprechen.

Hannover, im September 1925.

A. Linker.

Inhaltsverzeichnis.

	Seite
Einleitung.	1
I. Gleichstrommaschinen (GD).	2
A. Generatoren (GG)	2
1. Hauptabmessungen	2
2. Nutenabmessungen und Zahninduktion	7
3. Der Luftspalt	10
4. Der Ankerkern	12
5. Das Magnetfeld	13
6. Der Streufaktor	16
7. Die Magnetwicklung	17
8. Der Stromwender (Kommutator)	18
9. Stromwendung (Kommutation)	20
10. Leitfähigkeit des Streufeldes einer Nut	26
11. Wendepole	31
12. Die Kompensationswicklung	35
13. Leistungsverluste und Wirkungsgrad	36
14. Die Erwärmung	39
15. Die Binderinge	41
16. Der Wellendurchmesser	41
17. Die kritische Drehzahl	43
18. Die Leerlaufscharakteristik	44
B. Motoren (GM)	45
1. Hauptabmessungen	45
2. Der Anlaßwiderstand	46
3. Beispiel	49
II. Transformatoren (T) (Umspanner).	55
1. Der Eisenquerschnitt des Kerns	56
2. Abmessungen des Eisenkörpers	60
3. Abmessungen der Kupferwicklung	61
4. Anordnung der Wicklung	62
5. Die Fensteröffnung	65
6. Die Streuung	67
7. Der Ohmsche Spannungsverlust	73
8. Der Spannungsabfall	74
9. Leistungsverluste und Wirkungsgrad	76
10. Der Leerlaufstrom	78
11. Die Erwärmung	79
12. Mechanische Beanspruchung durch Stromkräfte	83
13. Schaltungsarten der Wicklungen	85
14. Die Typenreihe	86
15. Spartransformatoren	88
16. Meßwandler	89

	Seite
III. Induktionsmaschinen (ID).	93
A. Dreiphasen-Induktionsmotoren (DIM)	93
1. Die Hauptabmessungen	94
2. Der Luftspalt	98
3. Eisen und Wicklung des Ständers	98
4. Eisen und Wicklung des Läufers	102
5. Leistungsverluste und Wirkungsgrad	110
6. Die Schlüpfung	117
7. Der Leerlaufsstrom	118
8. Die Streuung	120
9. Der Anlaufstrom	123
10. Größter Leistungsfaktor, Höchstleistung und Überlastbarkeit	123
11. Die Erwärmung	127
12. Der Anlaßwiderstand	128
13. Beispiel	135
B. Einphasen-Induktionsmotoren (EIM)	143
1. Grundeigenschaften	143
2. Anlaufvorrichtungen	145
3. Hauptabmessungen	150
4. Kurzschlußwiderstände	152
IV. Synchrone Wechselstrommaschinen (SD).	153
A. Synchrone Generatoren (SG)	154
1. Hauptabmessungen	154
2. Die Ankerwicklung	156
3. Ankernuten und Zahninduktion	158
4. Der Luftspalt	159
5. Die EMK E_a bei Belastung	160
6. Die Streuspannung	166
7. Der Leistungswiderstand	167
8. Die Eisenhöhe im Anker	169
9. Das Magnetfeld	169
10. Die Erregerwicklung	171
11. Die Kurvenform des Feldes und der EMK	172
12. Die Kurzschlußcharakteristik	174
13. Der Stoßkurzschlußstrom	176
14. Mechanische Wirkungen des Stoßkurzschlußstroms	178
15. Die Spannungsänderung	179
16. Verluste und Wirkungsgrad	182
17. Die Erwärmung	184
18. Die Lagerströme	185
B. Synchrone Motoren (SM)	186
V. Umformer (U).	188
1. Verhältnis der EMKe und Ströme	189
2. Die Stromwärmeverluste im Anker	192
VI. Kaskaden-Umformer (KU).	198
1. Bauart und Eigenschaften	198
2. Die Wicklungen	200

Inhaltsverzeichnis.

	VII Seite
3. Die Polzahl	202
4. Die Induktionsmaschine	202
5. Die Gleichstrommaschine	207
 VII. Wechselstrom-Kommutatormotoren (WKM).	 211
A. Allgemeine Betrachtungen	213
1. Die Kurzschlußspannung	213
2. Die im Läufer induzierten EMKe	214
3. Der Stromwender	218
4. Das Drehmoment	220
B. Der Einphasen-Hauptschlußmotor (EHM)	223
1. Stromwender und Läuferwicklung	223
2. Zahl der Ankerzweige, Pole und Bürstenstifte	224
3. Die Läuferabmessungen	226
4. Der Ständer	227
5. Die Vorgänge beim Spulenkurzschluß	233
6. Beseitigung der Funkenspannung	234
C. Der Einphasen-Repulsionsmotor (ERM)	239
1. Bauart und Wirkungsweise	239
2. Das Spannungsdiagramm	242
3. Die Größe der induzierten EMKe	245
4. Bestimmung der Abmessungen	248
5. Der Leerlaufstrom und Leistungsfaktor	250
D. Der Einphasen-Nebenschlußmotor (ENM)	252
1. Bauart und Wirkungsweise	252
2. Das Spannungsdiagramm	253
E. Der Dreiphasen-Hauptschlußmotor (DHM)	255
1. Bauart und Wirkungsweise	255
2. Bestimmung der Abmessungen	260
F. Der Dreiphasen-Nebenschlußmotor (DNM)	265
1. Bauart und Wirkungsweise	265
2. Bestimmung der Abmessungen	272
3. Phasenausgleich von Induktionsmotoren	272
Abgekürzte Bezeichnungen für elektrische Maschinen	278
Abgekürzte Zeichen der Maßeinheiten	279
Anhängezeichen	279
Zusammenstellung der Wechselstromgrößen	279
Formelzeichen und -größen	280
Namen- und Sachverzeichnis	297
Anlagen 1 ÷ 14.	

Abkürzungen.

- AEF = Ausschuß für Einheiten und Formelzeichen.
 AEG = Allgemeine Elektrizitätsgesellschaft, Berlin.
 AfE = Archiv für Elektrotechnik.
 Am.Pat. = Amerikanisches (USA) Patent.
 ASEA = Allmänna Svenska Elektriska Aktiebolaget, Vesteras.
 BBC = Brown, Boveri & Co., Baden (Schweiz).
 Bull. d. Schw. El. V. = Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins.
 Bull. Soc. int. El. = Bulletin de la Société internationale des Electriciens.
 Diss. = Dissertation.
 DRP. = Deutsches Reichs-Patent.
 Ecl. El. = L'Eclairage électrique.
 EKB. = Elektrische Kraftbetriebe und Bahnen.
 El. = The Electrician, London.
 El. u. M. Wien = Elektrotechnik und Maschinenbau, Wien
 El. World = The Electrical World and Engineer.
 ETZ. = Elektrotechnische Zeitschrift, Berlin.
 Gl.M. = Gleichstrommaschine (Arnold).
 Journ. AIEE = Journal of the American Institution of Electrical Engineers.
 Lum. El. = La Lumière électrique.
 Mitt. V. El.-Werke = Mitteilung der Vereinigung der Elektrizitäts-Werke.
 Proc. AIEE = Proceedings of the American Institution of El. Eng.
 Samml. el. Votr. = Sammlung elektrotechnischer Vorträge, Enke, Stuttgart.
 S & H = Siemens & Halske, Berlin.
 SSW = Siemens Schuckert-Werke, Berlin.
 TRAIEE = Transactions of the American Institution of El. Eng.
 TWL = Technisch-wissenschaftliche Lehrmittelzentrale.
 USA. Pat. = United States of Amerika-Patent.
 VDE = Verband Deutscher Elektrotechniker.
 WT = Wechselstrom-Technik (Arnold).
 ZfE = Zeitschrift für Elektrotechnik, Wien.

Berichtigungen.

- Seite 14, Fig. 5. In der axialen Breite des Jochs, rechts unten,
 b_j statt l_j .
 Seite 15, Z. 22. ... den gleichwertigen Luftspalt.
 Seite 33, Gl. 181. $\mathfrak{S}_{l_w} = 0,8 \cdot k_1 \cdot \mathfrak{B}_{l_w}$.
 Seite 35, Gl. 189 und 190. $\mathfrak{M}_{k_w}$ statt $\mathfrak{M}_{w_k}$.
 Seite 116, Gl. 540 soll heißen:

$$\eta = \frac{N}{N_0 + N_{h_w} + N_z + N_p + N_m + N_u + N_{r_1} + N_{r_2}}.$$

Einleitung.

Die elektrischen Maschinen lassen sich für die Berechnung in folgende 5 Klassen einteilen:

1. Maschinen mit Stromwender (Kommutator).
2. Transformatoren.
3. Asynchrone oder Induktionsmaschinen.
4. Synchrone Maschinen ohne Stromwender.
5. Kaskadenumformer.

Zur ersten Klasse gehören die Gleichstrommaschinen, Einankerumformer, Wechselstrom-Kommutatormotoren, Phasenschieber und Frequenzwandler. Ihre Berechnung beruht hauptsächlich auf den für die Gleichstrommaschinen gültigen Methoden unter Berücksichtigung der durch die Verwendung für Wechselstrom hinzukommenden Arbeitsvorgänge.

Transformatoren mit ruhenden Wicklungen und Induktionsmaschinen mit beweglichem Sekundärkreis arbeiten nach gleichen Grundgesetzen, so daß ihre Berechnungsweisen viele gemeinsamen Punkte miteinander aufweisen. Da ihr Kraftfluß sich mit der Belastung nur wenig ändert, entspricht ihre Arbeitsweise einem Spannungstransformator.

Zur Klasse 4 gehören alle Wechselstrommaschinen ohne Stromwender, deren Magnetfeld als primärer Teil durch Gleichstrom erregt wird. Infolge der Relativbewegung des Feldes gegenüber der induzierten Wicklung als sekundärem Teil ergibt sich hierfür die Wirkungsweise eines Transformators mit einem stark veränderlichen Kraftfluß (Stromwandler). Trotzdem stellt sich ihre Berechnung gewissermaßen als eine vereinfachte Form der Gleichstrommaschinen dar.

Die Kaskadenumformer bestehen aus einer Vereinigung einer Gleichstrommaschine mit einem Induktionsmotor, so daß für die Ermittlung ihrer Abmessungen die Berechnungsweisen der Klassen 1 und 3 in Frage kommen. Nach welchen Gesichtspunkten nun die einzelnen Maschinenarten berechnet werden, soll in den folgenden Darlegungen gezeigt werden.

I. Gleichstrommaschinen (GD).

A. Generatoren (GG).

Gegeben sind im allgemeinen:

Die Leistung N kWatt,
Klemmenspannung E_k Volt,
Drehzahl n Umdr./min

und die Art der Schaltung des Magnetfeldes zum Anker, ob Hauptschluß-, Nebenschluß- oder Doppelschlußwicklung. Ist die Drehzahl nicht bekannt, so kann sie nach der Kurve $f(n, N)$ (Fig. 1) gewählt werden.

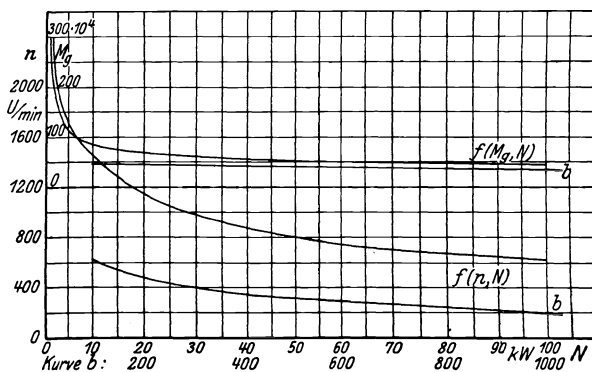


Fig. 1.

1. Hauptabmessungen.

Nimmt man die Umfangsgeschwindigkeit des Ankers v an ($10 \div 28$ m/sec für Langsamläufer, ≤ 35 m/sec bei direkter Kuppung großer Maschinen, ≤ 110 m/sec bei Turbomaschinen), so ergibt sich der Ankerdurchmesser

$$D = \frac{6000 \cdot v}{\pi \cdot n} \text{ cm.} \quad (1)$$

Folgende Tabelle (1) gibt einen Anhaltspunkt für die Größe von D und Wahl der Polzahl $2p$ bei $n = 1000$ Umdr./min.

Tabelle 1.

N	$1/4$	$1/2$	1	2	5	10	25	50	100	200	300	500	1000	2000 kW
D	8	10	12	15	20	25	30	40	50	60	70	85	100	120 cm
$2p$	2	$2 \div 4$	$2 \div 4$	$2 \div 4$	4	4	4	$4 \div 6$	6	6	8	8	10	12

Mit größerer Polzahl nimmt bei gleicher Leistung das Gewicht des Kupfers im Anker und Magnetwicklung und des Eisens ab, aber die Verluste und Herstellungskosten steigen.

Der abgegebene Leitungsstrom wird

$$J = \frac{N \cdot 1000}{E_k} \text{ Amp.} \quad (2)$$

Bei Nebenschlußmaschinen kommt noch für die Erregung des Magnetfeldes ein Strom

$$J_n = k_n \cdot J \quad (3)$$

hinzu, so daß der Ankerstrom

$$J_a = J \pm J_n = (1 \pm k_n) \cdot J^1) \quad (4)$$

wird. [$k_n = 0,06 \div 0,015$, für Turbomaschinen $\geq 0,004$.]

Man wählt nun die Anzahl der Ankerzweige $2a$ so, daß der Strom in einem Draht

$$\frac{J_a}{2a} = i_a \text{ Amp.} \quad (5)$$

< 100 Amp. bei $E_k = 500 \div 2500$ Volt,

< 150 Amp. bei $E_k < 500$ Volt

< 200 Amp. bei $E_k < 250$ "

< 250 Amp. bei $E_k < 120$ "

wird. Bei Strömen über 60 Amp. in einem Draht verwendet man zweckmäßig Stäbe von rechteckigem Querschnitt.

Ein Maß für die Ausnützung der Baustoffe Eisen und Kupfer und für die Größe der Verluste ist der Strombelag B im Anker, der sich aus

$$B = (20 \div 30) \cdot \sqrt{D} \text{ Amp./cm} \quad (6)$$

und

$$B = (30 \div 40) \cdot \sqrt{D} \quad (7)$$

für stark beanspruchte und Straßenbahnmotoren bestimmt und in den Grenzen

$$B = 50 \div 300 \text{ A/cm}$$

gelegen ist. Daraus findet man die Drahtzahl am Ankerumfang

$$s_a = \frac{\pi \cdot D \cdot B}{i_a} \quad (8)$$

¹⁾ Das -- Zeichen gilt für Motoren.

Für S Spulen von w Windungen und u induzierten Seiten einer Spule [$u = 1$ für Ring, $u = 2$ für Trommelanker] wird die Spulenzahl

$$S = \frac{s_a}{u \cdot w}, \quad (9)$$

wobei jedoch

$$S \geq 0,04 \cdot s_a \cdot \sqrt{i_a} \quad (10)$$

sein soll und der Schaltungsformel angepaßt werden muß, so daß der Wicklungsschritt y_s (beim Zählen nach Spulen S) bzw. y (beim Zählen nach induzierten Seiten) eine ganze Zahl wird.

Für die verschiedenen Wicklungen gelten nun folgende

Schaltungsregeln ¹⁾.

a) Schleifenwicklung.

1. Parallelschaltung: $a = p$.

$$\text{Spulenschritt:} \quad y_s = \begin{smallmatrix} + \\ - \end{smallmatrix} 1 \text{ Spule.} \quad (11)$$

Wicklungsschritt:

$$y = y_1 - y_2 = \begin{smallmatrix} + \\ - \end{smallmatrix} 2 \text{ Spulenseiten } (s = 2S), \quad (12)$$

wobei der Teilschritt oder die Spulenweite $y_1 \approx \frac{s}{2p}$ annähernd gleich einer Polteilung gemacht wird.

$$\text{Stromwenderschritt:} \quad y_k = y_s = \frac{y}{2}. \quad (13)$$

2. Mehrfache Parallelschaltung $a = m \cdot p$.

$$y_s = \begin{smallmatrix} + \\ - \end{smallmatrix} m. \quad (14)$$

$$y = \begin{smallmatrix} + \\ - \end{smallmatrix} 2 m. \quad (15)$$

y_k wie Gl. (13).

b) Wellenwicklung.

3. Reihenschaltung: $a = 1$.

$$y_s = \frac{S \begin{smallmatrix} (+) \\ - \end{smallmatrix} 1}{p}, \quad (16)$$

$$y = y_1 + y_2 = \frac{s \begin{smallmatrix} (+) \\ - \end{smallmatrix} 2}{p}. \quad (17)$$

y_1 und y_2 müssen ungerade Zahlen sein, y_k wie Gl. (13).

¹⁾ Arnold, E.: Gleichstrommaschine, Bd. I. — Richter, R.: Ankerwicklungen.

4. Mehrfache Reihenschaltung: $a \gtrless p$.

$$y_s = \frac{S^{(+)} a}{p}, \quad (18)$$

$$y = \frac{s^{(+)} 2a}{p}. \quad (19)$$

y_1 und y_2 ungerade; y_k wie Gl. (13); $a > p$ möglichst vermeiden; $\frac{p}{a} = 2$ ist brauchbar.

Die eingeklammerten Vorzeichen ergeben gekreuzte Wicklungen, die man möglichst nicht verwenden soll.

Die Anzahl der Stromwenderstege (Kommutatorlamellen) K macht man allgemein gleich der Spulenzahl S , wobei zu berücksichtigen ist, daß die mittlere Stegspannung

$$e_{mi} = \frac{2p \cdot E_k}{K} \leq 18 \text{ Volt} \quad (20)$$

sein soll. Dagegen kann für hohe Spannungen $K = c \cdot S$ werden ($c > 1$).

Für eine günstige Stromwendung empfiehlt es sich, bei Schleifenwicklungen $\frac{K}{p} = \text{ungerade Zahl}$ zu machen. Weiteres findet man in Abschnitt 8.

Bei der Klemmenspannung E_k ist im Anker eine EMK

$$E_a = (1 \pm k_v) \cdot E_k \text{ Volt}^1 \quad (21)$$

erforderlich, worin k_v [0,09 ÷ 0,01, bei Hauptschluß-, Doppelschluß- und Wendepolwicklung etwa doppelt so groß] den bezogenen Spannungsverlust angibt. Dafür muß jeder Pol einen magnetischen Kraftfluß

$$\Re = \frac{E_a \cdot 60 \cdot 10^8}{s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot n} \text{ Maxwell} \quad (22)$$

erzeugen. Man findet weiter die Polteilung

$$t_p = \frac{\pi \cdot D}{2p} \quad (23)$$

und den Polbogen

$$b = \alpha \cdot t_p \quad [\alpha = 0,75 \div 0,55 \text{ (Wendepole)}]. \quad (24)$$

¹⁾ Das —-Zeichen gilt für Motoren.

Je größer α gewählt wird, um so steiler wird das Feld in der Wendezone und damit die Stromwendung gegen Belastungsänderungen sehr empfindlich; die Selbstinduktion der kurzgeschlossenen Spule und die magnetische Streuung nehmen ebenfalls zu.

Die Länge l des Ankereisens bestimmt man mit Hilfe der sog. Maschinenkonstanten M_g (reziproker Wert der von Esson angegebenen Zahl) folgendermaßen:

Die abgegebene Leistung ist:

$$N = E_k \cdot J \cdot 10^{-3} \text{ kWatt (Generator);} \quad (25)$$

$$N = E_k \cdot J \cdot \eta \cdot 10^{-3} \text{ kWatt (Motor)} \quad (26)$$

oder mit den Gln. (4) und (21)

$$N = \frac{E_a \cdot J_a \cdot [\eta] \cdot 10^{-3}}{(1 \pm k_v) \cdot (1 \pm k_n)} \text{ kWatt} \quad (27)$$

Ersetzt man E_a nach Gl. (22) und darin

$$\mathfrak{N} = b \cdot l \cdot \mathfrak{B}_l \quad (28)$$

bzw. nach Gl. (23) und (24) $b = \alpha \cdot \frac{\pi \cdot D}{2p}$, wo $\mathfrak{B}_l$ die Luftinduktion zwischen Polschuh und Anker darstellt, sowie nach Gl. (5) und (8)

$J_a = 2a \cdot i_a = 2a \cdot \frac{\pi \cdot D \cdot B}{s_a}$, so erhält man

$$N = \frac{\pi^2 \cdot D^2 \cdot B \cdot l \cdot n \cdot \alpha \cdot \mathfrak{B}_l \cdot [\eta]}{(1 \pm k_v) \cdot (1 \pm k_n) \cdot 60 \cdot 10^{11}}.$$

Setzt man darin $\pi^2 \approx 10$, so folgt

$$\frac{D^2 \cdot l \cdot n}{N} = \frac{6 \cdot 10^{11} \cdot (1 \pm k_v) \cdot (1 \pm k_n)}{\alpha \cdot B \cdot \mathfrak{B}_l \cdot [\eta]} = M_g \text{ bzw. } M_m \quad (29)$$

(η und das --Zeichen gilt dabei für Motoren).

Für $\alpha = 0,75 \div 0,55$, $B = 50 \div 300 \text{ A/cm}$, $\mathfrak{B}_l = 5000 \div 10000 \text{ Gauß}$, liegt M_g zwischen [300 (kleine) und 35 (große Maschinen)] 10^4 . Je kleiner M_g bei gegebenen Werten von B (Kupfer) und $\mathfrak{B}_l$ (Eisen) wird, um so geringer werden die Abmessungen, aber nicht in gleichem Maße der Preis der Maschine, da hierfür noch das Verhältnis der Preise für Kupfer und Eisen in Frage kommt, wovon auch $B : \mathfrak{B}_l$ abhängt.

Die Kurve $f(M_g, N)$ in Fig. 1 gibt M_g für offen gebaute Maschinen ohne künstliche Stromwendung an. Bei künstlicher Stromwendung und normaler Drehzahl geht M_g auf etwa $\frac{2}{3}$ der angegebenen Werte herunter, bei hohen Drehzahlen (Turbomaschinen) erreicht es etwa den doppelten Wert.

Berechnet man M_g aus den gewählten Faktoren der Gl. (29) oder entnimmt es Fig. 1, so erhält man die Eisenlänge (ohne Luftschlitze)

$$l = \frac{M_g \cdot N}{n \cdot D^2} \text{ cm.} \quad (30)$$

Sie beträgt allgemein $10 \div 45$ cm bei $v < 30$ m/sec.

Zur Erzielung einer guten Stromwendung und Abkühlung ist eine kleine Ankerlänge günstig, d. h. man wählt $\frac{l}{b}$ klein. Andererseits wird das wirksame Kupfergewicht kleiner, je größer $\frac{l}{b}$ ist. Normal wählt man

$$\frac{l}{b} = 0,8 \div 1,3, \quad (31)$$

dagegen bis 1,5 und höher bei Straßenbahnmotoren und Turbos. Schwungradmaschinen mit großem Durchmesser zeigen $\frac{l}{b} < 0,8$.

Die gewählten Größen l und b müssen nun der Gl. (28) genügen.

Nimmt man die Stromdichte im Ankerdraht j_a [$7 \div 2$ A/qmm] an, dann erhält man den Drahtquerschnitt

$$q_a = \frac{i_a}{j_a} \text{ qmm} \quad (32)$$

und daraus den Durchmesser d_a mm, bzw. Breite und Höhe des Flachstabes. Für die Umspinnung rechnet man dabei eine Zunahme des Durchmessers $2\delta_i = 0,015 \div 0,05$ cm, wachsend mit der Drahtdicke, bei Stäben $2\delta_i = 0,06 \div 0,1$ cm.

Zur Kühlung des Ankers ordnet man α_s Schlitze von b_s [$1,0 \div 1,2$] cm Breite an, so daß die gesamte Ankerlänge

$$l_1 = l + \alpha_s \cdot b_s \text{ cm} \quad (33)$$

wird.

2. Nutenabmessungen und Zahninduktion.

Bezeichnet u_n [2, 4, 6, 8] die Anzahl der induzierten Seiten einer Nut, so wählt man die Nuten- oder Zähnezahl

$$Z = \frac{2 \cdot S}{u_n} \quad (34)$$

so, daß $\frac{Z}{2p}$ keine ganze Zahl bzw. $\frac{Z}{p}$ eine ungerade Zahl wird, um Oberwellen in der Spannungskurve infolge der Feldpulsationen zu vermeiden. Aus dem gleichen Grunde soll die auf den Polbogen entfallende Zähnezahl eine ganze Zahl sein, wobei allerdings durch

die schnellen Änderungen des Feldes zusätzliche Eisenverluste auftreten können, die ein Heulen des Ankers verursachen können. In diesem Fall kann man zur Dämpfung der Feldschwankungen die Magnetwicklung auf massiven Bronzeträgern anordnen.

Am einfachsten läßt sich aber ein geräuschloser Gang erzielen, indem man die untere Polspitzenbegrenzung geradlinig tangential an den Polbogen mit einer Vergrößerung des Luftraumes δ auf etwa $(3 \div 4) \cdot \delta$ an der Polspitze ausführt. Ferner soll $\frac{Z}{p} \geq 18 \div 20$ gemacht werden.

Die Zahl u_n ist so zu wählen, daß die Durchflutung einer Nut

$$D_{e_N} < 900 \text{ Amp.}$$

wird. Bei $u_n > 2$ ist noch zu berücksichtigen, daß die Spulenweite der Gleichung

$$y_1 = u_n \cdot y_n + 1 \quad (35)$$

genügen muß, wenn die Spulenseiten einer Nut gemeinsam isoliert werden sollen. y_n stellt darin den Nutenschritt, gemessen nach den innerhalb einer Spulenweite gelegenen Nutenzahlen, dar.

Nun bestimmt man die Nutenteilung

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D}{Z}, \quad (36)$$

nimmt die Dicke der Isolationshülsen (Braunpapier, Preßspan, Exzelsior) $d_i = 0,015$ cm für je 120 Volt an, gibt in der Breite der Nut 0,15 cm, in der Tiefe 0,08 $\div$ 0,1 cm Spiel und findet dann die Nutenbreite b_n , Nutentiefe l_z [$\leq 4,5$ cm, bei Hochspannungsmaschinen $\leq 5,5$ cm] und Zahndicke

$$z_1 = t_1 - b_n; \quad (37)$$

$$\text{dabei soll man das Verhältnis } v_n = \frac{b_n}{t_1} \approx 0,5 \quad (38)$$

wählen. Bei Kranmotoren macht man $v_n < 0,5$, um die Luftinduktion $\mathfrak{B}_l$ groß zu halten, wobei der Strombelag B durch große Stromdichte auch gesteigert wird. Mit größerem Wert von v_n steigt das Kupfergewicht.

Hat man diese Abmessungen festgelegt, so kann man die Größe des Strombelags nachprüfen nach der Gleichung

$$B = \left(1 - \frac{2 \cdot l_z}{D}\right) \cdot v_n \cdot l_z \cdot f_n \cdot j_a \cdot 100, \quad (39)$$

worin $f_n = \frac{u_n \cdot w \cdot q_a}{b_n \cdot l_z \cdot 100} = [0,6 \div 0,2]$ den Nutenfüllfaktor darstellt.

Fällt darnach B kleiner aus als angenommen, so ist D zu groß und kann verringert werden.

Berechnet man weiter den äußeren Durchmesser des Ankerkerns

$$D_a = D - 2 \cdot l_z, \quad (40)$$

die Zahnteilung am Grunde

$$t_2 = \frac{\pi \cdot D_a}{Z}, \quad (41)$$

die untere Zahndicke

$$z_3 = t_2 - b_n \quad [> 0,3 \text{ cm}], \quad (42)$$

so erhält man die scheinbaren Zahninduktionen
am Zahnkopf:

$$\mathfrak{B}_{z_{s1}} = \frac{t_1 \cdot \mathfrak{B}_l}{k_2 \cdot z_1} \text{ Gauß}, \quad (43)$$

am Zahnfuß:

$$\mathfrak{B}_{z_{s2}} = \frac{t_1 \cdot \mathfrak{B}_l}{k_2 \cdot z_2}, \quad (44)$$

in der Mitte:

$$\mathfrak{B}_{z_{s\text{mi}}} = \frac{\mathfrak{B}_{z_{s1}} + \mathfrak{B}_{z_{s2}}}{2} \quad (45)$$

bei geradlinig begrenzten Zähnen, worin $k_2 [0,88 (\text{Papier}) \div 0,95 (\text{Lack})]$ der sog. Blechfüllfaktor ist.

Die wirkliche Zahninduktion $\mathfrak{B}_z$ erhält man daraus auf folgende Weise:

Infolge der Leitfähigkeit der Luft in der Nut, Luftschlitzen und Papier tritt bei der Feldstärke $\mathfrak{H}_z$ AW/cm, die an einer Stelle des Zahns vorhanden ist, in dem Zahn ein Kraftfluß $\mathfrak{N}_z$ und die wirkliche Induktion $\mathfrak{B}_z$, außerhalb des Zahneisens für eine Nutenteilung t_1 der Kraftfluß $\mathfrak{N}_0$ und die Induktion $\mathfrak{B}_0$ auf, so gilt die Beziehung:

$$\mathfrak{B}_{z_{sx}} \cdot k_2 \cdot l \cdot z_x = \mathfrak{N}_{zx} + \mathfrak{N}_{0x} \quad (46)$$

$$\text{oder} \quad \mathfrak{B}_{z_{sx}} = \frac{\mathfrak{N}_{zx}}{k_2 \cdot l \cdot z_x} + \frac{\mathfrak{N}_{0x}}{k_2 \cdot l \cdot z_x}$$

$$= \mathfrak{B}_{zx} + \frac{\mathfrak{B}_{0x}}{k_2 \cdot l \cdot z_x} \cdot (l_1 \cdot t_x - k_2 \cdot l \cdot z_x) = \mathfrak{B}_{zx} + \mathfrak{B}'_{0x}. \quad (47)$$

Setzt man das Verhältnis

$$\frac{\text{Luftquerschnitt}}{\text{Zahnquerschnitt}} = \frac{l_1 \cdot t_x}{k_2 \cdot l \cdot z_x} - 1 = k_{3x}, \quad (48)$$

so erhält man:

$$\mathfrak{B}_{z_{sx}} = \mathfrak{B}_{z_x} + \mathfrak{B}_{0_x} \cdot k_{3_x} = \mathfrak{B}_{z_x} + 1,25 \cdot \mathfrak{H}_{z_x} \cdot k_{3_x}. \quad (49)$$

Trägt man nach Sumec¹⁾ (Fig. 2) in ein Deckblatt auf Pauspapier im Maßstabsverhältnis der verwendeten Magnetisierungskurve $f(\mathfrak{B}, \mathfrak{H})$ von dem Punkte a einer verschiebbaren Richtungslinie $a \div b$ Strahlen zu verschiedenen Werten von k_3 ein, deren Ordinaten nach unten die Größe

$$\mathfrak{B}'_0 = 1,25 \cdot \mathfrak{H}_z \cdot k_3$$

haben, und legt die Linie $a \div b$ in Höhe der scheinbaren Induktion $\mathfrak{B}_z = Oa$, dann schneidet der Strahl mit dem für die betreffende Stelle des Zahns in Frage kommenden

Wert k_3 (z. B. 1,2) die Kurve in einem Punkt d , für den die wirkliche Zahninduktion $\mathfrak{B}_z = ed$ und die zugehörige Feldstärke $\mathfrak{H}_z = Oe$ erhalten wird entsprechend der Gl. (47), wonach $ed = ec - cd = \mathfrak{B}_{z_s} - \mathfrak{B}'_0 = \mathfrak{B}_z$ ist.

Diese Ermittlung führt man für den Zahnkopf, Zahnfuß und Zahnmitte aus und findet damit die wirklichen Zahninduktionen $\mathfrak{B}_{z_1}$, $\mathfrak{B}_{z_2}$, $\mathfrak{B}_{z_{mi}}$ und zugehörigen Feldstärken $\mathfrak{H}_{z_1}$, $\mathfrak{H}_{z_2}$, $\mathfrak{H}_{z_{mi}}$, wofür man nach der Simpsonschen Regel den zur Bestimmung der MMK der Zähne notwendigen Mittelwert

$$\mathfrak{H}_z = \frac{1}{6} (\mathfrak{H}_{z_1} + 4 \cdot \mathfrak{H}_{z_{mi}} + \mathfrak{H}_{z_2}) \quad (50)$$

erhält. Allgemein soll $\mathfrak{B}_{z_2} < 23\,000$ Gauß bleiben.

3. Der Luftspalt.

Von der Größe des Luftspalts δ ist die Ankerrückwirkung, Stromwendung und das Kupfergewicht für die Erregerwicklung abhängig. Je größer δ ist, um so kleiner wird die Rückwirkung, aber Streuung und Kupfergewicht größer. Angenähert kann man setzen

$$\delta \geq \frac{D}{100 + D} \text{ cm.} \quad (51)$$

Bezeichnet man das Verhältnis zwischen der MMK für den Luftspalt

$$\mathfrak{M}_l = 0,8 \cdot k_1 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \delta \text{ Amperewindungen} \quad (52)$$

und die Zähne

$$\mathfrak{M}_z = l_z \cdot \mathfrak{H}_z \text{ Amperewindungen} \quad (53)$$

¹⁾ ETZ. 1915, S. 423.

zu der MMK des Ankerquersfeldes für einen Pol

$$\mathfrak{M}_q = \frac{1}{2} \cdot b \cdot B \quad (54)$$

(bei verschobenen Bürsten, sonst t_p statt b)

als Rückwirkungsfaktor

$$k_r = \frac{\mathfrak{M}_i + \mathfrak{M}_z}{\frac{1}{2} \cdot b \cdot B}, \quad (55)$$

so erhält man daraus

$$\delta = \frac{k_r \cdot b \cdot B - 2 \cdot \mathfrak{M}_i}{1,6 \cdot k_1 \cdot \mathfrak{B}_i} \text{ cm.} \quad (56)$$

Nach ausgeführten Maschinen kann man setzen

$k_r = 1,2 \div 1,5$ für Lichtmaschinen und wenig überlastete Motoren,

$= 1,4 \div 1,8$ für Generatoren mit starker stoßweiser Belastung,

$= 1,8 \div 2,4$ für Straßenbahn- und Kranmotoren, Walzenstraßenantriebe.

Bei schwierigen Stromwendebeziehungen macht man $k_r \geq 1,5$.

Der Nutenfaktor k_1 ¹⁾ stellt das Verhältnis des magnetischen Leitwerts des Luftraums eines glatten Ankers Λ_{m_g} zu dem eines Nutenankers Λ_{m_n} dar. Vorläufig schätzt man ihn zu $k_1 = 1,1 \div 1,4$. Nach einer Erfahrungsformel von Ossanna kann

$$k_1 \approx \frac{t_1 + 8\delta}{z_1 + 8\delta} \quad (57)$$

gesetzt werden. Für den auf diese Weise gewählten Wert von δ kann man nun k_1 folgendermaßen nachprüfen:

Allgemein bestimmt sich der magnetische Leitwert eines Stoffes²⁾ aus

$$\Lambda_m = \frac{4\pi}{10} \cdot \int_0^l \frac{\mu \cdot dF}{dl}. \quad (58)$$

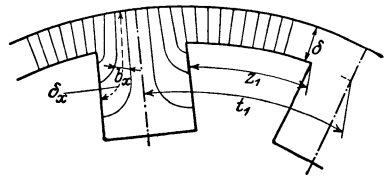


Fig. 3.

Bei einem glatten Anker ergibt sich dann für eine Nutenteilung t_1 und 1 cm Ankerlänge, Luftspalt δ :

$$\Lambda_{m_g} = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{t_1}{\delta}. \quad (59)$$

Für einen Nutenanker (Fig. 3) wird

$$\Lambda_{m_n} = \frac{4\pi}{10} \cdot \sum_0^{t_1} \frac{b_x}{\delta_x}. \quad (60)$$

¹⁾ Carter, F. W.: El. World 1901, S. 884. — Arnold, E.: Gl.Masch., Bd. I. — Lehmann, Th.: ETZ. 1909, S. 995.

²⁾ Linker: Prakt. Elektrizitätslehre S. 115.

Somit erhält man

$$\frac{A_{mg}}{A_{mn}} = k_1 = \frac{t_1}{\delta \cdot \sum_0^{t_1} \frac{b_x}{\delta_x}}. \quad (61)$$

Man hätte nun verschiedene Kraftlinienbilder zu zeichnen und daraus den kleinsten Wert von k_1 zu entnehmen.

Aber auch ohne zeitraubende Zeichnung läßt sich k_1 berechnen. Denkt man sich nämlich den Leitwert des Luftweges für eine Zahnteilung t_1 und 1 cm Ankerlänge zerlegt in den Leitwert für die Zahnkopfbreite z_1 und den dazu parallelen für die Nutenbreite $b_n = t_1 - z_1$, der proportional δ gesetzt werden kann, so wird

$$A_{mn} = c \cdot (z_1 + c_n \cdot \delta), \quad (62)$$

während für den glatten Anker (Gl. 59) $A_{mg} = c \cdot t_1$ war, woraus folgt:

$$k_1 = \frac{t_1}{z_1 + c_n \cdot \delta}. \quad (63)$$

Hierin läßt sich c_n als Funktion des Verhältnisses

$$c_1 = \frac{t_1 - z_1}{\delta} = \frac{b_n}{\delta} \quad (64)$$

darstellen durch

$$c_n = \frac{c_1^2}{8 + 3 \cdot 2 \cdot c_1^2} + 2,9 \cdot \log \left(1 + \frac{\pi}{4} \cdot c_1 \right) \quad (65)$$

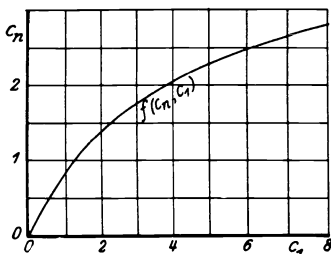


Fig. 4.

oder aus der für die Kraftlinienbilder verschiedener Nutenformen ermittelten Kurve $f(c_n, c_1)$ (Fig. 4) entnehmen.

Für $c_1 \geq 2$ kann nach Rezelmann

$$k_1 \approx \frac{t_1}{z_1 + \delta \cdot \sqrt{c_1}} \quad (66)$$

gesetzt werden.

Die Form und Anzahl der Zähne ist maßgebend für die Größe der Wirbelstromverluste in den Polschuhen infolge der Feldschwankungen. Als Anhalt dient dafür der sog. Wirbelstromfaktor

$$f_p = (k_1 - 1) \cdot Z \cdot \frac{\mathfrak{B}_i}{10^5} \cdot \frac{n}{60}. \quad (67)$$

Wird $f_p \geq 10$, so müssen die Polschuhe lamelliert werden.

4. Der Ankerkern.

Man wählt die magnetische Induktion $\mathfrak{B}_a$ [7000 ÷ 16000] im Ankerkern und findet dafür die radiale Kernhöhe

$$h = \frac{\mathfrak{N}}{2 \cdot k_2 \cdot l \cdot \mathfrak{B}_a} \text{ cm} \quad (68)$$

und den inneren Ankerdurchmesser

$$D_i^k = D_a - 2h \text{ cm.} \quad (69)$$

Wird D_i gleich dem Wellendurchmesser D_w gemacht, so ist $\mathfrak{B}_a$ abzuändern, doch kann man annehmen, daß die Induktion $\mathfrak{B}_a$ nicht über eine Kernhöhe $h \leq \frac{D_a}{3}$ hinaus konstant bleibt.

5. Das Magnetfeld.

Wegen der Streuung der Kraftlinien zwischen Magnetpol und Anker muß der Kraftfluß im Magnetpol

$$\mathfrak{N}_m = \sigma \cdot \mathfrak{N} \quad (70)$$

werden, wobei man den Streufaktor σ [1,1 ÷ 1,25] wählt oder erfahrungsgemäß aus

$$\sigma = 1 + \frac{5 \cdot \delta}{b \cdot l} \cdot \sum A_x \quad (71)$$

berechnet, indem man $\sum A_x$ [15 (kleine) ÷ 20 (große Sättigung)] annimmt.

Die genaue Ermittlung von σ kann erst nach der Festlegung des Magnetgestells erfolgen (s. Abschnitt 6).

Bei einer Induktion im Magnetkern $\mathfrak{B}_m = 12\,000 \div 16\,000$ für Stahlguß oder Schmiedeeisen und im Joch

$$\begin{aligned} \mathfrak{B}_j &= 10\,000 \div 14\,000 \text{ für Stahlguß,} \\ &= 4\,500 \div 8\,000 \text{ für Grauguß} \end{aligned}$$

ergeben sich die Querschnitte

$$F_m = \frac{\mathfrak{N}_m}{[k_2] \cdot \mathfrak{B}_m} = \frac{\sigma \cdot \mathfrak{N}}{[k_2] \cdot \mathfrak{B}_m} \text{ qcm} \quad ([k_2] \text{ nur bei Blechen}) \quad (72)$$

$$\text{und} \quad F_j = \frac{\sigma \cdot \mathfrak{N}}{2 \cdot \mathfrak{B}_j} \text{ qcm.} \quad (73)$$

Diesen Querschnitt zerlegt man in die radiale Dicke h_j und axiale Breite b_j .

Nun zeichnet man eine Skizze des Magnetfeldes (Fig. 5), indem man die radiale Höhe des Polkerns $h_m \approx \frac{d_m}{2}$ bei kreisförmigen Polen, oder $h_m = (1 \div 1,5) \cdot b_m$ bei rechteckigen Polen annimmt (b_m = Kernbreite). Die mittlere Dicke des Polschuhs macht man $0,8 \div 2,5$ cm und seine axiale Länge

$$l_p = l_1 - 2\delta \text{ cm,} \quad (74)$$

um das Eindringen der magnetischen Kraftlinien in die dickeren Preßplatten zu vermeiden.

Man entnimmt nun der Skizze die Längen der Kraftlinienwege

$$l_m, \quad l_j, \quad l_a, \quad l_z$$

und aus den Magnetisierungskurven $f(\mathfrak{B}, \mathfrak{H})$ der betreffenden Eisensorten zu den Induktionen $\mathfrak{B}$ die zugehörigen Feldstärken $\mathfrak{H}$ in AW/cm und für Luft

$$\mathfrak{H}_l = 0,8 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot k_1, \quad (75)$$

woraus man nach Tabelle 2 die MMK $\mathfrak{M}_0$ in AW für einen Pol ermittelt.

Außerdem bestimmt man das Verhältnis

$$\frac{\mathfrak{M}_{lza}}{\mathfrak{M}_l} = \frac{\mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_z + \mathfrak{M}_a}{\mathfrak{M}_l} = k_z [1,05 \div 1,4], \quad (76)$$

das die magnetische Sättigung der Zähne und des Ankereisens berücksichtigt. Damit das Feld unter der Eintrittskante des Pols nicht verschwindet, muß

$$k_q = \frac{\mathfrak{M}_{lza}}{\frac{b}{2} \cdot B} \geq 1 \quad (77)$$

sein. Je größer $k_q [1,25 \div 2,0]$ ist, um so überlastungsfähiger bezüglich Funkenbildung wird die Maschine.

Allgemein kann man setzen:

$$k_l = \frac{\mathfrak{M}_0}{\mathfrak{M}_l} \quad (77a)$$

oder

$$\mathfrak{M}_0 = k_l \cdot \mathfrak{M}_l = k_1 \cdot k_l \cdot \delta \cdot \frac{10}{4\pi} \cdot \mathfrak{B}_l. \quad (77b)$$

Darin stellt

$$\delta_g = k_1 \cdot k_l \cdot \delta \quad (77c)$$

den gleichwertigen Luft für glatten Anker ohne magnetischen Widerstand im Eisen dar. Ist D_{ep} die elektrische Durchflutung eines Pols, so ist

$$\mathfrak{M}_0 = \frac{D_{ep}}{2}. \quad (77d)$$

Aus Gl. (77 b ÷ d) folgt

$$\mathfrak{B}_l \cdot \delta_g = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{D_{ep}}{2}. \quad (77e)$$

Für die belastete Maschine kommt noch die MMK der Anker-rückwirkung

$$\mathfrak{M}_r = (0,5 \div 0,3) \cdot (t_p - b) \cdot B \quad (78)$$

(schwach ÷ stark gesättigte Polspitzen)

hinzu, so daß die MMK bei Belastung

$$\mathfrak{M}_b = \mathfrak{M}_0 + \mathfrak{M}_r \quad (79)$$

wird.

$\mathfrak{M}_r$ kann auch zeichnerisch mittels der Leerlaufscharakteristik $f(E_a, \mathfrak{M}_0)$ (s. Abschn. 18) bzw. Übertrittscharakteristik $f(\mathfrak{B}_l, \mathfrak{M}_{l_z})$ gefunden werden.

6. Der Streufaktor.

Gemäß der Gleichung

$$\sigma = \frac{\mathfrak{N}_m}{\mathfrak{N}} = \frac{\mathfrak{N} + \mathfrak{N}_s}{\mathfrak{N}} = 1 + \frac{\mathfrak{N}_s}{\mathfrak{N}} \quad (80)$$

hat man nur den Streufluß $\mathfrak{N}_s$ zu berechnen. Dazu denken wir uns den Streufluß auf einer Seite des Pols $\frac{\mathfrak{N}_s}{2}$ in folgende 6 Teile zerlegt (Fig. 5)¹⁾:

$\mathfrak{N}_{s_1}$	zwischen	den	Innenflächen	der	Polschuhe,
$\mathfrak{N}_{s_2}$	"	"	Außenflächen	der	Polschuhe,
$\mathfrak{N}_{s_3}$	"	"	Innenflächen	der	Pole (als Rechtecke),
$\mathfrak{N}_{s_4}$	"	"	Außenflächen	der	Pole,
$\mathfrak{N}_{s_5}$	"	Innenfläche	Pol und Joch,		
$\mathfrak{N}_{s_6}$	"	Außenfläche	Pol und Joch.		

Bezeichnet A_x den Leitwert eines parallelen Zweiges der betrachteten Zone, so ruft die von 2 Polen auf ihn einwirkende MMK $2\mathfrak{M}_x$ den beiderseitigen Streufluß

$$\mathfrak{N}_{s_x} = 2 \cdot \mathfrak{M}_x \cdot 2 \cdot A_x \quad (81)$$

hervor.

Bezieht man alle Leitwerte auf die konstante MMK $\mathfrak{M}_{l_{za}}$, so wird

$$\mathfrak{N}_s = \sum_1^6 \mathfrak{N}_{s_x} = 4 \cdot \mathfrak{M}_{l_{za}} \cdot (A_1 + A_2 + A_3 + A_4 + A_5 + A_6). \quad (82)$$

Setzt man in Gl. (80) $\mathfrak{N} = b \cdot l \cdot \mathfrak{B}_l$ und Gl. (82)

$$\mathfrak{M}_{l_{za}} = k_z \cdot \mathfrak{M}_l = k_z \cdot 0,8 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \delta \cdot k_1,$$

so ergibt sich

$$\sigma = 1 + \frac{3,2 \cdot k_z \cdot k_1 \cdot \delta}{b \cdot l} \cdot \sum_1^6 A_x. \quad (83)$$

Aus Fig. 5 folgt nun gemäß Gl. (81) $A_x = \frac{\mathfrak{N}_{s_x}}{4 \cdot \mathfrak{M}_x}$:

¹⁾ Arnold, E.: Gl.M. Bd. I.

$$A_1 = 1,25 \cdot \frac{a_1 \cdot l_p}{L_1} \quad (84)$$

bzw.
$$A_{1w} = 1,25 \cdot a_1 \cdot \left(\frac{l_{pw}}{L_1 - b_w} + \frac{l_p - l_{pw}}{L_1} \right) \quad (85)$$

für Wendepole.

$$A_2 = 1,25 \cdot \frac{F_p}{L_2} = 1,25 \cdot \frac{F_p}{L_1 + \pi \cdot s}, \quad (86)$$

(F_p = Fläche der äußeren Stirnseite eines Polschuhs, s = Schwerpunktsabstand der halben Stirnfläche).

$$A_{3g} = 1,25 \cdot \frac{h_3}{h_m} \cdot \frac{a_3 \cdot l_k}{L_3} \quad (87)$$

bei stark geneigten Polen.

$$A_{3p} = 1,25 \cdot \frac{h_m \cdot l_k}{t_{p1} + t_{p2} - 2b_m} \quad (88)$$

bei fast parallelen Polen.

$$A_{3w} = 1,25 \cdot \frac{h_3}{h_m} \cdot a_3 \cdot \left(\frac{l_{kw}}{L_3 - b_w} + \frac{l_k - l_{kw}}{L_3} \right) \quad (89)$$

bei Wendepolen.

$$A_4 = 1,25 \cdot \frac{a_3 \cdot h_3 \cdot b_m}{h_m \cdot \left(L_3 + \frac{\pi}{4} \cdot b_m \right)}, \quad (90)$$

$$A_5 = 1,25 \cdot \frac{l_k}{h_m} \cdot \sum \frac{a_5 \cdot h_5}{L_5}, \quad (91)$$

$$A_6 = 1,25 \cdot \frac{b_m}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{h_j^2 + b_a^2}}{h_m + A} \cdot \frac{90}{\alpha}. \quad (\text{Fig. 6}) \quad (92)$$

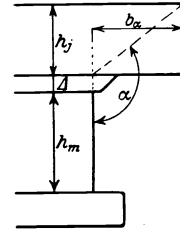


Fig. 6.

7. Die Magnetwicklung.

a) Hauptschluß.

Da der Erregerstrom hierbei $J_h = J_a = J$ ist, erhält man

$$w_h = \frac{M_b}{J_h} \text{ Windungen/Pol} \quad (93)$$

und bei einer Stromdichte $j_h [1,7 \div 0,8] \text{ A/qmm}$ findet man den Querschnitt

$$q_h = \frac{J_h}{j_h} \text{ qmm}. \quad (94)$$

Für große Stromstärken verwendet man dabei Flachkupferbänder oder teilt die Erregerwicklung in mehrere parallele Zweige.

b) Nebenschluß.

Bedeutet

 R_n = Widerstand der ganzen Erregerwicklung, L_n = gesamte Drahtlänge in m, l_n = mittlere Windungslänge eines Pols in cm, $\varrho = \left[\frac{1}{57} \frac{\text{Ohm}}{\text{m, qmm}} \text{ bei } 15^\circ \text{C} \right] = \text{spezif. Widerstand,}$ $\alpha \left[0,004 \frac{\text{Ohm}}{\text{Ohm, } ^\circ\text{C}} \right] = \text{Temperaturkoeffizient des Kupfers,}$ $\Delta \vartheta_{w_n}$ = Übertemperatur der Wicklung über 15°C q_n = Drahtquerschnitt in qmm,

dann gilt:

$$E_k = J_n \cdot R_n.$$

Setzt man

$$J_n = \frac{\mathfrak{M}_b}{w_n}, \quad R_n = \frac{\varrho \cdot L_n}{q_n} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta_{w_n}), \quad L_n = 2 p \cdot w_n \cdot \frac{l_n}{100},$$

so erhält man bei etwa 20% Änderungsmöglichkeit des Erregerstroms den Drahtquerschnitt

$$q_n = 1,2 \cdot \frac{2 p \cdot \mathfrak{M}_b \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta_{w_n})}{5700 \cdot E_k} \cdot l_n \text{ qmm.} \quad (95)$$

Wählt man die Stromdichte $j_n [3 \div 1] \text{ A/qmm}$, so folgt

$$J_n = j_n \cdot q_n \quad (96)$$

und

$$w_n = \frac{\mathfrak{M}_b}{J_n} \text{ Windungen/Pol.} \quad (97)$$

Es ist nun nachzuprüfen, ob $k_n = \frac{J_n}{J}$ und l_n den angenommenen Werten entsprechen. Dann sind die Windungen w_n über den Wicklungsquerschnitt zu verteilen.

Ist der Widerstand der Nebenschlußwicklung

$$R_n = \frac{2 p \cdot l_n \cdot w_n \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta_{w_n})}{5700 \cdot q_n}, \quad (98)$$

so berechnet sich der Widerstand des Nebenschlußreglers bei etwa 20% Drehzahländerung zu

$$r_n = \frac{1,2 \cdot E_k}{J_{n_{\min}}} - R_n. \quad (99)$$

8. Der Stromwender (Kommutator).

Für symmetrische Wicklungen muß K , Z , $2p$ durch a ganzzahlig teilbar sein, für einfach geschlossene y_k und K teilerfremd.

Falls Ausgleichsverbindungen (etwa bei $2p \geq 6$) angeordnet werden sollen, muß bei Wellenwicklung

$$K = p \cdot y_k \pm a \quad (100)$$

sein.

Dafür ist nun der Potentialschritt:

a) Schleifenwicklung

$$y_p = \frac{K}{p}. \quad (101)$$

Ferner muß $\frac{Z}{p}$ eine ganze Zahl sein für Nutenanker. Es kommen p Anschlüsse an einen Ausgleichsring.

b) Wellenwicklung.

$$y_p = \frac{K}{a}, \quad (102)$$

wobei $\frac{Z}{a}$ eine ganze Zahl sein soll. Fehlerlos ist der Ausgleich nur

bei $\frac{p}{a} = \text{ganze Zahl}$. Es kommen a Anschlüsse an einen Ausgleichsring.

Den Querschnitt der Anschlußleitungen q_v macht man etwa $\frac{1}{4}$ bis $\frac{1}{2}$ von dem der Ankerleiter. Die Anzahl der Ausgleichsringe wird so bemessen, daß bei kleinen Maschinen jeder 10. bis 8., bei großen jeder 5. bis 4. Stromwendersteg angeschlossen wird.

Bei einer Stegteilung t_k cm, Isolationsdicke δ_i [0,06 ÷ 0,1] cm, Stegbreite $\delta_s = t_k - \delta_i$ [0,4 ÷ 1] cm, wird der Durchmesser des Stromwenders

$$D_k = \frac{K \cdot t_k}{\pi} \text{ cm} \quad (103)$$

und die Umfangsgeschwindigkeit

$$v_k = \frac{\pi \cdot D_k \cdot n}{6000} \text{ m/sec.} \quad (104)$$

Allgemein ist es günstig, $2p$ Bürstenstifte anzuordnen. Bei einer mittleren Stromdichte der Bürsten (Kohle) $j_b = 11 \div 4 \text{ A/qcm}$ und den Höchstwerten $j_{b_{\max}} = 20 \div 9 \text{ A/qcm}$ mit einer höchsten Bürstenspannung

$$e_{b_{\max}} = 0,7 \div 1,6 \text{ Volt/Bürste}$$

wird die Auflagefläche aller z_b Bürsten eines Stifts

$$F_b = \frac{J_a}{p \cdot j_b} \text{ qcm} \quad (105)$$

und für eine Bürstenbreite

$$b_b = k_b \cdot t_k \text{ cm} \quad [k_b = 1 \div 3] \quad (105a)$$

die Länge einer Bürste

$$l_b = \frac{F_b}{z_b \cdot b_b} \text{ cm.} \quad (106)$$

Dafür bestimmt man schließlich die nutzbare Steglänge L_{k_n} und die gesamte Länge L_k einschließlich dem Raum für den Anschluß der Drahtenden oder Fahnen.

Die Höhe der Stege wird mit einer Stromdichte $j_s = 80 \div 100 \text{ A/qcm}$ und bei großen Stützlängen auf ihre mechanische Beanspruchung hin berechnet.

9. Stromwendung (Kommutation).

Sobald zwei benachbarte Stege durch eine Bürste von der Breite $b_b = t_k$ bedeckt werden, muß in den daran angeschlossenen $\frac{p}{a}$ Spulen eine Umkehrung des Stromes von $-i_a$ auf $+i_a$ stattfinden, da sie von einem Ankerzweig in den benachbarten mit umgekehrter Strom-

richtung übertreten. Während dieser Bewegung werden die Spulen von der Bürstekurzgeschlossen und damit ihre Stromstärke nur durch die in dem Kurzschlußkreise vorhandenen Widerstände und EMKe beeinflusst. Wenn wir den Widerstand der Spulen und ihrer Zuleitungen zu den Stegen gegenüber dem Übergangswiderstand r der Kohlebürste vernach-

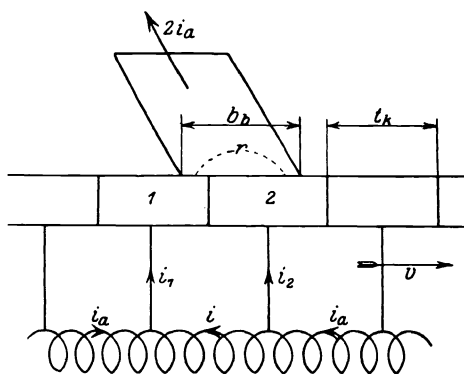


Fig. 7.

lässigen und vorläufig irgendwelche EMKe unberücksichtigt lassen, dann ändern sich (Fig. 7) bei einer Bürstenbreite $b_b = t_k$ die Übergangsteilwiderstände r_1 und r_2 wie die Übergangsflächen zu den Stegen 1 und 2.

Bezeichnet T die ganze Kurzschlußzeit, so wird zur Zeit t nach dem Übergang der Bürste auf Steg 1, wenn die positive Richtung des Kurzschlußstromes i gleich der Stromrichtung im neuen Ankerzweig eingesetzt wird,

$$r_1 = r \cdot \frac{T}{t} \quad (107)$$

$$r_2 = r \cdot \frac{T}{T - t} \quad (108)$$

Außerdem gelten die Beziehungen

$$i_1 = i_a + i, \quad (109)$$

$$i_2 = i_a - i, \quad (110)$$

$$i_1 + i_2 = 2 i_a, \quad (111)$$

$$i_1 \cdot r_1 - i_2 \cdot r_2 = 0. \quad (112)$$

Setzt man darin die Werte aus Gln. (107 ÷ 110) ein, so ergibt sich

$$\frac{i_a + i}{t} = \frac{i_a - i}{T - t}, \quad \text{oder} \quad \frac{i_a + i}{i_a - i} = \frac{t}{T - t}, \quad \text{oder} \quad \frac{i_a}{i} = \frac{T}{2t - T}.$$

Daraus folgt für den zeitlichen Verlauf des Kurzschlußstroms

$$i = -i_a \cdot \left(1 - \frac{2t}{T}\right), \quad (113)$$

dessen zeichnerische Darstellung eine gerade Linie (Fig. 8) ergibt. In diesem Falle der geradlinigen Stromwendung verteilen sich die Ströme i_1 und i_2 über die Bürstenfläche entsprechend ihrer Auflagefläche auf den Stegen, d. h. die Stromdichte j_b ist konstant, aber zwischen der ablaufenden Bürstenkante und Steg 2 besteht am Ende der Kurzschlußzeit eine gewisse Übergangsspannung gleich der mittleren Bürstenspannung e_b , die von der Bürstensorte abhängt. Da nur der Bürstenwiderstand den Kurzschlußstrom beeinflusst, bezeichnet man diesen Vorgang als reine Widerstands-Stromwendung.

Infolge der Änderung des Stromes i tritt nun eine EMK der Induktion

$$e_{it} = -(\mathfrak{S} + \mathfrak{S}_g) \cdot \frac{di}{dt}, \quad (114)$$

die sog. Eigenfeldspannung in den Spulen auf, wobei $\mathfrak{S}$ in Henry den Koeffizienten der Selbstinduktion der Spulen, $\mathfrak{S}_g$ den der gegenseitigen Induktion der gleichzeitig im Kurzschluß liegenden Spulen bedeutet. Dadurch wird nach dem Gesetz von Lenz der Ablauf des Stromes i verzögert (Kurve 2, Fig. 9), wodurch wir Unter-Stromwendung erhalten.

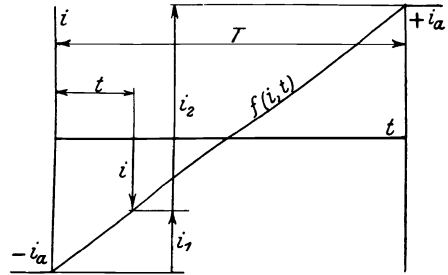


Fig. 8.

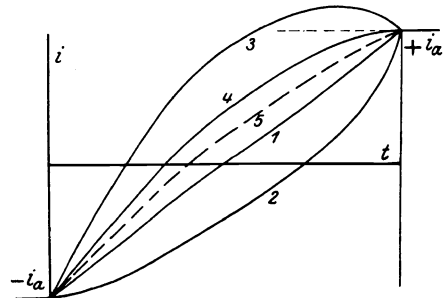


Fig. 9.

Andrerseits wird in den Spulen während ihrer Bewegung im Magnetfelde eine EMK, die Kurzschlußspannung e_k , induziert, die von der Belastung (Querfeld) und der Bürstenstellung abhängig ist. Hat das Feld zufällig eine solche Form und Größe, daß in jedem Augenblick e_{k_i} gleich groß und entgegengesetzt gerichtet ist zu e_{i_i} , also $e_{k_i} + e_{i_i} = 0$, dann zeigt die Kurzschlußstromkurve wieder die geradlinige Form (Kurve 1). Wird $e_{k_i} + e_{i_i} = e_{f_i} > 0$, so erhält man Über-Stromwendung (Kurve 3). Verlaufen die Kurven 2 und 3 am Ende der Kurzschlußzeit nicht zu steil, so kann auch bei verschiedenen Werten von e_k und e_i ein funkenloses Arbeiten des Stromwenders durch Verwendung passender Bürsten erzielt werden.

Bezeichnen wir nun den Anteil der durch das Magnetfeld in den kurzgeschlossenen Spulen erzeugten mittleren Kurzschlußspannung e_k , der zur Aufhebung des Mittelwerts $e_i = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T e_{i_i} \cdot dt$ verbraucht wird, als Stromwendespannung $e_s = -e_i$, so kann man die Funkenspannung für einen Steg

$$e_f' = e_k - e_s \quad (115)$$

als Maßstab für eine brauchbare Stromwendung ansehen. Allgemein soll $e_f' < 5 \div 7$ Volt gehalten werden. Beträgt die Bürstendeckung (Gl.(105a)) $k_b = \frac{b_b}{t_k}$, so werden $S_k = k_b \cdot \frac{p}{\alpha}$ Spulen kurzgeschlossen und dadurch die Funkenspannung der ganzen Bürste oder Bürstenspitzenspannung angenähert:

$$e_f \approx k_b \cdot e_f' \text{ Volt.} \quad (116)$$

Damit ist man nun imstande, die Stromdichten j_{b_1} und j_{b_2} an den Bürstenkanten zu ermitteln (Fig. 10). Zieht man nämlich zu einer Linie ad im Abstände der Bürstenspannung e_b die Parallele bc , so stellt diese die Bürstenpotentialkurve dar für den Fall, daß $e_f = 0$ und die örtliche Stromdichte überall gleich groß ist bzw. die Kurzschlußstromkurve geradlinig verläuft. Trägt man nun von c aus die Strecke $ce = \frac{e_f}{2}$ nach unten und von b aus $bf = \frac{e_f}{2}$ nach oben ab, so verläuft die Bürstenpotentialkurve nach irgendeiner Linie fe . Es wird dann die Funkenspannung an der auflaufenden Bürstenkante (1)

$$e_{f_1} = e_b + \frac{e_f}{2} = a f, \quad (117)$$

und von der ablaufenden

$$e_{f2} = e_b - \frac{e_f}{2} = de. \quad (118)$$

Ferner ergeben sich dazu die Stromdichten an den Kanten

$$j_{b1} = j_b \cdot \frac{e_{f1}}{e_b} \quad (119)$$

und
$$j_{b2} = j_b \cdot \frac{e_{f2}}{e_b}, \quad (120)$$

die für funkenfreies Arbeiten innerhalb des für die Bürstensorte zulässigen Wertes von $j_{b\max}$ liegen müssen.

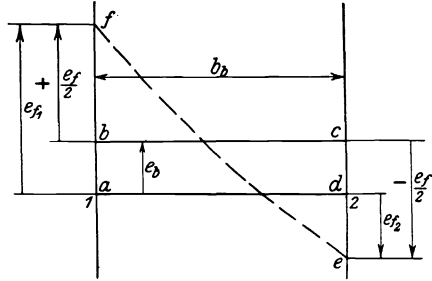


Fig. 10.

Unter gewissen Umständen läuft die Kurzschlußstromkurve, wenn nämlich (Fig. 10) $e_f = 2e_b$ wird, für $t = T$ horizontal aus (Kurve 4, Fig. 9). Dann wird die Stromdichte an der ablaufenden Kante $j_{b2} = 0$ und die Bürstenspitze spannungslos.

Das günstigste Wendefeld ist jedoch dann vorhanden, wenn die Stromkurve (5) etwa zwischen Linie 1 und 4 liegt, d. h. wenn die Funkenspannung $e_f \approx e_b$ wird.

a) Stromwendespannung e_s .

Es bedeute:

λ_N die Leitfähigkeit des Streufeldes der Spulen einer Nut in Maxwell für 1 Amp. und 1 cm Ankerlänge,

$\mathfrak{N}_N$ den Kraftfluß des Streufeldes einer Nut in Maxwell,

$$b_D = b_b \cdot \frac{D}{D_k} \quad (121)$$

die auf den Ankerdurchmesser D bezogene Bürstenbreite,

$$t_{kD} = t_k \cdot \frac{D}{D_k} \quad (122)$$

die auf den Ankerdurchmesser bezogene Stegteilung,

$$\varepsilon_k = \frac{K}{2p} - \frac{1}{2}(y_1 - 1) = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{K}{p} - y_1\right) \quad (123)$$

die Schrittverkürzung,

p_w die Anzahl der weggelassenen Bürstenstifte gleicher Polarität,

b_k die Breite der Wendezone bezogen auf den Ankerdurchmesser,

dann ist
$$\mathfrak{N}_N = t_1 \cdot B \cdot l \cdot \lambda_N \text{ Maxwell.} \quad (124)$$

Dieses Feld ändert sich in der Kurzschlußzeit T von $-\mathfrak{N}_N$ auf $+\mathfrak{N}_N$, also um $2\mathfrak{N}_N$ und schneidet dabei $\frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K}$ Drähte der kurzgeschlossenen Spulen, so daß in ihnen eine mittlere EMK induziert wird:

$$e_i = -\frac{2\mathfrak{N}_N}{T} \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot 10^{-8} \text{ Volt} = -e_s. \quad (125)$$

Ersetzt man darin $\mathfrak{N}_N$ aus Gl. (124) und

$$T = \frac{b_k}{100 \cdot v} = \frac{t_1 + b_D + \left[\varepsilon_k - (1 + p_w) \cdot \frac{a}{p} \right] \cdot t_{k_D}}{100 \cdot v} \text{ sec}, \quad (126)$$

so erhält man:

$$e_s = 2 \cdot \left[\frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot B \cdot l \cdot v \cdot 10^{-6} \right] \cdot \frac{t_1}{t_1 + b_D + \left[\varepsilon_k - (1 + p_w) \cdot \frac{a}{p} \right] \cdot t_{k_D}} \cdot \lambda_N \quad (127)$$

Der Faktor

$$\frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot B \cdot l \cdot v \cdot 10^{-6} = A \quad (128)$$

wird als Ankerkonstante [$A \leq 0,02$; bei großen Maschinen $\div 0,5$, wenn $\mathfrak{M}_{l_z} \geq \frac{t_p}{2} \cdot B$ ist], bezeichnet,

$$\frac{t_1}{t_1 + b_D + \left[\varepsilon_k - (1 + p_w) \cdot \frac{a}{p} \right] \cdot t_{k_D}} = \frac{t_1}{b_k} = \psi \quad (129)$$

berücksichtigt als Zeitfaktor die Kurzschlußzeit der Spule, so daß man schreiben kann:

$$e_s = 2 \cdot A \cdot \psi \cdot \lambda_N \text{ Volt}. \quad (130)$$

Bedeckt die Bürste mehrere Stege ($k_b > 1$), so kann man wegen der gegenseitigen Induktion der andern kurzgeschlossenen Spulen einen Zuschlag von etwa 20% zu obigem Wert machen, also

$$e'_s = 1,2 \cdot e_s \quad (131)$$

setzen.

Als Mittelwert aus verschiedenen Messungen hat sich

$$\lambda_N = 4 \div 6 \frac{\text{Maxwell}}{\text{A/cm}}$$

(nach Pichelmayer $\zeta = 2 \cdot \lambda_N = 8 \div 14$)

und für funkenfreies Arbeiten

$$e_s \leq 1,5 \div 3 \text{ Volt}$$

weiche harte Kohlen

ergeben.

Bei Niederspannungsmaschinen soll $e_s \leq 1$ Volt sein. Damit die Nutenfelder möglichst gleichmäßig verlaufen, soll man

$$\frac{2 b_D}{t_{k_D}}, \quad 2 \varepsilon_k, \quad \frac{b_D + \varepsilon_k \cdot t_{k_D}}{t_{k_D}} \quad (132)$$

ganzzählig und $t_1 \neq b_D$ machen.

Berechnung von λ_N s. Abschnitt 10.

b) Kurzschlußspannung e_k .

Bezeichnet

$\lambda_{q_0} [2 \div 3]$ die Leitfähigkeit des Ankerquersfeldes bei unverschobenen Bürsten,

$\lambda_{q_v} [3 \div 5]$ die Leitfähigkeit des Ankerquersfeldes bei verschobenen Bürsten,

so wird in den zwischen den Bürstenkanten liegenden Spulen eine Spannung

$$e_{k_0} = 2 k_b \cdot A \cdot (\psi \cdot \lambda_N + \lambda_{q_0}) \quad [\text{Bürsten in der neutralen Zone}] \quad (133)$$

$$\text{bzw.} \quad e_k = k_b \cdot A \cdot (\psi \cdot \lambda_N + \lambda_{q_v}) \quad [\text{verschobene Bürsten}] \quad (134)$$

induziert.

Zulässig ist $e_k \leq 8$ Volt für Generatoren,
 ≤ 10 " " Motoren.

Wir sind nun weiter in der Lage, die Größe des günstigsten Wendefeldes $\mathfrak{B}_k$ zu ermitteln (Stromkurve 5, Fig. 9). Setzt man nach der allgemeinen Gleichung für die elektromagnetische Induktion $[E = - \mathfrak{B} \cdot l \cdot v]$ aus Gln. (127), (128) und (130)

$$e_s = - \mathfrak{B} \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s}{K} \cdot l \cdot v \cdot 10^{-6} = - \mathfrak{B} \cdot \frac{A}{B} = 2 \cdot A \cdot \psi \cdot \lambda_N \text{ Volt,} \quad (135)$$

so folgt daraus die der Spannung e_s gleichwertige magnetische Induktion

$$\mathfrak{B} = - 2 \cdot B \cdot \psi \cdot \lambda_N \text{ Gauß.} \quad (136)$$

Für die Stromkurve 5 soll nun die Bedingung $e_f = k_b \cdot (e_k - e_s) = e_b$ erfüllt sein oder

$$e_k = e_s + \frac{e_b}{k_b} \text{ Volt.} \quad (137)$$

Führt man darin gemäß Gl. (135) $e_k = - \mathfrak{B}_k \cdot \frac{A}{B}$ und e_s nach Gleichung (130) ein, so ergibt sich

$$- \mathfrak{B}_k = 2 \cdot B \cdot \psi \cdot \lambda_N + \frac{e_b \cdot B}{k_b \cdot A} \text{ Gauß.} \quad (138)$$

Wollte man die Bürstenkante stromlos machen (Kurve 4), so müßte im 2. Glied $2 \cdot e_b$ gesetzt werden. Im allgemeinen kann man normal mit einem Wendefeld $\mathfrak{B}_k = 700 \div 1600$ Gauß rechnen. Wird aber ein stärkeres Feld notwendig, so muß man künstliche Stromwendung durch besondere Wendepole erzeugen.

c) Übergangsspannung e_u .

Sie tritt zwischen Bürste und Stromwender auf. Ist die örtliche Stromdichte über die Bürstenfläche nicht überall gleich groß (Stromkurve 1), so tritt zu der Bürstenspannung e_b noch ein zusätzlicher Spannungsabfall hinzu, so daß zwischen Bürste und Stromwender eine Übergangsspannung e_u auftritt, die sich erfahrungsmäßig berechnet aus:

$$e_u = e_b + \frac{e_f^2}{12 \cdot e_b}. \quad (139)$$

Mit Rücksicht auf die Stromwärmeverluste soll man $e_u < 6$ Volt halten. Kommt man mit der Funkenspannung e_f an die zulässige Grenze, so läßt sich ihre Wirkung dadurch mildern, daß man zwischen Wicklung und Stromwenderstege Widerstandsverbindungen einlegt. Dadurch wird die Kurzschlußstromkurve gestreckt. Günstig wirkt auch auf die Stromwendung eine hohe Zahninduktion $\mathfrak{B}_{z_2}$ (≥ 20000 Gauß) wegen des Einflusses auf die Ausbildung des Querfeldes in der Wendezone.

10. Leitfähigkeit des Streufeldes einer Nut.

Bezeichnet

λ_n die Leitfähigkeit innerhalb des Nutenraums,

λ_k " " über die Zahnköpfe (λ_{kw} bei Wendepolen),

λ_s " " um die Stirnverbindungen herum,

so wird die gesamte Leitfähigkeit des Streufeldes einer Nut für 1 cm Ankerlänge

$$\lambda_N = \lambda_n + \lambda_{k(w)} + \lambda_s \text{ Maxwell/Amp.} \quad (140)$$

a) Leitfähigkeit λ_n .

Der Wicklungsschritt sei verkürzt, also $\varepsilon_k \neq 0$. Dann liegt jeweils nur eine Spulenseite B mit der Durchflutung D_e Amp. in der Nut im Kurzschluß (Fig. 11).

Betrachten wir nun einen schmalen Kräftefluß von der Breite dx im Abstände x von der Stabunterkante, so wirkt auf ihn eine EMK

$$\mathfrak{M}_x = D_e \cdot \frac{x}{r}, \quad (141)$$

Fälle die Spule A (Fig. 12) mit ihrer MMK die gleiche Wirkung ergeben, als wenn sie in A' gelegen wäre. Für beide Spulenseiten wird demnach:

$$\lambda_{AB} = 1,25 \cdot \frac{2r}{3 \cdot r_3} \quad (148)$$

und für die ganze Nut

$$\lambda'_n = 1,25 \cdot \left(\frac{2r}{3 \cdot r_3} + \frac{r_5}{r_3} + \frac{r_7}{r_8} + \frac{2r_6}{r_1 + r_8} + \frac{r_4}{r_1} \right). \quad (149)$$

Diese Formel weicht nur etwa um 10% von Gl. (147) ab, so daß wir sicherer mit λ_n rechnen.

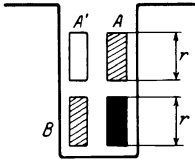


Fig. 12.

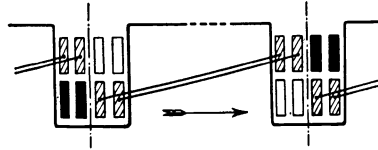


Fig. 13.

Auch bei mehreren kurzgeschlossenen Spulen in beiden Lagen kann man Gl. (147) verwenden. Dabei ist es für die Stromwendung günstig, wenn die oberen Spulenseiten mit der kleinsten Leitfähigkeit später als die unteren aus dem Kurzschluß heraustreten. Zu dem Zweck legt man die Ankerspulen so, daß ihre Stirnverbindungen in der Drehrichtung schräg nach oben gehen (Fig. 13).

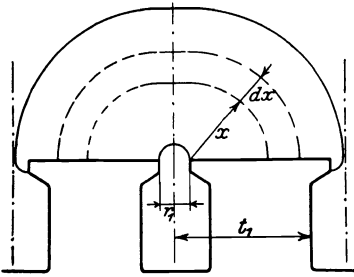


Fig. 14.

b) Leitfähigkeit $\lambda_{k(w)}$.

Man kann den Streuß, der sich über die Zahnköpfe schließt, nahezu kreisförmig annehmen (Fig. 14). Für einen Kraftfluß von der Breite dx im Abstände x von der Zahnkopfecke wird

$$d\lambda_k = 1,25 \cdot \frac{dx}{r_1 + \pi \cdot x}$$

$$\text{und} \quad \lambda_k = 1,25 \cdot \int_0^{t_1 - \frac{r_1}{2}} \frac{dx}{r_1 + \pi \cdot x} = \frac{1,25}{\pi} \cdot \ln \frac{r_1 + \pi \cdot \left(t_1 - \frac{r_1}{2}\right)}{r_1} \quad (150)$$

$$\text{oder} \quad \lambda_k \approx 0,92 \cdot \log \frac{\pi \cdot t_1}{r_1}. \quad (151)$$

Hat die Maschine Wendepole, so wird für den unter ihnen liegenden Teil der Ankerlänge (Fig. 15):

$$d\lambda_{k_w} = 1,25 \cdot \frac{dx}{2 \cdot \delta_w \cdot k_1} \text{ und für etwa } b_w \approx 2 t_1$$

$$\lambda_{k_w} = 1,25 \cdot \int_0^{\frac{b_w}{2}} \frac{dx}{2 \cdot \delta_w \cdot k_1} = \frac{1,25 \cdot b_w}{4 \cdot \delta_w \cdot k_1}. \quad (152)$$

Ist $b_w < 2 t_1$, so kann man wegen der Verlängerung der Kraftlinien auf etwa $1,25 \delta_w$ setzen:

$$\lambda_{k_w}' \approx \frac{b_w}{4 \cdot \delta_w \cdot k_1} \quad (153)$$

und für $b_w > 2 t_1$

$$\lambda_{k_w}'' \approx \frac{t_1}{2 \cdot \delta_w \cdot k_1}. \quad (154)$$

Für die außerhalb der Länge l_{pw} des Wendepols gelegenen Zahnköpfe der Nut

ist dann λ_k mit der Länge $l_1 - l_{pw}$ in die Rechnung einzuführen.

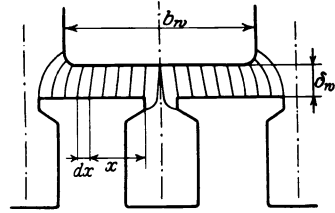


Fig. 15.

c) Leitfähigkeit λ_s der Spulenköpfe.

Die Leitfähigkeit der Stirnverbindungen wird bedingt durch einen Beitrag λ_{s_1} , der von dem stillstehenden Feld der Verbindungen und einem zweiten Betrag λ_{s_2} , der von ihrem Streufeld herrührt, das die eigenen Leiter während des Kurzschlusses umschlingt.

α) Leitfähigkeit λ_{s_1} .

Die Stirnverbindungen sind gleichmäßig verteilt in zwei Ebenen, deren jede einen Strombelag $\frac{1}{2} B$ besitzt. Demnach verläuft die MMK $\mathfrak{M}_s$ nach einer gebrochenen Geraden, deren Spitzen in der Bürstendrichtung liegen (Fig. 16), und erzeugt ein Feld von gleichgroßer Induktion $\mathfrak{B}_s$. Nehmen wir den Verlauf des Kraftflusses nahezu kreisförmig an, so wird im Abstände x von der Mitte

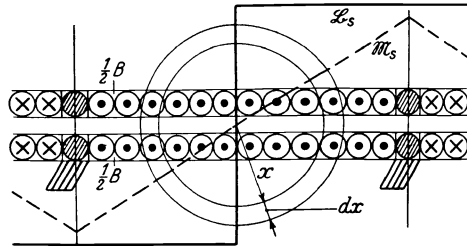


Fig. 16.

bei einer MMK $\mathfrak{M}_{s_x} = B \cdot x$ und dem Leitwert $A_{s_x} = \frac{1,25 \cdot dx}{2 \pi \cdot x}$ eine Induktion

$$\mathfrak{B}_{s_x} = \mathfrak{M}_{s_x} \cdot \frac{A_{s_x}}{dx} \approx 0,2 \cdot B \quad (155)$$

entstehen.

Durch diesen Kraftfluß bewegen sich die Stirnverbindungen von der Länge $l_s = l_{a_1} - l$ (Fig. 17), also wird in den $\frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K}$ Leitern einer Ankerspule gemäß Gl. (135) eine EMK induziert:

$$e_{s_1} = 0,2 \cdot B \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot l_s \cdot \sin \alpha \cdot v \cdot 10^{-6} \text{ Volt} \quad (156)$$

Andererseits ist gemäß Gl. (127) auch

$$e_{s_1} = 2 \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot B \cdot l \cdot v \cdot 10^{-6} \cdot \psi \cdot \lambda_{s_1}, \quad (157)$$

woraus durch Gleichsetzen folgt:

$$\lambda_{s_1} = \frac{0,1}{\psi} \cdot \frac{l_s}{l} \cdot \sin \alpha \quad (158)$$

und die entsprechende Induktion am Umfang der Stirnverbindungen gemäß Gl. (136)

$$\mathfrak{B}_{s_1} = 2 \cdot B \cdot \psi \cdot \lambda_{s_1}. \quad (159)$$

Für $\alpha \approx 50^\circ$ wird $\lambda_{s_1} \approx \frac{0,075}{\psi} \cdot \frac{l_s}{l}$.

β) Leitfähigkeit λ_{s_2} .

Von den $\frac{b_D}{t_{k_D}}$ gleichzeitig im Kurzschluß befindlichen Spulenseiten mit einer Durchflutung $D_e = b_D \cdot B$ und der Leitfähigkeit λ_b eines Leiters wird ein Kraftfluß $b_D \cdot B \cdot \lambda_b \cdot l_s$ erzeugt, der in der Zeit $\frac{b_D}{100v}$ seine Richtung ändert und damit in jedem Leiter eine EMK

$$e_{s_2} = b_D \cdot B \cdot \lambda_b \cdot l_s \cdot \frac{100 \cdot v}{b_D} \cdot 10^{-8} \text{ Volt} \quad (160)$$

erzeugt. Dieselbe läßt sich auch gemäß Gl. (127) bei einer Leitfähigkeit λ_{s_2} der kurzgeschlossenen Spule darstellen durch

$$e_{s_2} = 2 B \cdot l \cdot v \cdot \psi \cdot \lambda_{s_2} \cdot 10^{-6} \text{ Volt}. \quad (161)$$

Aus beiden Gleichungen folgt:

$$\lambda_{s_2} = \frac{1}{\psi} \cdot \frac{l_s}{2l} \cdot \lambda_b. \quad (162)$$

Für einen geradlinigen Leiter ist nun die Leitfähigkeit

$$\lambda_b = 0,46 \cdot \log \frac{2a_l}{d_l} + 0,05, \quad (163)$$

worin a_l den Mittenabstand zweier Leiter der Stirnverbindung und d_l den Durchmesser eines Kreises bedeutet, der gleichen Umfang wie der Leiter hat.

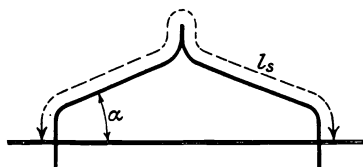


Fig. 17.

Setzt man im Mittel

$$\frac{2a_l}{d_l} = 2,5 \div 3,$$

so wird

$$\lambda_b \approx 0,25 \quad \text{und} \quad \lambda_{s_2} \approx \frac{0,125}{\psi} \cdot \frac{l_s}{l}.$$

Somit ergibt sich jetzt:

$$\lambda_{s_2} = \lambda_s + \lambda_{s_2} \approx \frac{0,2}{\psi} \cdot \frac{l_s}{l}. \quad (164)$$

Nun erhöhen die eisernen Wicklungsträger, Lagerschilde, Magnetgestell usw. die Leitfähigkeit sehr stark, was man durch einen Faktor $k_s = 2 \div 3$ berücksichtigen kann, so daß

$$\lambda_{s_2} = \frac{0,2}{\psi} \cdot k_s \cdot \frac{l_s}{l} \quad (165)$$

wird.

11. Wendepole.

Können die Bedingungen für eine natürliche Stromwendung nicht eingehalten werden, so läßt sich eine solche künstlich ermöglichen durch Verwendung besonderer in der geometrischen Mittelstellung zwischen den Hauptpolen (N, S) gelegener Wendepole (n, s). Dabei folgen

beim Generator $N - s - S$,

beim Motor $N - n - S$

in der Drehrichtung.

Günstig für die Wirkung der Wendepole ist eine nicht merkliche Sättigung des Anker- und Jocheisens, damit möglichst Proportionalität zwischen Ankerstrom und Wendefeld besteht. Man nimmt daher $\mathfrak{B}_a \leq 14000$, $\mathfrak{B}_j \leq 11000$ Gauß an. Dagegen ist eine hohe Zahninduktion $\mathfrak{B}_{zw} [5000 \div 8000]$ besonders für Motoren günstig, weil dadurch das Ankerquersfeld bei plötzlichen Belastungsänderungen nicht so schnell ansteigen kann und damit die Neigung zum Pendeln vermindert wird.

Den Luftspalt zwischen Wendepol und Anker nimmt man nicht zu klein an, um die Schwingungen des Wendefeldes durch die Nuten zu verringern und setzt allgemein $\delta_w > \delta$. Hat der Polschuh die Länge $l_{pw} \leq l_1$, so muß für den günstigsten Fall der Stromwendung (Kurve 5, Fig. 9) ein Wendefeld mit der Luftinduktion

$$\mathfrak{B}_{lw} = 2 \cdot B \cdot \left[\psi \cdot (\lambda_n + \lambda_{kw} + \lambda_s) \cdot \frac{l_1}{l_{pw}} + \lambda_{q_0} \cdot \frac{l_1 - l_{pw}}{l_{pw}} + \frac{e_b}{2 \cdot k_b \cdot A} \right] \quad (166)$$

vorhanden sein (vgl. auch Gl. (138)). Dieses Feld soll (Gl. (129)) die Breite

$$b_k \approx \frac{t_1}{\psi} \quad (167)$$

haben, doch wählt man wegen der seitlichen Ausbreitung der Kraftlinien (Fig. 18) allgemein die Breite des Wendepolschuhs

$$\left. \begin{array}{l} b_w < b_k, \\ b_w = c \cdot t_1, \end{array} \right\} \quad \text{aber möglichst} \quad (168)$$

wo c eine ganze Zahl ist.

Nun wird infolge der Rückwirkung des Nutenfeldes die MMK unter dem mittleren Teil des Wendepols geschwächt. Will man also ein gleichmäßiges Wendefeld erhalten, so schrägt man den Polschuh an den Rändern etwas ab.

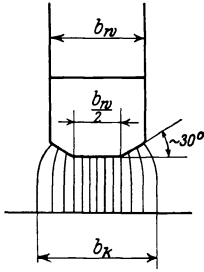


Fig. 18.

Bezeichnet

β_w = Ausbreitungsfaktor der Kraftlinien $[1,05 \div 1,08]$,

σ_w = Streufaktor $[1,8 \div 3]$,

dann wird der Kraftfluß im Luftspalt

$$\mathfrak{N}_w = \beta_w \cdot b_w \cdot l_{pw} \cdot \mathfrak{B}_{lw} \quad (169)$$

und im Wendepolkern

$$\mathfrak{N}_{mw} = \sigma_w \cdot \mathfrak{N}_w. \quad (170)$$

Gibt man dem Wendepol den Querschnitt

$$F'_{mw} = b_w \cdot l_{kw} \quad \text{bzw.} \quad \frac{\pi \cdot d_{mw}^2}{4} \text{ qcm}, \quad (171)$$

so wird die Induktion:

$$\mathfrak{B}_{mw} = \frac{\mathfrak{N}_{mw}}{F_{mw}} \quad [2000 \div 6000]. \quad (172)$$

Durch die Überlagerung des Wendefeldes über das Hauptfeld erhält man weiter:

$$\mathfrak{N}'_{aw} = \frac{1}{2} \cdot (\mathfrak{N} + \mathfrak{N}_w), \quad \mathfrak{B}'_{aw} = \frac{\mathfrak{N}'_{aw}}{k_2 \cdot h \cdot l}, \quad (173)$$

$$\mathfrak{N}''_{aw} = \frac{1}{2} \cdot (\mathfrak{N} - \mathfrak{N}_w), \quad \mathfrak{B}''_{aw} = \frac{\mathfrak{N}''_{aw}}{k_2 \cdot h \cdot l}, \quad (174)$$

$$\mathfrak{N}'_{iw} = \frac{1}{2} \cdot (\mathfrak{N}_m + \mathfrak{N}_{mw}), \quad \mathfrak{B}'_{iw} = \frac{\mathfrak{N}'_{iw}}{F_j}, \quad (175)$$

$$\Re''_{jw} = \frac{1}{2} \cdot (\Re_m - \Re_{mw}), \quad \Re''_{jw} = \frac{\Re''_{jw}}{F_j}, \quad (176)$$

$$\Re_{zw_1} = \frac{t_1 \cdot \Re_{lw}}{k_2 \cdot z_1}, \quad (177)$$

$$\Re_{zw_2} = \frac{t_1 \cdot \Re_{lw}}{k_2 \cdot z_2}, \quad (178)$$

$$\Re_{zw_{mi}} = \frac{\Re_{zw_1} + \Re_{zw_2}}{2}. \quad (179)$$

Aus der Zeichnung des Wendepolkraftflusses (Fig. 19) entnimmt man nun die Längen der Kraftlinienwege l_{mw} , l_{jw} , l_{aw} , $l_{zw} = l_z$, δ_w und bestimmt aus den Magnetisierungskurven $f(\Re, \Im)$ zu den Induktionen $\Re$ die Feldstärken $\Im$, bzw. berechnet für die Zähne

$$\Im_{zw} = \frac{\Im_{zw_1} + 4 \Im_{zw_{mi}} + \Im_{zw_2}}{6} \quad (180)$$

und für den Luftspalt

$$\Im_{lw} = 0,8 \cdot k_1 \cdot y_{lw}. \quad (181)$$

Daraus erhält man dann gemäß Tabelle 3 die für einen Wendepol erforderliche MMK $\Re_{w_0}$.

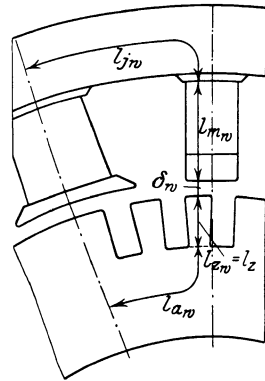


Fig. 19.

Tabelle 3.

	$\Re$	$\Im$	l	$\Re$
Magnetpol	$\Re_{mw}$	$\Im_{mw}$	l_{mw}	$\Re_{mw} = \Im_{mw} \cdot l_{mw}$
Joch	$\frac{\Re'_{jw}}{\Re''_{jw}}$	$\frac{\Im'_{jw}}{\Im''_{jw}}$	l_{jw}	$\Re_{jw} = (\Im'_{jw} - \Im''_{jw}) \cdot \frac{l_{jw}}{2}$
Anker	$\frac{\Re'_{aw}}{\Re''_{aw}}$	$\frac{\Im'_{aw}}{\Im''_{aw}}$	l_{aw}	$\Re_{aw} = (\Im'_{aw} - \Im''_{aw}) \cdot \frac{l_{aw}}{2}$
Zähne	—	$\Im_{zw}$	l_{zw}	$\Re_{zw} = \Im_{zw} \cdot l_{zw}$
Luft	$\Re_{lw}$	$\Im_{lw}$	δ_w	$\Re_{lw} = \Im_{lw} \cdot \delta_w$

MMK für 1 Wendepol $\Re_{w_0} = \sum \Re_{x_w}$.

Liegen die Bürsten in der geometrisch neutralen Zone, so kommt noch, wenn keine besondere Kompensationswicklung (nach Déri oder Ryan) ausgeführt wird, zur Beseitigung des Ankerquerfeldes hinzu:

$$\Re_q = \frac{t_p}{2} \cdot B = \frac{1}{2} \cdot \frac{J_a \cdot s_a}{p \cdot 4 a} \quad (182)$$

so daß die gesamte MMK

$$\mathfrak{M}_w = \mathfrak{M}_{w_0} + \mathfrak{M}_q \quad (183)$$

beträgt.

Damit das Wendefeld stabil ist, muß eine gewisse MMK für die Luft vorhanden sein. Man macht daher $\frac{\mathfrak{M}_w}{\mathfrak{M}_q}$ möglichst gleich 1,2 (Motoren) und $1,3 \div 1,5$ (Generatoren). Nimmt man den Erregerstrom $J_w = J_a$ an, so erhält man für 1 Pol

$$w_w = \frac{\mathfrak{M}_w}{J_w} \text{ Windungen.} \quad (184)$$

Aus der Stromdichte $j_w = 2,5 \div 1,0 \text{ A/qmm}$ ergibt sich der Kupferquerschnitt

$$q_w = \frac{J_w}{j_w} \text{ qmm.} \quad (185)$$

Die endgültige Einstellung des richtigen Wendefeldes $\mathfrak{B}_{t_w}$ bei der Fabrikation geschieht durch Einbau verschieden dicker Polschuhe (Änderung von δ_w) oder Nebenschlußwiderstand zur Wendepolwicklung.

Starke Belastungsänderungen und besonders Kurzschlüsse können Rundfeuer und Beschädigungen des Stromwenders hervorrufen, besonders wenn die Maschinen mit hohem Strombelag B arbeiten. Infolge der im Wendepolkreis gelegenen massiven Eisenteile (Joch, Polkern) werden bei Änderungen des Wendekraftflusses Wirbelströme auftreten, die ein Ansteigen des Wendefeldes verzögern (starke Dämpfung). Dagegen besitzt das Ankerfeld eine geringe Dämpfung, so daß es sich mit dem beim Kurzschluß ansteigenden Ankerstrom rasch ändert. Es kann dadurch unter Umständen das Wendefeld ausgelöscht werden und ein starkes Ankerrestfeld übrigbleiben. Dieses ruft zwischen den Bürstenkanten eine erhöhte Stegspannung oder Rundfeuerspannung

$$e_{k_{r\max}} = \frac{f_s}{f_m} \cdot e_{k_{r\min}} \approx \frac{f_s}{f_m} \cdot S_k \cdot \frac{s_a}{K} \cdot l_{pw} \cdot v \cdot \mathfrak{B}_{t_w} \cdot 10^{-6} \text{ Volt} \quad (186)$$

hervor. Wenn auch Rundfeuer erst bei einer Spannung von

$$e_{k_{r\max}} = 40 \div 50 \text{ Volt}$$

auftreten dürfte, so soll man die Verhältnisse so wählen, daß

$$e_{k_{r\max}} \leq 10 \text{ Volt} \quad (187)$$

wird. Die Faktoren für Scheitel- und Mittelwerte der induzierten EMK f_s und f_m kann man den Tabellen von Arnold¹⁾ entnehmen

¹⁾ Gl.Masch. Bd. I, 3. Aufl., S. 271.

Allgemein wird $f_m = 1,0 \div 1,2$, $f_s = 1,1 \div 1,6$. $\mathfrak{B}_{tw}$ bestimmt man nach Gl. (166). Damit die Rundfeuerspannung klein wird, macht man die Wendepolschuhe fast so lang wie die Polschuhe der Hauptpole und wählt die Werte von A , S_k , λ_N , $\frac{f_s}{f_m}$ nicht zu groß. Bei großem Strombelag B versieht man die Kerne der Hauptpole mit einem Längsschlitz zur Verringerung des Querfeldes oder schrägt die Polschuhkanten stärker ab. Günstig ist es dabei auch, das Verhältnis $\frac{\mathfrak{M}_b}{\mathfrak{M}_q} \geq 1,3 \div 1,6$ zu machen.

12. Die Kompensationswicklung.

Zur Beseitigung der schädlichen Einwirkungen des Ankerfeldes auf die Wirkungsweise der Maschine verwendet man besondere Wicklungen, wie sie von Menges (1884) angegeben und von Ryan¹⁾, Déri²⁾ und Parson in verschiedenen Anordnungen ausgeführt sind.

Ryan und Déri benutzen eine über die Hauptpole verteilte Kompensationswicklung mit besonderem Wendepol oder Wendezahn, Parson ordnet keine Wendepole an.

a) Kompensationswicklung mit Wendepolen.

Die Wendepole erhalten hierbei nur die MMK $\mathfrak{M}_{w_0}$ zur Erregung des Wendefeldes, während die Kompensationswicklung die MMK

$$\mathfrak{M}_k = 1,05 \cdot \frac{t_p}{2} \cdot B \text{ Amperewindungen/Pol} \quad (188)$$

zur Beseitigung des Ankerfeldes besitzt. (Der Faktor 1,05 berücksichtigt die Ankerstreuung.)

Die Wicklung wird in Nuten der Hauptpolschuhe untergebracht und mit dem Anker in Reihe geschaltet.

b) Kompensationswicklung ohne Wendepole.

Die Kompensationswicklung bekommt dabei neben der MMK zur Auslöschung des Ankerfeldes noch die MMK zur Erzeugung des Wendefeldes.

Für die ganze Maschine wird dann:

$$\mathfrak{M}_{kg} = \underbrace{\frac{\pi \cdot D}{2} \cdot B}_{(\text{Ankerfeld})} + \underbrace{\mathfrak{M}_{kw}}_{(\text{Wendefeld})} \quad (189)$$

Darin ist, wenn man B_w als einen dem Wendefeld gleichwertigen Strombelag einführt,

$$\mathfrak{M}_{kw} = \frac{\pi \cdot D}{2} \cdot B_w \quad (190)$$

¹⁾ El. 1895, Bd. 34, S. 765.

²⁾ ETZ. 1902, S. 817.

Setzt man für günstigste Stromwendung gemäß Gl. (136) und (138)

$$B_w = \frac{\mathfrak{B}_k}{2 \cdot \psi \cdot \lambda_q} = \frac{2 \cdot B \cdot \left(\psi \cdot \lambda_N + \frac{e_b}{2 \cdot k_b \cdot A} \right)}{2 \cdot \psi \cdot \lambda_q}, \quad (191)$$

so wird

$$\mathfrak{M}_k = \frac{\pi \cdot D}{2} \cdot B \cdot \left(1 + \frac{\lambda_N}{\lambda_q} + \frac{e_b}{2 \cdot k_b \cdot A \cdot \psi \cdot \lambda_q} \right) \text{ Amperewindungen} \quad (192)$$

und für einen Pol:

$$\mathfrak{M}_k = \frac{\mathfrak{M}_{kg}}{2p} = \frac{t_p}{2} \cdot B \cdot \left(1 + \frac{\lambda_N}{\lambda_q} + \frac{e_b}{2 \cdot k_b \cdot A \cdot \psi \cdot \lambda_q} \right). \quad (193)$$

Allgemein kann $\lambda_q = 1,8 \div 2$ gewählt werden. Bei Nutenankern kann der Klammerwert die Größe ≈ 2 erreichen. Für Maschinen mit schwieriger Stromwendung (Turbomaschinen und Walzenstraßenmotoren) benutzt man die Anordnung von Déri mit einem Magnetfeld aus Eisenblechen und gleichmäßig verteilten Nuten zur Aufnahme der Erreger- und Kompensationswicklung.

13. Leistungsverluste und Wirkungsgrad.

a) Anker.

α) Eisenverluste N_{hw} .

Sie entstehen durch die Drehung des Ankereisens im wechselpoligen Magnetfeld und zerfallen in Hysteresisverluste N_h und Wirbelstromverluste N_w . Ihre getrennte Berechnung kann nach den dafür bekannten Formeln erfolgen. Im Endergebnis gibt es jedoch nur unwesentliche Abweichungen, wenn man beide Verluste zusammen aus den durch Wechselstrommessungen (Epsteinapparat)¹⁾ gefundenen spezifischen Verlusten σ in Watt/kg bestimmt.

Man ermittelt darnach zunächst die Periodenzahl der Um-magnetisierung

$$\nu = \frac{p \cdot n}{60} \quad (194)$$

und die Eisengewichte des Ankerkerns:

$$G_a = \pi \cdot (D_a - h) \cdot k_2 \cdot h \cdot l \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \quad (195)$$

und der Zähne:

$$G_z = Z \cdot k_2 \cdot \frac{z_1 + z_2}{2} \cdot l_z \cdot l \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} \text{ kg}. \quad (196)$$

Dann entnimmt man aus den Verlustkurven $f(\sigma, \mathfrak{B})$ (Fig. 20) für

¹⁾ Linker: Meßkunde, 3. Aufl., S. 211.

die betreffende Periodenzahl ν und Blechstärke δ_b zu den Induktionen $\mathfrak{B}_a$ und $\mathfrak{B}_{z_1}, \mathfrak{B}_{z_2}, \mathfrak{B}_{z_{mi}}$, die spezifischen Leistungsverluste

$$\sigma_a, \sigma_{z_1}, \sigma_{z_2}, \sigma_{z_{mi}} \text{ Watt/kg,}$$

berechnet daraus

$$\sigma_z = \frac{\sigma_{z_1} + 4 \cdot \sigma_{z_{mi}} + \sigma_{z_2}}{6} \quad (197)$$

und erhält die Eisenverluste:

$$N_{h_w} = (1,2 \div 2) \cdot (G_a \cdot \sigma_a + G_z \cdot \sigma_z) \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (198)$$

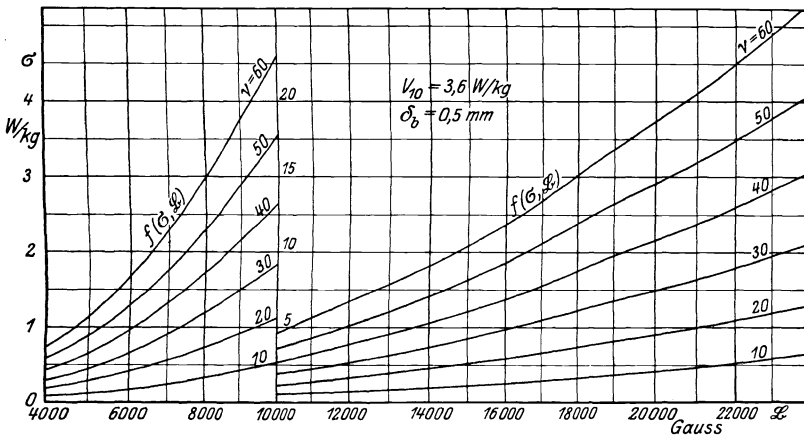


Fig. 20.

Der Faktor $1,2 \div 2$ berücksichtigt die rechnungsmäßig schwer feststellbaren zusätzlichen Verluste infolge der Änderung der Induktionen bei Belastung und der elektrischen Leitung durch den Grat der Bleche nach dem Zusammenbau des Ankers.

β) Kupferverluste N_{R_a} .

Bezeichnet $l_{a_1} \approx l_1 + 1,4 \cdot t_p + 5 \text{ cm}$ (199)

die Länge eines Ankerdrahts einschließlich beiderseitiger Stirnenden (halbe Windungslänge), $\Delta \vartheta_{w_a}$ die Übertemperatur (über 15°C), dann wird der Ankerwiderstand

$$R_a = \frac{s_a}{4 \cdot a^2} \cdot \frac{l_{a_1} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta_{w_a})}{5700 \cdot q_a} \text{ Ohm} \quad (200)$$

und der Leistungsverlust durch Stromwärme:

$$N_{R_a} = J_a^2 \cdot R_a \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (201)$$

b) Magnet-Erregerwicklung. Verlust N_{R_e} .

Es sei:

 $l_{h_{mi}}$ bzw. $l_{w_{mi}}$ die mittlere Windungslänge in cm, q_h bzw. q_w der Querschnitt aller parallelen Drähte einer Windung in qmm, $\Delta\vartheta_{w_h}$ bzw. $\Delta\vartheta_{w_w}$ die Erwärmung über 15°C ,

dann ergibt sich für

 $\alpha)$ Hauptschluß(h)- und Wendepolwicklung (w)

der Widerstand

$$R_h = 2 p \cdot w_h \cdot l_{h_{mi}} \cdot \frac{1 + 0,004 \cdot \Delta\vartheta_{w_h}}{5700 \cdot q_h} \text{ Ohm} \quad (202)$$

und Leistungsverlust

$$N_{R_h} = J_h^2 \cdot R_h \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (203)$$

bzw. für Wendepole:

$$R_w = 2 p \cdot w_w \cdot l_{w_{mi}} \cdot \frac{1 + 0,004 \Delta\vartheta_{w_w}}{5700 \cdot q_w} \text{ Ohm}, \quad (204)$$

$$N_{R_w} = J_w^2 \cdot R_w \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}. \quad (205)$$

 $\beta)$ Nebenschlußwicklung (n).Nach Gl. (98) findet man den Widerstand R_n .

Dann ist der Leistungsverlust:

$$N_{R_n} = J_n^2 \cdot R_n \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (\text{betr. Erwärmung}), \quad (206)$$

$$N_n = E_k \cdot J_n \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (\text{betr. Wirkungsgrad}). \quad (207)$$

c) Stromwenderverlust N_k . $\alpha)$ Übergangsverlust durch Stromwärme:

$$N_u = J_a^2 \cdot R_u \cdot 10^{-3} = 2 \cdot J_a \cdot e_u \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}. \quad (208)$$

 $\beta)$ Reibungsverlust durch die Bürsten.

Ist

 $p_b = 0,20 \div 0,30 \text{ kg/qcm}$ der spezifische Bürstendruck, $\mu_b = 0,2 \div 0,3$ die Reibungszahl für Kohlebürsten auf dem Stromwender, $F_b =$ Bürstenfläche eines Stifts in qcm (Gl. 105),dann wird bei $2 p$ Bürstenstiften der Verlust:

$$N_b = 9,81 \cdot \mu_b \cdot 2 p \cdot F_b \cdot p_b \cdot v_k \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}. \quad (209)$$

Der Gesamtverlust im Stromwender ist dann:

$$N_k = N_u + N_b. \quad (210)$$

d) Lagerreibung.

Bei

P = Lagerdruck (kg),
 D_z = Zapfendurchmesser (cm),
 L_z = Zapfenlänge (cm),
 μ_z = Reibungszahl und dem spezifischen Druck:

$$p_z = \frac{P}{D_z \cdot L_z} < 40 \text{ kg/qcm}$$

ist

$$p_z \cdot \mu_z \approx 0,046 = \text{konst.}$$

und der Verlust durch Reibung:

$$N_e = 9,81 \cdot p_z \cdot \mu_z \cdot D_z^2 \cdot L_z \cdot \frac{\pi \cdot n}{6000} \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (211)$$

Für die Lüftung rechnet man bei $v \leq 30$ m/sec einen Zuschlag von etwa $10 \div 30\%$, so daß der gesamte mechanische Verlust

$$N_m = (1,1 \div 1,3) \cdot (N_{e_1} + N_{e_2}) \quad (212)$$

wird.

Ist $p_z \cdot v_z < 15$, so kommt man ohne künstliche Kühlung der Zapfen aus. Sonst muß Preßölschmierung oder umlaufende Kühlung des Öls verwendet werden.

Allgemein ist $N_m = 3 \div 0,5\%$ der Leistung N . Bei Kugel-, Wälz- oder Rollenlagern geht der Verlust N_e auf etwa $\frac{1}{10} \div \frac{1}{8}$ des Wertes für Gleitlager herab.

e) Wirkungsgrad.

$$\eta = \frac{N}{N_e} = \frac{N}{N + N_v} = \frac{N}{N + N_{hw} + N_{Ra} + N_{Re} + N_k + N_m}. \quad (213)$$

14. Die Erwärmung.**a) Anker.**

Rechnet man als Abkühlungsfläche O_a (qcm) die äußere Mantelfläche, die beiden Stirnflächen und die Luftschlitze (wobei nur je eine Seitenfläche als kühlend eingesetzt wird), so ist die spezifische Kühlfläche bezogen auf den Stillstand

$$o_a = \frac{O_a \cdot 10^{-3}}{N_{Ra} + N_{hw}} \cdot (1 + 0,1 \cdot v) \frac{\text{qcm}}{\text{Watt}} \quad (214)$$

und die Erwärmung (ohne künstliche Lüftung)

$$\Delta \vartheta_a = \frac{C_a}{o_a} \text{ } ^\circ\text{Celsius.} \quad (215)$$

Je besser die spezifische Wärmeabgabe $\left(\frac{\text{Watt}}{^{\circ}\text{C, qcm}}\right)$ ist, um so kleiner kann als ihr reziproker Wert die Erwärmungszahl

$$C_a \left(450 \div 550 \frac{^{\circ}\text{C, qcm}}{\text{Watt}}\right)$$

gewählt werden.

b) Stromwender.

$$o_k = \frac{O_k \cdot 10^{-3}}{N_k} \cdot (1 + 0,1 \cdot v_k) = \frac{\pi \cdot D_k \cdot L_{kn}}{N_k} \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,1 \cdot v_k) \frac{\text{qcm}}{\text{Watt}}, \quad (216)$$

$$\Delta \vartheta_k = \frac{C_k}{o_k} \text{ } ^{\circ}\text{Celsius}, \quad (217)$$

$$C_k = 90 \div 150 \frac{^{\circ}\text{C, qcm}}{\text{Watt}}.$$

c) Magnetwicklung.

$$o_m = \frac{O_m \cdot 10^{-3}}{N_{Re}}, \quad (218)$$

worin N_{Re} die Verluste umfaßt, welche als Wärme von O_m ausgestrahlt werden.

$$\Delta \vartheta_m = \frac{C_m}{o_m} \text{ } ^{\circ}\text{Celsius}. \quad (219)$$

Darin kann man setzen:

$$\begin{aligned} C_m &= 400 \div 500 \text{ für offene Maschinen,} \\ &500 \div 650 \text{ für Maschinen mit Lagerschilden,} \\ &650 \div 750 \text{ für halbgeschlossene Maschinen,} \\ &\div 1500 \text{ für geschlossene (gekapselte) Maschinen.} \end{aligned}$$

Durch Versuche läßt sich $\Delta \vartheta_m$ (Widerstandsmessung) ermitteln und daraus C_m für Neuberechnungen derselben Maschinenart feststellen.

Bei geschlossenen Maschinen ist die Erwärmung des Gehäuses:

$$\Delta \vartheta_g = \frac{2200 \cdot N_{vg} \cdot 10^3}{(O_g + 2 F_g) \cdot (1 + 0,1 \cdot v_g)} \text{ } ^{\circ}\text{Celsius}. \quad (220)$$

Darin bedeutet:

N_{vg} = Summe aller Verluste (kW), welche als Wärme durch das Gehäuse gehen,

O_g = freie Abkühlungsoberfläche (qcm),

F_g = Querschnitte (qcm) des Gehäuses, die Wärme fortleiten,

v_g = Relativgeschwindigkeit der Luft gegenüber dem Gehäuse.

Allgemein leistet eine geschlossene Maschine 70 ÷ 75 % der offenen bei gleicher Erwärmung.

d) Lagerzapfen.

Nimmt man für die betreffende Ölsorte die auch von der Ölschichtdicke abhängige Ölziffer β_o ($2,4 \div 2,8$) und die von der Bauart des Lagers beeinflusste Lagerziffer β_z an, so wird bei einer Lufttemperatur ϑ_l die Zapfentemperatur (nicht Erwärmung!)

$$\vartheta_z = \vartheta_l + \sqrt{\vartheta_l + 12,5 \cdot \beta_o \cdot \beta_z \cdot v_z^{\frac{3}{2}}}, \quad (221)$$

worin

$$\begin{aligned} \beta_z &= 25 \div 30 \quad \text{für } v_z \leq 5 \text{ m/sec} \\ &= 60 \div 80 \quad \text{für } v_z = 10 \div 20 \text{ m/sec} \end{aligned}$$

gesetzt werden kann.

Ergibt sich $\vartheta_z \geq 60^\circ \text{ C}$, dann ist künstliche Kühlung des Zapfens erforderlich.

15. Die Bideringe.

Die auf einen Bidering wirkende bewegte Kupfermasse von l_B cm Länge ruft durch die Fliehkraft eine Tangentialkraft

$$P_b = s_a \cdot q_a \cdot l_B \cdot \frac{\gamma}{g} \cdot \frac{v^2}{\pi \cdot D \cdot 1000} \text{ kg} \quad (222)$$

hervor, wobei $g = 9,806$ und $\gamma = 8,95 \text{ g/ccm}$ eingesetzt wird. Hat der Stoff eine Festigkeit K_z (5000 kg/cm für Messing, 7000 für Bronze, 12000 für Duranametall), so ergibt sich bei s - (im allgemeinen $10 \div 12$ -) facher Sicherheit der Querschnitt eines Biderings

$$q_b = s \cdot \frac{P_b}{K_z} \text{ qcm.} \quad (223)$$

16. Der Wellendurchmesser.

Infolge der Durchbiegung f der Welle durch das Gewicht von Anker und Stromwender tritt noch eine zusätzliche, einseitige magnetische Zugkraft P_m auf. Für einen Pol allein mit der Fläche $F = b \cdot l$, der Luftinduktion B_l würde die Kraft

$$P = \frac{F \cdot \mathfrak{B}_l^2}{8\pi \cdot 9,806} \cdot 10^{-5} \approx 4 \cdot F \cdot \mathfrak{B}_l^2 \cdot 10^{-8} \text{ kg} \quad (224)$$

sein¹⁾. Bei $2p$ Polen zeigt die eine Hälfte von p Polen entsprechend dem kleineren Luftraum eine größere Zugkraft

$$P_1 = p \cdot P \cdot \frac{\delta}{\delta - f} \quad (225)$$

gegenüber den anderen p Polen mit der kleineren Zugkraft

$$P_2 = p \cdot P \cdot \frac{\delta}{\delta + f}, \quad (226)$$

¹⁾ Linker: Prakt. El.-Lehre S. 148.

so daß die einseitige magnetische Zugkraft

$$P_m = k_f \cdot (P_1 - P_2) = k_f \cdot p \cdot P \cdot \frac{2 \cdot f \cdot \delta}{\delta^2 \cdot \left(1 - \frac{f^2}{\delta^2}\right)} \text{ kg} \quad (227)$$

auftreten würde.

Der Faktor $k_f \leq 1$ berücksichtigt, daß nicht in allen p Polen einer Seite der Luftraum δ gleichmäßig um f verändert ist. Setzt man

$$\frac{k_f}{\left(1 - \frac{f^2}{\delta^2}\right)} \approx 1,$$

so erhält man

$$P_m = p \cdot P \cdot \frac{2 \cdot f}{\delta} = 8 \cdot p \cdot F \cdot \mathfrak{B}_l^2 \cdot \frac{f}{\delta} \cdot 10^{-8} \text{ kg}. \quad (228)$$

Führt man noch

$$F \cdot \mathfrak{B}_l = \mathfrak{N} = \frac{E_a \cdot 10^8}{s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{n}{60}}$$

ein und erweitert mit J und $\pi \cdot D$, dann kann man die Größen N (kW), B und v (m/sec) einführen und erhält

$$P_m = \frac{40 \cdot N \cdot \mathfrak{B}_l \cdot f}{B \cdot v \cdot \delta} \text{ kg}. \quad (229)$$

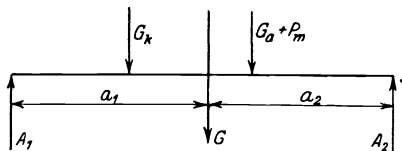


Fig. 21.

Aus dem Ankergewicht G_A , der Zugkraft P_m und dem Gewicht des Stromwenders (Kom-

mutators) G_k bestimmt man die Auflagedrücke A_1 und A_2 (Fig. 21), faßt $G = G_A + P_m + G_k$ zusammen im Abstände a_1 bzw. a_2 , dann wäre die Durchbiegung

$$f = G \cdot \frac{a_1^2 \cdot a_2^3}{3 \cdot (a_1 + a_2)} \cdot \frac{1}{E_w \cdot J_w} \text{ cm}, \quad (230)$$

worin E_w den Elastizitätsmodul, J_w das Trägheitsmoment der Welle bedeutet.

Aus Gl. (230) folgt nun:

$$J_w = G \cdot \frac{a_1^2 \cdot a_2^3}{3 \cdot (a_1 + a_2)} \cdot \frac{1}{E_w \cdot f} \text{ cm}^4. \quad (231)$$

Für die Durchbiegung kann man im Mittel

$$f = \frac{1}{20} \cdot \delta \quad (\text{allgemein} \leq \frac{1}{10} \cdot \delta) \quad (232)$$

einsetzen. Zu dem damit berechneten Trägheitsmoment gehört dann ein Durchmesser

$$D_w = \sqrt[4]{\frac{64}{\pi} \cdot J_w} \approx \sqrt[4]{20 \cdot J_w} \text{ cm}, \quad (233)$$

den man wegen der Schwächung durch den Keil auf den nächsthöheren Normaldurchmesser abrundet. Vgl. auch E. Lasswitz¹⁾: „Die Bemessung der Wellen elektr. Maschinen“.

Bei hohen Drehzahlen von Turbomaschinen ist weiter die kritische Drehzahl n_k zu ermitteln²⁾.

17. Die kritische Drehzahl.

Auch bei einer sehr guten Anordnung des Massenausgleichs bleibt eine freie Fliehkraft bestehen. Denkt man sich aus der ganzen Masse des Ankers einschließlich Welle eine mittlere Scheibe (Fig. 22) von 1 cm Dicke und der Masse m um die Achse von der Länge $2l$ mit der Winkelgeschwindigkeit ω gedreht, dann tritt bei exzentrischer Lagerung des Schwerpunkts S um e cm eine Durchbiegung der Welle y cm ein, so daß die Fliehkraft dafür

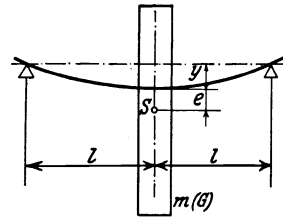


Fig. 22.

$$P_f = m \cdot (y + e) \cdot \omega^2 \quad (234)$$

ist.

Entwickelt die Welle dabei eine elastische Gegenkraft $P_w = \alpha \cdot y$, worin α (kg) die Kraft bedeutet, welche zur Durchbiegung der Welle um 1 cm erforderlich ist, dann ist $P_f = P_w$ oder die Durchbiegung

$$y = \frac{m \cdot e \cdot \omega^2}{\alpha - m \cdot \omega^2} \text{ cm}. \quad (235)$$

Die Durchbiegung $y = \infty$ würde die Welle zum Bruch bringen bei einer kritischen Winkelgeschwindigkeit ω_k , für die der Nenner in Gl. (235) $\alpha - m \cdot \omega_k^2 = 0$ würde.

Daraus folgt:

$$\omega_k = \sqrt{\frac{\alpha}{m}}. \quad (236)$$

Hat die Scheibe das Gewicht $G = m \cdot g$ und setzt man

$$\omega = \frac{\pi \cdot n}{30}, \quad g = 980,6 \text{ cm/sec}^2,$$

¹⁾ ETZ. 1924, S. 1205.

²⁾ Stodola: Dampfturbinen; Brauer: Festigkeitslehre § 59, 62; ETZ. 1923, Heft 46; 1924, S. 1205.

so wird die kritische Drehzahl

$$n_k = 300 \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{G}} = 300 \cdot \sqrt{\frac{1}{f}} \text{ Umdr./min.} \quad (237)$$

Für eine freiaufliegende Welle wäre nun:

$$y = \frac{1}{6} \cdot \frac{P \cdot l^3}{J_w \cdot E_w} \quad \text{oder} \quad \frac{P}{y} = \alpha = 6 \cdot \frac{J_w \cdot E_w}{l^3}$$

und

$$\omega_k = \sqrt{\frac{6 \cdot J_w \cdot E_w}{m \cdot l^3}}.$$

Denkt man sich nun Anker und Stromwender gleichmäßig mit ihrer Masse über die Länge $2l$ verteilt, dann würde

$$\omega_k = \sqrt{\frac{\pi^4}{16} \cdot \frac{J_w \cdot E_w}{m \cdot l^4}} \quad \text{für freiaufliegende,} \quad (238)$$

$$\omega_k = \sqrt{\left(\frac{3\pi}{4}\right)^4 \cdot \frac{J_w \cdot E_w}{m \cdot l^4}} \quad \text{für eingespannte Wellen} \quad (239)$$

sein.

Setzt man darin die gesamte Masse von Anker und Stromwender

$$m_{a_k} = \frac{G_{a_k}}{g} = m \cdot 2l,$$

so wird

$$\omega_k = 3,489 \cdot \sqrt{\frac{J_w \cdot E_w \cdot g}{G_{a_k} \cdot l^3}} \quad \text{für freiaufliegende,} \quad (240)$$

$$\omega_k = 7,851 \cdot \sqrt{\frac{J_w \cdot E_w \cdot g}{G_{a_k} \cdot l^3}} \quad \text{für eingespannte Wellen} \quad (241)$$

und

$$n_k = \frac{30}{\pi} \cdot \omega_k. \quad (242)$$

Bisweilen ist es auch erforderlich, höhere kritische Drehzahlen zu bestimmen. Diese folgen der Gleichung:

$$n_{k_1} : n_{k_2} : \dots : n_{k_n} = 1^2 : 2^2 : \dots : n^2.$$

18. Die Leerlaufscharakteristik.

Sie stellt als $f(E_a, J_e)$ bzw. $f(E_a, \mathfrak{M}_0)$ die Abhängigkeit der induzierten EMK E_a im Anker von der Erregerstromstärke J_e bzw. MMK $\mathfrak{M}_0$ des Magnetfeldes dar. Zu ihrer Darstellung berechnet man am besten für verschiedene EMKe E_a die zugehörigen MMKe $\mathfrak{M}_0$ entsprechend folgender Zusammenstellung:

E_a (gewählt)		
$\Re = \frac{60 \cdot 10^9}{s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot n} \cdot E_a = c \cdot E_a$		
$\mathfrak{B}_l = \frac{1}{b \cdot l} \cdot \Re = c_l \cdot E_a$		
$\mathfrak{B}_a = \frac{1}{2 \cdot k_2 \cdot h \cdot l} \cdot \Re = c_a \cdot E_a$		
$\mathfrak{B}_m = \frac{\sigma}{F_m} \cdot \Re = c_m \cdot E_a$		
$\mathfrak{B}_j = \frac{\sigma}{2 \cdot F_j} \cdot \Re = c_j \cdot E_a$		
$\mathfrak{B}_{z_{s1}} = \frac{t_1}{k_2 \cdot z_1} \cdot \mathfrak{B}_l = c_{z1} \cdot E_a$		
$\mathfrak{B}_{z_{s2}} = \frac{t_1}{k_2 \cdot z_2} \cdot \mathfrak{B}_l = c_{z2} \cdot E_a$		
$\mathfrak{B}_{z_{s\text{mi}}} = \frac{1}{2} \cdot (\mathfrak{B}_{z_{s1}} + \mathfrak{B}_{z_{s2}})$		
$\mathfrak{B}_{z1} = \left\{ \begin{array}{l} \mathfrak{B}_{z2} \\ \mathfrak{B}_{z\text{mi}} \end{array} \right. \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{ gemäß S. 10}$		
$\mathfrak{S}_m = \left\{ \begin{array}{l} \mathfrak{S}_j \\ \mathfrak{S}_a \\ \mathfrak{S}_{z1} \\ \mathfrak{S}_{z2} \\ \mathfrak{S}_{z\text{mi}} \end{array} \right. \left. \begin{array}{l} \\ \text{aus den} \\ \text{Magnetisierungs-} \\ \text{kurven } f(\mathfrak{B}, \mathfrak{S}) \end{array} \right\}$		
$\mathfrak{S}_z = \frac{1}{3} \cdot (\mathfrak{S}_{z1} + \mathfrak{S}_{z2} + 4 \cdot \mathfrak{S}_{z\text{mi}})$		
$\mathfrak{M}_m = l_m \cdot \mathfrak{S}_m$		
$\mathfrak{M}_j = l_j \cdot \mathfrak{S}_j$		
$\mathfrak{M}_a = l_a \cdot \mathfrak{S}_a$		
$\mathfrak{M}_z = l_z \cdot \mathfrak{S}_z$		
$\mathfrak{M}_l = 0,8 \cdot \delta \cdot k_1 \cdot \mathfrak{B}_l = c_{m_l} \cdot E_a$		
$\mathfrak{M}_0 = \mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_z + \mathfrak{M}_a + \mathfrak{M}_m + \mathfrak{M}_j$		

B. Motoren (GM).

1. Hauptabmessungen.

Gegeben sind:

Leistung N kWatt,

Spannung E_k Volt,

Drehzahl n Umdr./min,

Belastung: dauernd, aussetzender oder kurzzeitiger Betrieb,

Bauart: offen, belüftet, geschützt, geschlossen.

Man nimmt nun den Wirkungsgrad η an¹⁾ und bestimmt den

$$\text{Leitungsstrom: } J = \frac{N \cdot 1000}{E_k \cdot \eta} \text{ Amp.}, \quad (243)$$

der bei Hauptschlußmotoren auch gleich dem Ankerstrom J_a ist. Bei Nebenschlußmotoren wird

$$J_a = J - J_n = (1 - k_n) \cdot J \text{ Amp.} \quad (244)$$

Die im Anker induzierte EMK, auch elektromotorische Gegenkraft (EMGK) genannt, ist dann

$$E_g = E_k - J_a \cdot (R_a + R_u + R_h + R_w) \\ \text{oder} \quad E_g = (1 - k_v) \cdot E_k \text{ Volt.} \quad (245)$$

Um die Größen k_n und k_v zu ermitteln, die mit den Verlusten N_n und $N_{R_a} + N_u$ zusammenhängen, bestimmt man erst den gesamten Verlust n_v , bezogen auf die abgegebene Leistung N , aus $\frac{N_v + N}{N} = \frac{1}{\eta}$, nämlich

$$n_v = \frac{N_v}{N} = \frac{1 - \eta}{\eta}. \quad (246)$$

Diesen Wert zerlegt man nun in die bezogenen Teilverluste:

$$n_v = n_{R_a} + n_u + n_{hw} + n_n + n_m. \quad (247)$$

Dann kann man setzen:

$$k_v = (n_{R_a} + n_u) \cdot \eta \quad (248)$$

und

$$k_n = n_n \cdot \eta. \quad (249)$$

Nun berechnet man den Motor wie einen Generator mit einer EMK im Anker $E_a = E_g$ und bestimmt die Maschinenkonstante (nach Gl. (29))

$$M_m = \frac{D^2 \cdot l \cdot n}{N} = \frac{6 \cdot 10^{11} \cdot (1 - k_v) \cdot (1 - k_n)}{\alpha \cdot B \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \eta}.$$

2. Der Anlaßwiderstand.

Am einfachsten gestaltet sich die Berechnung für Nebenschlußmotoren, da hier beim Anlauf das Magnetfeld gleich groß bleibt und nicht, wie bei Hauptschlußerregung, vom Ankerstrom abhängt.

Wir können daher bei Nebenschlußerregung das Magnetfeld unberücksichtigt lassen und nur die Vorgänge betrachten, die sich im Anker beim Anlauf abspielen.

¹⁾ ETZ. 1922, S. 552.

Würde man an den stillstehenden Anker die volle Spannung E_k Volt anlegen, so könnten durch die große Stromstärke Beschädigungen an den Bürsten, Stromwender und sicherlich Durchbrennen der Sicherungen erfolgen. Um das zu vermeiden, schaltet man einen Anlaßwiderstand r (Fig. 23) in den Ankerstromkreis, der den Anlaß-Spitzenstrom auf den Betrag $J_{\max} = v_a \cdot J_a$ (250)

herunterdrücken soll¹⁾ ($v_a = 1,6 \div 1,4$). Befindet sich der Schalthebel auf Kontakt 0, dann tritt ein Strom auf

$$J_{\max} = \frac{E_k}{r_0}, \quad (251)$$

worin $r_0 = R_k + r$ und der Widerstand zwischen den Klemmen $R_k = R_a + R_u + (R_w)$ gesetzt ist. Infolge des von dem Strome $J_{\max}$ erzeugten Drehmoments gerät der Anker in Drehung und erzeugt eine EMGK E_1 , wodurch der Strom entsprechend der Belastung auf den Schaltstrom

$$J_{\min} = \frac{E_k - E_1}{r_0} \quad (252)$$

heruntergeht. Legt man nun den Schalthebel auf Kontakt 1, wobei der ausgeschaltete Widerstand $r_0 - r_1$ so bemessen sein soll, daß der Ankerstrom auf den Anfangswert $J_{\max}$ ansteigt, dann gilt die Beziehung:

$$J_{\max} = \frac{E_k - E_1}{r_1}. \quad (253)$$

Aus Gl. (252) und (253) folgt

$$r_1 = \frac{J_{\min}}{J_{\max}} \cdot r_0 = s_1 \cdot r_0. \quad (254)$$

In gleicher Weise erhält man für die nächsten Kontakte:

$$\begin{aligned} r_2 &= s_1 \cdot r_1 = s_1^2 \cdot r_0 \\ r_3 &= s_1 \cdot r_2 = s_1^3 \cdot r_0 \\ &\vdots \\ r_m &= s_1 \cdot r_{m-1} = s_1^m \cdot r_0. \end{aligned} \quad (255)$$

Setzt man Gl. (251) $r_0 = \frac{E_k}{J_{\max}} = \frac{E_k}{v_a \cdot J_a}$ und $r_m = R_k$ ein, so ergibt

¹⁾ ETZ. 1922, S. 366.

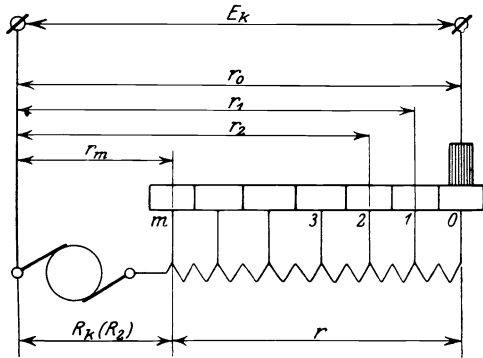


Fig. 23.

sich, wenn man außerdem $J_a \cdot R_k = k_v \cdot E_k$ und $v_a \cdot k_v = s_a$ einführt,

$$s_1^m = \frac{v_a \cdot J_a \cdot R_k}{E_k} = s_a \quad (256)$$

und daraus die Stufenzahl

$$m = \frac{\log \frac{E_k}{v_a \cdot J_a \cdot R_k}}{\log \frac{1}{s_1}} = \frac{\log \frac{1}{s_a}}{\log \frac{1}{s_1}}. \quad (257)$$

Eine zeichnerische Beziehung zwischen den Größen m , v_a , k_v , s_a , s_1 läßt sich entweder in Form einer Fluchtlinientafel aufstellen oder durch direkte Bildung des Quotienten der rechten Seite mit Hilfe von logarithmisch geteilten Skalen, wie es im Teil III, Abschnitt 12, bei der Berechnung des Anlaßwiderstandes von Induktionsmotoren angegeben ist.

Man wählt den Strom $J_{\min}$ etwa $10 \div 17\%$ größer als der betreffende Dauerstrom J_a sein soll. Dann würde für die gefundene Stufenzahl m der Anlaßspitzenstrom:

$$J_{\max} = J_{\min} \cdot \sqrt[m+1]{\frac{E_k}{J_{\min} \cdot R_k}} \quad (258)$$

sein. Die Größe der einzelnen Widerstandsstufen $r_1, r_2 \dots$ findet man als geometrische Reihe z. B. mit Hilfe der Reihenschieberskala, indem man sich die Strecke zwischen den Zahlenwerten für r_0 und R_k in m gleiche Teile geteilt denkt und an den Teilpunkten die Zwischenwiderstände $r_1, r_2, \dots, r_x$ abliest.

Als Belastungsstromstärke für das Widerstandsmaterial kann man den mittleren Anlaßstrom

$$J_{\text{mi}} = \sqrt{J_{\max} \cdot J_{\min}} \quad (259)$$

setzen. Dann lassen sich nach einer von F. Stäblein¹⁾ angegebenen Erfahrungsformel die Abmessungen bestimmen aus:

$$J_{\text{mi}}^2 = \frac{q}{\varrho_{\vartheta}} \cdot (a_{\vartheta} + u \cdot b_{\vartheta}), \quad (260)$$

worin q (qmm) den Querschnitt, u (mm) den Umfang, ϱ_{ϑ} den spez. Widerstand (Ohm/m/qmm) bei der betrachteten Temperatur ϑ des Baustoffs, a_{ϑ} und b_{ϑ} Erfahrungswerte bedeuten, die in Tabelle 4 enthalten sind.

Ist die dem Anlaßspitzenstrom $J_{\max}$ entsprechende Leistung $E_k \cdot J_{\max} > 5 \text{ kW}$, so sind Vorstufen anzuordnen.

¹⁾ ETZ. 1924, S. 495.

Die näheren Einzelheiten finden sich in den „Regeln und Normen für Anlasser und Steuergeräte REA“ Nr. 285 und Erläuterungen dazu Nr. 286, herausgegeben vom VDE. Eine genaue Berechnung nach diesen Vorschriften ist von W. Haage¹⁾ angegeben.

Tabelle 4.

ϑ	a_{ϑ}	b_{ϑ}	ϑ	a_{ϑ}	b_{ϑ}
100	5	1,4	700	63	58
200	10	3,7	800	80	84
300	16	8,0	900	100	117
400	24	14,5	1000	123	158
500	35	24	1100	150	208
600	48	38	1200	181	268

3. Beispiel.

Es ist ein Gleichstrom-Nebenschlußmotor zu berechnen für:

$$N = 5,5 \text{ kW}, \quad E_k = 220 \text{ Volt}, \quad n = 1430 \text{ Umdr./min.}$$

Gewählt:

$$2 p = 4 \text{ Pole, Reihenschaltung} \quad a = 1, \quad \eta = 0,83, \quad v = 14,2 \text{ m/sec.}$$

Anker:

$$1. D = \frac{6000 \cdot 14,2}{3,14 \cdot 1430} = 19 \text{ cm.}$$

$$243. J = \frac{5,5 \cdot 1000}{220 \cdot 0,83} = 30,2 \text{ Amp.}$$

$$246. n_v = \frac{1 - 0,83}{0,83} = 20,5 \cdot 10^{-2}.$$

$$247. n_v = (6,5 + 3,5 + 3,5 + 4 + 3) \cdot 10^{-2} = 20,5 \cdot 10^{-2}.$$

$$248. k_n = (6,5 + 3,5) \cdot 0,83 \cdot 10^{-2} \approx 8,5 \cdot 10^{-2}.$$

$$249. k_n = 4 \cdot 0,83 \cdot 10^{-2} \approx 3,5 \cdot 10^{-2}.$$

$$3. J_n = 0,035 \cdot 30,2 \approx 1 \text{ Amp.}$$

$$244. J_a = 30,2 - 1 = 29,2 \text{ Amp.}$$

$$5. i_a = \frac{29,2}{2} = 14,6 \text{ Amp.}$$

$$6. B = (20 \div 30) \cdot \sqrt{19} = [87 \div 131] = 120.$$

$$8. s_a = \frac{3,14 \cdot 19 \cdot 120}{14,6} = 492 \text{ Drähte.} \quad u = 2. \quad w = 2.$$

$$9. S = \frac{492}{2 \cdot 2} = 123 \text{ Spulen.}$$

¹⁾ ETZ. 1924, S. 975.

$$10. S \geq 0,04 \cdot 492 \cdot \sqrt{14,6} = 75.$$

$$s = 2 \cdot 123 = 246 \text{ induzierte Seiten.}$$

$$17. y = \frac{246 - 2}{2} = 122. \quad u_n = 6.$$

$$13. y_k = \frac{122}{2} = 61 = y_1 = y_2.$$

$$34. Z = \frac{246}{6} = 41 \text{ Nuten oder Zähne}$$

Spulenweite $y_n = 10$ Nuten.

$$35. y_1 = 6 \cdot 10 + 1 = 61. \quad K = 123 \text{ Stege.}$$

$$20. e_{mi} = \frac{4 \cdot 220}{123} = 7,15 \text{ Volt.}$$

$$245. E_a = E_g = 0,915 \cdot 220 = 201 \text{ Volt.}$$

$$22. \mathfrak{N} = \frac{201 \cdot 60 \cdot 10^8}{492 \cdot 2 \cdot 1430} = 0,857 \cdot 10^6 \text{ M/Pol.}$$

$$23. t_p = \frac{3,14 \cdot 19}{4} = 14,9 \text{ cm.} \quad \alpha = 0,672.$$

$$24. b = 0,672 \cdot 14,9 = 10 \text{ cm.} \quad \mathfrak{B}_t = 6850 \text{ G.}$$

$$29. M_m = \frac{6 \cdot 10^{11} \cdot 0,915 \cdot 0,965}{0,672 \cdot 120 \cdot 6850 \cdot 0,83} = 116 \cdot 10^4.$$

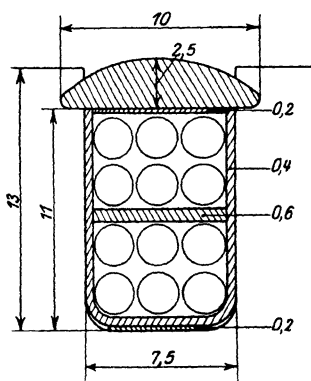


Fig. 24.

$$30. l = \frac{116 \cdot 10^4 \cdot 5,5}{1430 \cdot 19 \cdot 19} = [12,4] \approx 12,5 \text{ cm.}$$

$$31. \frac{l}{b} = \frac{12,5}{10} = 1,25.$$

$$28. \mathfrak{N} = 10 \cdot 12,5 \cdot 6850 = 0,857 \cdot 10^6.$$

$$j_a = 5,74 \text{ A/qmm.}$$

$$32. q_a = \frac{14,6}{5,74} = 2,545 \text{ qmm.}$$

$$d_a = 1,8/2,1 \text{ mm.}$$

$$a_s = 1 \text{ Lüftungsschlitz von } b_s = 1,0 \text{ cm.}$$

$$33. l_1 = 12,5 + 1,0 = 13,5 \text{ cm.}$$

$$36. t_1 = \frac{3,14 \cdot 19}{41} = 1,45 \text{ cm.} \quad \text{Nut: Fig. 24.}$$

$$b_n = 3 \cdot 2,1 + 2 \cdot 0,4 + 0,4 = 0,75 \text{ cm.}$$

$$l_z = 4 \cdot 2,1 + 0,2 + 0,4 + 0,6 + 0,2 + 1,2 + 2 = 1,3 \text{ cm.}$$

$$37. z_1 = 1,45 - 0,75 = 0,7 \text{ cm.}$$

$$f_n = \frac{6 \cdot 2 \cdot 2,545}{0,75 \cdot 1,3 \cdot 100} = 0,313.$$

$$38. \quad v_n = \frac{0,75}{1,45} = 0,518.$$

$$39. \quad B = \left(1 - \frac{2 \cdot 1,3}{19}\right) \cdot 0,518 \cdot 1,3 \cdot 0,313 \cdot 5,74 \cdot 100 = 104$$

$$40. \quad D_a = 19 - 2 \cdot 1,3 = 16,4 \text{ cm.} \quad (< 120).$$

$$41. \quad t_2 = \frac{3,14 \cdot 16,4}{41} = 1,26 \text{ cm.}$$

$$42. \quad z_2 = 1,26 - 0,75 = 0,51 \text{ cm.}$$

$$43. \quad \mathfrak{B}_{z_{s_1}} = \frac{1,45}{0,95 \cdot 0,7} \cdot 6850 = 15000.$$

$$44. \quad \mathfrak{B}_{z_{s_2}} = \frac{1,45}{0,95 \cdot 0,51} \cdot 6850 = 20400.$$

$$45. \quad \mathfrak{B}_{z_{s_{mi}}} = \frac{15000 + 20400}{2} = 17700.$$

$$48. \quad k_3 = \frac{13,5 \cdot 1,26}{0,95 \cdot 12,5 \cdot 0,51} - 1 = 1,8.$$

$$49. \quad \mathfrak{B}_{z_g} = 20400 - 1,25 \cdot 280 \cdot 1,8 = 20000.$$

$$\mathfrak{B}_{z_1} = 15000 \text{ G.} \quad \mathfrak{H}_{z_1} = 18 \text{ AW/cm,}$$

$$\mathfrak{B}_{z_2} = 20000 \text{ G.} \quad \mathfrak{H}_{z_2} = 280 \text{ AW/cm,}$$

$$\mathfrak{B}_{z_{mi}} = 17500 \text{ G.} \quad \mathfrak{H}_{z_{mi}} = 90 \text{ AW/cm.}$$

$$50. \quad \mathfrak{H}_z = \frac{1}{6} \cdot (18 + 4 \cdot 90 + 280) = 110 \text{ AW/cm.}$$

$$51. \quad \delta \geq \frac{19}{100 + 19} = [0,16] \text{ cm, gewählt } \delta = 0,1 \text{ cm.}$$

$$64. \quad c_1 = \frac{0,75}{0,1} = 7,5.$$

$$66. \quad k_1 = \frac{1,45}{0,7 + 0,1 \cdot \sqrt{7,5}} \approx 1,49.$$

$$52. \quad \mathfrak{M}_l = 0,8 \cdot 1,49 \cdot 6850 \cdot 0,1 = 815 \text{ AW.}$$

$$53. \quad \mathfrak{M}_z = 1,3 \cdot 110 = 143 \text{ AW.}$$

$$55. \quad k_r = \frac{958}{0,5 \cdot 10 \cdot 120} = 1,6.$$

$$56. \quad \delta = \frac{1,6 \cdot 10 \cdot 120 - 2 \cdot 143}{1,6 \cdot 1,49 \cdot 6850} = 0,1 \text{ cm.}$$

$$67. \quad f_p = (1,49 - 1) \cdot 41 \cdot \frac{6850}{10^5} \cdot \frac{1430}{60} = 32,7.$$

Pole aus Eisenblech 1 mm. $\mathfrak{B}_a = 11300$ gewählt.

$$68. \quad h = \frac{0,857 \cdot 10^6}{2 \cdot 0,95 \cdot 12,5 \cdot 11300} = 3,2 \text{ cm.}$$

$$69. D_i = 16,4 - 2 \cdot 3,2 = 10 \text{ cm.}$$

Wellendurchmesser $D_w = 5,5 \text{ cm.}$

Magnetfeld:

$$71. \sigma = 1 + \frac{5 \cdot 0,1}{10 \cdot 12,5} \cdot 20 = [1,08] \approx 1,1.$$

$$70. \mathfrak{N}_m = 1,1 \cdot 0,857 \cdot 10^6 = 0,943 \cdot 10^6.$$

Gewählt: $\mathfrak{B}_m = 12500$, $\mathfrak{B}_j = 4710$ (Grauguß).

$$72. F_m = \frac{0,943 \cdot 10^6}{0,98 \cdot 12500} = 77 \text{ qcm.}$$

$$74. l_p = l_k = 13,3 \text{ cm.}$$

$$b_m = 5,8 \text{ cm,} \quad h_m = 5,0 \text{ cm,}$$

$$h_j = 5,0 \text{ cm,} \quad b_j = 20 \text{ cm.}$$

$$73. F_j = \frac{0,943 \cdot 10^6}{2 \cdot 4710} = 100 \text{ qcm.}$$

	$\mathfrak{B}$	H	l	$\mathfrak{M}$
Magnetpol .	12500	6,5	6,5	42
Joch . . .	4710	8,5	16,5	140
Anker . . .	11300	4	5,5	22
Zähne . . .	—	110	1,3	143
Luft	6850	8150	0,1	815

$$\mathfrak{M}_0 = 1162 \text{ AW}$$

$$78. \mathfrak{M}_r = 0,5 \cdot (14,9 - 10) \cdot 120 = 295 \text{ AW}$$

$$\mathfrak{M}_s = 1457 \text{ AW}$$

$$76. k_z = \frac{980}{815} = 1,2.$$

$$77. k_q = \frac{980}{0,5 \cdot 10 \cdot 120} = 1,63.$$

Bei 3 cm Wicklungshöhe wird $l_n = 2 \cdot (16,5 + 9) = 51 \text{ cm,}$

$$95. q_n = 1,3 \cdot \frac{4 \cdot 1457 \cdot (1 + 0,004 \cdot 60) \cdot 51}{5700 \cdot 220} = [0,38],$$

gewählt 0,385 qmm.

$$d_n = 0,7/0,9 \text{ mm,} \quad j_n = 2,52 \text{ A/qmm.}$$

$$96. J_n = 2,52 \cdot 0,385 = 0,97 \text{ Amp.}$$

$$97. w_n = \frac{1457}{0,97} = 1500 \text{ Windungen/Pol} = 30 \text{ Lagen mit}$$

50 Windungen/Lage.

$$98. \quad R_n = \frac{4 \cdot 51 \cdot 1500 \cdot 1,24}{5700 \cdot 0,385} = 173 \text{ Ohm.}$$

$$J_{n\max} = \frac{220}{173} = 1,27 \text{ Amp.}$$

Bei 5% erhöhter Spannung, 15% Drehzahlerhöhung und $J_{n\min} = 0,85 \text{ Amp.}$ wird der Regelwiderstand

$$99. \quad r_n = \frac{1,05 \cdot E_k}{J_{n\min}} - R_n = \frac{1,05 \cdot 220}{0,85} - 173 = 99 \text{ Ohm.}$$

Stromwender:

$$t_k = 0,382 \text{ cm.} \quad \delta_i = 0,082 \text{ cm.} \quad \delta_s = 0,3 \text{ cm.}$$

$$103. \quad D_k = \frac{123 \cdot 0,382}{3,14} = 15,0 \text{ cm.}$$

$$104. \quad v_k = \frac{3,14 \cdot 15 \cdot 1430}{6000} = 11,2 \text{ m/sec.}$$

$$j_b = 7,16 \text{ A/qcm.}$$

$$105. \quad F_b = \frac{29,2}{2 \cdot 7,16} = 2,04 \text{ qcm.}$$

$$105a. \quad b_b = 1,68 \cdot 0,382 = 0,64 \text{ cm.}$$

$$106. \quad l_b = \frac{2,04}{2 \cdot 0,64} = 1,6 \text{ cm.}$$

2 Bürsten/Stift *KG*. Nr. 62. $16 \times 6,4 \times 25 \text{ mm}$ mit $e_b = 1,5 \text{ Volt.}$

$$L_{k_n} = 4,5 \text{ cm.} \quad L_k = 4,5 + 1,0 + 0,5 = 6,0 \text{ cm.}$$

Stromwendung:

$$121. \quad b_D = 0,64 \cdot \frac{19}{15} = 0,81.$$

$$122. \quad t_{k_D} = 0,382 \cdot \frac{19}{15} = 0,483.$$

$$123. \quad \varepsilon_k = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{123}{2} - 61 \right) = 0,75.$$

$$128. \quad A = \frac{2}{1} \cdot \frac{492}{123} \cdot 120 \cdot 12,5 \cdot 14,2 \cdot 10^{-6} = 0,17.$$

$$129. \quad \psi = \frac{1,45}{1,45 + 0,81 + [0,75 - 0,5] \cdot 0,483} = 0,61.$$

$$130. \quad e_s = 2 \cdot 0,17 \cdot 0,61 \cdot 6 = 1,24 \text{ Volt.}$$

$$131. \quad e'_s = 1,2 \cdot e_s = 1,49 \text{ Volt.}$$

$$105a. \quad k_b = 1,68. \quad \lambda_{g_v} = 4.$$

$$134. \quad e_k = 1,68 \cdot 0,17 \cdot (0,61 \cdot 6 + 4) = 2,18 \text{ Volt.}$$

$$116. \quad e_f = 1,68 \cdot (2,18 - 1,49) = 1,16 \text{ Volt.}$$

$$138. \quad \mathfrak{B}_k = 2 \cdot 120 \cdot 0,61 \cdot 6 + \frac{1,5 \cdot 120}{1,68 \cdot 0,17} = 1510 \text{ Gauß.}$$

$$139. \quad e_u = 1,5 + \frac{1,16^2}{12 \cdot 1,5} = 1,587 \text{ Volt.}$$

$$117. \quad e_{f_1} = 1,5 + \frac{1,16}{2} = 2,08 \text{ Volt.}$$

$$118. \quad e_{f_2} = 1,5 - 0,58 = 0,92 \text{ Volt.}$$

$$119. \quad j_{b_1} = 7,16 \cdot \frac{2,08}{1,5} = 9,93 \text{ A/qcm.}$$

$$120. \quad j_{b_2} = 7,16 \cdot \frac{0,92}{1,5} = 4,39 \text{ A/qcm.}$$

Leistungsverluste.

$$194. \quad \nu = \frac{2 \cdot 1430}{60} = 47,7 \text{ He.}$$

$$195. \quad G_a = 3,14 \cdot (16,4 - 3,2) \cdot 0,95 \cdot 3,2 \cdot 12,5 \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} = 12,3 \text{ kg.}$$

$$196. \quad G_z = 41 \cdot 0,95 \cdot 0,6 \cdot 1,3 \cdot 12,5 \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} = 2,96 \text{ kg.}$$

$$\sigma_a = 4,2, \quad \sigma_{z_1} = 7,5, \quad \sigma_{z_2} = 22, \quad \sigma_{z_{mi}} = 12,5.$$

$$197. \quad \sigma_z = 18 \text{ W/kg.}$$

$$198. \quad N_{hw} = 1,3 \cdot (12,3 \cdot 4,2 + 2,96 \cdot 18) = 0,137 \text{ kW} = 2,5^0/0.$$

$$199. \quad l_{a_1} = 13,5 + 1,4 \cdot 14,9 + 4,5 = 39 \text{ cm.}$$

$$200. \quad R_a = \frac{492 \cdot 39 \cdot 1,24}{4 \cdot 5700 \cdot 2,545} = 0,41 \text{ Ohm.}$$

$$201. \quad N_{Ra} = 29,2^2 \cdot 0,41 \cdot 10^{-3} = 0,350 \text{ kW} = 6,35^0/0.$$

$$206. \quad N_{Rn} = 0,97^2 \cdot 173 \cdot 10^{-3} = 0,163 \text{ kW} = 3,0^0/0.$$

$$207. \quad N_n = 220 \cdot 0,97 \cdot 10^{-3} = 0,214 \text{ kW} = 3,9^0/0.$$

$$208. \quad N_u = 2 \cdot 29,2 \cdot 1,587 \cdot 10^{-3} = 0,093 \text{ kW} = 1,7^0/0.$$

$$209. \quad N_b = 0,055 \text{ kW} = 1^0/0 \text{ (angen.)}.$$

$$212. \quad N_m = 0,140 \text{ kW} = 2,55 \text{ (angen.)}.$$

$$213. \quad \eta = \frac{5,5}{5,5 + 0,137 + 0,350 + 0,214 + 0,093 + 0,055 + 0,140} = 83,8^0/0.$$

Für den praktischen Gebrauch dienen folgende Zusammenstellungen:

Berechnungsangaben: Anlage 1

Karteikarte: " 2

Werkstattangaben: " 3.

II. Transformatoren (T) (Umspanner).

Vorausgesetzt sei, daß die Umwandlung der Spannung von oben nach unten erfolgt und die Berechnungen sich hauptsächlich auf Kerntransformatoren erstrecken, die aber sinngemäß auch leicht auf Manteltransformatoren übertragen werden können. Gegeben ist allgemein:

- die Wechselstromleistung: N_{w_2} kWatt,
- „ Oberspannung: E_{k_I} Volt,
- „ Unterspannung: $E_{k_{II}}$ Volt,
- „ Phasenzahl: m ,
- „ Periodenzahl: ν Hertz (Per/sec).

Es bezeichnen nun (1 = Oberspannung, 2 = Unterspannung).

E_{k_1}, E_{k_2} = Klemmenspannung/Phase (Volt),

J_1, J_2 = Stromstärke/Phase (Amp.),

F = Eisenquerschnitt eines Korns (qcm),

F_j = „ „ Jochs (qcm),

$\mathfrak{B}$ = magnetische Induktion eines Korns (Gauß),

$\mathfrak{B}_j$ = „ „ „ Jochs (Gauß),

$f = 1,11$ = Formfaktor der Spannungscurve,

j_1, j_2 = Stromdichte im Kupferleiter (A/qmm),

q_1, q_2 = Querschnitt der Kupferleitung (qmm),

h = Länge eines Korns (cm),

L_j = „ „ Jochs (cm),

a_k = mittlerer Kernabstand (cm),

l_e = mittlere Eisenlänge eines Korns mit Jochanteil (cm),

a = Anzahl der bewickelten Kerne einer Phase,

l_1, l_2 = mittlere Windungslänge der Spulenwicklung (cm),

f_e, f_k = Füllfaktor des Eisen- bzw. Kupferquerschnitts im Fenster,

N_{hw}, N_k = Eisen- bzw. Kupferverluste (kW),

V_e, V_k = Rauminhalt des Eisens bzw. Kupfers (ccm),

γ_e, γ_k = spezifisches Gewicht des Eisens bzw. Kupfers (g/ccm),

G_e, G_k = Gewicht des Eisens bzw. Kupfers (kg),

σ_e, σ_k = spezifischer Leistungsverlust des Eisens bzw. Kupfers (W/kg),

v_e, v_k = auf die abgegebene Leistung bezogener Leistungsverlust in Eisen bzw. Kupfer,

w_1, w_2 = Windungszahl einer Phase,

k_{v_1}, k_{v_2} = auf die Klemmenspannung bezogener Spannungsverlust im Kupfer jeder Wicklung.

1. Der Eisenquerschnitt des Kerns.

Nimmt man den Wirkungsgrad η (Fig. 25) an, der sich bei $5 \div 2000$ kW, $\nu = 50$ He, etwa zwischen 95 und 98,8% bewegt, dann ergibt sich

$$N_1 \cdot \eta = N_2 = N_{w_2} \cdot \cos \varphi_2 = m \cdot E_{k_1} \cdot J_1 \cdot \cos \varphi_1 \cdot \eta \cdot 10^{-3} \quad (261)$$

und daraus überspannungsseitig die Stromstärke:

$$J_1 = \frac{1,02 \cdot N_{w_2} \cdot 10^3}{m \cdot E_{k_1} \cdot \eta}, \quad (262)$$

wenn $\frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_1} \approx 1,02$ gesetzt wird.

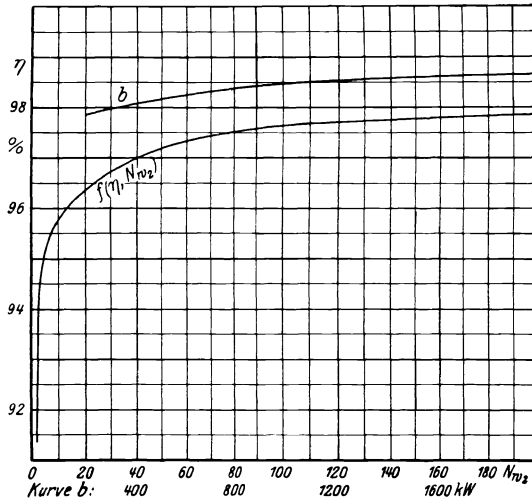


Fig. 25.

Ferner gilt die Beziehung, wenn man $\sqrt{2} \cdot \pi = 4f$ einsetzt,

$$E_{k_1} \cdot (1 - k_{v_1}) = 4 \cdot f \cdot \nu \cdot w_1 \cdot F \cdot \mathfrak{B} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}, \quad (263)$$

$$J_1 = j_1 \cdot q_1 \text{ Amp.} \quad (264)$$

Aus Gl. (262) $\div$ (264) folgt $[1,02 \cdot (1 - k_{v_1}) \approx 1$ gesetzt]:

$$N_{w_2} = 4 \cdot f \cdot m \cdot \nu \cdot w_1 \cdot F \cdot \mathfrak{B} \cdot j_1 \cdot q_1 \cdot \eta \cdot 10^{-11} \text{ kWatt.} \quad (265)$$

Hieraus ist nur das Produkt $w_1 \cdot F$ bestimmbar, so daß man damit keine eindeutige Lösung erhielte.

Nimmt man aber das Verhältnis $\frac{F}{w_1}$ hinzu, das in dem Faktor $\beta = \frac{G_e}{G_k}$ enthalten ist und von dem Verwendungszweck des Trans-

formators abhängt, so ergibt sich die zweckentsprechende Ausführungsart.

Nun ist das Eisengewicht:

$$G_e = m \cdot a \cdot F \cdot l_e \cdot \gamma_e \cdot 10^{-3} \text{ kg} \quad (266)$$

und das Kupfergewicht:

$$\begin{aligned} G_k &= m \cdot (w_1 \cdot l_1 \cdot q_1 + w_2 \cdot l_2 \cdot q_2) \cdot \gamma_k \cdot 10^{-5} \text{ kg} \\ &\approx 2m \cdot w_1 \cdot q_1 \frac{l_1 + l_2}{2} \cdot \gamma_k \cdot 10^{-5} \text{ kg}. \end{aligned} \quad (267)$$

Aus beiden Gleichungen folgt:

$$\frac{G_e}{G_k} = \beta = \frac{a \cdot F \cdot l_e \cdot \gamma_e \cdot 10^2}{w_1 \cdot q_1 \cdot (l_1 + l_2) \cdot \gamma_k}. \quad (268)$$

Um nun den Eisenquerschnitt F allein zu erhalten, multiplizieren wir die Gln. (265) und (268) miteinander und erhalten:

$$N_{w_2} \cdot \beta = \frac{4 \cdot f \cdot m \cdot a \cdot l_e \cdot \gamma_e \cdot \eta \cdot F^2 \cdot r \cdot \mathfrak{B} \cdot j_1 \cdot 10^{-9}}{(l_1 + l_2) \cdot \gamma_k}. \quad (269)$$

Faßt man darin als Transformatorkonstante

$$M_T^2 = \frac{(l_1 + l_2) \cdot \gamma_k}{4 \cdot f \cdot m \cdot a \cdot l_e \cdot \gamma_e \cdot \eta} \quad (270)$$

zusammen, so ergibt sich der reine Eisenquerschnitt:

$$F = M_T \cdot \sqrt{\frac{N_{w_2} \cdot \beta \cdot 10^9}{r \cdot \mathfrak{B} \cdot j_1}} \text{ qcm.} \quad (271)$$

Die Transformatorkonstante M_T besitzt im Mittel die Werte:

0,5	für	Einphasen-Transformatoren	und	runde	Spulen,
0,6	"	"	"	"	rechteckige Spulen,
0,9	"	"	"	"	Manteltype;
0,4	für	Dreiphasen-Transformatoren	und	runde	Spulen,
0,5	"	"	"	"	rechteckige Spulen,
0,6	"	"	"	"	Manteltype.

Die Wahl der Größe $\beta = \frac{G_e}{G_k}$ hängt davon ab, ob der Transformator für reinen Licht- oder Kraftbetrieb oder für gemischten Betrieb verwendet werden soll, da hierdurch die Größe der Eisen- und Kupferverluste bestimmt wird, die den Jahreswirkungsgrad η_j beeinflussen.

Ist nämlich der Transformator

t_j	Stunden im Jahr	vollbelastet mit	N_2 kWatt,
t_e	"	"	eingeschaltet (allgemein 8760),

dann ist
$$\eta_j = \frac{t_v \cdot N_2}{t_v \cdot N_2 + t_v \cdot N_k + t_e \cdot N_{hw}}. \quad (272)$$

Soll η_j groß werden, so müssen die Eisenverluste N_{hw} um so kleiner werden, je kleiner t_v wird, was beim reinen Lichtbetrieb zutrifft. Dagegen sind bei reinem Kraftbetrieb (t_v groß) die Kupferverluste N_k niedrig zu halten.

Führt man weiter in Gl. (272) die Größen ein:

$$v_e = \frac{N_{hw}}{N_2} \quad (273)$$

und
$$v_k = \frac{N_k}{N_2}, \quad (274)$$

so wird:
$$\eta_j = \frac{t_v \cdot N_2}{t_v \cdot N_2 + t_v \cdot v_k \cdot N_2 + t_e \cdot v_e \cdot N_2}, \quad (275)$$

oder, wenn man durch $t_v \cdot N_2$ kürzt und $v_k = \frac{1 - \eta}{\eta} - v_e$ einsetzt,

$$\eta_j = \frac{\eta}{1 + \eta \cdot v_e \cdot \left(\frac{t_e}{t_v} - 1 \right)}. \quad (276)$$

Durch die Wahl der Eiseninduktion $\mathfrak{B}$ und der Blechsorte (σ_e), sowie Stromdichte $j(\sigma_k)$ läßt sich also η_j beeinflussen.

Nun besteht weiter folgende Gleichung:

$$\frac{N_{hw}}{N_k} = \frac{\sigma_e \cdot G_e}{\sigma_k \cdot G_k} = \frac{\sigma_e}{\sigma_k} \cdot \beta. \quad (277)$$

Um den höchsten Wirkungsgrad bei gegebener Spannung und Belastung zu erhalten, müßte nach theoretischen Betrachtungen

$$N_k = N_{hw} \quad (278)$$

sein. Von dieser Bedingung kann man jedoch ziemlich stark abweichen, da die Verlustkurve einen flach verlaufenden Linienzug am Niedrigstwert besitzt. So ist es vorteilhaft, bei Lichttransformatoren den größten Wirkungsgrad etwa bei $\frac{3}{4}$ Nennleistung zu halten, wo für dann bei Vollast

$$N_k = \left(\frac{1}{0,75} \right)^2 \cdot N_{hw} \approx 1,8 \cdot N_{hw}$$

wird. Allgemein kann man daher folgende Erfahrungszahlen annehmen:

$\frac{N_{hw}}{N_k}$	$0,85 \div 1,5$	$0,65 \div 0,85$	$0,5 \div 0,65$
	gew. Blech	leg. Blech	hochleg. Blech

Damit ergeben sich nun die in Tabelle 5 zusammengestellten Mittelwerte für β bei Spannungen bis etwa 20000 Volt und einem Kupferfüllfaktor des Fensters $f_k \geq 0,25$.

Tabelle 5. $\beta = \frac{G_e}{G_k}$.

N_{w_2} kW	Gew. Blech		Leg. Blech		Hochleg. Blech	
	Licht	Kraft	Licht	Kraft	Licht	Kraft
1 ÷ 50	1,8 ÷ 2,5	3 ÷ 3,5	1,6 ÷ 1,8	1,8 ÷ 2,0	1,5 ÷ 1,7	1,7 ÷ 1,9
50 ÷ 200	÷ 3,0	÷ 4,0	÷ 2,0	÷ 2,1	÷ 1,8	÷ 2,0
200 ÷ 1000	÷ 3,5	÷ 4,5	÷ 2,1	÷ 2,2	÷ 1,9	÷ 2,1
1000 ÷ 2000	—	÷ 5,0	—	÷ 2,4	—	—
> 2000	—	÷ 6,5	—	÷ 3,0	—	—

Für höhere Spannungen (bis 150000 Volt) ist zu berücksichtigen, daß der Kupferfüllfaktor ($f_k < 0,25$) eine Vergrößerung des Wickelraums hervorruft, wodurch diese Werte von β bis um 80% steigen können.

Die nächste, den Eisenquerschnitt beeinflussende Größe in Gl. (271) ist die Stromdichte j . Man gibt ihr etwa folgende Werte:

$j = 1,6 \div 2 \text{ A/qmm}$ bei geringer spezifischer Kühlfläche,
 $2,2 \div 2,6 \text{ "}$ allgemein für mittlere Leistungen,
 $2,8 \div 4 \text{ "}$ bei großer spezifischer Kühlfläche oder künstlicher Kühlung.

Für die Festlegung der Stromdichten j_1 und j_2 in den beiden Wicklungen beachte man dabei die Regel:

Die Leistungsverluste in Ober- und Unterspannungswicklung sollen einander möglichst gleich groß gemacht werden, um die gesamten Kupferverluste möglichst klein zu halten.

Schließlich ist noch die magnetische Beanspruchung des Kerns durch die Wahl der Induktion $\mathfrak{B}$ festzulegen. Dabei ergeben sich für Blechdicken von 0,4; 0,5; 0,8 mm folgende Erfahrungszahlen:

Tabelle 6. Werte von $\mathfrak{B}$.

ν	Gewönl. Blech		Leg. Blech		Hochleg. Blech	
	Licht	Kraft	Licht	Kraft	Licht	Kraft
50	8000	10000	9000	11000	10000	12000
	÷ 10000	÷ 15000	÷ 11000	÷ 13000	÷ 12000	÷ 14000
$16^{2/3}$	9000	13000	—	—	—	—
	÷ 12000	÷ 17000	—	—	—	—

Bei Induktionen über 14000 Gauß für legierte Bleche ist die magnetische Leitfähigkeit gering, so daß der Leerlaufstrom zu groß wird. Ebenso geht man nur bei besonderen Verwendungszwecken unter 0,4 mm Dicke herunter oder verwendet Elektrolyteisenblech¹⁾.

2. Abmessungen des Eisenkörpers.

Für einen Kern erhält man bei runden Spulen zu dem aus Gl. (271) bestimmten reinen Eisenquerschnitt F unter der Annahme eines Blechfüllfaktors $k_2 = 0,88 \div 0,92$ und eines symmetrischen Kreuzquerschnitts (Fig. 26) bei größtem Eisenfüllfaktor $f_e \approx 0,7$ den Durchmesser des umschriebenen Kreises nach der Gleichung

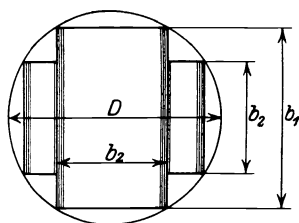


Fig. 26.

$$\frac{F}{k_2} = 0,618 \cdot D^2 \quad (279)$$

$$D = 1,27 \cdot \sqrt{\frac{F}{k_2}} \text{ cm,} \quad (280)$$

wofür weiter

$$b_1 = 0,85 \cdot D, \quad (281)$$

$$b_2 = 0,526 \cdot D \quad (282)$$

wird.

Für rechteckige Kernquerschnitte ergibt sich mit Rücksicht auf die günstigste Ausnutzung der Wicklung, die dann vorhanden ist, wenn das Gewicht der gekrümmten Spulenköpfe ebenso groß ist wie dasjenige des im Fenster liegenden Teils der Spule, die Beziehung, daß sich die beiden Seiten $b_1 : b_2$ etwa wie 2:1 verhalten sollen.

Dafür würde dann sein:

$$b_2 = \sqrt{\frac{F}{2 \cdot k_2}} \quad \text{und} \quad b_1 = 2 \cdot b_2. \quad (283)$$

Reicht die Kühlfläche (bei Transformatoren etwa über 100 kW) nicht mehr aus, so legt man alle 80 ÷ 100 mm Luftschlitze von 10 ÷ 20 mm Breite ein.

Für die Bemessung des Jochs wird man allgemein die magnetische Induktion $\mathfrak{B}_j$ im Kern annehmen und erhält dabei den Jochquerschnitt $F_j = F$. Diese Annahme kommt bei gedrungener Bauart mit kurzen Kernen in Frage. Werden aber die Kerne verhältnismäßig lang, so kann der Feld- oder Magnetisierungsstrom unzulässig hoch werden. Oder es können die Eisenverluste und damit die Erwärmung zu groß werden. In diesen Fällen lassen sich die

¹⁾ Breslauer: ETZ. 1913, S. 673.

Schwierigkeiten dadurch beheben, daß man die Induktion $\mathfrak{B}_j < \mathfrak{B}$ macht, wodurch $F_j > F$ wird. Dabei hat es sich herausgestellt, daß bei vergrößertem Jochquerschnitt die Kosten für den Transformator am geringsten werden, wenn die Joche ebensoviel wiegen wie die Kerne. Da man besonders bei Lichttransformatoren die Eisenverluste möglichst niedrig halten muß, wird hierfür zweckmäßig der Jochquerschnitt zu vergrößern sein. Dabei kann zur Verringerung des Leerlaufstromes für das Joch auch gewöhnliches Blech (billiger!) verwendet werden.

3. Abmessungen der Kupferwicklung.

Aus der Stromstärke J_1 und Stromdichte j_1 folgt der Drahtquerschnitt

$$q_1 = \frac{J_1}{j_1} \text{ Amp./qmm}, \quad (284)$$

und bei runden Leitern der Durchmesser d_1 blank/besponnen. Nun ermittelt man nach Gl. (263) die Windungszahl überspannungsseitig:

$$w_1 = \frac{E_{k_1} \cdot (1 - k_{v_1}) \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot r \cdot F \cdot \mathfrak{B}} \text{ Windungen}, \quad (285)$$

und ebenso unterspannungsseitig:

$$w_2 = \frac{E_{k_2} \cdot w_1}{E_{k_1}} \text{ Windungen}. \quad (286)$$

Die Werte k_{v_1} gibt die Tabelle 7 an:

Tabelle 7.

N_{w_2}	1	2	4	10	20	40	400	1000	2000 kW
k_{v_1}	2,5	2,2	2,0	1,8	1,6	1,2	0,6	0,4	0,3%

Weiter bestimmt man die Stromstärke

$$J_2 = \frac{N_{w_2} \cdot 10^3}{m \cdot E_{k_2}} \text{ Amp.} \quad (287)$$

und den Kupferquerschnitt

$$q_2 = \frac{J_2}{j_2} \text{ Amp./qmm} \quad (288)$$

und d_2 blank/besponnen, wobei j_2 nach der Regel (S. 59) gewählt wird. Bei $q_2 > 50$ qmm wählt man rechteckigen Querschnitt oder mehrere parallele Leiter oder Seil.

4. Anordnung der Wicklung.

Man unterscheidet Scheiben- und Zylinderwicklung, von denen jede ihre Besonderheiten hat. Bei der Scheibenanordnung werden beide Wicklungen zur Verringerung des induktiven Spannungsabfalls infolge Streuung in mehrere Teilspulen zerlegt. Dabei ist es am vorteilhaftesten, wenn an den Enden jedes Kerns je eine Halbspule der Unterspannungswicklung liegt, womit die Isolationsfrage leicht zu lösen ist. Bei großen Stromstärken und Parallelschaltung der Unterspannungswicklung wählt man so viel Teilspulen, daß man mit derselben Unterteilung 2, 3, 4 Zweige erhält. Nicht zu empfehlen ist eine Parallelschaltung bei Anordnung von n und $n + 1$ Spulen, da die Streuspannungen der Teilspulen gegenüber den ganzen Spulen verschieden sind.

Bei der Zylinderanordnung wird die Hochspannungswicklung wegen der inneren Spannungen und zum Zweck des Überspannungsschutzes in einzelne Teilspulen aufgelöst. Infolge des großen magnetischen Widerstandes des Streulinienweges tritt nur ein geringer induktiver Spannungsabfall ein.

Man verwendet somit allgemein die Scheibenwicklung mit Rücksicht auf die Stromkraft und Wirbelstromverluste großer Querschnitte bei mittleren Leistungen von $100 \div 500 \text{ kW}$ und Spannungen bis etwa 10000 Volt, dagegen die Zylinderwicklung bei kleinen ($1 \div 100 \text{ kW}$) und großen Leistungen ($> 500 \text{ kW}$) und hohen Spannungen über 10000 Volt.

Die Verteilung der Windungen der Hochspannungswicklungen hat in der Weise zu erfolgen, daß die elektrische Feldstärke H zwischen benachbarten Windungen die zulässige Beanspruchung

$\sigma = \frac{H_d}{s} \text{ Volt/cm}$ des Isoliermittels nicht überschreitet, worin H_d die elektrische Festigkeit oder Durchschlags-Feldstärke des Isolierstoffs und s [4 (niedrige Spg.) $\div 2$ (hohe Spg.)] die Sicherheitszahl bedeutet.

Dabei ist die Beanspruchung der Eingangswindungen eine wesentlich höhere als im Innern der Wicklung, erfordert somit für die Eingangsspulen eine stärkere Isolierung oder besondere Ausgestaltung als für die mehr im Innern liegenden.

Zur Bestimmung der erforderlichen Isolationsdicke δ_i eines Drahtes gehen wir nun folgendermaßen vor. Im normalen, stationären Betrieb verteilt sich die Klemmenspannung E_{k_1} auf w_1 Windungen gleichmäßig, so daß auf eine Windung die induzierte Windungsspannung $E_i = \frac{E_{k_1}}{w_1}$ entfällt und die Potentialkurve als gerade Linie

verläuft. Beim Einschalten wird die Spannungswelle nahezu auf den doppelten Wert durch die Zurückwerfung erhöht und damit zwischen benachbarten Windungen die Spannung $2E_i$ auftreten. Infolge des Vorrückens der positiven und negativen Spannungswelle von den Klemmen aus findet von dem mittleren Punkt der Wicklung ausgehend eine Überlagerung der beiden Spannungswellen statt, wodurch die Wellenstirn gesenkt und das Potentialgefälle wiederum verdoppelt wird.

Im ungünstigsten Falle tritt daher im Innern der Wicklung eine Spannung

$$E_w \approx 4 \cdot E_i \quad (289)$$

zwischen benachbarten Windungen auf.

Nun enthält der faserige Isolierstoff Lufträume, die als die schwächsten Stellen zu rechnen sind, so daß wir zwischen den Windungen Luft als Isolation ansehen können. Es gilt dann für zwei parallele Zylinder (Fig. 27) für die Feldstärke

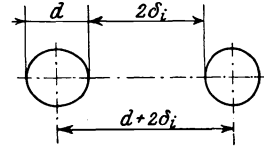


Fig. 27.

$$H = E_w \cdot \sqrt{\frac{d + \delta_i}{\delta_i}} \cdot \frac{1}{d \cdot \ln \frac{\sqrt{d \cdot \delta_i + \delta_i^2} + \delta_i}{\sqrt{d \cdot \delta_i + \delta_i^2} - \delta_i}} \text{ Volt/cm} \quad (290)$$

oder, wenn man durch δ_i kürzt,

$$H = E_w \cdot \frac{\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}}}{d} \cdot \frac{1}{\ln \frac{\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}} + 1}{\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}} - 1}} \text{ Volt/cm}, \quad (291)$$

da $\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}} > 1$ ist, kann man setzen:

$$\ln \frac{\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}} + 1}{\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}} - 1} = 2 \cdot \left[\frac{1}{\left(1 + \frac{d}{\delta_i}\right)^{1/2}} + \frac{1}{3 \cdot \left(1 + \frac{d}{\delta_i}\right)^{3/2}} + \frac{1}{5 \cdot \left(1 + \frac{d}{\delta_i}\right)^{5/2}} + \dots \right]$$

oder mit alleiniger Berücksichtigung des 1. Gliedes

$$\ln \frac{\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}} + 1}{\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}} - 1} \approx \frac{2}{\sqrt{1 + \frac{d}{\delta_i}}},$$

so daß man jetzt erhält:

$$H \approx E_w \cdot \frac{1 + \frac{d}{\delta_i}}{2d} \text{ Volt/cm.} \quad (292)$$

Nun befinden sich in einer Lage w_l Drähte, so daß die Lagenspannung

$$E_l = w_l \cdot E_w = 4 \cdot w_l \cdot E_i = 4 \cdot w_l \cdot \frac{E_{k_1}}{w_1} \text{ Volt} \quad (293)$$

auftritt. Als höchste Spannung zwischen benachbarten Drähten, die am Anfang und Ende übereinander liegender Lagen sich befinden, ist dann $2 E_l$ für E_w in Gl. (292) einzuführen.

Lassen wir ferner die Beanspruchung σ zu, so ist $\sigma = H$ einzusetzen und man erhält:

$$\sigma = E_i \cdot \frac{1 + \frac{d}{\delta_i}}{d} = \frac{4 \cdot w_l \cdot E_i}{d} \cdot \left(1 + \frac{d}{\delta_i}\right) \text{ Volt/cm} \quad (294)$$

oder für die Isolationsdicke:

$$\delta_i = \frac{4 \cdot w_l \cdot d \cdot E_i}{d \cdot \sigma - 4 \cdot w_l \cdot E_i} \text{ cm,} \quad (295)$$

wobei man für die Luft $\sigma = 7000 \text{ Volt/cm}$ einsetzen kann. Im allgemeinen wird man für die Bespinnung

$$2 \delta_i \geq 0,025 \div 0,05 \text{ cm}$$

wählen.

Auf die Eingangswindungen wirkt im Augenblick des Einschaltens die volle Klemmenspannung E_{k_1} . Sie werden daher bis zu einer Eindringungstiefe von etwa $10^0/0$ der Gesamtwindungszahl als besondere, stärker isolierte Spulen ausgeführt, oder ihre Drähte werden mit größerem Abstand und Zwischenraum durch ein Isolationsmittel mit höherer Dielektrizitätskonstanten ausgefüllt. Dadurch wird die Windungskapazität gegenüber der Erdkapazität vergrößert, was besonders bei Großtransformatoren vorteilhaft ist. Deswegen wickelt man bei ihnen möglichst einreihige Spulen mit Flachkupfer, dessen breite Rechteckseiten in der Achsenrichtung der Spulen liegen. Dadurch werden bei Zylinderwicklung auch die Wirbelstromverluste im Kupfer niedrig gehalten.

Um genügend Sicherheit gegen Windungsdurchschläge zu haben, wählt man erfahrungsgemäß die Lagenspannung $E_l \leq 100 \text{ Volt}$. Wichtig ist es außerdem, daß Lufträume durch Tränken der Spulen mit Lack vollständig beseitigt werden.

5. Die Fensteröffnung.

Sie bestimmt sich aus der Kernhöhe h und der Fensterbreite b . Aus dem Strombelag B als Durchflutung für 1 cm Kernhöhe gemäß Gleichung:

$$B = \frac{\frac{J_1 \cdot w_1}{a} + \frac{J_2 \cdot w_2}{a}}{h} \approx \frac{2 \cdot J_2 \cdot w_2}{a \cdot h} \text{ Amp./cm} \quad (296)$$

folgt die Kernhöhe

$$h = \frac{2}{a} \cdot \frac{J_2 \cdot w_2}{B} \text{ cm.} \quad (297)$$

Mit Rücksicht auf die zulässige Erwärmung kann man annehmen:

$$\begin{array}{lll} B = 300 \div 450 \text{ A/cm} & \text{bei natürlicher Luftkühlung,} \\ 450 \div 600 & \text{" " Ölkühlung,} \\ 600 \div 800 & \text{" " " mit künstl. Kühlung.} \end{array}$$

Je besser die Kühlung und je höher die zulässige Erwärmung ist, um so größer kann B werden.

Nun bestimmt man die Isolationsdicke Fe/II zwischen Eisen und Unterspannungswicklung II bei Spannungen bis etwa 6000 Volt aus

$$\begin{array}{ll} \delta_{i_2} = 0,008 \cdot \sqrt{E_{k_2}} \text{ cm} & \text{für Fiber, Preßspan,} \\ \delta_{i_2} = 0,006 \cdot \sqrt{E_{k_2}} \text{ cm} & \text{" Glimmer, Mikanit, Hartpapier} \end{array} \quad (298)$$

bei höheren Spannungen nach den Formeln für Zylinderfunkenstrecken. Aus Festigkeitsrücksichten wird $\delta_{i_2} \geq 0,2 \text{ cm}$, für die Flanschen entsprechend größer gemacht. Die Berechnung der Beanspruchung an den Kanten kann nach den Angaben von L. Dreyfus¹⁾ erfolgen.

Die Breite δ_z des Zwischenraums zwischen Ober- und Unterspannungswicklung (I/II) bei Zylinderspulen ergibt sich folgendermaßen: Bezeichnet r_2 den äußeren Halbmesser der Wicklung II; $r_1 = r_2 + \delta_z$ den inneren Halbmesser der Wicklung I, H_d Volt/cm die mittels Zylinderfunkenstrecke ermittelte Durchschlagsfestigkeit des Zwischenmittels, E_z Volt die größte Potentialdifferenz zwischen I und II, dann gilt die Beziehung:

$$E_z = H \cdot r_2 \cdot \ln \frac{r_1}{r_2} \text{ Volt.} \quad (299)$$

Setzt man $\sigma = \frac{H_d}{s}$ für H ein, so ergibt sich

$$r_1 - r_2 = \delta_z = r_2 \cdot \left(e^{\frac{E_z \cdot s}{H_d \cdot r_2}} - 1 \right) \text{ cm.} \quad (300)$$

Der günstigste Fall tritt ein für $r_1 = r_2 \cdot e$.

¹⁾ AfE. 1924, Bd. 13, S. 121.

Im Mittel kann man setzen für

$$\begin{aligned} \text{Luft:} \quad H_{d_l} &= 21 \text{ kV/cm bei } 760 \text{ mm und } \vartheta = 20^\circ \text{ C.} \\ &= 210 \text{ kV/cm " } 7600 \text{ mm " } \vartheta = 20^\circ \text{ C.} \\ \text{Mineralöl: } H_{d_{\bar{o}}} &= 60 \div 70 \text{ kV/cm bei } \vartheta = 80^\circ \text{ C.} \\ \text{Hartpapier: } H_{d_p} &= 160 \text{ kV/cm bei } \vartheta = 20^\circ \text{ C.} \\ &= 110 \text{ kV/cm " } \vartheta = 80^\circ \text{ C.} \end{aligned}$$

Legt man in den Zwischenraum einen Zylinder aus Isolierstoff mit der Dielektrizitätskonstanten ε , so verteilen sich die Spannungen wie die dielektrischen Widerstände. Damit steigt die Beanspruchung in dem Mittel mit kleinerem ε . Bei Luftisolation soll man also möglichst dünne Isolierzylinder benutzen und diese auf die Unterspannungsspule oder bei Scheibenwicklungen um den Eisenkern legen. Bei Öl ist der Einfluß gering. Um den Abstand zu wahren, ist es besser, schmale Isolierstreifen oder Röhren mit nicht zu großer Wandstärke einzuführen.

Befindet sich die Oberspannungsspule auf einem Isolierrohr, so muß der Abstand von Wicklung zum Joch zur Vermeidung von Streifenentladungen nach W. Kehse¹⁾ so gehalten werden, daß auf 1 cm Streifenentladung im Mittel 4,5 kV über die Grenzspannung hinaus entfallen. Vorteilhaft ist dabei für Spannungen über 100 kV die Abdeckung der Spulenenden durch hohlringartige Metallflächen, wodurch die Feldstärke gleichmäßiger wird. In gleicher Weise wirken auch Jochabstützungen durch Reihenkontensator²⁾. Für sehr hohe Spannungen, z. B. in Prüfanlagen, empfiehlt es sich, die Hochspannungswicklung auf einzelnen konzentrischen Zylindern von Hartpapier in einlagiger Anordnung auszuführen, wie es von K. Fischer³⁾ angegeben ist. Dadurch ist man imstande, die Potentialverteilung zum Joch und im Fenster so einzustellen, daß sich dafür geringste Abstände ergeben. Auch bezüglich der Streuung erweist sich diese Bauart als günstig.

Schließlich bestimmt man den Abstand zwischen den Spulen benachbarter Kerne. Unter der Annahme, daß die Beanspruchung im Zwischenmittel (Luft oder Öl) sich ähnlich verhält wie bei einem Überschlag zwischen Spitzenelektroden, kann man die mittlere Entfernung δ_s zwischen den Außenflächen benachbarter Spulen bestimmen, indem man aus Fig. 28 zu der größten zwischen radial gegenüberliegenden Windungen vorhandenen Spannung E_s kVolt die Schlagweite l cm für Luft⁴⁾ bzw. Öl⁵⁾ entnimmt, und dazu $\delta_s = s \cdot l$ berechnet.

¹⁾ ETZ. 1921, S. 1064; 1922, S. 198.

²⁾ DRP. 364908 v. 31. 8. 21; ETZ. 1924, S. 201.

³⁾ ETZ. 1925, S. 186. ⁴⁾ ETZ. 1921, S. 1064. ⁵⁾ ETZ. 1915, S. 584.

Bei höheren Spannungen kann man setzen:

Für Luft: $E_z = 12 + 3,74 \cdot l$ kVolt bei ≥ 80 kV.

„ Öl: $E_z = 25 + 10 \cdot l$ kVolt „ ≥ 60 kV.

In gleicher Weise findet man auch den Abstand δ_z zwischen Scheibenspulen. Aus den einzelnen Abmessungen der Spulen und Zwischenräume ergibt sich dann die Fensterbreite b cm.

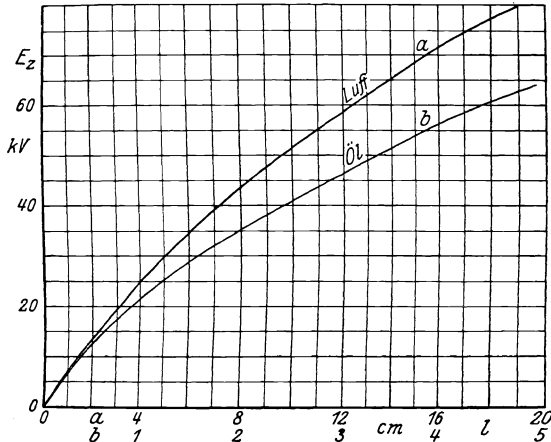


Fig. 28.

Dafür wäre nun noch der Kupferfüllfaktor

$$f_k = \frac{2}{a} \cdot \frac{w_1 \cdot q_1 + w_2 \cdot q_2}{b \cdot h \cdot 100} \quad (301)$$

zu ermitteln, der bei Kerntransformatoren etwa folgende Werte (Tabelle 8) hat:

Tabelle 8. Kupferfüllfaktor f_k .

$E_{k1} =$	2	4	6	8	10	15	20	30	40	100 kV
$1 \div 100 \text{ kW}$	0,27	0,21	0,18	0,16	0,15	0,14	0,135	0,13	0,12	0,1
$1000 \div 2000 \text{ kW}$	0,52	0,41	0,34	0,32	0,30	0,27	0,25	0,22	0,20	0,14

Eine andere Berechnungsart zur Ermittlung der Eisen- und Fensterabmessungen ist von Pl. Andronescu¹⁾ und H. Böhle²⁾ angegeben.

6. Die Streuung.

Da nicht alle Kraftlinien der einen Wicklung sich durch die andere schließen, sondern ein Teil nur mit einer Wicklung verkettet

¹⁾ ETZ. 1924, S. 845; 1925, S. 205 (Metzler).

²⁾ ETZ. 1925, S. 293.

ist, bezeichnet man diesen Teil als Streukraftlinien und diese Eigenschaft der Wicklung als Streuung. Sie hat zur Folge, daß das Übersetzungsverhältnis nicht genau dem Verhältnis der Windungszahlen entspricht und sich mit der Belastung ändert. Demnach tritt außer dem Ohmschen Spannungsverlust in der Kupferwicklung noch ein induktiver Spannungsabfall durch den Streufluß auf. Da der Streulinienweg hauptsächlich in Luft verläuft, kann der induktive oder Streufeld-

widerstand als konstant angesehen werden, so daß man den Streufluß den die betreffende Wicklung durchfließenden Strömen proportional setzen kann.

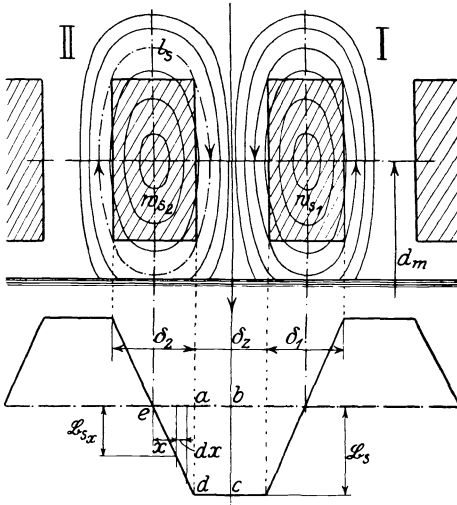


Fig. 29.

a) Scheibenwicklung.

Da allgemein die Wicklung in mehrere Teilspulen zerlegt wird, so können wir für unsere Betrachtungen je eine Teilspule I, II herausnehmen und erhalten dafür nebenstehendes Streulinienbild (Fig. 29).

Besitzt eine Spule w_{s_1} bzw. w_{s_2} Windungen und der Streulinienweg die mittlere Länge l_s , so würde von der Spule II bei einem Strome J Amp. eine größte Streuinduktion

$$\mathfrak{B}_s = \sqrt{2} \cdot J \cdot w_{s_2} \cdot \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{1}{l_s} \text{ Gauß} \quad (302)$$

und in der Entfernung x von der Mitte e

$$\mathfrak{B}_{sx} = \mathfrak{B}_s \cdot 2 \cdot \frac{x}{\delta_2} \text{ Gauß} \quad (303)$$

erzeugt werden.

Mit dem außerhalb der Spule II gelegenen Streufluß (Fläche $abcd$)

$$\mathfrak{N}'_s = \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_m \cdot \frac{\delta_2}{2} \text{ Maxwell} \quad (304)$$

sind alle Windungen w_{s_2} verkettet, so daß der Windungsfluß oder die Verkettung

$$\mathfrak{N}' = \mathfrak{N}'_s \cdot w_{s_2} \quad (305)$$

ist. Dagegen besteht für den Kraftfluß der Fläche ade nur eine

unvollkommene Verkettung $\mathfrak{B}''$. An der Stelle x entfallen auf die Breite dx

$$\frac{w_{s_2}}{\delta_2} \cdot dx$$

Windungen, die mit

$$\mathfrak{N}_{s_x} = \frac{1}{2}(\mathfrak{B}_s + \mathfrak{B}_{s_x}) \cdot \pi \cdot d_m \cdot \left(\frac{\delta_2}{2} - x \right) \text{ Maxwell} \quad (306)$$

verkettet sind. Die gesamte Verkettung über die Breite $x = -\frac{\delta_2}{2}$ bis $x + \frac{\delta_2}{2}$ ist dann

$$\begin{aligned} \mathfrak{B}'' &= \mathfrak{N}_s'' \cdot w_{s_2} = \int_{-\frac{\delta_2}{2}}^{+\frac{\delta_2}{2}} \mathfrak{N}_{s_x} \cdot \frac{w_{s_2}}{\delta_2} \cdot dx \\ &= \frac{1}{2} \cdot \int_{-\frac{\delta_2}{2}}^{+\frac{\delta_2}{2}} \mathfrak{B}_s \cdot \left(1 + \frac{2x}{\delta_2} \right) \cdot \pi \cdot d_m \cdot \frac{\delta_2 - 2x}{2} \cdot \frac{w_{s_2}}{\delta_2} \cdot dx \\ &= \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_m \cdot w_{s_2} \cdot \frac{\delta_2}{6}. \end{aligned} \quad (307)$$

Für die Spule 2 ist dann die gesamte Verkettung

$$\mathfrak{B}_2 = \mathfrak{B}' + \mathfrak{B}'' = w_{s_2} \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_m \cdot \left(\frac{\delta_z}{2} + \frac{\delta_2}{6} \right). \quad (308)$$

In gleicher Weise erhalte man für Spule I:

$$\mathfrak{B}_1 = w_{s_1} \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_m \cdot \left(\frac{\delta_z}{2} + \frac{\delta_1}{6} \right). \quad (309)$$

Für beide Spulen zusammen ergibt sich beim Übersetzungsverhältnis $u = 1$, d. h. $w_{s_1} = w_{s_2} = w_s$ die Verkettung

$$\mathfrak{B} = w_s \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_m \cdot \left(\delta_z + \frac{\delta_1 + \delta_2}{6} \right), \quad (310)$$

die auch die mittlere für den gesamten Spannungsabfall in Frage kommende Kraftlinienverkettung je einer Spule beider Wicklungen darstellt. Bei gleichmäßiger Verteilung des Streuflusses würde er sich über einen reduzierten Luftspalt zwischen den Spulen verteilen, der dem Wert

$$\delta_{r_s} = \delta_z + \frac{\delta_1 + \delta_2}{6} \text{ cm} \quad (311)$$

entspricht. Somit wird

$$\mathfrak{B} = w_s \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_m \cdot \delta_{r_s}. \quad (312)$$

Gemäß dem Induktionsgesetz $E_t = -\frac{d\mathfrak{B}}{dt} \cdot 10^{-8}$ Volt erzeugt nun diese Verkettung eine EMK

$$E_s = 4 \cdot f \cdot \nu \cdot \mathfrak{B} \cdot 10^{-8} \text{ Volt} \quad (313)$$

oder nach Einsetzen der Werte aus Gl. (312) und (302)

$$E_s = 4 \cdot f \cdot \nu \cdot w_s \cdot \sqrt{2} \cdot J \cdot \frac{w_s}{l_s} \cdot \frac{4\pi}{10} \cdot \pi \cdot d_m \cdot \delta_{rs} \cdot 10^{-8} \text{ Volt.} \quad (314)$$

Setzt man für sinusförmigen Verlauf $f = 1,11$ und $\pi^2 = 10$, so wird

$$E_s = 25 \cdot \nu \cdot w_s^2 \cdot J \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{rs} \cdot 10^{-8} \text{ Volt.} \quad (315)$$

Bezogen auf die Unterspannung (II) E_{k_2} in Prozent erhält man weiter:

$$e_s = \frac{E_s}{E_{k_2}} \cdot 100 = 25 \cdot \nu \cdot \frac{w_{s_2}^2}{E_{k_2}} \cdot J_2 \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{rs} \cdot 10^{-6} \% . \quad (316)$$

Hat nun der Transformator in jeder Wicklung je n Spulen/Phase oder $2n$ Luftspalte, so wird die Streuspannung n -fach, andererseits ist für $w_{s_2} = \frac{w_2}{n}$ einzuführen und man erhält für beide Wicklungen zusammen:

$$e_s = 25 \cdot \nu \cdot \frac{w_2^2 \cdot J_2}{n \cdot E_{k_2}} \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{rs} \cdot 10^{-6} \% . \quad (317)$$

Erweitert man mit E_{k_2} , dividiert durch w_2^2 und ersetzt

$$E_{k_2} \cdot J_2 = \frac{N w_2}{m} \cdot 10^{-3} \quad \text{und} \quad \frac{E_{k_2}}{w_2} = E_i,$$

so ergibt sich:

$$e_s = 25 \cdot \frac{\nu}{n} \cdot \frac{N w_2}{m \cdot E_i^2} \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{rs} \cdot 10^{-3} \% . \quad (318)$$

Bisweilen legt man zur besseren Kühlung in die Spulen der Scheibenwicklung Luftschlitze ($10 \div 25$ mm), wodurch e_s nicht beeinflußt wird, da in ihnen kein Kraftfluß vorhanden ist. Ist jede Spule in x gleiche Teile von δ_{1x} bzw. δ_{2x} cm Breite geteilt, so gilt dafür:

$$\delta_{rs} = \delta_z + \frac{x}{6} \cdot (\delta_{1x} + \delta_{2x}) \text{ cm.} \quad (319)$$

Bei Manteltransformatoren mit Scheibenwicklung ist zu setzen:

$$e_{sm} = 1,2 \cdot e_s \% . \quad (320)$$

b) Zylinderwicklung.

Dafür ergibt sich folgendes Streulinienbild (Fig. 30).

Hierbei besitze nun jeder Kern je w_s Windungen in jeder Wicklung. Dann ist

$$\mathfrak{B}_s = \sqrt{2} \cdot J \cdot w_s \cdot \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{1}{l_s} \text{ Gauß} \quad (321)$$

und
$$\mathfrak{B}_{sx} = \mathfrak{B}_s \cdot \frac{x}{\delta_2} \text{ Gauß.} \quad (322)$$

Alle Windungen w_s z. B. für Spule II sind mit dem Streufluß

$$\mathfrak{N}_s' = \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_{m_2} \cdot \frac{\delta_z}{2} \quad (323)$$

verkettet und ergeben
$$\mathfrak{B}' = w_s \cdot \mathfrak{N}_s'. \quad (324)$$

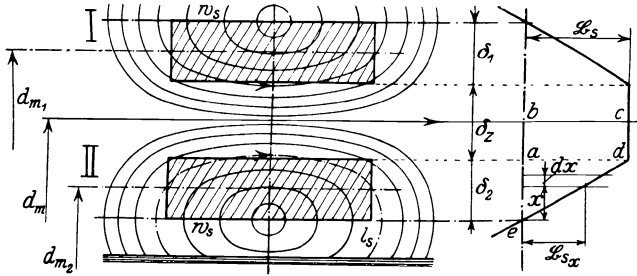


Fig. 30.

Außerhalb der Windungen im Abstände x umschließt der Streufluß wie in Gl. (306)

$$\mathfrak{N}_{sx} = \frac{1}{2} \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \left(1 + \frac{x}{\delta_2}\right) \cdot \pi \cdot d_{m_2} \cdot (\delta_2 - x) \quad (325)$$

die Windungen $\frac{w_s}{\delta_2} \cdot dx$, so daß die unvollkommene Verkettung sich

$$\begin{aligned} \text{ergibt zu} \quad \mathfrak{B}'' &= \frac{1}{2} \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_{m_2} \cdot \frac{w_s}{\delta_2^2} \cdot \int_0^{\delta_2} (\delta_2^2 - x^2) \cdot dx \\ &= \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_{m_2} \cdot w_s \cdot \frac{\delta_2}{3}. \end{aligned} \quad (326)$$

Die Verkettung der ganzen Spule II eines Kerns ist dann:

$$\mathfrak{B}_2 = w_s \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_{m_2} \cdot \left(\frac{\delta_z}{2} + \frac{\delta_2}{3}\right). \quad (327)$$

Ebenso gilt für Spule I:

$$\mathfrak{B}_1 = w_s \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_{m_1} \cdot \left(\frac{\delta_z}{2} + \frac{\delta_1}{3}\right). \quad (328)$$

Beide Spulen ergeben, wenn wir $d_m = \frac{d_{m_1} + d_{m_2}}{2}$ einsetzen und vereinfachen

$$\mathfrak{B} \approx w_s \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_m \cdot \left(\delta_z + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right) \quad (329)$$

oder
$$\mathfrak{B} \approx w_s \cdot \mathfrak{B}_s \cdot \pi \cdot d_m \cdot \delta_{r_z}. \quad (330)$$

Daraus ergibt sich weiter die Streuspannung:

$$E_{s_z} = 4 \cdot f \cdot \nu \cdot w_s \cdot \frac{1}{2} \cdot J \cdot \frac{w_s}{l_s} \cdot \frac{4}{10} \pi \cdot d_m \cdot \delta_{r_z} \cdot 10^{-8} \text{ Volt} \quad (331)$$

oder
$$E_{s_z} = 25 \cdot \nu \cdot w_s^2 \cdot J \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{r_z} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}. \quad (332)$$

Bezogen auf die Spannung E_{k_2} in Prozent

$$e_{s_z} = 25 \cdot \nu \cdot \frac{w_{s_2}^2}{E_{k_2}} \cdot J_2 \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{r_z} \cdot 10^{-6} \% \quad (333)$$

Befinden sich die gesamten Windungen w_2 auf a Kernen, so wird die Streuspannung a -fach, andererseits ist $w_{s_2} = \frac{w_2}{a}$ und damit

$$E_{s_z} = 25 \cdot \nu \cdot \frac{w_2^2}{a} \cdot J_2 \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{r_z} \cdot 10^{-8} \text{ Volt} \quad (334)$$

oder
$$e_{s_z} = 25 \cdot \nu \cdot \frac{w_2^2}{a} \cdot \frac{J_2}{E_{k_2}} \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{r_z} \cdot 10^{-6} \% , \quad (335)$$

oder gemäß Gl. (318) umgeformt:

$$e_{s_z} = 25 \cdot \frac{\nu}{a} \cdot \frac{N_{w_2}}{m \cdot E_i^2} \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \delta_{r_z} \cdot 10^{-3} \% . \quad (336)$$

Liegt die Oberspannung zwischen den beiden Hälften der Unterspannung (Fig. 31), so gilt:

$$\begin{aligned} e_{s_z} &= 25 \cdot \nu \cdot 2 \cdot \left(\frac{w_2}{2} \right)^2 \cdot \frac{J_2}{a \cdot E_{k_2}} \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \left(\delta_z + \frac{\frac{\delta_1}{2} + \frac{\delta_2}{2}}{3} \right) \cdot 10^{-6} \% \\ &= 12,5 \cdot \nu \cdot \frac{w_2^2}{a} \cdot \frac{J_2}{E_{k_2}} \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \left(\delta_z + \frac{\delta_1 + \delta_2}{6} \right) \cdot 10^{-6} \% \end{aligned} \quad (337)$$

und

$$e_{s_z} = 12,5 \cdot \frac{\nu}{a} \cdot \frac{N_{w_2}}{m \cdot E_i^2} \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \left(\delta_z + \frac{\delta_1 + \delta_2}{6} \right) \cdot 10^{-3} \% . \quad (338)$$

Eine Schwierigkeit bei der Berechnung der Streuspannung bietet die Bestimmung von l_s , so daß man mit einer Ungenauigkeit bis zu 10% rechnen kann. Angenähert läßt sich l_s für Scheiben und Zylinder gleich dem kürzesten Wege vom Eisen um die Spule herum einsetzen

(Fig. 32). Nach Rogowski¹⁾ erhält man mit einer Vereinfachung für Scheibenwicklungen

$$l_s \approx \frac{2 \cdot l_0}{1 - \frac{\delta_s + \delta_1 + \delta_2}{\pi \cdot l_0}} \text{ cm.} \quad (339)$$

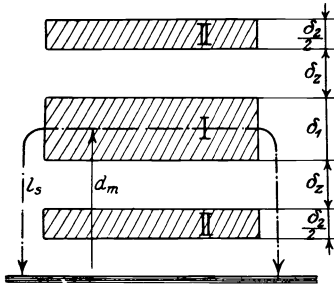


Fig. 31.

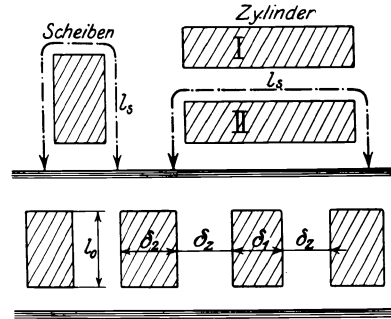


Fig. 32.

7. Der Ohmsche Spannungsverlust.

Bezogen auf die Unterspannungsseite berechnet sich der durch den Widerstand der Kupferwicklung hervorgerufene Ohmsche Spannungsverlust:

$$E_v = \frac{E_{v_1}}{u} + E_{v_2} = \frac{J_1 \cdot R_1}{u} + J_2 \cdot R_2 = \left(J_0 + \frac{J_2}{u} \right) \cdot \frac{R_1}{u} + J_2 \cdot R_2 \text{ Volt.} \quad (340)$$

Vernachlässigt man J_0 gegen $\frac{J_2}{u}$, so ergibt sich:

$$E_v \approx J_2 \cdot \left(\frac{R_1}{u^2} + R_2 \right) \approx J_2 \cdot R \text{ Volt,} \quad (341)$$

worin $u = \frac{w_1}{w_2}$ ist. Andererseits besteht die Beziehung:

$$E_v \cdot J_2 = J_2^2 \cdot R = \frac{N_{k_1} + N_{k_2}}{m} \cdot 10^3$$

$$\text{oder} \quad E_v = \frac{N_{k_1} + N_{k_2}}{m \cdot J_2} \cdot 10^3 \text{ Volt.} \quad (342)$$

Bezogen auf die Spannung E_{k_2} in Prozent erhält man

$$\begin{aligned} \frac{E_v}{E_{k_2}} \cdot 100 &= e_v = \frac{N_{k_1} + N_{k_2}}{m \cdot E_{k_2} \cdot J_2} \cdot 10^3 \cdot 100 = \frac{N_{k_1} + N_{k_2}}{m \cdot \frac{N_{w_2}}{m} \cdot 10^3} \cdot 10^3 \cdot 100 \\ &= \frac{N_{k_1} + N_{k_2}}{N_2} \cdot \cos \varphi_2 \cdot 100 \% \end{aligned}$$

$$\text{oder} \quad e_v = (v_{k_1} + v_{k_2}) \cdot \cos \varphi_2 \cdot 100 \% . \quad (343)$$

¹⁾ Über das Streufeld und Streuinduktionskoeffizienten eines Transformators mit Scheibenwicklung. Berlin 1908.

ergibt oder die auf E_{k_2} bezogene Spannungsänderung

$$e_d = e_k \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_2)^0 /_0. \quad (349)$$

Bei Streuspannungen e_s über 4 0/0 kann man nach § 16 der Vorschrift RET¹⁾ setzen:

$$e_d = e_d' + 100 - \sqrt{10000 - e_d''^2}, \quad (350)$$

worin

$$e_d' = e_v \cdot \cos \varphi_2 + e_s \cdot \sin \varphi_2$$

$$e_d'' = e_v \cdot \sin \varphi_2 - e_s \cdot \cos \varphi_2$$

ist. Fig. 34 gibt die Größe der Spannungsänderung e_d in Abhängigkeit von der abgegebenen Wechselstromleistung N_{w_2} an.

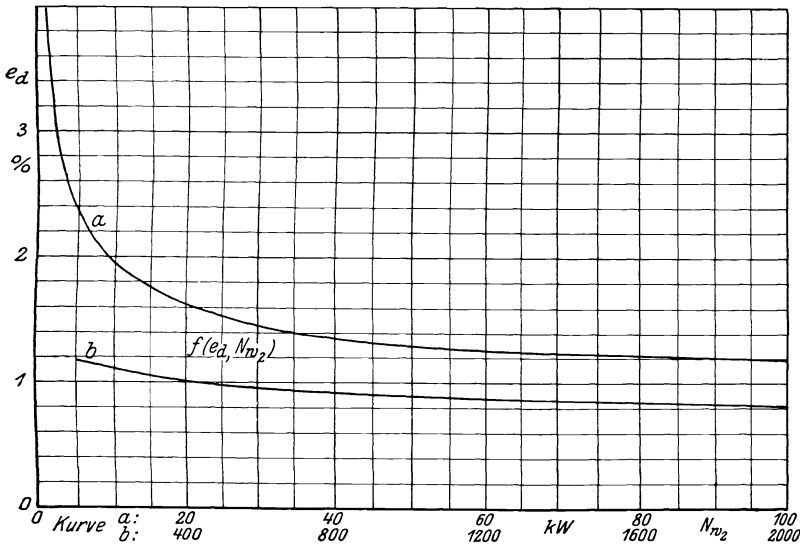


Fig. 34.

Die Kenntnis der Spannungsänderung ist notwendig für die Beurteilung der Transformatoren zwecks Parallelschaltung. Theoretisch müßte die Bedingung erfüllt sein, daß der Ohmsche Spannungsverlust E_v und die Streuspannung E_s gleiche Werte besitzen soll, so daß für parallel arbeitende Transformatoren die Kurzschlußspannungen der Größe und Phase nach übereinstimmen. Praktisch genügt es jedoch, wenn die Kurzschlußspannungen um nicht mehr als etwa $\pm 10^0 /_0$ voneinander abweichen (RET § 61).

¹⁾ ETZ. 1922, S. 325.

9. Leistungsverluste und Wirkungsgrad.

a) Eisenverluste N_{hw} .

Sie bestimmen sich aus dem Eisengewicht G_e kg und dem spezifischen Leistungsverlust σ_e Watt/kg für die Periodenzahl ν Hertz, wenn man noch für zusätzliche Verluste $20 \div 50\%$ hinzurechnet, nach der Gleichung:

$$\begin{aligned} N_{hw} &= (1,2 \div 1,5) \sigma_e \cdot G_e \cdot 10^{-3} = (1,2 \div 1,5) \sigma_e \cdot \gamma_e \cdot v_e \cdot 10^{-6} \\ &= (1,2 \div 1,5) \sigma_e \cdot \gamma_e \cdot (a \cdot m \cdot F \cdot h + 2 \cdot L_j \cdot F_j) \cdot 10^{-6} \text{ kWatt.} \end{aligned} \quad (351)$$

Um die zusätzlichen Verluste klein zu halten, legt man alle $25 \div 30$ mm zwischen die Bleche Preßspan von 0,2 mm Dicke, ordnet alle Bauteile aus Eisen möglichst weit entfernt vom Kraftlinienweg an oder verwendet vorteilhaft Hartholz zum Zusammenbau.

b) Kupferverluste N_k .

Allgemein ist für eine Wicklung:

$$N_{kx} = m \cdot J^2 \cdot R \cdot 10^{-3} = m \cdot J^2 \cdot \varrho \cdot \frac{(1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta_w) \cdot l \cdot w \cdot 10^{-3}}{q \cdot 100} \text{ kWatt.}$$

Setzt man darin:

$$m \cdot w \cdot l \cdot \frac{q}{100} = V_k \text{ ccm,} \quad G_k = \gamma_k \cdot V_k \cdot 10^{-3} \text{ kg}$$

und $J = j \cdot q$ ein, so erhält man:

$$N_{kx} = \frac{\varrho}{\gamma_k} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta_w) \cdot G_{kx} \cdot j_x^2 \text{ kWatt.} \quad (352)$$

Für $\varrho_{15} = 0,0172$, $\alpha = 0,004$, Erwärmung $\Delta \vartheta_w = (95 - 15) = 80^\circ \text{ C}$, $\gamma_k = 8,9$ wird:

$$N_{kx} \approx 2,5 \cdot G_{kx} \cdot j_x^2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (353)$$

Infolge der Wirbelstromverluste im Kupfer, besonders bei Scheibenwicklung wegen der Streuung, muß man obige Gleichung noch mit einem Wirbelstromfaktor $k_w = 1,05 \div 1,3$ multiplizieren, so daß man setzen kann:

$$N_{kx} = 2,5 \cdot k_w \cdot G_{kx} \cdot j_x^2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (354)$$

Daraus folgt: $\frac{N_{kx} \cdot 10^3}{G_{kx}} = \sigma_{kx} = 2,5 \cdot k_w \cdot j_x^2 \text{ Watt/kg.}$

Führt man für beide Wicklungen ein:

$$G_{k_1} = m \cdot w_1 \cdot l_1 \cdot q_1 \cdot \gamma_k \cdot 10^{-5} \text{ kg,} \quad (355)$$

$$G_{k_2} = m \cdot w_2 \cdot l_2 \cdot q_2 \cdot \gamma_k \cdot 10^{-5} \text{ kg,} \quad (356)$$

so ergibt sich der gesamte Verlust:

$$N_k = 2,5 \cdot k_w \cdot m \cdot \gamma_k \cdot 10^{-8} \cdot (w_1 \cdot l_1 \cdot q_1 \cdot j_1^2 + w_2 \cdot l_2 \cdot q_2 \cdot j_2^2) \text{ kWatt.} \quad (357)$$

c) Leerlaufsverluste N_0 .

Sie setzen sich zusammen aus den Eisenverlusten N_{hw} und den beim Leerlaufsstrom J_0 bzw. der Stromdichte j_0 auftretenden Kupferverlusten N_{k_0} .

Da nun letztere gegenüber den Eisenverlusten vernachlässigt werden können, so ergibt sich

$$N_0 \approx N_{hw} \quad (358)$$

$$\text{und} \quad n_0 = \frac{N_0}{N_{w_2}} \cdot 100 \% \approx v_e \cdot \cos \varphi_2 \cdot 100 \% . \quad (359)$$

Folgende Tabelle 9 enthält die Leerlaufsverluste n_0 für verschiedene Leistungen N_{w_2} .

Tabelle 9.

N_{w_2}	10	20	100	250	500	1000	1500	2000	kW
n_0	1,8	1,6	1,2	1,1	0,9	0,7	0,6	0,5	%

d) Wirkungsgrad η .

Er berechnet sich allgemein aus:

$$\eta = \frac{N_2}{N_2 + N_{hw} + N_k} = \frac{N_2}{N_2 + N_v} . \quad (360)$$

Für Teilbelastungen kann man η ebenfalls bestimmen, indem man N_2 und N_k entsprechend der Last geändert einsetzt, während N_{hw} konstant gelassen wird. Nach A. Palme¹⁾ kann man dafür auch eine zeichnerische Methode anwenden.

Da nun der Wirkungsgrad bei Transformatoren hoch ist, kann man bei Rechenschieberbenutzung genauer ablesen, wenn man obige Gleichung umformt²⁾ in:

$$\eta = 1 - \frac{N_v}{N_2 + N_v} . \quad (361)$$

Jetzt können wir alle für den günstigsten Entwurf eines Transformators zu beachtenden Regeln noch einmal zusammenfassen:

1. Die Joche sollen ebensoviel wiegen wie die Kerne.
2. Die Verluste im Eisen sollen gleich denjenigen im Kupfer werden.
3. Das aktive Eisen soll ebensoviel kosten wie die Kupferwicklung.
4. Die radiale Wicklungshöhe der Spulen ist so groß zu wählen, daß die Wicklung etwa doppelt soviel kostet wie der Eisenkern.
5. Die Stromwärmeverluste sind in beiden Wicklungen einander möglichst gleich groß zu machen.
6. Bei sehr hohen Leistungen sollen sich, abweichend von Regel 2, die Kosten von Eisen und Kupfer umgekehrt wie die Verluste verhalten.

¹⁾ El. u. M., Wien 1914, S. 141. ETZ. 1915, S. 613.

²⁾ El. u. M., Wien 1914, S. 412.

10. Der Leerlaufsstrom.

Er setzt sich zusammen aus dem von den Eisenverlusten her-
rührenden Leistungsstrom J_{0_l} und dem zur Erzeugung der MMK
erforderlichen Feldstrom J_{0_s} gemäß Gleichung:

$$J_0 = \sqrt{J_{0_l}^2 + J_{0_s}^2} \text{ Amp.} \quad (362)$$

Darin ist somit: $J_{0_l} = \frac{N_{hw}}{m \cdot E_{k_1}} \cdot 10^3 \text{ Amp.} \quad (363)$

Bezeichnet für eine Phase:

$\mathfrak{M}_k$ die MMK des Kerns,

$\mathfrak{M}_l$ „ „ der Luftspalte δ_l zwischen Joch und Kern,

$\mathfrak{M}_j$ „ „ des Jochs,

dann ist: $J_{0_s} = \frac{\mathfrak{M}_k + \mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_j}{\sqrt{2} \cdot w_1} \text{ Amp.} \quad (364)$

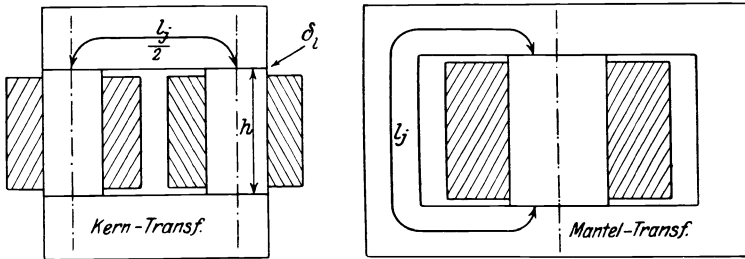


Fig. 35.

a) Einphasen-Transformatoren.

Sind die Kraftlinienwege nach Fig. 35 bestimmt und zu den
Induktionen $\mathfrak{B}$ bzw. $\mathfrak{B}_j$ die Feldstärken $\mathfrak{H}_k$ und $\mathfrak{H}_j$ aus den Magneti-
sierungskurven entnommen, so rechnet sich:

$$\mathfrak{M}_k = a \cdot h \cdot \mathfrak{H}_k \text{ Amperewindungen} \quad (365)$$

$$\mathfrak{M}_l = 1,6 \cdot a \cdot \mathfrak{B} \cdot \delta_l \quad \text{,,} \quad \delta_l \approx 0,005 \text{ cm} \quad (366)$$

$$\mathfrak{M}_j = l_j \cdot \mathfrak{H}_j \quad \text{,,} \quad (367)$$

b) Dreiphasen-Kerntransformatoren.

Stehen die 3 Kerne in einer Ebene, so sind die Feldströme der
3 Phasen verschieden (unsymmetrische Bauart), und zwar ist der
Strom in der mittleren Phase II (Fig. 36) nahezu halb so groß wie
in I oder III. Nimmt man den Kraftfluß $\mathfrak{M}_{\max}$ in allen 3 Phasen
gleich groß an, so wäre:

$$\mathfrak{M}_{k_1} = h \cdot \mathfrak{S}_k = \mathfrak{M}_{k_2} = \mathfrak{M}_{k_3} = \mathfrak{M}_k \text{ AW} \quad (368)$$

$$\mathfrak{M}_l = 1,6 \cdot \mathfrak{S} \cdot \delta_l \text{ AW} \quad (369)$$

$$\mathfrak{M}_{j_1} = l_{j_1} \cdot \mathfrak{S}_j \text{ AW} \quad (370)$$

$$\mathfrak{M}_{j_2} = l_{j_2} \cdot \mathfrak{S}_j \text{ AW} \quad (371)$$

und die Feldströme:

$$J_{0_{s_1}} = \frac{\mathfrak{M}_k + \mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_{j_1}}{\sqrt{2} \cdot w_1} \text{ Amp. in Ph. I oder III,} \quad (372)$$

$$J_{0_{s_2}} = \frac{\mathfrak{M}_k + \mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_{j_2}}{\sqrt{2} \cdot w_1} \text{ Amp. in Ph. II.} \quad (373)$$

Mit Gl. (363) zusammen ergibt sich:

$$J_{0_1} = \sqrt{J_{0_l}^2 + J_{0_{s_1}}^2} \text{ Amp. in Ph. I oder III,} \quad (374)$$

$$J_{0_2} = \sqrt{J_{0_l}^2 + J_{0_{s_2}}^2} \text{ Amp. in Ph. II.} \quad (375)$$

Daraus folgt der mittlere Leerlaufstrom:

$$J_0 = \frac{2 \cdot J_{0_1} + J_{0_2}}{3} \text{ Amp.} \quad (376)$$

Bezogen auf den Nennstrom J_1 wird dann:

$$i_0 = \frac{J_0}{J_1} \cdot 100 \% \quad (377)$$

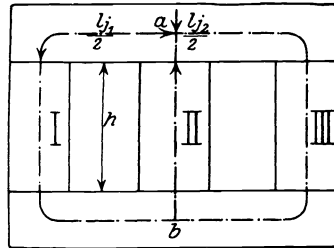


Fig. 36.

Allgemein soll i_0 bei kleinen Lichttransformatoren $< 20\%$, bei Leistungen von $10 \div 2000 \text{ kVA} < 15 \div 5\%$ und bei Großtransformatoren $< 5\%$ gehalten werden.

11. Die Erwärmung.

Der gesamte Leistungsverlust N_v setzt sich in Wärme um und ruft eine gewisse Erwärmung $\Delta \vartheta$ entsprechend der Abkühlungsfläche O und der Art des Kühlmittels hervor. Dabei unterscheidet man (vgl. RET § 18):

- a) natürliche Luftkühlung,
- b) verstärkte Luftkühlung durch Gebläse (viele zweckmäßig angeordnete Luftschlitz),
- c) natürliche Ölkühlung, wobei der Transformator in einem mit Mineralöl gefüllten Gefäß mit glatten oder wellenförmigen Wänden steht,
- d) verstärkte Ölkühlung durch Ölumlauf, in Kühlschlangen, die in Luft oder Wasser liegen (nicht umgekehrt).

Solange man eine geradlinige Änderung der Erwärmung mit den Verlusten nach der Gleichung $\Delta \vartheta = c \cdot N_v$ annimmt, ist die Berechnung der Erwärmung nur unter gewissen Voraussetzungen richtig. Bei gleichförmiger Abkühlung an der Oberfläche eines Körpers mit gleichmäßiger Beschaffenheit wäre die Temperaturkurve eine Exponentialkurve von der Form:

$$\vartheta = \vartheta_{\max} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) {}^{\circ}\text{C}, \quad (378)$$

worin e die Basis des natürlichen Logarithmensystems ist und die Zeitkonstante T die Zeit angibt, welche der Körper brauchen würde, um die Endtemperatur $\vartheta_{\max}$ zu erreichen, wenn keine Wärmeabfuhr stattfinden würde¹⁾.

Bezeichnet:

$c \left(\frac{\text{Joule}}{{}^{\circ}\text{C, kg}} \right)$ die spezifische Wärme der Baustoffe,

G (kg) ihr Gewicht,

N_v (kW) den Leistungsverbrauch zur Erwärmung,

$\Delta \vartheta = \vartheta_{\max} - \vartheta$ (${}^{\circ}\text{C}$) die Erwärmung,

so rechnet sich:

$$T = \frac{c \cdot G \cdot \Delta \vartheta}{N_v \cdot 1000} \text{ sec.} \quad (379)$$

Darin kann man im Mittel setzen:

$$c_e = 480 \frac{\text{Joule}}{{}^{\circ}\text{C, kg}} \text{ für Eisen,}$$

$$c_k = 390 \quad \text{,,} \quad \text{,,} \quad \text{Kupfer,}$$

$$c_b = 2500 \quad \text{,,} \quad \text{,,} \quad \text{Baumwolle,}$$

$$c_{\text{ö}} = 2000 \quad \text{,,} \quad \text{,,} \quad \text{Öl.}$$

Das Isoliermaterial vergrößert also sehr stark die Zeitkonstante.

Für den ganzen Transformator käme dann in Frage:

$$\left. \begin{array}{l} c = 550 \text{ für kleine Leistungen} \\ c = 450 \text{ „ größere „} \end{array} \right\} \text{ mit Luftkühlung.}$$

Bei Ölkühlung und Großtransformatoren rechnet man die Zeitkonstanten getrennt für Eisen und Kupferwicklung. Eine brauchbare Methode ist dafür von Sieber²⁾ angegeben.

In Wirklichkeit weicht aber der Temperaturverlauf von der Exponentialkurve (Gl. 378) ab, da die hierfür gemachten Voraussetzungen

¹⁾ Linker: Prakt. El.-Lehre. S. 134, Fig. 163.

²⁾ ETZ. 1924, S. 769.

nicht ganz zutreffen. Es ist daher vorteilhafter, die spezifische Kühlfläche

$$o = \frac{O}{N_v \cdot 1000} \text{ qcm/Watt} \quad (380)$$

zur Bestimmung der Erwärmung zu benutzen. Stellt man nun die durch Versuche ermittelte Erwärmung $\Delta \vartheta$ in Abhängigkeit von der spezifischen Kühlfläche o dar, so ergeben sich hyperbelähnliche Kurven mit der Gleichung:

$$\Delta \vartheta = \frac{K}{\alpha + \beta \cdot o} \text{ } ^\circ \text{C}. \quad (381)$$

Versuche an Transformatoren bis 2000 kVA und Spannungen bis 50 000 Volt lieferten die Kurven in Fig. 37 (die Hyperbel ist ge-

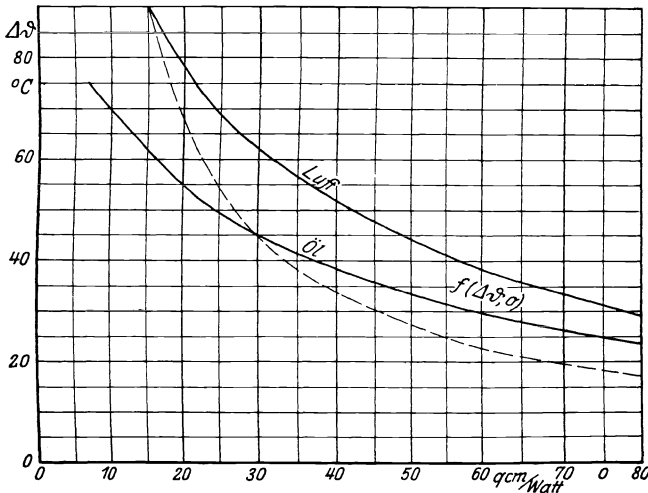


Fig. 37.

strichelt). Setzt man dafür die Konstante $K = 10\,000$, so erhält man im Mittel folgende Werte:

$$\begin{aligned} \alpha &= 62, & \beta &= 3,2 \text{ für Luft,} \\ \alpha &= 97, & \beta &= 4,1 \text{ für Öl.} \end{aligned}$$

Dabei ist $\Delta \vartheta$ die Erwärmung der oberen Ölschicht und O (qcm) die innen vom Öl bespülte Fläche des Ölgefäßes.

Bei verstärkter Luftkühlung nehmen wir eine Pressung h_i (25 ÷ 30) mm Wassersäule bei J_L cbm/sec Luftstromstärke an. Soll die Erwärmung der Luft $\Delta \vartheta_i$ $^\circ\text{C}$ betragen, so führt sie bei einem

spezifischen Gewicht $\gamma_l = \frac{1,29 \cdot 10^{-3}}{1 + 0,00367 \cdot \vartheta}$ g/ccm und der spezifischen Wärme 0,238 cal/g die Wärmemenge/sec oder Wärmeleistung

$$N_l = 0,238 \cdot \gamma_l \cdot J_L \cdot 10^6 \cdot \Delta \vartheta_l \cdot 4,189 = \gamma_l \cdot J_L \cdot \Delta \vartheta_l \cdot 10^6 \text{ Watt} \quad (382)$$

fort. Ersetzt man darin $N_l = N_v \cdot 1000$ und $\Delta \vartheta_l = k_l \cdot \Delta \vartheta$, wo $k_l [0,4 \div 0,5]$ angibt, um welchen Teil der Übertemperatur sich die Luft erwärmen soll, so wird

$$\Delta \vartheta = \frac{N_v}{k_l \cdot \gamma_l \cdot J_L} \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (383)$$

Führt man darin im Mittel $k_l = 0,4$, $\gamma_l = 1,26 \cdot 10^{-3}$ ein, so findet man die zur Begrenzung der Erwärmung auf den Wert $\Delta \vartheta$ notwendige Luftstromstärke

$$J_L = \frac{2 \cdot N_v}{\Delta \vartheta} \text{ cbm/sec.} \quad (384)$$

Um sicher zu gehen, vergrößert man den wirklichen Luftstrom um 50%, wofür

$$J_L = \frac{3 \cdot N_v}{\Delta \vartheta} \text{ cbm/sec} \quad (385)$$

wird.

Die dafür notwendige Leistung des Lüfters oder Gebläses erhält man bei einem Wirkungsgrad η_g ($0,3 \div 0,4$) aus:

$$N_g = \gamma_l \cdot J_L \cdot 10^3 \cdot h_l \cdot \frac{10^{-3} \cdot 9,81 \cdot 10^{-3}}{\eta_g} = \frac{9,81}{\eta_g} \cdot \gamma_l \cdot J_L \cdot h_l \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (386)$$

In ähnlicher Weise bestimmt man auch die Kühlwassermenge bei verstärkter Ölkühlung.

Allgemein kann man folgende mittleren Kühlverhältnisse in Rechnung setzen:

Natürliche Luftkühlung = 1,	Natürliche Ölkühlung = 5 ÷ 6	
Verstärkte „ = 4 ÷ 5,	Verstärkte „ = 10 ÷ 14.	

Nach M. Vidmar kann man die notwendigen Ölmengen bestimmen aus der Gleichung:

$$V_\delta = k_\delta \cdot G^{2/3} \text{ cdm,} \quad (387)$$

worin die Erfahrungszahl k_δ cdm/kg gewählt werden kann für

glatte Wände = 5	}	für runde	= 2,5	}	für recht-
flache Wellen = 7		Spulen	= 5		eckige Spulen
tiefe „ = 10			= 8		

und G kg das Gewicht des Wärme erzeugenden Transformatorbaustoffs ist. Rechnet man bei einem glatten Kasten für die ölbespülte Seitenfläche O_k eine spezifische Wärmeabgabe von 5 Watt/qdm, so wird

$$O_k = \frac{N_v \cdot 10^3}{5} \text{ qdm.} \quad (387a)$$

Über die Arten, Eigenschaften und Behandlung der Transformatorenöle sind von v. d. Heyden und Typke¹⁾ ausführliche Angaben gemacht worden.

12. Mechanische Beanspruchung durch Stromkräfte.

Überall, wo MMKe zwischen den Wicklungen auftreten, suchen sie gemäß dem Gesetz vom kleinsten Widerstande die Länge des Linienweges zu verkürzen und durch Vergrößerung des Querschnitts für den Kraftfluß eine Ausdehnung der Linien herbeizuführen. Dadurch treten Kräfte auf, die auf eine gegenseitige Verschiebung der Wicklungen hinwirken. Derartige Kraftlinien finden sich nun in Streufeldern zwischen Ober- und Unterspannungswicklung und suchen den Zwischenraum zu vergrößern. Diese Kräfte steigen mit der Leistung des Transformators und können sehr große Werte erreichen bei plötzlichen, starken Überlastungen und besonders beim Kurzschluß, wobei das Streufeld fast auf den Wert des Hauptfeldes ansteigt. Diese Kraft sucht die Wicklung des Transformators explosionsartig zu sprengen und soll als die Hauptstromkraft P_k beim Kurzschluß bezeichnet werden.

Denken wir uns zuerst jede der beiden Wicklungen aus einer Spule von w_s Windungen mit Zylinderanordnung bestehend und setzen wir mit genügender Annäherung die mittlere Induktion des Streuflusses

$$\mathfrak{B}_{s_{mi}} \approx \frac{1}{2} \cdot \mathfrak{B}_s$$

ein, so ist nach dem Gesetz von Biot und Savart

$$dP = \mathfrak{B}_{s_{mi}} \cdot \frac{J}{10} \cdot dl \text{ Dyn} \quad (388)$$

und für den Höchstwert des Stromes $J_{\max} = J \cdot \sqrt{2}$ der Höchstwert der Stromkraft

$$\begin{aligned} P_{\max} &= \int_{l=0}^{l=\pi \cdot d_m \cdot w_s} dP = \frac{1}{2} \cdot \frac{4 \pi}{10} \cdot J \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{w_s}{l_s} \cdot \frac{J}{10} \cdot \sqrt{2} \cdot \int_0^{\pi \cdot d_m \cdot w_s} dl \\ &= \frac{4 \pi^2}{10} \cdot J^2 \cdot \frac{w_s^2}{l_s} \cdot d_m \text{ Dyn} \end{aligned}$$

¹⁾ ETZ. 1924, S. 931.

$$\text{oder } P_{\max} = 4 \cdot J^2 \cdot \frac{w_s^2}{l_s} \cdot d_m \cdot \frac{1}{9,81 \cdot 10^5} \text{ kg.} \quad (389)$$

Befinden sich die gesamten Windungen w_2 auf a Kernen, so ergibt sich, wenn man $w_s = \frac{w_2}{a}$ und $J = J_2$ einsetzt:

$$P_{\max} = 4 \cdot J_2^2 \cdot \frac{w_2^2}{a^2} \cdot \frac{d_m}{l_s} \cdot \frac{1}{9,81 \cdot 10^5} \text{ kg.} \quad (390)$$

Führt man darin nach Gl. (334) ein:

$$J_2 \cdot \frac{w_2^2}{a} \cdot \frac{d_m}{l_s} = \frac{E_{sz} \cdot 10^8}{25 \cdot \nu \cdot \delta_{rz}},$$

$$\text{so folgt } P_{\max} = 1,63 \cdot \frac{J_2 \cdot E_{sz}}{a \cdot \nu \cdot \delta_{rz}} \text{ kg.} \quad (391)$$

Im Kurzschluß wird nun $E_{sz} = E_{sk} \approx 0,9 \cdot E_{k_2}$ und der Strom nicht J_2 , sondern $J_k = \frac{100}{e_k} \cdot J_2$.

Setzt man diese Werte und $E_{k_2} \cdot J_2 = \frac{N_{w_2}}{m} \cdot 10^3$ ein, so erhält man die Hauptstromkraft:

$$P_{k_z} = 1,63 \cdot \frac{100}{e_k} \cdot \frac{J_2 \cdot 0,9 \cdot E_{k_2}}{a \cdot \nu \cdot \delta_{rz}} = 1,5 \cdot \frac{N_{w_2} \cdot 10^5}{e_k \cdot a \cdot m \cdot \nu \cdot \delta_{rz}} \text{ kg.} \quad (392)$$

Für 3-Phasen-Transformatoren mit $a = 1$ wird dann

$$P_{k_{z_3}} = \frac{N_{w_2} \cdot 10^5}{2 \cdot e_k \cdot \nu \cdot \delta_{rz}} \text{ kg} \quad (393)$$

und für Einphasen-Transformatoren mit $a = 2$

$$P_{k_{z_1}} = 1,5 \cdot \frac{N_{w_2} \cdot 10^5}{2 \cdot e_k \cdot \nu \cdot \delta_{rz}} \text{ kg} = 1,5 \cdot P_{k_{z_3}} \text{ kg.} \quad (394)$$

Betrachten wir nun eine Scheibenwicklung, so können wir die Berechnungsweise darauf übertragen, wenn wir berücksichtigen, daß bei n Teilsulen in jeder Wicklung nur $\frac{w}{2n}$ Windungen in jeder Spule aufeinander einwirken.

Setzt man daher in Gl. (392) statt a den Faktor $2n$ ein, so erhält man die Hauptstromkraft für Scheibenwicklungen:

$$P_{k_s} = 1,5 \cdot \frac{N_{w_2} \cdot 10^5}{e_k \cdot 2n \cdot m \cdot \nu \cdot \delta_{r_s}} \text{ kg.} \quad (395)$$

Hierbei ist also die Stromkraft wesentlich kleiner als bei Zylinderwicklungen, aber die axial beanspruchten Endspulen sind stark gefährdet, soweit sie über das Joch hinausragen. Man ordnet deswegen dafür besondere käfigartige Konstruktionen (nach Siebert) an, von denen alle Spulen fest an ihrer Stelle gehalten werden.

Dagegen wirkt bei Zylinderwicklungen die Hauptstromkraft radial und ruft in den einzelnen Windungen Zugbeanspruchungen hervor, die sich bestimmen aus:

$$\sigma_z = \frac{P_k \cdot 10^2}{\pi \cdot 2 \cdot q_1 \cdot w_1} \text{ kg/qcm.} \quad (396)$$

Neben der Hauptstromkraft P_k besteht noch innerhalb der einzelnen Spule eine innere Stromkraft P_i , welche jede Wicklung in sich zusammenzudrücken sucht. Bei der Scheibenwicklung ist sie radial gerichtet und kann vernachlässigt werden. Bei der Zylinderwicklung wirkt sie axial und kann besonders der blanken, hochkant gewickelten einlagigen Unterspannungsspule gefährlich werden, wenn man keine Zwischenlagen vorsieht. Sie läßt sich aus der Änderung der elektromagnetischen Energie infolge Verschiebung der Windungen ermitteln aus

$$P_i = 0,73 \cdot \frac{N_{w_0} \cdot 10^5}{m \cdot e_k \cdot \nu \cdot l_s} \text{ kg.} \quad (397)$$

13. Schaltungsarten der Wicklungen.

Bei Dreiphasen-Transformatoren kann man die Wicklungen nach RET § 8 in 4 Schaltgruppen mit je 3 Gliedern einteilen. Die Glieder 1 und 2 jeder Gruppe enthalten Stern- und Dreieckschaltungen. Dagegen tritt für die Unterspannung der 3. Glieder eine neue Verbindung, nämlich die Zickzack- oder Doppelsternschaltung auf. Hierbei trägt jeder Kern 2 Teilwicklungen, die verschiedenen Phasen angehören.

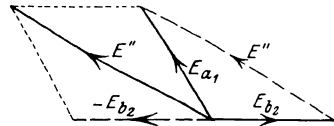


Fig. 38.

Schaltete man die beiden auf verschiedenen Kernen gelegenen Hälften einer Phase gleichsinnig, so wäre die Klemmenspannung gleich der Spannung einer Teilspule. Gegenüber der Sternschaltung hätte man für gleiche Spannung den doppelten Kupferaufwand, weswegen diese Schaltung nicht angewandt wird.

Verbindet man aber die Teilspulen einer Phase in Gegeneinanderschaltung, so wird die Gesamtspannung (Fig. 38)

$$E'' = \sqrt{3} \cdot E_{a_1} = \sqrt{3} \cdot E_{l_2} = \sqrt{3} \cdot \frac{E}{2} \text{ Volt,} \quad (398)$$

wenn $\frac{E}{2}$ die Spannung einer Teilspule ist. Wurden bei gleicher Phasenspannung in Sternschaltung w Windungen gebraucht, so mußten bei Zickzackschaltung w'' Windungen verwendet werden, die sich folgendermaßen bestimmen:

Es war $E = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot E''$. Nun wird E'' von $2 \cdot \frac{w}{2} = w$ Windungen erzeugt, also ist $E'' = c \cdot w$ und $E = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot c \cdot w$. Andererseits soll E in w'' Windungen induziert werden, also gilt auch $E = c \cdot w''$. Aus beiden Gleichungen folgt

$$w'' = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot w = 1,15 \cdot w. \quad (399)$$

Die Zickzackschaltung erfordert also 15% mehr Windungen als die Sternschaltung. Will man noch den gleichen Kupferverlust erhalten, so muß der Kupferquerschnitt um 15% größer werden. Da jeder Kern 3 Wicklungen verschiedener Phase besitzt (I, 2 II zweier Phasen) wird auch die Streuung größer. Außerdem ist auch das Übersetzungsverhältnis von der Wellenform (Formfaktor) abhängig, da die verkettete Spannung bei Sternschaltung von der Wellenform beeinflußt wird.

14. Die Typenreihe.

Hat man für einen Transformator eine brauchbare Form mit günstigen Eigenschaften entworfen, so kann man daran eine Reihenerstellung anschließen, indem man folgendermaßen vorgeht:

Aus dem angenommenen Wert für den Wirkungsgrad η ergeben sich die Verluste:

$$N_v = \frac{1 - \eta}{\eta} \cdot N_2 \text{ kWatt.} \quad (400)$$

Diese teilt man dann auf in Kupferverluste N_k und Eisenverluste N_{hw} .

Nun stellt man, ausgehend von dem vorhandenen Eisenkörper, eine Reihe von anderen Eisenkörpern mit veränderten Kerndurchmessern D , dazugehörigen Breiten b_1, b_2 , Kernhöhen h , Fensterbreiten b , mittleren Kernabständen $a_k = b + b_1$, Jochlängen L_j , Jochhöhen h_j etwa nach folgendem Muster (Tabelle 10) zusammen:

Tabelle 10.

Type	D	b_1	b_2	a_k	L_j	h_j	F	h				
								1	2	3	4	5
A	8,5	7,0	4,5	16	39	6	38,5	15	20	25	30	
B	9,5	8,0	5,0	17,5	43	7	50		20	25	30	35
C	10,5	9,0	5,5	20	49	8	62,3		20	25	30	35
D	12,5	10,5	6,5	22,5	56	9	85			25	30	35

Nun berechnet man für jede Type mit den verschiedenen Kernhöhen h das gesamte Eisengewicht G_e kg.

Aus der Spannungsgleichung (263) ergibt sich nun die induzierte Windungsspannung

$$E_i = \frac{E_{k1}}{w_1} = \frac{4 \cdot f \cdot \nu \cdot F}{1 - k_{v1}} \cdot 10^{-8} \cdot \mathfrak{B} = \frac{1}{c} \cdot \mathfrak{B} \text{ Volt/Windg.} \quad (401)$$

woraus man dann

$$\mathfrak{B} = c \cdot E_i \text{ Gauß} \quad (402)$$

erhält. Nimmt man nun für E_i verschiedene Werte (z. B. $0,1 \div 1,0$) an und berechnet für die verschiedenen Eisenquerschnitte F die Konstanten c , so erhält man zu E_i die zugehörigen Eiseninduktionen $\mathfrak{B}$. Dann entnimmt man aus der Eisenverlustkurve $f(\sigma_e, \mathfrak{B})$ Werte für σ_e und berechnet für die verschiedenen Eisengestelle die Eisenverluste $N_{hw} = \sigma_e \cdot G_e \cdot 10^{-3}$ kWatt.

Für diese Rechnungen erweist sich zweckmäßig die Anlegung folgender Tabelle (11) für jede Type.

Tabelle 11. Type A.

E_i	$\mathfrak{B}$	$\mathfrak{B}_j$	σ_e		N_{hw}			
			Kern	Joch	1	2	3	4
—	—	—	—	—	—	—	—	—

Danach zeichnet man für jede Type aus E_i als Abszissen und N_{hw} als Ordinaten die Verlustkurven $f(N_{hw}, E_i)$, wobei für jeden Querschnitt F ebensoviel Kurven wie Kernhöhen erhalten werden.

Für den neu zu berechnenden Transformator mit angenommenen Eisenverlusten N_{hw} sucht man sich nun aus den Tabellen eine Type heraus, für welche die Induktion $\mathfrak{B}$ eine passende Größe besitzt, und entnimmt der zugehörigen Verlustkurve $f(N_{hw}, E_i)$ den dafür in Frage kommenden Wert E_i .

Nun findet man weiter

$$w_1 = \frac{E_{k1}}{E_i} \text{ Windungen} \quad (403)$$

und nach Gl. (286) auch w_2 . Die weiteren Rechnungen gestalten sich wie vorher angegeben.

Man kann sich dabei ebenfalls die Arbeit erleichtern, indem man eine weitere Reihe von Tabellen und Kurven folgender Art herstellt:

Gemäß den Gln. (365) $\div$ (367), bzw. (368) $\div$ (371), berechnet man aus der Länge der Kraftlinienwege h , l_j und den der Magnetisierungskurve entnommenen Feldstärken $\mathfrak{H}_k$, $\mathfrak{H}_j$ die MMKe der Eisengestelle entsprechend der Tabelle 12:

Tabelle 12. Type A.

E_i	$\mathfrak{B}$	$\mathfrak{B}_f$	$\mathfrak{B}_k$	$\mathfrak{B}_j$	Gesamt-MMK $\mathfrak{M}$				
					1	2	3	4	5
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Weiter berechnet man nach Gl. (363) und Tabelle 11 den Leistungsstrom J_{0_l} und nach Gl. (364) bzw. (372) und (373) die Feldströme J_{0_s} bzw. $J_{0_{s_1}}$, $J_{0_{s_2}}$ und daraus nach Gl. (362) bzw. (376) J_0 und nach Gl. (377) i_0 .

Auch hierfür empfiehlt sich die Aufstellung folgender Tabelle 13:

Tabelle 13. Type A.

E_i	J_{0_l}				$J_{0_{s_1}}$				$J_{0_{s_2}}$				J_0				i_0			
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Aus E_i und i_0 zeichnet man dann die Kurven der bezogenen Leerlaufströme $f(i_0, E_i)$.

Mit Hilfe der Tabellen und Kurven $f(N_{hw}, E_i)$ und $f(i_0, E_i)$ ist man jetzt imstande, für jedes Eisengestell einer Typenreihe zu einem festgelegten Eisenverlust die weiteren Hauptdaten und Eigenschaften schnell abzulesen.

15. Spartransformatoren.

Sie besitzen nur eine Spule (Fig. 39) mit einer Abzweigung für die Unterspannungsseite, deren Wicklung w_2 jedoch einen anderen Kupferquerschnitt als die übrigen Windungen haben kann.

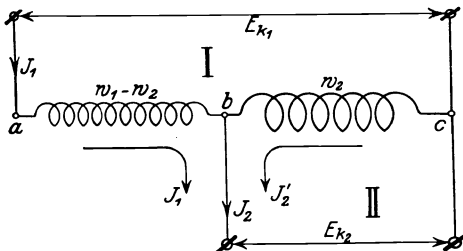


Fig. 39.

Bei Belastung fließen in den Windungen zwischen $b \div c$ die beiden Ströme J_1 und J_2 einander entgegen, so daß der wirkliche Strom

$$J_2' = J_2 - J_1 \text{ Amp.} \quad (404)$$

in der Richtung von J_2 fließt.

Da nun hierbei nur die Differenz der Spannungsverluste gegenüber getrennten Wicklungen auftritt, kann bei gleichem prozentualen Spannungsverlust e_v die Leistung der Unterspannungsseite gesteigert werden.

Man sieht weiter, daß nur die Wechselstromleistung $E_{k_2} \cdot J_2'$ umgeformt wird, während dem Netz direkt $E_{k_2} \cdot J_1$ entnommen wird.

Die abgegebene oder Durchgangsleistung $N_{w_2} = E_{k_2} \cdot J_2$ ist danach größer als die den Transformator beanspruchende oder Eigenleistung

$$N'_{w_2} = E_{k_2} \cdot J_2'.$$

Die Leistungsänderung ist demnach:

$$n_a = \frac{N_{w_2}}{N'_{w_2}} = \frac{J_2}{J_2'} = \frac{J_2}{J_2 - J_1} = \frac{1}{1 - \frac{J_1}{J_2}}. \quad (405)$$

Da nun

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{w_2}{w_1} \approx \frac{E_{k_2}}{E_{k_1}}$$

ist, wird

$$n_a = \frac{1}{1 - \frac{w_2}{w_1}} = \frac{1}{1 - \frac{E_{k_2}}{E_{k_1}}} = \frac{N_{w_2}}{N'_{w_2}}$$

oder

$$N'_{w_2} = N_{w_2} \cdot \left(1 - \frac{E_{k_2}}{E_{k_1}}\right) \approx N_{w_1} \cdot \eta \cdot \left(1 - \frac{E_{k_2}}{E_{k_1}}\right). \quad (406)$$

Je weniger die beiden Spannungen voneinander abweichen, um so mehr kommt hiernach die Sparschaltung auch bei größeren Leistungen in Frage. Ebenfalls gelten diese Betrachtungen auch für den Fall, daß man in umgekehrter Anordnung (II, I) eine geringe Spannungserhöhung zum Beseitigen eines Spannungsabfalls z. B. in einer langen Fernleitung erzielen will (Booster-Transformatoren von Kapp). So würde z. B. für eine Durchgangsleistung $N_{w_2} = 1000$ kW zum Heraufsetzen der Spannung von $E_{k_2} = 14500$ Volt am Ende einer Leitung auf $E_{k_1} = 15000$ Volt ein Transformator von der Eigenleistung

$$N'_{w_2} = 1000 \cdot \left(1 - \frac{14500}{15000}\right) = \sim 35 \text{ kW}$$

genügen.

Die Berechnung für eine Durchgangsleistung N_{w_2} kWatt und ein Übersetzungsverhältnis $u = \frac{E_{k_1}}{E_{k_2}}$ erfolgt demnach so, als wenn man einen Transformator mit getrennten Wicklungen für die Leistung N'_{w_2} nach Gl. (406) und das Übersetzungsverhältnis

$$u' = \frac{E_{k_1} - E_{k_2}}{E_{k_1}} = u - 1$$

zu berechnen hätte.

16. Meßwandler.

a) Spannungswandler.

Sie dienen dazu, in Hochspannungsanlagen die hohe Spannung von Meßinstrumenten und Hilfsapparaten fernzuhalten. Dabei erfolgt

die Übersetzung auf 100 Volt niederspannungsseitig, so daß man die gebräuchlichen Niederspannungsinstrumente verwenden kann. Erfolgt eine Zusammeneichung von Meßwandler und Instrument, so kann man einen Meßwandler mit weniger guten Eigenschaften bauen.

Sollen aber beliebige Instrumente oder Leistungs- und Arbeitsmesser angeschlossen werden, bei denen Proportionalität zwischen Primär- und Sekundärgrößen bestehen und die Phasenverschiebung oder Winkelabweichung möglichst gering sein soll, dann muß man zur Erzielung bester Eigenschaften hochlegiertes Eisen von geringer Dicke ($0,3 \div 0,4$ mm), reichliche Abmessungen im Eisen und Kupfer, möglichst keine Stoßfugen im Eisenkörper, vorsehen.

Die Berechnung erfolgt in gleicher Weise wie für einen wenig belasteten oder leer laufenden Transformator. Um den Einfluß der Belastungsänderungen gering zu halten, ist es erwünscht, hohe Eiseninduktionen ($> 10000 \div 14000$ Gauß) einzusetzen. Dabei kann man für $\nu = 25 \div 50$ He die Belastung durch die Meßinstrumente bzw. Spannungsspulen folgender Tabelle 14 entnehmen:

Tabelle 14. Eigenverbrauch N_m von Meßinstrumenten:

Spannungsmesser bis 130 Volt:

a) Präzisionstype 4,5 $\div$ 5 W

b) Dreheisentype 6,3 W

Leistungsmesser, Spannungsspule für 90 Volt:

a) Präzisionstype 2,5 "

b) Prüffeldtype 3,5 "

Arbeitsmesser $\cos \varphi = 0,5 \div 0,6$ 2,0 $\div$ 4 W

Zungenfrequenzmesser 2 W

Phasenmesser

Rückstromrelais } 10 $\div$ 12 W

Spannungsregler }

Tabelle 15. Eigenschaften von Spannungswandlern.

Spannung primär Volt	Nennleistung ($e_d = 1\%$, $\cos \varphi = 1$) N_n Watt	Höchst- leistung $N_{n_{\max}}$ Watt	Spannungs- abfall bei Höchstleistung %	Eigen- verbrauch N Watt	Isolation
$\div 6000$	$\div 25$	$\div 100$	6	5 $\div$ 8	Luft
10000	50	200	5	15	Masse
15000	60	250	4,5	20	"
35000	200	600	3	90	Öl
60000	400	1000	3	200	"
100000	1100	6000	6	550	"
150000	2000	16000	8	1000	"
200000	4000	40000	10	3000	"

Den Eigenverbrauch von Spannungswandlern in Watt bei Leerlauf und $\nu = 50$ He sowie andere Eigenschaften zeigt Tabelle 15 (bei $\nu = 25$ He sind davon 60 $\frac{0}{0}$, bei 16 $\frac{2}{3}$ He 40 $\frac{0}{0}$ zu rechnen).

Die Übersetzungsabweichung und Winkelabweichung ist nach ETZ. 1914, S. 602 festgelegt.

Sicherungen sind hochspannungsseitig gegen Kurzschluß, niederspannungsseitig gegen Überlastung einzubauen. Bei Spannungen über 10 000 Volt sind Schutzvorrichtungen gegen Überspannungswellen anzubringen. Für Dreiphasen-Wechselstrom mit gleicher Belastung verwendet man Meßwandler mit verkettetem, magnetischem Kreis, sonst 3 Einphasentransformatoren.

b) Stromwandler.

Sie sind 1898 von G. Benischke¹⁾ zur Messung sehr starker Wechselströme und allgemein bei Hochspannungsströmen eingeführt worden. Die Hochspannungswicklung liegt außen oder, wenn nur eine Schiene benutzt wird, im Innern des Eisengestells. An der Unterspannungsseite beträgt die Stromstärke nicht mehr als 5 Amp. Da diese Seite nur auf einen geringen Belastungswiderstand, nämlich den der Meßinstrumente, arbeitet, so befindet sich normal der Stromwandler im Kurzschlußzustand. Je mehr Instrumente also angeschlossen sind, um so größer wird der äußere Widerstand. Dadurch steigt auch die Unterspannung, und damit wird die Belastung größer. Man darf daher Stromwandler hochspannungsseitig nicht etwa bei offener Unterspannungswicklung einschalten, weil sonst die Eiseninduktion zu hoch wird und infolge der starken Erwärmung die Angaben fehlerhaft werden. Deswegen besteht sekundär eine Kurzschlußvorrichtung, wenn Instrumente ausgewechselt oder entfernt werden sollen.

Für die Berechnung nimmt man Induktionen $\mathfrak{B} \leq 500 \div 800$ Gauß an. Der Eisenkern aus 0,3 $\div$ 0,4 mm dicken legierten Blechen soll möglichst ohne Stoßfugen sein. Die günstigste Ausführung, um Proportionalität zwischen Primär- und Sekundärseite zu halten, verlangt eine MMK von etwa 1000 $\div$ 1200 AW, so daß man in gewöhnlicher Weise primär nur bis 1200 Amp. kommen konnte und dann nur eine Schiene verwendete. Um nun bei stärkeren Strömen die Verluste möglichst herunterzudrücken, bildet man die Sekundärseite aus einzelnen Gliedern, die mit ihrem Eisen kettenförmig um den Leiter gelegt werden. So entstanden die Kettenstromwandler von G. Keinath²⁾ bis 80 000 Amp. mit 40 Gliedern.

Der Eigenverbrauch der Stromwandler enthält nur die Kupfer-

¹⁾ ETZ. 1899, S. 86. ²⁾ ETZ. 1920, S. 788.

verluste, ändert sich daher mit dem Quadrat der Stromstärke. Bei Belastung ist die Sekundärspannung $0,5 \div 7$ Volt. Bei offenem Sekundärkreis würde sie etwa $200 \div 300$ Volt (Vorsicht!) erreichen.

Die anschließenden Instrumente bzw. Stromspulen haben folgenden Spannungsverbrauch bei 5 Amp. Nennstrom (Tabelle 16):

Tabelle 16. Spannungsverbrauch von Meßinstrumenten.

Strommesser:

- a) Präzisionstyp mit Eisensystem 0,6 Volt
- b) Dreheisen 0,3 "
- c) Laboratoriumstyp 2,0 "

Leistungsmesser:

- a) Präzisionstyp 0,3 "
- b) Laboratoriumstyp 1,2 "

Arbeitsmesser $0,6 \div 1,5$ Volt

Phasenmesser 2,4 Volt

Rückstromrelais 0,3 "

Maximalstrom-Zeitrelais 3,5 "

Die Eigenschaften von Stromwandlern für 5 Amp. Nennstrom zeigt Tabelle 17.

Tabelle 17. Eigenschaften von Stromwandlern.

Spannung primär Volt	Strom primär Amp.	Nenn- leistung N_n Watt	Klemmen- spannung sekundär Volt	Eigen- verbrauch N Watt	Isolation
$\div 6000$ beliebig	$\div 1000$ $2000 \div 80000$	$\div 10$ $\div 500$	$0,5 \div 2,5$ 4 V/Glied $\div 160$	$2 \div 5$ 15 W/Glied $\div 600$	Luft Kettenstrom- wandler
$\div 10000$	$\div 500$	15	3	10	Masse
$\div 15000$	$\div 1000$	20	4	25	"
35000	$\div 500$	35	7	35	Öl
60000	500	40	7	50	"
100000	500	40	7	100	"
150000	500	45	7	200	"
200000	500	50	10	350	"

Zur Untersuchung der Abweichungen kann man Diagramme benutzen, wie sie von Möllinger und Gewecke¹⁾ angegeben sind.

Hierzu gehören weiter:

Berechnungsangaben: Anlage 4,

Karteikarte: " 5,

Werkstattangaben: " 6.

¹⁾ ETZ. 1911, S. 922; 1912, S. 270; Möllinger: Wirkungsweise der Motorzähler und Meßwandler. Berlin: Julius Springer 1917.

III. Induktionsmaschinen (ID).

Sie gehören zur Gruppe der asynchronen Maschinen, bei denen nur eine Wicklung (primär) an die Stromquelle angeschlossen wird, während die andere (sekundäre) den zur Leistung erforderlichen Strom durch Induktion erhält, im Gegensatz zu den ebenfalls asynchron arbeitenden Wechselstrom-Kommutatormaschinen. Die Induktionsmaschinen werden hauptsächlich als Motoren verwendet, können aber auch als Generatoren (mit Fremderregung) arbeiten. Die Leistung ändert sich dabei proportional der Periodenzahl ν .

A. Dreiphasen-Induktionsmotoren (DIM).

Gegeben ist allgemein:

Leistung: N kWatt,
 Spannung: E Volt,
 Phasenzahl: m_1 bzw. m_2 ,
 Periodenzahl: ν Hertz oder Per/sec,
 Drehzahl: n Umdr./min.

Es bezeichnen nun [1 = Ständer (primär), 2 = Läufer (sekundär)]:

E_{k_1} = Klemmenspannung/Phase (Volt),
 J_1, J_2 = Stromstärke/Phase (Amp),
 n_1 = synchrone Drehzahl (Umdr./min),
 D_1, D_2, D_3, D_4 = Durchmesser der Blechschnitte (cm),
 l = Eisenlänge, einschl. Papier (cm),
 l_e = Eisenlänge, ohne Papier (cm),
 l_1 = Eisenlänge, gesamte (cm),
 Z_1, Z_2 = Nuten oder Zähnezahle,
 w_1, w_2 = Windungszahl/Phase,
 s_{n_1}, s_{n_2} = Drahtzahl einer Nut,
 a_1, a_2 = Anzahl paralleler Leiter,
 f_1, f_2 = Spulenfaktoren,
 σ_1, σ_2 = Streufaktoren¹⁾,
 f_g = Formfaktor der Feldkurve,
 f_m = Mittelwertsfaktor der Feldkurve,
 z_1, z_2 = Zahnkopfbreite (cm),
 t_1, t_2, t_p = Nutenteilung, Polteilung (cm),
 s = Schlüpfung,
 g_1, g_2 = Nuten je Pol und Phase.

¹⁾ Bezogen auf die Streufaktoren von Heyland ist $\sigma_1 = 1 + \tau_1$. Siehe Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 414.

Da die Drehzahl n nur um wenig ($5 \div 1\%$) von der synchronen Drehzahl $n_1 = \frac{60 \cdot \nu}{p}$ abweicht, ist auch die Zahl der Polpaare

$$p = \frac{60 \cdot \nu}{n_1} \quad (407)$$

festgelegt.

Nun wählt man den Wirkungsgrad η und Leistungsfaktor $\cos \varphi$, die für kleinere Leistungen im Normenblatt DIN. 2650/51 angegeben sind, und die Schaltung in Dreieck oder Stern und findet die Phasenspannung

$$E_{k_1} = \frac{E}{\sqrt{3}} \text{ Volt bei Stern-}$$

und $E_{k_1} = E$ Volt bei Dreieckschaltung,

die Stromstärke in der Leitung:

$$J = \frac{N \cdot 1000}{\sqrt{3} \cdot E \cdot \eta \cdot \cos \varphi} \text{ Amp.} \quad (408)$$

und den Phasenstrom:

$$J_1 = J \text{ für Stern-,} \quad J_1 = \frac{J}{\sqrt{3}} \text{ für Dreieckschaltung.} \quad (409)$$

1. Die Hauptabmessungen.

Zur Ermittlung der Maschinenkonstanten M_J gehen wir aus von der Leistung:

$$N = m_1 \cdot E_{k_1} \cdot J_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (410)$$

Bei einer für den Leistungsstrom J_{1_l} und Feldstrom J_{1_s} berechneten Spannungsverlustziffer

$$k_v = \frac{J_{1_l} \cdot R_1 \pm J_{1_s} \cdot S_1}{E_{k_1}} = 0,1 \div 0,02 \quad (410a)$$

(für Kaskadenumformer mit Voreilung auch negativ),

Streufaktor $\sigma_1 = 1,05 \div 1,02$ und nicht sinusförmiger Feldkurve ist, wenn $\pi \cdot \sqrt{2} = 4 \cdot f_{\mathfrak{g}}$ gesetzt wird,

$$E_1 = (1 - k_v) \cdot E_{k_1} = 4 \cdot f_{\mathfrak{g}} \cdot f_1 \cdot \nu \cdot w_1 \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot \sigma_1 \cdot 10^{-8} \text{ Volt.} \quad (411)$$

Darin läßt sich der Kraftfluß eines Pols ersetzen durch

$$\mathfrak{N}_{\max} = f_m \cdot \mathfrak{B}_l \cdot l \cdot \frac{\pi \cdot D_2}{2p} \cdot \frac{1}{k_m} \text{ Maxwell,} \quad (412)$$

worin der Faktor k_m entsprechend k_1 bei Gleichstrommaschinen die Vergrößerung des magnetischen Widerstands zwischen Ständer und Läufer infolge der Nutenschlitze berücksichtigt.

Weiter gilt bei einem Strombelag B Amp./cm die Gleichung:

$$\pi \cdot D_2 \cdot B = 2 \cdot m_1 \cdot J_1 \cdot w_1. \quad (413)$$

Aus Gl. (410) ÷ (413) folgt nun, wenn man $v = \frac{p \cdot n_1}{60}$ und $\pi^2 \approx 10$ einsetzt,

$$\frac{D_2^2 \cdot l \cdot n_1}{N} = \frac{6 \cdot 10^{11} \cdot (1 - k_v) \cdot k_m}{f_g \cdot f_m \cdot f_1 \cdot \sigma_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi \cdot B \cdot \mathfrak{B}_l} = M_J. \quad (414)$$

M_J heißt die Maschinenkonstante des Induktionsmotors. Sie liegt etwa zwischen $180 \cdot 10^4 \div 30 \cdot 10^4$ bei $1 \div 2000$ kW.

Wählt man für langsam laufende Maschinen $v = 10 \div 30$ m/sec, so wird [Gl. (1)]

$$D_2 \approx D_3 = \frac{6000 \cdot v}{\pi \cdot n} \text{ cm}$$

und mit Gl. (414) [wie Gl. (30)]:

$$l = M_J \cdot \frac{N}{n_1 \cdot D_2^2} \text{ cm}. \quad (415)$$

Weiter findet man die Polteilung [Gl. (23)]

$$t_p = \frac{\pi \cdot D_2}{2 p}$$

und die gesamte Ankerlänge [Gl. (33)]

$$l_1 = l + a_s \cdot b_s.$$

Das Verhältnis von Eisenlänge zur Polteilung $\frac{l}{t_p}$ hat einen großen Einfluß auf die Arbeitsweise und Herstellungskosten des Motors:

a) Zur Erzielung einer großen Überlastungsfähigkeit und hohen Leistungsfaktors soll $\frac{l}{t_p} = 1 \div 1,2$ sein. Nur bei kleinen Motoren wird $\frac{l}{t_p} < 1$ gemacht, damit die Zahnstärken nicht zu klein ausfallen.

b) Der geringste Kupferverbrauch tritt auf, wenn $\frac{l}{t_p} = 3$ ist, doch wird bei einem Wert 1,5 der Mehrverbrauch nur 5%₀. Auch bezüglich der Verluste und des Wirkungsgrades soll $\frac{l}{t_p} > 1$ sein. Andererseits nehmen mit größerem Verhältnis auch Eisengewicht und Eisenverluste zu. Mit Rücksicht auf guten Wirkungsgrad und geringes Eisengewicht wird man also über 1,6 nicht hinausgehen.

c) Verkleinert man den Durchmesser D bei konstantem Strombelag B , so nimmt die Zahl der Windungen ab und damit die Kosten für die Wickelerei. Es ist daher angebracht, bei großen Wickelkosten bezogen auf den Kupferpreis, d. h. bei Hochspannungsmaschinen, $\frac{l}{t_p} > 1,6$ zu machen.

Allgemein kann man daher annehmen:

$$\begin{aligned} \frac{l}{t_p} &= 0,6 \div 0,9 \text{ für kleine,} \\ &= 0,9 \div 1,6 \text{ für große Maschinen.} \end{aligned}$$

Zur Berechnung der Maschinenkonstanten M_J sind noch die Werte folgender Größen festzulegen:

Luftinduktion $\mathfrak{B}_l$: Sie ist von der Periodenzahl ν abhängig und muß daher bei höherer Periodenzahl wegen der Verluste kleiner gewählt werden, ebenso bei vielpoligen Maschinen mit Rücksicht auf den Magnetisierungs- oder Feldstrom J_{0_s} .

Allgemein kann man setzen:

$$\mathfrak{B}_l = 4500 \div 8000 \text{ Gauß für } \nu = 50 \text{ He}$$

$$\text{und } \mathfrak{B}_{l\nu} = \sqrt{\frac{50}{\nu}} \cdot \mathfrak{B}_l \text{ für andere Werte von } \nu.$$

Strombelag B : Er richtet sich nach der Spannung, den Abkühlungsverhältnissen und dem induktiven Spannungsabfall. Bei hoher Spannung verbraucht die Isolation viel Platz in den Nuten. Daher muß die Stromdichte j und damit B kleiner gewählt werden als bei niedrigen Spannungen.

Allgemein kann man setzen:

$$\begin{aligned} B &= 120 \div 300 \div 500 \text{ A/cm} \\ \text{für } &1 \div 100 \div 2000 \text{ kW.} \end{aligned}$$

Bei gut gelüfteten Maschinen kann B höher gewählt werden.

Spulenfaktor f_x : Bezeichnet

$$g = \frac{Z}{2 p \cdot m} \quad (416)$$

die Nutenzahl je Pol und Phase, so wird

$$f_x = \frac{\sin g \cdot \frac{\alpha}{2}}{g \cdot \sin \frac{\alpha}{2}}, \quad (417)$$

worin

$$\alpha = \frac{180^\circ}{\frac{Z}{2 p}} = \frac{180^\circ}{g \cdot m}$$

der Nutenabstand in elektr. Grad ist. Führt man diesen Wert ein, so ergibt sich auch

$$f_x = \frac{\sin \frac{90^\circ}{m}}{g \cdot \sin \frac{90^\circ}{m \cdot g}} \approx \frac{\sqrt{1 + m^2 \cdot g^2}}{g \cdot \sqrt{1 + m^2}}. \quad (418)$$

Nach J. Görges¹⁾ kann man nach der von ihm angegebenen Polygonmethode für Dreiphasenwicklungen setzen:

$$f_x = \left. \begin{aligned} &\frac{4}{3} \cdot \frac{5g^2 + 1}{7g^2 + 1}, && \text{wenn } g \text{ ungerade,} \\ &\frac{4}{3} \cdot \frac{5g^2 + 1}{7g^2}, && \text{wenn } g \text{ gerade ist.} \end{aligned} \right\} \quad (419)$$

Allgemein kann man für $f_x \approx 0,96$ einführen.

Mittelwertsfaktor f_m und Formfaktor f_g :

Für sinusförmiges Feld kann man $f_g = 1,11$ und $f_m = \frac{2}{\pi} = 0,637$ setzen. Wegen der Zahnsättigung wird aber das Feld abgeflacht und es wird $f_g < 1,11$ und $f_m > \frac{2}{\pi}$.

Man kann nun nach E. Arnold²⁾ diese Größen für beliebige Feldform und Sättigung bestimmen. Berücksichtigt man aber die treppenförmige Gestalt der Feldkurve, wodurch sich kleinere Werte für f_m als oben ergeben, so erhält man ebenfalls nach der Polygonmethode von Görges folgende Werte:

$$f_m = \left. \begin{aligned} &\frac{7g^2 + 1}{12g^2}, && \text{wenn } g \text{ ungerade,} \\ &\frac{7}{12}, && \text{wenn } g \text{ gerade ist.} \end{aligned} \right\} \quad (420)$$

Im Mittel kann man $f_m \approx 0,59$ einführen. Dabei wird $f_g = 1,11$ beibehalten.

Der Faktor k_m : Er ist von der Nutenteilung und der Schlitzweite abhängig und wird später (Abschnitt 5) aus den Faktoren der Widerstandsvergrößerung für den Ständer k_s und den Läufer k_l berechnet. Vernachlässigt man aber den Kraftfluß, der durch den Nutenraum neben dem Zahn vorbeigeht, so kann man mit erster Annäherung einführen

$$k_m \approx \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{t_1}{z_1} + \frac{t_2}{z_2} \right). \quad (421)$$

Bevor man nun die Nuten- und Zahnform kennt, kann man $k_m \approx 1,25 \div 1,1$ entsprechend der Schlitzweite annehmen.

¹⁾ ETZ 1907, Heft 1. ²⁾ WT, Band III.

2. Der Luftspalt.

Den Luftspalt δ soll man mit Rücksicht auf die mechanische Ausführbarkeit und Schwingungen der Welle so klein wie möglich bemessen. Er nimmt mit der Drehzahl n und Leistung N zu, ebenso mit der Ankerlänge l , da der magnetische Zug hierbei mit der Polfläche wächst und die Zentrierung schwieriger wird.

Erfahrungsmäßig genügen folgende Formeln:

$$\delta \approx 0,02 + \frac{D_2}{1000} \text{ cm} \quad (\text{Kapp}) \quad (422)$$

und bei Berücksichtigung der Eisenlänge

$$\delta = \frac{240 D_2 + 1,5 \cdot D_2^2}{\left(6 - \frac{l}{t_p}\right) \cdot p} \cdot 10^{-4} \text{ cm} \quad (423)$$

oder auch (Fischer-Hinnen)

$$\delta = \frac{D_2}{1000} \cdot \left(\frac{10}{p} + 0,5\right) \text{ cm.} \quad (424)$$

Dabei geht man über $\delta = 0,2 \text{ cm}$ nicht hinaus.

3. Eisen und Wicklung des Ständers.

Auf die Wahl der Nuten je Pol und Phase g_1 sind die Klemmenspannung, Polteilung und Streuung bzw. Leistungsfaktor von Einfluß. Maschinen mit hoher Spannung erhalten kleine Werte für g_1 ($1 \div 2$), um wenig Isolationsmaterial zu verwenden und große Abstände zwischen den Spulenköpfen zu erhalten, wobei allerdings $\cos \varphi$ verringert wird. Will man aber einen besseren Leistungsfaktor erhalten und außerdem Oberfelder infolge zu geringer Nutenteilung vermeiden, dann macht man $g_1 \geq 3$. Dafür erhält man nun die Nutenzahl im Ständer:

$$Z_1 = 2 p \cdot m_1 \cdot g_1 \quad (425)$$

und die Nutenteilung:

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D_2}{Z_1} = \frac{t_p}{m_1 \cdot g_1} \text{ cm,} \quad (426)$$

die allgemein nicht kleiner als 1 cm gewählt werden soll.

Bei D_{eN} Amp. Durchflutung einer Nut ist

$$D_{eN} = s_{n_1} \cdot J_1 \cdot t_1 \cdot B \text{ Amp.} \quad (427)$$

Damit der induktive Spannungsabfall nicht zu groß wird, soll D_{eN} folgende Werte nicht überschreiten:

300 ÷ 500 für kleine Motoren (÷ 100 kW) hoher Spannung
(> 1000 V/Phase),

400 ÷ 700 für kleine Motoren niedriger Spannung,

500 ÷ 800 " größere " hoher "

600 ÷ 1000 " " " niedriger "

Aus Gl. (426) und (427) folgt weiter:

$$D_{eN} = \frac{t_p}{m_1 \cdot g_1} \cdot B \text{ Amp.} \quad (428)$$

Um nun die Drahtzahl einer Nut s_{n_1} zu bestimmen, vereinigen wir Gl. (411) und (412) zu

$$E_{k_1} \cdot (1 - k_v) = 4 \cdot f_{\mathfrak{g}} \cdot f_m \cdot f_1 \cdot \nu \cdot w_1 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \frac{l}{k_m} \cdot \frac{\pi \cdot D_3}{2p} \cdot \sigma_1 \cdot 10^{-8} \text{ Volt,} \quad (429)$$

setzen darin

$$w_1 = \frac{Z_1}{m_1} \cdot \frac{s_{n_1}}{2 \cdot a_1} \text{ Windungen} \quad (430)$$

und erhalten

$$s_{n_1} = \frac{m_1 \cdot a_1 \cdot p \cdot (1 - k_v) \cdot k_m \cdot E_{k_1} \cdot 10^8}{\pi \cdot f_{\mathfrak{g}} \cdot f_m \cdot f_1 \cdot \nu \cdot l \cdot D_3 \cdot Z_1 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \sigma_1} \text{ Drähte/Nut.} \quad (431)$$

Führt man darin bei $g_1 = 2 \div 4$ die vorher angegebenen Mittelwerte

$$f_{\mathfrak{g}} = 1,11, \quad f_m = 0,59, \quad f_1 = 0,96$$

für Dreiphasenwicklungen ($m_1 = 3$) ein, so kann man allgemein mit dem Wert rechnen:

$$s_{n_1} \approx 1,5 \cdot \frac{a_1 \cdot p \cdot (1 - k_v) \cdot k_m \cdot E_{k_1} \cdot 10^8}{\nu \cdot l \cdot D_3 \cdot Z_1 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \sigma_1} \text{ Drähte/Nut.} \quad (432)$$

Wählt man die Stromdichte $j_1 = 4,5 \div 2 \text{ A/qmm}$, so wird der Drahtquerschnitt

$$q_1 = \frac{J_1}{a_1 \cdot j_1} \text{ qmm,} \quad (433)$$

wofür der Durchmesser d_1 bzw. die Seiten des Flachstabes gefunden werden. Für die Umspinnung rechnet man dabei als Zunahme des Durchmessers $2\delta_i$ wachsend mit der Drahtdicke:

bis	250 Volt	0,2 ÷ 0,4 mm,	2 mal besponnen	
"	500 "	0,3 ÷ 0,5 "	" "	"
"	1000 "	0,5 ÷ 0,7 "	" "	"
"	> 1000 "	0,6 ÷ 1,0 "	" "	" und beklöppelt.

Die Nuten erhalten Ausfütterungen von Isolationsmaterial (Preßspan = P, Excelsior oder Ölleinen = O) von der Dicke (einseitig) $d_i \text{ cm}$

bis	250 Volt	$0,02 P + 0,01 \check{O} + 0,02 P$
"	500 "	$0,03 P + 0,02 \check{O} + 0,03 P$
"	1000 "	$0,05 P + 0,03 \check{O} + 0,05 P$
"	2000 "	$0,07 P + 0,05 \check{O} + 0,07 P$
"	3000 "	0,2 Mikanit oder Reinglimmerröhren
"	5000 "	0,3 "
>	5000 "	$d_i = 0,1 + \frac{4 \cdot E}{100000} \text{ cm.}$

(434)

Die Nutenisolation ragt an Niederspannungsmaschinen beiderseits etwa $l_i = 0,5 \text{ cm}$ über das Eisen heraus. Bei Röhren und höherer Spannung rechnet sich die freie Länge

$$l_i = (0,4 \div 1) + \frac{8 \cdot E}{10000} \text{ cm} \quad (435)$$

und der geringste Abstand zwischen Wicklung und Eisen bzw. anderer Phase

$$a_i = 0,5 + \frac{4 \cdot E}{10000} \text{ cm.} \quad (436)$$

Rechnet man noch ein Spiel der Hülse von $0,04 \div 0,06 \text{ cm}$ in der Breite und $0,06 \div 0,1 \text{ cm}$ in der Höhe der Nut und berücksichtigt für den Draht wegen der Abweichung von einer Geraden einen Durchmesserzuschlag von $0,01 \div 0,02 \text{ cm}$, so läßt sich die Nutenform nach Nutenbreite b_n und Nutentiefe oder Zahnlänge l_{z_1} festlegen. Dabei wählt man halbgeschlossene Nuten und den Nutenschlitz $r_1 = 0,2 \div 0,4 \text{ cm}$.

Bei Drahtwicklung ist für höhere Spannungen zu berücksichtigen, daß die Lagenspannung bei der Drahtzahl s_l einer Lage den Wert

$$e_l = \frac{E_{k_1} \cdot s_l}{a_1 \cdot w_1} = 20 \div 25 \text{ Volt} \quad (437)$$

nicht überschreitet, andernfalls müssen Zwischenlagen von $0,01 \text{ cm}$ Preßspan angeordnet werden, wobei die einzelnen Lagen längs oder quer zur Nut geführt werden können. Bei Hochspannung müssen die Einführungsspulen nach den gleichen Grundsätzen wie bei den Transformatoren ausgeführt werden, um die Wirkung der Einschaltwellen auszuhalten.

Für große Stromstärken, bei denen runde Drähte von mehr als 5 mm Durchmesser verwendet werden müßten, wählt man besser mehrere parallele Drähte, Litze oder eine Stabwicklung. Sie wird bei hohen Spannungen als Spulen- oder Schleifenwicklung, bei niedrigen als umlaufende oder aufgelöste Gleichstromwicklung ausgeführt.

Nun zeichnet man sich einen Längsschnitt des Ständers (Fig. 40) und bestimmt danach:

$$D_3 = D_2 - 2 \delta \text{ cm}, \quad (438)$$

$$D_5 = D_2 + 2 \cdot l_{z_1} \text{ cm}. \quad (439)$$

Nun findet man die Eisenhöhe

$$h_{j_1} = \frac{\mathfrak{H}_{\max} \cdot \sigma_1}{2 \cdot k_2 \cdot l \cdot \mathfrak{B}_{j_1}} \text{ cm}, \quad (440)$$

worin k_2 nach S. 9 und $\mathfrak{B}_{j_1} = 6000 \div 12000$ Gauß bei 50 He, $8000 \div 15000$ Gauß bei $16^{2/3}$ He gewählt wird. Daraus folgt weiter:

$$D_1 = D_5 + 2 h_{j_1} \text{ cm}, \quad (441)$$

$$D_{m_1} = D_5 + h_{j_1} \text{ cm}. \quad (442)$$

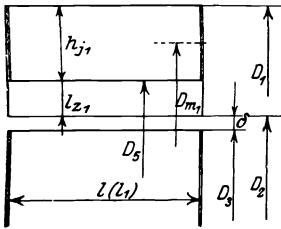


Fig. 40.

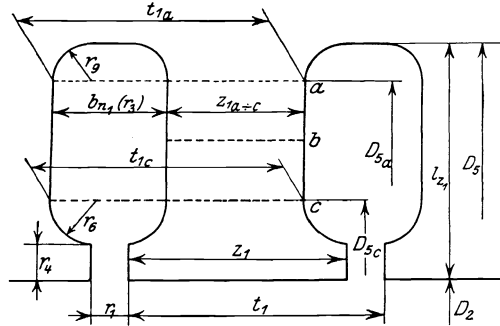


Fig. 41.

Zur Feststellung der scheinbaren Zahninduktionen $\mathfrak{B}_z$ berechnet man nach Fig. 41 folgende Abmessungen:

$$D_{5a} = D_5 - 2 \cdot r_9 \text{ cm}, \quad (443)$$

$$t_{1a} = \frac{\pi \cdot D_{5a}}{Z_1} \text{ cm}, \quad (444)$$

$$D_{5c} = D_2 + 2 \cdot (r_4 + r_6) \text{ cm}, \quad (445)$$

$$t_{1c} = \frac{\pi \cdot D_{5c}}{Z_1} \text{ cm}, \quad (446)$$

$$z_{1a} = t_{1a} - b_{n_1}, \quad (447)$$

$$z_{1c} = t_{1c} - b_{n_1}. \quad (448)$$

Der Zahnquerschnitt für eine Polteilung ist:

$$F_{z_{1a}} = \frac{Z_1}{2p} \cdot k_2 \cdot l \cdot z_{1a} \text{ qcm}, \quad (449)$$

$$F_{z_{1c}} = \frac{Z_1}{2p} \cdot k_2 \cdot l \cdot z_{1c} \text{ qcm}, \quad (450)$$

$$F_{z_{1b}} = \frac{F_{z_{1a}} + F_{z_{1c}}}{2} \text{ qcm}, \quad (451)$$

und dafür die Induktionen (Höchstwerte):

$$\mathfrak{B}_{z_{1a}} = \frac{\mathfrak{N} \cdot \sigma_1}{f_m \cdot F_{z_{1a}}}, \quad (452)$$

$$\mathfrak{B}_{z_{1b}} = \frac{\mathfrak{N} \cdot \sigma_1}{f_m \cdot F_{z_{1b}}}, \quad (453)$$

$$\mathfrak{B}_{z_{1c}} = \frac{\mathfrak{N} \cdot \sigma_1}{f_m \cdot F_{z_{1c}}}. \quad (454)$$

Nach den für die Gleichstrommaschinen aufgestellten Regeln für die Berechnung der wirklichen Zahninduktionen $\mathfrak{B}_z$ (S. 9 ÷ 10) bestimmt man die Werte von k_3 für die Stellen a, b, c des Zahns und entnimmt aus der Magnetisierungskurve $f(\mathfrak{B}, \mathfrak{H})$ dazu

$$\mathfrak{B}_{z_{1a}}, \quad \mathfrak{B}_{z_{1b}}, \quad \mathfrak{B}_{z_{1c}} \quad (< 18000 \text{ Gauß})$$

und die zugehörigen Feldstärken

$$\mathfrak{H}_{z_{1a}}, \quad \mathfrak{H}_{z_{1b}}, \quad \mathfrak{H}_{z_{1c}}.$$

4. Eisen und Wicklung des Läufers.

Zuerst muß man sich dafür entscheiden, ob man den Läufer als Käfig-, Kurzschluß- oder Schleifringanker ausführen will. Allgemein wählt man Käfigankerordnung gemäß den Vorschriften der Elektrizitätswerke nicht zu hoch, normal etwa bis 3 kW. Kurzschlußanker werden bis etwa 125 kW gebaut, wobei man für entsprechende Anlaßvorrichtungen sorgt, die den Einschaltstrom in zulässigen Grenzen halten. Schleifringanker dagegen haben den Vorzug des größeren und veränderlich einstellbaren Anlaufdrehmoments.

a) Schleifringanker.

Man kann eine Phasenzahl $m_2 = 2$ oder $m_2 = 3$ verwenden, doch ist Dreiphasenwicklung allgemein üblich, da sie günstigere Streuungsverhältnisse ergibt. Hierbei kann man nun Stern- oder Dreieckschaltung wählen, wobei letztere bei nicht sorgfältiger Wicklung leicht eine Unsymmetrie besitzt, die beim Einschalten der Ständerwicklung und offenem Anlasser schon einen Anlauf verursachen kann. Damit die Bedienung des Anlassers ohne Gefahr ausgeführt werden kann, gibt man dem Läufer eine Spannung nicht über 250 Volt

zwischen den Schleifringen. Nur bei großen Motoren geht man bis auf $500 \div 600$ Volt. Die Wicklung wird entweder aus Draht mit Spulen oder bei größeren Stromstärken als Stabwicklung ausgeführt.

Um einen guten Leistungsfaktor zu erzielen, wählt man die Nutenzahl $Z_2 > Z_1$, man kann aber auch $Z_2 < Z_1$ machen, jedoch $Z_2 \neq Z_1$. Für $m_1 = m_2$ sind dabei gebräuchlich

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{g_1}{g_2} = \frac{2}{3}, \quad \frac{2,5}{3}, \quad \frac{3}{3,5}, \quad \frac{3}{4}, \quad \frac{4}{5}$$

oder umgekehrt.

Vorteilhaft sind dabei die Bruchlochwicklungen¹⁾, deren Vorzug u. a. darin besteht, daß die durch die Nuten hervorgerufenen Oberwellen verringert und dadurch störende Felder und Ströme vermieden werden. Nun findet man weiter:

$$Z_2 = 2 p \cdot m_2 \cdot g_2 \text{ Nuten,} \quad (455)$$

$$l_2 = \frac{\pi \cdot D_3}{Z_2} \text{ cm.} \quad (456)$$

Um die Phasenspannung E_{20} bei offenem Anlasser (Stillstand) bzw. E_{2r} zwischen den Schleifringen zu bestimmen, müssen wir sie in Beziehung zur Klemmenspannung E_{k1} setzen. Nach Gl. (411) ist aber, da bei dem Magnetisierungsstrom im Ständer nur ein geringerer Spannungsverlust [$k_{v0} = 0,03 \div 0,01$] und kleine Streuung [$\sigma_{10} = 1,02 \div 1,0$; $\sigma_{20} = 1,02 \div 1,01$] auftritt,

$$E_{k1} \cdot (1 - k_{v0}) = 4 \cdot f_3 \cdot f_1 \cdot \nu \cdot w_1 \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot \sigma_{10} \cdot 10^{-8} \text{ Volt} \quad (457)$$

und ähnlich
$$E_{20} = 4 \cdot f_3 \cdot f_2 \cdot \nu \cdot w_2 \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sigma_{20}} \cdot 10^{-8} \text{ Volt.} \quad (458)$$

Aus beiden Gleichungen folgt:

$$E_{20} = \frac{(1 - k_{v0})}{\sigma_{10} \cdot \sigma_{20}} \cdot \frac{f_2}{f_1} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot E_{k1} \text{ Volt} \quad (459)$$

oder mit genügender Annäherung

$$E_{20} = 0,97 \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot E_{k1} \text{ Volt.} \quad (460)$$

Daraus findet man weiter die Windungszahl/Phase

$$w_2 = 1,03 \cdot \frac{E_{20}}{E_{k1}} \cdot w_1 \quad (461)$$

und bei a_2 parallelen Drähten

$$s_{n_2} = \frac{2 \cdot m_2 \cdot a_2 \cdot w_2}{Z_2} = \frac{a_2 \cdot w_2}{p \cdot g_2} = 1,03 \cdot \frac{a_2}{p \cdot g_2} \cdot \frac{E_{20}}{E_{k1}} \cdot w_1 \text{ Drähte/Nut.} \quad (462)$$

¹⁾ Richter: Ankerwicklungen.

Denkt man sich nun den Läufer festgebremst und die Schleifringe durch einen äußeren Widerstand (künstliche Belastung) geschlossen, so daß im Läufer der gleiche Strom J_2 Amp./Phase wie im Lauf bei Nennlast auftritt, dann wird auf den Läufer das gleiche Drehmoment ausgeübt und dieselbe elektrische Leistung übertragen, wie beim Lauf mit kurzgeschlossenem Läufer und der Schlüpfung s^0_0 .

Aus den bei der künstlichen Belastung sich abspielenden Vorgängen läßt sich daher der Läuferstrom J_2 folgendermaßen berechnen. Da bei Belastung der volle Spannungsverlust k_v und die ganze Streuung $\sigma_1 [1,05 \div 1,02]$ und $\sigma_2 [1,07 \div 1,03]$ auftritt, wird hierbei

$$E_2 = \frac{1 - k_v}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} \cdot \frac{f_2}{f_1} \cdot \frac{w_2}{w_1} \cdot E_{k_1} \text{ Volt.} \quad (463)$$

Nun muß (N_{r_2} = Verlust im Läuferkupfer)

$$m_2 \cdot E_2 \cdot J_2 \cdot 10^{-3} = N + N_m + N_{r_2} \text{ kWatt}$$

sein, woraus mit Gl. (463) folgt:

$$J_2 = \frac{\sigma_1 \cdot \sigma_2 \cdot f_1 \cdot w_1}{(1 - k_v) \cdot f_2 \cdot w_2} \cdot \frac{N + N_m + N_{r_2}}{m_2 \cdot E_{k_1}} \cdot 10^3 \text{ Amp.} \quad (464)$$

Setzt man darin im Mittel $\sigma_1 = 1,035$, $\sigma_2 = 1,05$, $1 - k_v = 0,95$, $f_1 \approx f_2$, $N_m + N_{r_2} \approx (1,07 \div 1,06) \cdot N$, so erhält man angenähert

$$J_2 \approx (1,3 \div 1,2) \cdot \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{N}{m_2 \cdot E_{k_1}} \cdot 10^3 \text{ Amp./Phase.} \quad (465)$$

Andererseits kann man den Läuferstrom J_2 auch aus der MMK des Ständers ermitteln. Von dem Ständerstrom J_1 setzt sich nach geometrischem Abzug des Leerlaufstromes J_0 nur der Rest

$$\Delta(J_1, J_0) \approx 0,95 \cdot J_1$$

als Leistungsstrom im Läufer um. Nun müssen die sich entgegenwirkenden MMKe beider Ströme einander gleich sein, nämlich

$$0,95 \cdot m_1 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot J_1 = m_2 \cdot f_2 \cdot w_2 \cdot J_2,$$

oder

$$J_2 \approx 0,95 \cdot \frac{m_1}{m_2} \cdot \frac{f_1}{f_2} \cdot \frac{w_1}{w_2} \cdot J_1 \text{ Amp./Phase,} \quad (466)$$

worin man $f_1 \approx f_2$ einsetzen kann.

Die Stromdichte $j_2 = 5 \div 2,5$ A/qmm wählt man bezüglich Erwärmung etwas größer als im Ständer, weil die Abkühlungsverhältnisse besser sind. Dann erhält man bei a_2 parallelen Leitern den Drahtquerschnitt:

$$q_2 = \frac{J_2}{a_2 \cdot j_2} \text{ qmm.} \quad (467)$$

Nach Wahl der Isolationsdicke d_{i_2} wird die Form der Nut, Breite b_{n_2} , Schlitz r_2 und Tiefe l_{z_2} ermittelt.

Nun bestimmt man (Fig. 42):

$$D_6 = D_3 - 2 \cdot l_{z_2} \text{ cm} \quad (468)$$

und die Eisenhöhe:

$$h_{j_2} = \frac{\mathfrak{N}}{2 \cdot k_2 \cdot l \cdot \mathfrak{B}_{j_2} \cdot \sigma_2} \text{ cm}, \quad (469)$$

worin

$$\begin{aligned} \mathfrak{B}_{j_2} &= 7 \div 15000 \text{ Gauß für } 50 \text{ He} \\ &= 10 \div 18000 \text{ Gauß für } 16^{2/3} \text{ He} \end{aligned}$$

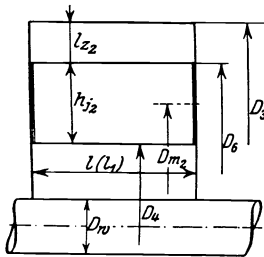


Fig. 42.

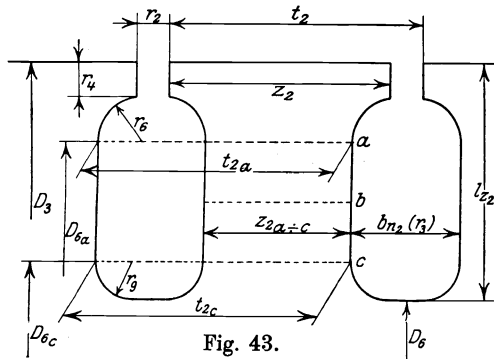


Fig. 43.

gewählt wird, da die Eisenverluste wegen der niedrigen Schlüpfungsperiodenzahl $\nu_s = s \cdot \nu$ klein sind.

Weiter ergibt sich:

$$D_4 = D_6 - 2 \cdot h_{j_2} \text{ cm}, \quad (470)$$

$$D_{m_2} = D_6 - h_{j_2} \text{ cm}. \quad (471)$$

Zur Ermittlung der scheinbaren Zahninduktionen $\mathfrak{B}_{z_s}$ berechnet man nach Fig. 43 folgende Werte:

$$D_{6a} = D_3 - 2 \cdot (r_4 + r_6) \text{ cm}, \quad (472)$$

$$t_{2a} = \pi \cdot \frac{D_{6a}}{Z_2} \text{ cm}, \quad (473)$$

$$D_{6c} = D_6 + 2 \cdot r_9 \text{ cm}, \quad (474)$$

$$t_{2c} = \frac{\pi \cdot D_{6c}}{Z_2} \text{ cm}, \quad (475)$$

$$z_{2a} = t_{2a} - b_{n_2}, \quad (476)$$

$$z_{2c} = t_{2c} - b_{n_2}. \quad (477)$$

Für eine Polteilung sind dann die Zahnquerschnitte:

$$F_{z_{2a}} = \frac{Z_2}{2p} \cdot k_2 \cdot l \cdot z_{2a} \text{ qcm}, \quad (478)$$

$$F_{z_{2c}} = \frac{Z_2}{2p} \cdot k_2 \cdot l \cdot z_{2c} \text{ qcm}, \quad (479)$$

$$F_{z_{2b}} = \frac{1}{2} \cdot (F_{z_{2a}} + F_{z_{2c}}) \text{ qcm}. \quad (480)$$

Dafür ergeben sich die Induktionen:

$$\mathfrak{B}_{z_{2a}} = \frac{\mathfrak{N}}{f_m \cdot \sigma_2 \cdot F_{z_{2a}}} \text{ Gauß}, \quad (481)$$

$$\mathfrak{B}_{z_{2b}} = \frac{\mathfrak{N}}{f_m \cdot \sigma_2 \cdot F_{z_{2b}}} \text{ Gauß}, \quad (482)$$

$$\mathfrak{B}_{z_{2c}} = \frac{\mathfrak{N}}{f_m \cdot \sigma_2 \cdot F_{z_{2c}}} \text{ Gauß}. \quad (483)$$

Dafür bestimmt man gemäß S. 9 die wirklichen Zahninduktionen $\mathfrak{B}_{z_{2a} \div c}$ und dazugehörigen Feldstärken

$$\mathfrak{B}_{z_{2a}}, \quad \mathfrak{B}_{z_{2b}}, \quad \mathfrak{B}_{z_{2c}}.$$

$\mathfrak{B}_{z_{2c}}$ soll dabei $\leq 20\,000$ Gauß für 50 He,
 $\leq 22\,000$ „ „ $16^{2/3}$ He

werden. Die Zahnstärke am Grunde z_{2c} läßt man nicht unter 0,3 cm heruntergehen, andernfalls werden die Nuten trapezförmig gestaltet, so daß die Zähne über die ganze Länge gleiche Breite erhalten.

Bei großen Stromstärken im Läufer wählt man Stabwicklungen (vgl. S. 100). Eine Tabelle einiger gebräuchlicher Stabwicklungen findet sich als Anlage 7. Die Schleifringe werden für eine Stromdichte von $15 \div 30$ A/qcm Bürstenfläche gerechnet.

Kurzschlußanker werden in gleicher Anordnung wie für Schleifringe mit Phasenwicklung hergestellt und die freien Enden unter sich kurzgeschlossen. Andreerseits können auch je 2 um eine Polteilung verschobene Stäbe zu einzelnen Schleifen durch Stirnverbindungen geschlossen werden (Schleifen-Kurzschlußanker). Verwendet man dabei 2 Stäbe in einer Nut, wenn die Stabzahl $s_k = 2 Z_2$ ist, so liegen die Verbindungen in 2 Ebenen (Zylindermantelwicklung). Ist aber die Stabzahl $s_k = Z_2$, also 1 Stab je Nut, so bilden die Stirnverbindungen Evolventen. Ist die Stabzahl s_k ein Vielfaches der Polzahl $2p$, so kann man $2p$ Stäbe nach Art einer Wellenwicklung hintereinanderschalten und in sich schließen (Wellen-Kurzschlußanker).

b) Käfiganker.

Hierbei befindet sich in jeder Nut ein Stab, der auf jeder Seite des Läufers in einem Kurzschlußring gut durch Lötung oder Schweißung befestigt ist. Schlechte Verbindungsstellen geben einen anderen Stromverlauf als normal, wodurch schädliche Feldverzerrungen und damit geringeres Drehmoment, größere Streuung usw. hervorgerufen werden. Man kann diesen Übelstand vermeiden, indem man nur auf einer Seite einen Kurzschlußring anbringt und je 2 Stäbe in Bügelform verwendet oder zu einer Schleife mit besonderer Stirnverbindung auf der anderen Seite vereinigt.

Für alle Kurzschlußanker mit s_k Stäben in Z_2 Nuten ist die Phasenzahl m_2 gleich der Windungszahl eines Polpaares, also, da u_n Stäbe einer Nut gleiche Phase besitzen:

$$m_2 = \frac{s_k}{2 \cdot u_n \cdot p} = \frac{Z_2}{2p}. \quad (484)$$

Auf eine Phase entfallen dann, bei s_2 hintereinander geschalteten Stäben/Phase und a_2 parallelen Zweigen,

$$2 w_2 \cdot a_2 = s_2 \cdot a_2 = 2 p \cdot \frac{s_k}{Z_2} \text{ Stäbe.} \quad (485)$$

Bei einem mehrpoligen Käfiganker bilden nun die Stäbe einer Phase eine $a_2 = p$ -fache Parallelschaltung und es ist die aus hintereinandergeschalteten Stäben bestehende Windungszahl einer Phase $w_2 = \frac{p}{a_2} = 1$.

Rechnet man nun den Läuferstrom J_{2k} Amp./Phase nach Gl. (466), indem man $f_2 = 1$ und $w_2 = 1$ einsetzt, so ergibt sich die Stromstärke in einem Stab:

$$i_2 = \frac{J_{2k}}{p} = 0,95 \cdot \frac{m_1 \cdot f_1 \cdot w_1}{p \cdot \frac{Z_2}{2p} \cdot 1} \cdot J_1$$

$$\text{oder} \quad i_2 \approx 1,9 \cdot \frac{m_1 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot J_1}{Z_2} \text{ Amp.} \quad (486)$$

Nun nimmt man die Stromdichte $j_2 = 7 \div 4 \text{ A/qmm}$ an und bestimmt dafür [Gl. (467)] den Querschnitt q_2 .

Die größte Stromstärke in einem Kurzschlußring ist

$$i_{2r} = \frac{i_2}{2} \cdot \frac{1}{\sin \frac{p}{Z_2} \cdot 180^\circ} \text{ Amp.} \quad (487)$$

Den wirtschaftlichen Querschnitt des Ringes erhält man, wenn man

$j_{2,r} \approx j_2$ A/qmm macht, woraus sich ergibt:

$$q_{2,r} \approx \frac{i_{2,r}}{i_2} \cdot q_2 \text{ qmm.} \quad (488)$$

Bei den Kurzschlußbankern hat es sich nun gezeigt, daß die Nutenzahl im Ständer und Läufer von großem Einfluß auf den Anlauf ist, insbesondere ob der Läufer vor Erreichung der Nenndrehzahl bei einer niedrigeren Drehzahl stecken bleibt. Nach Untersuchungen von O. S. Bragstad¹⁾ ist diese Erscheinung auf das Vorhandensein der höheren Harmonischen oder Oberwellen in der Feldkurve zurückzuführen, die durch die Nutung bewirkt werden. Zerlegt man die wirkliche Feldkurve in ihre Grundschwingung und die Oberwellen, so zeigt es sich, daß alle Oberwellen ungerader Ordnung sind und, wenn diese ein ganzes Vielfaches der Phasenzahl m_1 wird, verschwinden. Weiter findet man, daß die

$k_+ = 1-, (2 m_1 + 1)-, (4 m_1 + 1)-, (6 m_1 + 1)-$ ten Schwingungen gleiche Drehrichtung (positiv) besitzen, die

$k_- = (2 m_1 - 1)-, (4 m_1 - 1)-, (6 m_1 - 1)-$ ten Schwingungen der Grundschwingung gegenüber gegenläufig (negativ) sich bewegen. Bezogen auf die Grundschwingung ($k = 1$), der eine synchrone Drehzahl n_1 entspricht, sind die synchronen Drehzahlen der Oberwellen $n_k = \frac{n_1}{k}$. Da nun beim Anlauf negative Drehzahlen nicht

vorkommen, können wir die Einwirkung der gegenläufigen Oberwellen, deren Ordnungszahl k das Minuszeichen enthält, unberücksichtigt lassen. Dagegen verhalten sich die positiven Oberwellen folgendermaßen: Bis in die Nähe der synchronen Drehzahl n_k wirkt ihr Drehmoment im Sinne der Grundschwingung beschleunigend. Übersteigt die Drehzahl des Läufers n den Wert n_k , so arbeitet der Motor bezüglich der Oberwelle von der Ordnungszahl k als asynchroner Generator und erzeugt daher ein Bremsmoment im Läufer. Ist nun dieses hemmende Moment der Oberwelle k größer als das der Grundschwingung, so bleibt der Läufer bei der kritischen Drehzahl n_k unter Umständen schon bei Leerlauf stecken. Dieses „Kleben“ wird noch begünstigt durch einen kleinen Läuferwiderstand und damit verbundener geringer Schlüpfung (s. Abschnitt 6). Nun erzeugt die k -te Oberwelle ein Feld mit $2 p \cdot k$ Polen. Will man daher ein solches Feld vermeiden, so darf die auf einen Pol entfallende Anzahl der Zähne des Ständers keine ganze Zahl sein, also

$$\frac{Z_1}{2 p \cdot k} = \text{keine ganze Zahl.} \quad (489)$$

¹⁾ Beitrag z. Th. u. Unters. v. mehrphas. Asynchronmotoren. Samml. el. Vortr., Heft 8 u. 9.

In gleicher Weise ist es vorteilhaft, bei Motoren mit niedriger Polzahl $g_1 \neq k$ zu machen.

Auch bezüglich des Läufers ist die Zähnezahl von Einfluß auf die Arbeitsweise des Motors. Am ungünstigsten arbeitet eine einachsige Wicklung im Läufer, wenn also die Zähnezahl gleich der Polzahl ist (Görges-Phänomen). Eingehende Untersuchungen darüber sind von Weidig¹⁾ gemacht worden. Mit Bezug auf die Oberwellen gilt daher die Läuferwicklung eines Kurzschlußankers als einachsig, wenn die Zähnezahl $Z_2 = 2p \cdot k$ ist.

Weitere Untersuchungen über den Einfluß der Zähnezahlen auf die Arbeitsweise der Mehrphasenmotoren sind von F. Punga²⁾, W. Stiel³⁾, Pl. N. Andronescu⁴⁾ angestellt worden, deren Ergebnisse sich in folgenden Regeln zusammenfassen lassen:

1. Man wähle keine Zähnezahlen im Ständer und Läufer, die sich durch die positiven Ordnungszahlen (k_+) teilen lassen.
2. $Z_2 < Z_1$, und zwar, möglichst $Z_2 = Z_1 - p$ (p gerade), $Z_2 = Z_1 - 2p$ (p ungerade).
3. $Z_2 =$ gerade Zahl.
4. $\frac{Z_2}{p} =$ ganze Zahl.

Welche Nutenzahlen $Z_{1,2}$ sich für $m_1 = 3$ Phasen gemäß diesen Regeln als günstig erweisen, zeigt Tabelle 18:

Tabelle 18.

p	$g_1 = 2$		3		4		5		6	
	Z_1	Z_2	Z_1	Z_2	Z_1	Z_2	Z_1	Z_2	Z_1	Z_2
1	12	10	18	16	24	22	30	28	36	34
2	24	22	36	34	48	46	60	58	72	70
3	36	30	54	48	72	66	90	84	108	102
4	48	44	72	68	96	92	120	116	144	140
5	60	50	90	80	120	110	150	140	180	170
6	72	66	108	102	144	138	180	174	216	210

Es gibt allerdings auch Motoren, bei denen $Z_2 > Z_1$ insbesondere $Z_2 = Z_1 + 5$ ist, die auch gut arbeiten, doch scheinen dabei andere Umstände günstig mitzuwirken. So läßt sich z. B. durch schräge Anordnung der Nuten der Einfluß ungünstiger Zähnezahlen beseitigen oder wenigstens verringern.

¹⁾ Die Wechselstrominduktionsmaschine mit einachsiger Sekundärwicklung. Diss. Dresden.

²⁾ ZfE., Wien. 1912, S. 1017.

³⁾ Exp. Unters. d. Drehmomentverh. v. Drehstrom-Asynchronmotoren mit Kurzschlußbroten verschiedener Stabzahl. Forsch.-Arb. Ing. 1919, H. 212.

⁴⁾ ETZ. 1923, S. 219; Diss. Zürich.

5. Leistungsverluste und Wirkungsgrad.

a) Eisenverluste.

α) Hysteresis und Wirbelstromverluste N_{hw} .

Es bezeichne:

$$G_{j_1}, \quad G_{j_2}, \quad G_{z_1}, \quad G_{z_2} \text{ kg}$$

die Gewichte der Joche bzw. Zähne im Ständer (1) und Läufer (2)

$$\sigma_{j_1}, \quad \sigma_{j_2}, \quad \sigma_{z_1}, \quad \sigma_{z_2} \text{ W/kg}$$

die spezifischen Leistungsverluste darin, dann ist

$$G_{j_1} = k_2 \cdot h_{j_1} \cdot l \cdot \pi \cdot D_{m_1} \cdot 7,8 \cdot 10^{-8} \text{ kg}, \quad (490)$$

$$G_{z_1} = 2 p \cdot F_{z_{1b}} \cdot l_{z_1} \cdot 7,8 \cdot 10^{-8} \text{ kg}. \quad (491)$$

Aus den Verlustkurven entnimmt man zu den Induktionen die Werte von σ_{j_1} und $\sigma_{z_{1x}}$ für die Stellen $x = a, b, c$ und bestimmt

$$\sigma_{z_1} = \frac{\sigma_{z_{1a}} + 4 \sigma_{z_{1b}} + \sigma_{z_{1c}}}{6} \text{ Watt/kg}. \quad (492)$$

Dann ergibt sich:

$$N_{hw_1} = (G_{j_1} \cdot \sigma_{j_1} + G_{z_1} \cdot \sigma_{z_1}) \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}. \quad (493)$$

In gleicher Weise findet man für den Läufer:

$$G_{j_2} = k_2 \cdot h_{j_2} \cdot l \cdot \pi \cdot D_{m_2} \cdot 7,8 \cdot 10^{-8} \text{ kg}, \quad (494)$$

$$G_{z_2} = 2 p \cdot F_{z_{2b}} \cdot l_{z_2} \cdot 7,8 \cdot 10^{-8} \text{ kg}, \quad (495)$$

σ_{j_2} und $\sigma_{z_{2x}}$ für die Stellen a, b, c werden für die Schlüpfungsperiodenzahl $\nu_s = s \cdot \nu$ ermittelt.

Dann ist:

$$\sigma_{z_2} = \frac{\sigma_{z_{2a}} + 4 \cdot \sigma_{z_{2b}} + \sigma_{z_{2c}}}{6} \text{ Watt/kg}, \quad (496)$$

$$N_{hw_2} = (G_{j_2} \cdot \sigma_{j_2} + G_{z_2} \cdot \sigma_{z_2}) \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}. \quad (497)$$

Allgemein wird $N_{hw_2} = (0,05 \div 0,1) \cdot N_{hw_1}$. Rechnet man für die Überbrückung der Bleche durch Nacharbeit, Grat usw. noch einen Zuschlag von $30 \div 50\%$, so wird der gesamte Verlust:

$$N_{hw} = (1,3 \div 1,5) \cdot (N_{hw_1} + N_{hw_2}) \text{ kWatt}. \quad (498)$$

β) Verluste in den Zahnoberflächen.

Infolge der Nuten im Ständer und Läufer zeigt die Feldkurve einen zackigen Verlauf. Die hierdurch bedingten Oberwellen rufen nun in den Oberflächen der Zähne Wirbelströme und damit zusätzliche Eisenverluste hervor.

Bedeutet:

O_{z_1}, O_{z_2} = Oberfläche der Zähne (qcm),

k_{1_s}, k_{1_l} = Vergrößerungsfaktor des magnetischen Widerstandes im Ständer (s) und Läufer (l),

$k_4 (0,08 \div 0,1)$ = eine von der elektrischen Leitfähigkeit λ und magnetischen Permeabilität μ abhängige Konstante, die mit größerem λ und μ zunimmt,

dann sind die Verluste nach R. Rüdtenberg¹⁾ für halbgeschlossene

Nuten $\left(r_1 \leq \frac{b_{n1}}{2}\right)$ (Fig. 44):

$$N_z = k_4 \cdot \mathfrak{B}_l^2 \cdot v^{1,5} \cdot \left[(k_{1_s} - 1)^2 \cdot \frac{t_1}{\sqrt{r_1}} \cdot O_{z_2} + (k_{1_l} - 1)^2 \cdot \frac{t_2}{\sqrt{r_2}} \cdot O_{z_1} \right] \cdot 10^{-11} \text{ kWatt.} \quad (499)$$

Darin berechnet sich:

$$k_{1_s} = \frac{t_1}{z_1 + c_{n1} \cdot \delta_1}, \quad (500)$$

worin c_{n1} in Abhängigkeit von

$$c_1 = \frac{r_1}{\delta} \quad (500a)$$

aus der schon bei den Gleichstrommaschinen benutzten Kurve $f(c_n, c_1)$ (Fig. 4) entnommen werden kann.

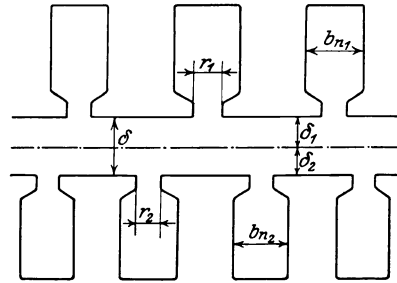


Fig. 44.

δ_1 und δ_2 sind die Abstände von der Fläche, in der die Induktion gleichmäßig verteilt ist. Dafür besteht die Beziehung:

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{\delta_1}{\delta_2}, \text{ woraus folgt: } \frac{r_1 + r_2}{r_1} = \frac{\delta_1 + \delta_2}{\delta_1} = \frac{\delta}{\delta_1},$$

oder:

$$\delta_1 = \frac{r_1 \cdot \delta}{r_1 + r_2} \text{ cm,} \quad (501)$$

$$\delta_2 = \frac{r_2 \cdot \delta}{r_1 + r_2} \text{ cm.} \quad (502)$$

In gleicher Weise wie Gl. (500) ergibt sich für den Läufer:

$$k_{1_l} = \frac{t_2}{z_2 + c_{n2} \cdot \delta_2}. \quad (503)$$

Aus Gl. (500) und (503) folgt weiter der Vergrößerungsfaktor des magnetischen Widerstandes im Luftspalt

$$k_m = \frac{k_{1_s} \cdot \delta_1 + k_{1_l} \cdot \delta_2}{\delta}. \quad (504)$$

¹⁾ ETZ. 1905.

Für breitere Nutenschlitze $\left(r_{1,2} > \frac{b_n}{2}\right)$ erreicht die Pulsation des magnetischen Kraftflusses einen kleineren Höchstwert, so daß dafür die Verluste N_z kleiner werden.

γ) Verluste infolge Pulsation der Zahninduktion.

Eine weitere Folge der Nuten im Ständer und Läufer ist die periodische Schwankung des magnetischen Widerstandes im Luftraum. Dadurch tritt eine Pulsation der Induktion in den Zähnen mit hoher Periodenzahl ein. Die hierdurch hervorgerufenen Pulsationsverluste $N_{p,2}$ lassen sich nun folgendermaßen bestimmen:

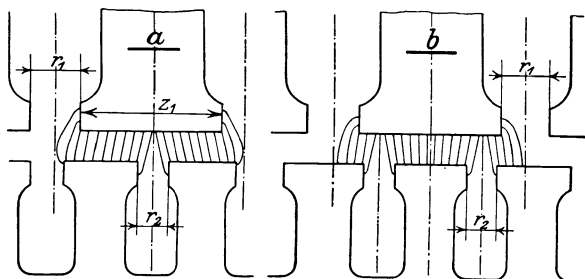


Fig. 45.

Befindet sich (Fig. 45) eine Läufernut symmetrisch zu einem Ständerzahn (Stellung *a*), dann ist der magnetische Leitwert der Luft $A_{\max}$ am größten, in Stellung *b* dagegen am kleinsten, nämlich $A_{\min}$. Dafür wird die mittlere Zahninduktion:

$$\mathfrak{B}_{z_{mi}} = \frac{c \cdot A_{\max} + A_{\min}}{2} \text{ Gauß} \quad (505)$$

und der Höchstwert der pulsierenden Induktion

$$\mathfrak{B}_p = c \cdot \frac{A_{\max} - A_{\min}}{2} \text{ Gauß.} \quad (506)$$

Setzt man:

$$\frac{\mathfrak{B}_p}{k_z \cdot \mathfrak{B}_{z_{mi}}} = k_p, \quad (507)$$

worin [Gl. (76)] $k_z \approx \frac{\mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_z}{\mathfrak{M}_l}$ die Sättigung der Zähne berücksichtigt, so wird

$$k_p = \frac{1}{k_z} \cdot \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} [= 0,01 \div 0,06]. \quad (508)$$

Die Leitwerte Λ bestimmt man für eine Zahnteilung allgemein aus:

$$\Lambda = \frac{4\pi}{10 \cdot \delta} \cdot (\text{Zahnbreite} - \text{gegenüberlieg. Luftschlitze} + \text{gleichwertige Eisenlänge der Luftschlitze}), \text{ also}$$

$$\Lambda_{\max_1} = \frac{4\pi}{10 \cdot \delta} \cdot (z_1 - r_2 + c_{n_1} \cdot \delta + c_{n_2} \cdot \delta), \quad (509)$$

worin c_{n_1} für $c_1 = \frac{r_1}{\delta}$ und c_{n_2} für $c_2 = \frac{r_2}{\delta}$ aus der Kurve (Fig. 4) entnommen wird.

$$\Lambda_{\min_1} = \frac{4\pi}{10 \cdot \delta} \cdot (z_1 - 2 \cdot r_2 + c_{n_1} \cdot \delta + 2 \cdot c_{n_2} \cdot \delta). \quad (510)$$

Daraus findet man für den Ständer k_{p_1} und aus $\Lambda_{\max_2}$ und $\Lambda_{\min_2}$ für den Läufer k_{p_2} .

Die Periodenzahlen des pulsierenden Feldes sind:

$$\nu_{p_1} = \frac{Z_2 \cdot n}{60} \quad (\text{Ständer}) \quad (511)$$

$$\text{und} \quad \nu_{p_2} = \frac{Z_1 \cdot n}{60} \quad (\text{Läufer}) \quad (512)$$

Bezeichnet ferner:

$$\delta_b = \text{Blechstärke (mm)},$$

$\sigma_p [4 \div 5] = \text{eine Verlustziffer infolge Wirbelströme}$

$$k_b = -\frac{4,6}{1 - \left(\frac{z_c}{z_a}\right)^2} \cdot \log \frac{z_a}{z_c} \quad (513)$$

einen Faktor, der die Änderung der Zahnstärke berücksichtigt, dann wird:

$$N_{p_1} = \sigma_p \cdot \delta_b \cdot k_{b_1} \cdot \left(k_{p_1} \cdot \frac{\mathfrak{B}_{z_{1a}}}{1000}\right)^2 \cdot \left(\frac{\nu_{p_1}}{100}\right)^{1,5} \cdot V_{z_1} \cdot 10^{-6} \text{ kWatt}, \quad (514)$$

$$N_{p_2} = \sigma_p \cdot \delta_b \cdot k_{b_2} \cdot \left(k_{p_2} \cdot \frac{\mathfrak{B}_{z_{2a}}}{1000}\right)^2 \cdot \left(\frac{\nu_{p_2}}{100}\right)^{1,5} \cdot V_{z_2} \cdot 10^{-6} \text{ kWatt}, \quad (514a)$$

$$N_p = N_{p_1} + N_{p_2}. \quad (515)$$

Die gesamten zusätzlichen Eisenverluste $N_z + N_p$ betragen etwa $40 \div 70\%$ von N_{hw_1} , so daß man ohne besondere Einzelrechnung

$$N_{hw} + N_z + N_p \approx 2 \cdot N_{hw_1} \quad (516)$$

setzen kann.

b) Kupferverluste.**α) Ständer.**

Die Länge eines Stabes mit Stirnverbindung ist

$$l_{a_1} = l_1 + l_s = l_1 + \frac{\pi \cdot D_{m_1}}{2p} + D_{m_1} - D_2 + 2 \cdot l_{i_1} \text{ cm} \quad (517)$$

und der Gleichstromwiderstand einer Phase

$$R_{1g} = \frac{Z_1 \cdot s_{n_1}}{m \cdot a_1^2} \cdot l_{a_1} \cdot \frac{1 + 0,004 \cdot \Delta \vartheta_{w_1}}{5700 \cdot q_1} \text{ Ohm}, \quad (518)$$

worin $\Delta \vartheta_{w_1}$ die Erwärmung über 15°C ist. Berücksichtigt der Wirbelstromfaktor k_w [1,04 ÷ 1,5] die Wirbelstromverluste im Kupfer, die durch die Nutenstrefelder hervorgerufen werden, so ergibt sich in der Ständerwicklung der Widerstand

$$R_1 = k_w \cdot R_{1g} \text{ Ohm} \quad (519)$$

und der Leistungsverlust:

$$N_{r_1} = m_1 \cdot k_w \cdot J_1^2 \cdot R_{1g} \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}. \quad (520)$$

Andererseits kann man auch setzen [Gl. (354)]

$$N_{r_1} = 2,5 \cdot k_w \cdot G_1 \cdot j_1^2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}, \quad (521)$$

worin

$$G_1 = Z_1 \cdot s_{n_1} \cdot l_{a_1} \cdot q_1 \cdot \gamma_k \cdot 10^{-5} \text{ kg}. \quad (522)$$

das gesamte Kupfergewicht im Ständer ist. (Genaue Berechnung von k_w siehe Teil IV, Abschn. 7.)

β) Läufer (Phasenwicklung).

Die Länge eines Stabes ist

$$l_{a_2} = l_1 + l_{s_2} = l_1 + \frac{\pi \cdot D_{m_2}}{2p} + D_3 - D_{m_2} + 2 \cdot l_{i_2} \text{ cm} \quad (523)$$

und der Gleichstromwiderstand einer Phase

$$R_{2g} = \frac{Z_2 \cdot s_{n_2}}{m_2 \cdot a_2^2} \cdot l_{a_2} \cdot \frac{1 + 0,004 \cdot \Delta \vartheta_{w_2}}{5700 \cdot q_2} \text{ Ohm}. \quad (524)$$

$$\text{Daraus folgt weiter: } R_2 = k_w \cdot R_{2g} \text{ Ohm}. \quad (525)$$

Bezogen auf die Ständerwicklung findet man:

$$R_2' = \frac{m_1 \cdot f_1^2 \cdot w_1^2}{m_2 \cdot f_2^2 \cdot w_2^2} \cdot R_2 \text{ Ohm}. \quad (526)$$

Für die Berechnung der Schlüpfung kommt in Frage der Spannungsverlust je Phase

$$E_{v_2} = J_2 \cdot R_2 \text{ Volt}. \quad (527)$$

Schließlich erhält man den Leistungsverlust im Läufer:

$$N_{r_2} = m_2 \cdot k_w \cdot J_2^2 \cdot R_{2g} \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (528)$$

$$\text{bzw.} \quad N_{r_2} = 2,5 \cdot k_w \cdot G_2 \cdot j_2^2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}, \quad (529)$$

$$\text{worin} \quad G_2 = Z_2 \cdot s_{n_2} \cdot l_{a_2} \cdot q_2 \cdot \gamma_k \cdot 10^{-5} \text{ kg} \quad (530)$$

ist.

γ) Käfiganker.

Bezeichnet

D_r = mittl. Durchmesser der Kurzschlußringe (cm),

R_r = Widerstand eines Ringsektors zwischen 2 Stabmitten (Ohm),

R_{st} = Widerstand eines Stabes (Ohm),

l_{st} = Stablänge von Mitte bis Mitte Ring gemessen (cm),

so rechnet sich

$$R_{st} = k_w \cdot l_{st} \cdot \frac{1 + 0,004 \cdot \Delta \vartheta_{w_2}}{5700 \cdot q_2} \text{ Ohm}, \quad (531)$$

$$R_r = k_w \cdot \frac{\pi \cdot D_r}{Z_2} \cdot \frac{1 + 0,004 \cdot \Delta \vartheta_{w_2}}{5700 \cdot q_{2r}} \text{ Ohm} \quad (532)$$

und der Widerstand einer Phase

$$R_{2k} = \frac{2}{p} \cdot \left(R_{st} + \frac{R_r}{2 \cdot \sin^2 \frac{p}{Z_2} \cdot 180} \right) \text{ Ohm}. \quad (533)$$

Bezogen auf die Ständerwicklung wird gemäß Gl. (526), wenn man

$m_2 = \frac{Z_2}{2p}$ [Gl. (484)] und $w_2 = 1$, $f_2 = 1$ einsetzt,

$$R'_{2k} = \left(R_{st} + \frac{R_r}{2 \cdot \sin^2 \frac{p}{Z_2} \cdot 180} \right) \cdot \frac{4 \cdot m_1 \cdot f_1^2 \cdot w_1^2}{Z_2} \text{ Ohm}. \quad (534)$$

Nach Gl. (486) ist die Stromstärke einer Phase im Käfiganker

$$J_{2k} = p \cdot i_2 = 1,9 \cdot \frac{p \cdot m_1 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot J_1}{Z_2} \text{ Amp.} \quad (535)$$

Daraus ergibt sich nun der Leistungsverlust:

$$N_{r_k} = m_2 \cdot J_{2k}^2 \cdot R_{2k} \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}, \quad (536)$$

oder, wenn man die Werte der Gln. (484), (533), (535) einführt,

$$N_{r_k} \approx 3,6 \cdot \left(R_{st} + \frac{R_r}{2 \cdot \sin^2 \frac{p}{Z_2} \cdot 180} \right) \cdot m_1^2 \cdot f_1^2 \cdot w_1^2 \cdot J_1^2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}. \quad (537)$$

Damit der Motor beim Anlauf ein genügendes Drehmoment mit der Nennspannung liefert, muß der Widerstand des Käfigankers einen gewissen, nicht zu niedrigen Wert besitzen. Als Anhaltspunkt kann dabei die Beziehung benutzt werden

$$R_{2k} \geq \frac{7}{2 \cdot m_1 \cdot g_1 + 1} \cdot \frac{D_2 \cdot l \cdot s_k \cdot \gamma \cdot 10^{-8}}{p^3 \cdot k_m} \text{ Ohm.} \quad (538)$$

Bei größeren Motoren mit Anlaßvorrichtungen im Ständer läßt sich beim Nennstrom mit einem Spannungsverlust im Läufer von etwa 5% noch $\frac{1}{4}$ des Nenn Drehmoments erzielen, wofür dann

$$R_{2k} \approx 0,05 \cdot \frac{E_{k1}}{J_1} \text{ Ohm} \quad (539)$$

sein müßte¹⁾.

Nun ist von dem Läuferwiderstand auch die Schlüpfung s abhängig, so daß diese für ein genügendes Anlaufmoment einen gewissen Wert nicht unterschreiten darf (s. Abschnitt 6).

Damit ein Motor mit Kurzschlußläufer ein gewisses Drehmoment entwickelt, muß man nach M. Liwschitz²⁾ ihn zwingen, die diesem Drehmoment entsprechende elektrische Leistung aus dem Netz zu entnehmen.

c) Mechanische Verluste.

Die Lager-, Luft- und Bürstenreibungsverluste N_e und N_b werden bei $v \leq 30$ m/sec wie bei den Gleichstrommaschinen (S. 38 und 39) berechnet.

Tritt bei geschützten Maschinen ein Lüfter hinzu oder wird $v > 30$ m/sec, so muß die Gebläseleistung N_g besonders gerechnet werden. Auch hier hält sich allgemein der mechanische Verlust N_m in den Grenzen von $3 \div 0,5\%$ der Leistung N bei Gleitlagern.

d) Wirkungsgrad.

Es ist

$$\eta = \frac{N}{N_0 + N_{hw} + N_z + N_p + N_m + N_{r_1} + N_{r_2} + N_{\mu}} \quad (540)$$

Darin sind die Leerlaufverluste $N_0 = N_{hw} + N_z + N_p + N_m$ mit der Belastung nur wenig veränderlich im Gegensatz zu den Stromwärmeverlusten $N_r = N_{r_1} + N_{r_2}$, die mit dem Quadrat des Stromes steigen. Stellt man die Verluste N_0 , N_r und den Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von der Leistung N dar (Fig. 46), so findet sich der Höchst-

wert $\eta_{\max}$ an einer Stelle, für die $N_0 \approx N_r$ und $\eta_{\max} \approx \frac{N}{N + 2N_0}$ ist.

¹⁾ Man vergleiche auch ETZ. 1922, S. 700.

²⁾ Siemens Zeitschr. 1925, Heft 2, S. 57.

Je geringer N_0 wird, um so höher bleibt η auch für geringe Belastungen. Man wird daher für Motoren mit stark wechselnder Belastung N_0 , d. h. N_{hw} klein wählen, die Induktionen $\mathfrak{B}$ also niedrig halten. Dagegen hält man die Stromwärmeverluste N_r klein gegenüber N_{hw} bei Motoren, die gleichmäßig mit der Nennleistung und darüber belastet werden und nimmt höhere Induktionen $\mathfrak{B}$ an.

6. Die Schlüpfung.

Bewegt sich das Feld im Ständer mit der Drehzahl n_1 Umdr./min, der Läufer mit n Umdr./min, so ist die Schlüpfung

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot 100 \text{ }_0. \quad (541)$$

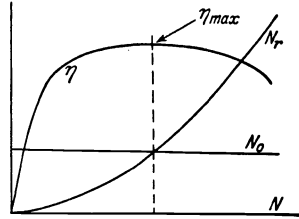


Fig. 46.

Die hierbei im Läufer induzierte EMK $s \cdot E_2$ (wegen des Spannungsverlustes im Ständer bei Nennlast ist $E_2 < E_{20}$) ruft nun eine Stromstärke

$$J_2 = \frac{s \cdot E_2}{\sqrt{R_2^2 + (s \cdot S_2)^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + S_2^2}} \text{ Amp.} \quad (542)$$

hervor, die einer auf den Läufer übertragenen Leistung

$$N_{2u} = m_2 \cdot E_2 \cdot J_2 \cdot \cos(E_2, J_2) \cdot 10^{-3} \cdot \text{kWatt} \quad (543)$$

entspricht. Weiter besteht noch die Beziehung:

$$E_{v_2} = J_2 \cdot R_2 = s \cdot E_2 \cdot \cos(E_2, J_2) \text{ Volt,} \quad (544)$$

woraus mit Gl. (543) folgt:

$$N_{2u} = m_2 \cdot J_2^2 \cdot \frac{R_2}{s} \cdot 10^{-3} = \frac{N_{r_2}}{s} \quad (545)$$

oder hieraus (in _0)

$$s = \frac{N_{r_2}}{N_{2u}} \cdot 100 \text{ }_0. \quad (546)$$

Setzt man darin

$$N_{2u} = N_1 - N_0 - N_{r_1} = N_{r_2} + N_m + N$$

ein, so ergibt sich:

$$s = \frac{N_{r_2}}{N_{r_2} + N_m + N} \cdot 100 \text{ }_0. \quad (547)$$

Andererseits kann man auch aus Gl. (544), da $\cos(E_2, J_2) \approx 1$ ist, die Schlüpfung aus dem Spannungsverlust im Läufer bestimmen, nämlich:

$$s = \frac{E_{v_2}}{E_2} \cdot 100 \text{ }_0. \quad (548)$$

Als gute Mittelwerte kann man für Dreiphasenmotoren annehmen:

g_1	2	3	4	5
s	8	6,5	4	3

Weiter findet man die Drehzahl bei Nennlast

$$n = \frac{100 - s}{100} \cdot n_1 \text{ Umdr./min.} \quad (549)$$

7. Der Leerlaufsstrom.

Gemäß den für den allgemeinen Transformator geltenden Grundsätzen berechnet sich der Leerlaufsstrom [Gl. (362)]

$$J_0 = \sqrt{J_{0_i}^2 + J_{0_s}^2} \text{ Amp.}$$

Vernachlässigt man den Stromwärmeverlust bei Leerlauf N_{r_0} , so stellt sich der Leistungsanteil dar durch

$$J_{0_i} = \frac{N_0 \cdot 10^3}{m_1 \cdot E_{k_1}} = \frac{N_{hw} + N_z + N_p + N_m}{m_1 \cdot E_{k_1}} \cdot 10^3 \text{ Amp.} \quad (550)$$

Der Feldstrom J_0 , wird folgendermaßen gefunden: Die Windungen einer Phase erzeugen über einer Polteilung t_p eine MMK

$$\mathfrak{M} = \sqrt{2} \cdot J_{0_s} \cdot \frac{s_{n_1}}{2 \cdot a_1} \cdot g_1 \cdot f_1 \text{ Amperewindungen,} \quad (551)$$

deren Form als Rechteck angesehen werden kann. Berücksichtigen wir darin nur die sinusförmige Grundwelle (Index 1), so erhält man ihren Höchstwert¹⁾ aus

$$\mathfrak{M}_{1\max} = \frac{4}{\pi} \cdot \mathfrak{M} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot J_{0_s} \cdot \frac{s_{n_1}}{a_1} \cdot g_1 \cdot f_1 \text{ AW.} \quad (552)$$

Nun ruft eine Wicklung mit m_1 Phasen ein Drehfeld hervor, dessen Höchstwert das $\frac{m_1}{2}$ -fache des Höchstwertes des von einer Phase erzeugten Wechselfeldes beträgt. Unsere m_1 -phasige Wicklung erzeugt demnach eine MMK:

$$\mathfrak{M}_{\max} = \frac{m_1}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot J_{0_s} \cdot \frac{s_{n_1}}{a_1} \cdot g_1 \cdot f_1 \text{ AW.} \quad (553)$$

Diese ruft nun die Induktionen $\mathfrak{B}_l, \mathfrak{B}_j, \mathfrak{B}_z$ hervor, wofür die Feldstärken $\mathfrak{H}_l, \mathfrak{H}_j, \mathfrak{H}_z$ erzeugt und die MMKe

$$\mathfrak{M}_{\max} = \mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_{z_1} + \mathfrak{M}_{z_2} + \mathfrak{M}_{j_1} + \mathfrak{M}_{j_2} = \mathfrak{M}_p. \quad (554)$$

¹⁾ Orlich, E.: Harmonische Analyse.

für einen Pol umgesetzt werden. Aus beiden Gleichungen folgt nun:

$$J_{0_s} = 2,22 \cdot \frac{a_1}{m_1 \cdot g_1 \cdot f_1 \cdot s_{n_1}} \cdot \mathfrak{M}_p \text{ Amp.} \quad (555)$$

Setzt man darin [Gln. (425) und (430)]

$$w_1 = p \cdot g_1 \cdot \frac{s_{n_1}}{a_1} \text{ Windungen,} \quad (556)$$

so erhält man auch:

$$J_{0_s} = 2,22 \cdot \frac{p}{m_1 \cdot f_1 \cdot w_1} \cdot \mathfrak{M}_p \text{ Amp.} \quad (557)$$

Für 3 Phasen kann man im Mittel setzen¹⁾:

$$J_{0_s} = \frac{p \cdot \mathfrak{M}_p}{1,29 \cdot w_1} \text{ Amp.} \quad (558)$$

Nachdem man die Länge der Kraftlinienwege entweder einer Skizze des Feldes entnommen oder aus der Berechnung bzw. den Gleichungen

$$l_{j_1} = \frac{\pi \cdot D_{m_1}}{4 \cdot \pi} \text{ cm,} \quad (559)$$

$$l_{j_2} = \frac{p \cdot D_{m_2}}{4 p} \text{ cm} \quad (560)$$

gefunden hat, kann man die MMK eines Pols $\mathfrak{M}_p$ gemäß folgender Tabelle 19 bestimmen, wofür man den Vergrößerungsfaktor des magnetischen Widerstandes k_m nach Gl. (504) ermittelt hat.

Tabelle 19.

Joch	Ständer	$\mathfrak{B}$	$\mathfrak{S}$	l	$\mathfrak{M}_x$
	Läufer	$\mathfrak{B}_{j_1}$	$\mathfrak{S}_{j_1}$	l_{j_1}	$\mathfrak{M}_{j_1} = \mathfrak{S}_{j_1} \cdot l_{j_1}$
Zähne	Ständer	$\mathfrak{B}_{z_1a}$	$\mathfrak{S}_{z_1a}$	l_{z_1}	$\mathfrak{M}_{z_1} = \mathfrak{S}_{z_1} \cdot l_{z_1}$
		$\mathfrak{B}_{z_1b}$	$\mathfrak{S}_{z_1b}$		
		$\mathfrak{B}_{z_1c}$	$\mathfrak{S}_{z_1c}$		
	Läufer	$\mathfrak{S}_{z_1} = \frac{1}{6} \cdot (\mathfrak{S}_{z_1a} + 4 \mathfrak{S}_{z_1b} + \mathfrak{S}_{z_1c})$			
		$\mathfrak{B}_{z_2a}$	$\mathfrak{S}_{z_2a}$	l_{z_2}	$\mathfrak{M}_{z_2} = \mathfrak{S}_{z_2} \cdot l_{z_2}$
		$\mathfrak{B}_{z_2b}$	$\mathfrak{S}_{z_2b}$		
	$\mathfrak{B}_{z_2c}$	$\mathfrak{S}_{z_2c}$			
Luft		$\mathfrak{S}_{z_2} = \frac{1}{6} \cdot (\mathfrak{S}_{z_2a} + 4 \mathfrak{S}_{z_2b} + \mathfrak{S}_{z_2c})$			
		$\mathfrak{B}_l$	$0,8 \cdot k_m \cdot \mathfrak{B}_l$	δ	$\mathfrak{M}_l = \mathfrak{S}_l \cdot \delta$
MMK für 1 Pol $\mathfrak{M}_n =$					$\Sigma \mathfrak{M}_x$

¹⁾ Vgl. auch ETZ. 1923, S. 546.

Ferner findet man daraus

$$k_l = \frac{\mathfrak{M}_p}{\mathfrak{M}_l} \quad (561)$$

und nach Gl. (76) auch
$$k_z = \frac{\mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_z}{\mathfrak{M}_l}, \quad (562)$$

dessen angenommener Wert in Gl. (507) nachgeprüft werden kann.

Nun ergibt sich auch der Leistungsfaktor bei Leerlauf aus:

$$\cos \varphi_0 = \frac{J_{0l}}{J_0} = \frac{N_0 \cdot 10^{-3}}{J_0 \cdot m_1 \cdot E_{k_1}}. \quad (563)$$

Das Verhältnis

$$k_i = \frac{J_{0s}}{J_1} \cdot 100 \% \quad (564)$$

ist ein Maß für den Leistungsfaktor $\cos \varphi$ bei Nennlast. Für $k_i \leq 25 \%$ wird $\cos \varphi \geq 0,9$.

Allgemein bewegt sich k_i in den Grenzen $45 \div 50\%$.

Die Verbesserung des Leistungsfaktors (Phasenausgleich) geschieht nach den beim Dreiphasen-Nebenschlußmotor (VII, F, 3) angegebenen Methoden.

8. Die Streuung.

In ähnlicher Weise wie bei den Gleichstrommaschinen (S. 26) ermitteln wir die von der Streuung hervorgerufenen induktiven oder Feldwiderstände aus den Leitfähigkeiten der Streulinienwege, die sich durch den Nutenraum (n), über den Zahnköpfen (k) und um die Spulenköpfe (s) herum schließen. Dieselben werden auf 1 cm der Eisenlänge l bezogen (Fig. 47).

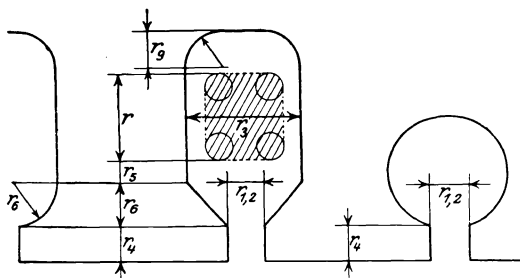


Fig. 47.

a) Nutenraum.

Für rechteckige Nuten wird:

$$\lambda_{n_{1,2}} = 1,25 \cdot \left(\frac{r}{3 \cdot r_3} + \frac{r_5}{r_3} + \frac{2 \cdot r_6}{r_{1,2} + r_3} + \frac{r_4}{r_1} \right), \quad (565)$$

für runde Nuten

$$\lambda_{n_r} = 1,25 \cdot \left(0,623 + \frac{r_4}{r_{1,2}} \right). \quad (566)$$

b) Zahnköpfe.

Entsprechend der Stellung der Zähne des Ständers zum Läufer ist die Zahnkopfstreuung veränderlich. Als Mittelwert ergibt sich dafür, wenn $z_{2,1}$ die Breite des der betrachteten Nut (1) gegenüberliegenden Zahnes bedeutet,

$$\lambda_{k_{1,2}} = 1,25 \cdot \frac{z_{2,1} - r_{1,2}}{6 \cdot \delta}. \quad (567)$$

Ist aber die Zahnbreite (z. B. z_1) größer als die Teilung (t_2) der Nut (2), dann muß t_2 statt z_1 gesetzt werden, da das Streufeld nur für eine Nutenteilung berechnet wird (z. B. λ_{k_2} für die Läufernut).

c) Spulenköpfe λ_s .

Bezeichnet

$$\lambda_{b_{1,2}} = 0,46 \cdot g_{1,2} \cdot \log \frac{1,5 \cdot l_{s_{1,2}}}{U_{s_{1,2}}}. \quad (568)$$

die Leitfähigkeit des ganzen Spulenkopfes (Fig. 48) für die Länge $l_{s_{1,2}} = l_{a_{1,2}} - l_1$ und den Umfang $U_{s_{1,2}}$, so wird für 1 cm der Eisenlänge l die Leitfähigkeit

$$\lambda_{s_{1,2}} = k_s \cdot \frac{l_{s_{1,2}}}{l} \cdot \lambda_{b_{1,2}}, \quad (569)$$

worin $k_s = 2 \div 3$ infolge Vergrößerung der Leitfähigkeit durch benachbarte Eisenteile einzuführen ist.

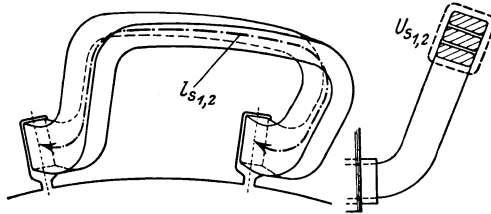


Fig. 48.

Mit diesen Leitfähigkeiten ermittelt sich nun der induktive oder Feldwiderstand einer Phase des Ständers:

$$S_1 = \frac{4\pi \cdot \nu \cdot w_1^2 \cdot l}{p \cdot g_1} \cdot (\lambda_{n_1} + \lambda_{k_1} + \lambda_{s_1}) \cdot 10^{-8} \text{ Ohm} \quad (570)$$

und des Läufers (Phasenanker):

$$S_2 = \frac{4\pi \cdot \nu \cdot w_2^2 \cdot l}{p \cdot g_2} \cdot (\lambda_{n_2} + \lambda_{k_2} + \lambda_{s_2}) \cdot 10^{-8} \text{ Ohm} \quad (571)$$

oder bezogen auf die Ständerwicklung:

$$S_2' = \frac{m_1 \cdot f_1^2 \cdot w_1^2}{m_2 \cdot f_2^2 \cdot w_2^2} \cdot S_2 \text{ Ohm.} \quad (572)$$

Sind die Phasen überlappt, d. h. bedeckt eine Phase nur $\frac{2}{3}$ einer Polteilung, so sind die Werte für S_1 und S_2 mit

$$\frac{1}{2} \cdot \left(1 + \cos \frac{180^\circ}{m} \right)$$

und für $m = 3$ mit $\frac{3}{4}$ zu multiplizieren.

Für Käfiganker ergibt sich

$$S_{st} = \pi \cdot \nu \cdot l \cdot (\lambda_{n_2} + \lambda_{k_2}) \cdot 10^{-8} \text{ Ohm,} \quad (573)$$

$$S_r = \pi \cdot \nu \cdot l_r \cdot k_s \cdot \lambda_{b_k} \cdot 10^{-8} \text{ Ohm,} \quad (574)$$

$$\lambda_{b_k} = 0,46 \cdot \log \frac{(1,5 \div 2) \pi \cdot D_r}{U_r} \approx 0,46 \cdot \log \frac{5 \cdot D_r}{U_r}, \quad (575)$$

worin D_r der mittlere Ringdurchmesser, U_r der Umfang des Ringquerschnitts und $l_r = \frac{\pi \cdot D_r}{Z_2}$ cm ist.

Gemäß Gl. (533) wird nun der Feldwiderstand

$$S_{2k} = \frac{2}{p} \cdot \left(S_{st} + \frac{S_r}{2 \cdot \sin^2 \frac{p}{Z_2} \cdot 180^\circ} \right) \text{ Ohm.} \quad (576)$$

Ersetzt man darin S_{st} und S_r , so ergibt sich

$$S_r = \pi \cdot \nu \cdot l \cdot \frac{l_r}{l} \cdot k_s \cdot \lambda_{b_k} \cdot 10^{-8} = \pi \cdot \nu \cdot l \cdot \frac{\pi \cdot D_r}{l \cdot Z_2} \cdot k_s \cdot 0,46 \cdot \log \frac{5 \cdot D_r}{U_r}$$

und

$$\frac{S_r}{2 \cdot \sin^2 \frac{p}{Z_2} \cdot 180^\circ} = \pi \cdot \nu \cdot l \cdot \frac{0,72 \cdot k_s \cdot D_r}{l \cdot Z_2 \cdot \sin^2 \frac{p}{Z_2} \cdot 180^\circ} \cdot \log \frac{5 \cdot D_r}{U_r} \cdot 10^{-8} \text{ Ohm.} \quad (577)$$

Führt man weiter

$$\lambda_{s_k} = \frac{0,72 \cdot k_s \cdot D_r}{l \cdot Z_2 \cdot \sin^2 \frac{p}{Z_2} \cdot 180^\circ} \cdot \log \frac{5 \cdot D_r}{U_r} \quad (578)$$

ein, so erhält man

$$\frac{S_r}{2 \cdot \sin^2 \frac{p}{Z_2} \cdot 180^\circ} = \pi \cdot \nu \cdot l \cdot \lambda_{s_k} \cdot 10^{-8} \text{ Ohm} \quad (579)$$

und den Feldwiderstand:

$$S_{2k} = \frac{2}{p} \cdot \pi \cdot \nu \cdot l \cdot (\lambda_{n_2} + \lambda_{k_2} + \lambda_{s_k}) \cdot 10^{-8} \text{ Ohm} \quad (580)$$

oder, bezogen auf die Ständerwicklung:

$$S'_{2k} = \frac{4 \cdot m_1 \cdot f_1^2 \cdot w_1^2}{Z_2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot l \cdot (\lambda_{n_2} + \lambda_{k_2} + \lambda_{s_k}) \cdot 10^{-8} \text{ Ohm.} \quad (581)$$

9. Der Anlaufstrom.

Beim Anlauf ist die Schlüpfung $s = 1$ und der Motor nimmt hierbei unabhängig von der Belastung bei Nennspannung eine Stromstärke auf, die man als Kurzschlußstromstärke

$$J_k = \frac{E_{k_1}}{W_k} \text{ Amp.} \quad (582)$$

bezeichnet. Dabei bedeutet

$$W_k = \sqrt{R_k^2 + S_k^2} \text{ Ohm} \quad (583)$$

den Kurzschlußwiderstand des ganzen Motors.

Darin berechnet sich:

$$R_k = R_1 + R_2' \quad \text{bzw.} \quad R_1 + R_{2_k}' \text{ Ohm} \quad (584)$$

$$\text{und} \quad S_k = S_1 + S_2' \quad \text{bzw.} \quad S_1 + S_{2_k}' \text{ Ohm} \quad (585)$$

aus den vorher angegebenen Gleichungen.

Auf den Nennstrom bezogen soll

$$i_k = \frac{J_k}{J_1} > 4 \quad (586)$$

gemacht werden. Der Leistungsfaktor beim Kurzschluß (Anlauf) wäre dann:

$$\cos \varphi_k = \frac{R_k}{W_k}. \quad (587)$$

Für den Fall, daß keine Verluste und nur Streuung vorhanden wären, hätte man $R_k = 0$ und $\varphi_k = 90^\circ$, wofür ein ideeller Kurzschlußstrom

$$J_{k_i} = \frac{E_{k_1}}{S_k} \text{ Amp.} \quad (588)$$

auftreten würde.

10. Größter Leistungsfaktor, Höchstleistung und Überlastbarkeit.

Infolge der Streufelder

$$\mathfrak{N}_{s_1} = \mathfrak{N}_1 - \mathfrak{N}' \quad \text{und} \quad \mathfrak{N}_{s_2} = \mathfrak{N}_2 - \mathfrak{N}''$$

setzen sich nur die Anteile $\mathfrak{N}'$ und $\mathfrak{N}''$ zum nutzbaren Gesamtfeld $\mathfrak{N}$ zusammen und zwar in dem Verhältnis¹⁾

¹⁾ Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 413.

$$v_1 = \frac{\mathfrak{N}'}{\mathfrak{N}_1} \quad (589)$$

und

$$v_2 = \frac{\mathfrak{N}''}{\mathfrak{N}_2}. \quad (590)$$

Ihre reziproken Werte stellen nun die Streufaktoren

$$\sigma_1 = \frac{1}{v_1} \quad (591)$$

$$\text{und } \sigma_2 = \frac{1}{v_2} \quad (592)$$

dar.

Bezeichnet man nach Blondel als Streukoeffizienten

$$\tau = \frac{1 - v_1 \cdot v_2}{v_1 \cdot v_2}, \quad (593)$$

so wird nach dem Diagramm von Heyland (Fig. 49) bei dem Feldstrom $J_{0s} = AD$ der Durchmesser des Kreises $DG \approx \frac{J_{0s}}{\tau}$.

Für den größten Leistungsfaktor $(\cos \varphi)_{\max} = \cos \varphi_{\min}$ muß nun der Stromvektor AF als Tangente an den Kreis mit dem $\sphericalangle \varphi_{\min}$ gegen E_{k1} verlaufen. Dafür wird nun $\sphericalangle FOA = \varphi_{\min}$ und

$$\cos \varphi_{\min} = \frac{\frac{J_{0s}}{2\tau}}{J_{0s} + \frac{J_{0s}}{2\tau}} = \frac{1}{1 + 2\tau}. \quad (594)$$

Andererseits läßt sich nach Arnold¹⁾ auch darstellen:

$$\cos \varphi_{\min} = \frac{J_{ki} - J_{0s} + 2 \cdot J_0 \cdot \cos \varphi_k}{J_k + J_{0s}} \cdot \sqrt{\frac{J_{0s}}{J_{ks}}} \approx \frac{J_{ki} - J_{0s}}{J_{ki} + J_{0s}}. \quad (595)$$

Soll nun $(\cos \varphi)_{\max}$ einen gegebenen Wert besitzen, so muß die Gleichung bestehen:

$$\frac{1 + \cos \varphi_{\min}}{1 - \cos \varphi_{\min}} = \frac{J_{ki}}{J_{0s}}. \quad (596)$$

Für $\varphi_0 = \varphi_k$ wird

$$\frac{J_{ki}}{J_{0s}} = \frac{J_k}{J_0} = \frac{1}{1 - v^2}. \quad (597)$$

¹⁾ WT. V. 1.

Vereinigt man Gl. (594) und (595), so erhält man:

$$1 + 2\tau = \frac{J_{k_i} + J_{0_s}}{J_{k_i} - J_{0_s}}$$

oder
$$\tau = \frac{J_{0_s}}{J_{k_i} - J_{0_s}}. \quad (598)$$

Unter der Annahme $v_1 = v_2 = v$ und $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ wird aus Gl. (593)

$$\tau \approx \frac{1}{v^2} - 1 = \sigma^2 - 1, \quad (599)$$

aus Gl. (594)
$$\cos \varphi_{\min} = \frac{v^2}{2 - v^2} \quad (600)$$

und mit Gl. (598)
$$\sigma^2 = \frac{J_{k_i}}{J_{k_i} - J_{0_s}}$$

oder
$$\sigma = \sqrt{\frac{J_{k_i}}{J_{k_i} - J_{0_s}}}. \quad (601)$$

Hierdurch kann der angenommene Wert von σ_1 [Gl. (414)] nachgeprüft werden.

Soll nun bei Nennlast $\cos \varphi$ am größten werden, so muß

$$J_1 = \sqrt{J_{0_s} \cdot J_k} \quad (602)$$

und
sein.

$$\frac{J_1 \cdot S_k}{E_{k_1}} = \frac{J_{0_s}}{J_1}$$

Für den größten Wirkungsgrad $\eta_{\max}$ ergibt sich weiter die Beziehung

$$\frac{J_1 \cdot R_k}{E_{k_1}} = \frac{J_{0_l}}{J_1}.$$

Aus beiden Gleichungen folgt für die Bedingung des größten Leistungsfaktors und Wirkungsgrades

$$\frac{R_k}{S_k} = \frac{J_{0_l}}{J_{0_s}} \quad \text{oder} \quad \cos \varphi_k = \cos \varphi_0. \quad (603)$$

Die Höchstleistung $N_{\max}$ läßt sich ebenfalls aus dem Diagramm ableiten und man erhält, wenn $\varphi_0 \approx \varphi_k$ gesetzt wird,

$$N_{\max} = m_1 \cdot E_{k_1} \cdot \frac{J_k - J_{0_s}}{2 \cdot (1 + \cos \varphi_k)} \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (604)$$

Zur Bestimmung der Überlastbarkeit des Motors

$$u_m = \frac{M_{d_{\max}}}{M_d} \quad (605)$$

Angenähert gilt auch¹⁾

$$u_m \approx \frac{J_k + J_0 \cdot (2 \cdot \sqrt{\sin \varphi_k} - \sin^2 \varphi_k)}{2 \cdot \sqrt{J_0 \cdot J_k \cdot \sin \varphi_k}}. \quad (611)$$

Zur zeichnerischen Nachprüfung der Berechnungsdaten entwirft man nun das Ossanna-Diagramm in bekannter Weise²⁾.

11. Die Erwärmung.

Die Betrachtungen schließen sich eng an die bei den Gleichstrommaschinen (S. 39) gemachten an, so daß sich auch ähnlich gebaute Formeln ergeben.

a) Ständer.

Als abkühlend kann man die äußere Mantelfläche $\pi \cdot D_1 \cdot l$, die Stirnflächen $2 \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (D_1^2 - D_2^2)$ und die Flächen der Luftschlitze $a_s \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (D_1^2 - D_2^2)$, von denen jeweilig nur eine Seite berücksichtigt wird, in Rechnung setzen und erhält die Abkühlungsfläche

$$O_1 = \pi \cdot D_1 \cdot l + (2 + a_s) \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (D_1^2 - D_2^2) \text{ qcm.} \quad (612)$$

Für die Erwärmung $\Delta \vartheta_1$ kommen die Verluste

$$(1,3 \div 1,5) \cdot (N_{hw_1} + N_z + N_p)$$

und im eingebetteten Ständerkupfer

$$N'_{r_1} = \frac{l_1}{l_{a_1}} \cdot N_{r_1} \text{ kWatt} \quad (613)$$

in Frage, so daß man als spezifische Kühlfläche erhält:

$$o_1 = \frac{O_1 \cdot 10^{-8}}{(1,3 \div 1,5) \cdot (N_{hw_1} + N_z + N_p) + N'_{r_1}} \text{ qcm/Watt.} \quad (614)$$

Die Erwärmung wird dann:

$$\Delta \vartheta_1 = \frac{C_1}{o_1} \text{ } ^\circ\text{Celsius,} \quad (615)$$

wobei man setzen kann:

$$\begin{aligned} C_1 &= 300 \div 350 \text{ für offene und geschützte Maschinen,} \\ &= 350 \div 400 \text{ " geschlossene Maschinen mit Lüfter,} \\ &= 400 \div 450 \text{ " " " mit Mantelkühlung.} \end{aligned}$$

¹⁾ Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 434.

²⁾ Linker: ebenda, S. 425.

b) Läufer.

Die Abkühlungsfläche ist:

$$O_2 = \pi \cdot D_3 \cdot l_1 \cdot (1 + 0,1 \cdot v) \text{ qcm} \quad (616)$$

und die Verluste im Eisen N_{hw_2} und im Kupfer

$$N'_{r_2} = \frac{l_1}{l_{a_2}} \cdot N_{r_2} \text{ kWatt}, \quad (617)$$

so daß die spezifische Kühlfläche im Läufer sich ergibt:

$$o_2 = \frac{O_2 \cdot 10^{-3}}{N_{hw_2} + N'_{r_2}} \text{ qcm/Watt} \quad (618)$$

und die Erwärmung:

$$\Delta \vartheta_2 = \frac{C_2}{o_2} \text{ } ^\circ \text{ Celsius.} \quad (619)$$

Hierin kann gesetzt werden:

$$\begin{aligned} C_2 &= 350 \div 400 \text{ für offene und geschützte Maschinen,} \\ &= 400 \div 450 \text{ „ geschlossene und mit Lüfter.} \end{aligned}$$

Für gekapselte Maschinen kann die Erwärmung des Gehäuses über die Lufttemperatur berechnet werden aus:

$$\Delta \vartheta_g = \frac{2500 \cdot N_v \cdot 10^3}{(O_g + 2 F_g) \cdot (1 + 0,1 \cdot v_g)} \text{ } ^\circ \text{ Celsius,} \quad (620)$$

worin

- O_g = strahlende Oberfläche des Gehäuses (qcm),
- F_g = Teil der Gehäusefläche, durch die eine Wärmeleitung stattfindet (qcm),
- v_g = Geschwindigkeit der Luft gegenüber dem Gehäuse (m/sec) bedeutet.

Allgemein kann man für die Berechnung annehmen, daß bei gleicher Erwärmung ein gekapselter Motor etwa $75 \div 60\%$ der offenen Ausführung leistet.

12. Der Anlaßwiderstand.

Um den Einschaltstromstoß im Ständer auf einen gewissen Wert zu ermäßigen, wird beim Anlauf in den Läuferkreis ein Widerstand r Ohm je Phase eingeschaltet. Bei Motoren von 4,4 kW aufwärts werden noch Vorstufen (r_v) eingelegt, wobei die Einschaltung nicht mehr als $3 \div 5$ kW betragen soll.

Bezeichnet man sinngemäß wie bei den Anlassern für Gleichstrom (I B, 2 und Fig. 23) die Berechnungsgrößen, so kann man den Gang der Berechnung in gleicher Weise wie dort durchführen.

Für den Anlaß-Spitzenstrom erhält man nun [(Gl. 250)]

$$J_{1\max} = v_a \cdot J_1 \text{ Amp.},$$

worin

$$v_a = 1,5 \div 1,4 \quad (621)$$

wird und für den Schaltstrom

$$J_{1\min} = 1,01 \div 1,1 \cdot J_1 \text{ Amp.} \quad (622)$$

Als mittlerer Anlaßstrom gilt:

$$J_{1\text{mi}} = \sqrt{J_{1\max} \cdot J_{1\min}}, \quad (623)$$

wofür die mittlere Anlaßaufnahme

$$N_{w_a} = m_1 \cdot E_{k_1} \cdot J_{1\text{mi}} \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (624)$$

und bei einer Anlaßzeit

$$t = 4 + 2 \cdot \sqrt{N} \text{ sec} \quad (625)$$

die Anlaßarbeit

$$A_w = N_{w_a} \cdot t = m_1 \cdot E_{k_1} \cdot J_{1\text{mi}} \cdot t \cdot 10^{-3} \text{ kWsec} \quad (626)$$

wird. Je kleiner dabei t gewählt wird, um so kleiner werden die Anlaufverluste, trotzdem N_{w_a} größer wird. Die Schwere des Anlaufs stellt

$$k_a = \frac{J_{1\text{mi}}}{J_1} \quad (627)$$

dar. (Werte für k_a enthält § 22 der REA.)

Die auf den Läufer zur Erzeugung des Drehmoments übertragene Leistung rechnet sich aus¹⁾:

$$N_d = \frac{m_1 \cdot E_{k_1}^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot 10^{-3}}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{(1-k_v) \cdot s}\right)^2 + \left(S_1 + \frac{S_2'}{1-k_v}\right)^2} \text{ kWatt} \quad (628)$$

worin Gl. (411) $1 - k_v = \frac{E_1}{E_{k_1}}$ nach

Gl. (410a) berechnet werden kann. Aus dieser Leistung ergibt sich das Drehmoment mit Hilfe der synchronen Winkelgeschwindigkeit ω_1 zu:

$$M_d = \frac{N_d \cdot 10^3}{9,81 \cdot \omega_1} \text{ kgm.} \quad (629)$$

Stellt man nun N_d bzw. M_d in Abhängigkeit von der Schlüpfung s zeichnerisch dar, so erhält man die Drehmomentkurve $f(M_d, s)$ des Motors (Fig. 51). Die größte Schlüpfung, bei der das höchste Dreh-

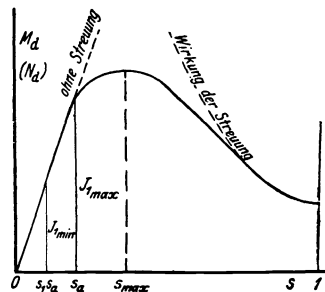


Fig. 51.

¹⁾ Arnold, E.: WT. V, 1.

moment auftritt und der Motor aus dem Tritt fallen würde, ist bestimmt aus

$$s_{\max} = \frac{R_2'}{(1 - k_v) \sqrt{R_1^2 + \left(S_1 + \frac{S_2'}{1 - k_v}\right)^2}}. \quad (630)$$

Setzt man diesen Wert in Gl. (628) ein, so ergibt sich die dem größten Drehmoment entsprechende Leistung:

$$N_{d\max} = \frac{m_1 \cdot E_k^2 \cdot (1 - k_v) \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + \left(S_1 + \frac{S_2'}{1 - k_v}\right)^2}\right)} \text{ kWatt.} \quad (631)$$

Das größte Drehmoment $M_{d\max}$ ist danach unabhängig vom Läuferwiderstand R_2 , kann also bei verschiedenen Werten von R_2 und verschiedenen Schlüpfungen s auftreten.

Soll $M_{d\max}$ nun beim Anlauf entstehen, dann müßte nach Gl. (630) ($s_{\max} = 1$ gesetzt) der Läuferwiderstand

$$R_2' = (1 - k_v) \cdot \sqrt{R_1^2 + \left(S_1 + \frac{S_2'}{1 - k_v}\right)^2} \approx \sqrt{R_1^2 + S_k^2} \text{ Ohm} \quad (632)$$

werden. Andererseits läßt sich auch Gl. (628) umformen in:

$$N_d = m_2 \cdot J_2^2 \cdot \frac{R_2}{s} \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (633)$$

Beim Anlauf ($s = 1$) würde demnach bei demselben Strom J_2 das gleiche Drehmoment und die gleiche Leistung auf den Läufer übertragen werden, wie beim Lauf mit kurzgeschlossenem Läufer bei der Schlüpfung s , wenn beim Anlauf der Gesamtwiderstand einer Läuferphase $\frac{R_2}{s}$ sein würde.

Zu dem Anlaßspitzenstrom $J_{1\max}$ gehört nun beim Lauf eine Schlüpfung s_a , die man aus dem Ossanna-Diagramm entnehmen oder auch aus

$$s_a \approx v_a \cdot s \quad (634)$$

berechnen kann. Soll dieser Strom $J_{1\max}$ beim Anlauf ($s = 1$) auftreten, dann muß der Läuferwiderstand je Phase

$$r_0 = \frac{R_2}{s_a} = r + R_2 \text{ Ohm} \quad (635)$$

werden, wobei r den vorgeschalteten Anlaßwiderstand darstellt.

In gleicher Weise wie die Ständerströme bewegen sich auch die Läuferströme zwischen den Grenzen $J_{2\max}$ und $J_{2\min}$, wenn der

Widerstand um eine Stufe geändert wird. Gehört nun beim Einschalten mit $J_{2\max}$

zu der 1. Stufe mit dem Widerstand r_0 die Schlüpfung $s_0 (= 1)$
 " " 2. " " " " " r_1 " " s_1
 " " 3. " " " " " r_2 " " s_2
 " " $\vdots$
 " " m . " " " " " r_{m-1} " " s_{m-1} ,

so gilt nach Gl. (633) bei gleichem Drehmoment

$$J_{2\max}^2 \cdot \frac{r_0}{s_0} = J_{2\max}^2 \cdot \frac{r_1}{s_1} = J_{2\max}^2 \cdot \frac{r_2}{s_2} = \dots = J_{2\max}^2 \cdot \frac{r_{m-1}}{s_{m-1}}$$

oder
$$\frac{r_0}{1} = \frac{r_1}{s_1} = \frac{r_2}{s_2} = \dots = \frac{r_{m-1}}{s_{m-1}}. \quad (636)$$

Ist der Strom in der 1. Stufe von $J_{2\max}$ auf $J_{2\min}$ gesunken, dann wird auf die 2. Stufe geschaltet, wobei die Schlüpfung von s_0 auf s_1 kommt. In diesem Augenblick gilt dann:

$$J_{2\min}^2 \cdot \frac{r_0}{s_1} = J_{2\min}^2 \cdot \frac{r_1}{s_2} = J_{2\min}^2 \cdot \frac{r_2}{s_3} = \dots = J_{2\min}^2 \cdot \frac{r_{m-1}}{s_m},$$

oder
$$\frac{r_0}{s_1} = \frac{r_1}{s_2} = \frac{r_2}{s_3} = \dots = \frac{r_{m-1}}{s_m}. \quad (637)$$

Aus Gl. (636) und (637) folgt, wenn man zusammenfaßt:

$$\left. \begin{aligned} \frac{r_0}{1} = \frac{r_1}{s_1} \text{ und } \frac{r_0}{s_1} = \frac{r_1}{s_2} \text{ und } r_0 \text{ beseitigt, } s_2 = s_1^2, \\ \frac{r_1}{s_1} = \frac{r_2}{s_2} \text{ " } \frac{r_1}{s_2} = \frac{r_2}{s_3} \text{ " } r_1 \text{ " } s_3 = s_1 \cdot s_2 = s_1^3 \end{aligned} \right\} \quad (638)$$

und schließlich

$$s_m = s_1 \cdot s_{m-1} = s_1^m. \quad (639)$$

Die Schlüpfungen ändern sich also von Stufe zu Stufe nach einer geometrischen Reihe mit dem Quotienten s_1 . Nun ist für die letzte Stellung des Anlassers die Schlüpfung

$$s_m = s_a = v_a \cdot s,$$

so daß man nach Gl. (639) erhält:

$$s_a = s_1^m \text{ oder } s_1 = \sqrt[m]{s_a} = \sqrt[m]{v_a \cdot s}. \quad (640)$$

Um nun s_1 zu bestimmen, kann man annehmen, daß die Drehmomentkurve (Fig. 51) bis zum Anlaufstrom $J_{1\max}$ annähernd als Gerade verläuft. Gehört dazu die Schlüpfung s_a , so tritt beim Strom

$J_{1\min}$ als Grenze der nächsten Stufe gemäß Gl. (638) die Schlüpfung $s_1 \cdot s_a$ auf, und es besteht die Beziehung

$$\frac{J_{1\max}}{J_{1\min}} \approx \frac{1}{s_1}. \quad (641)$$

Aus den Gln. (636) und (639) ergibt sich nun die Stufung des Widerstandes:

$$\left. \begin{aligned} r_0 &= r_0 \\ r_1 &= r_0 \cdot s_1 \\ r_2 &= r_0 \cdot s_1^2 \\ &\vdots \\ r_m &= r_0 \cdot s_1^m \end{aligned} \right\} \quad (642)$$

Die Stufen folgen also derselben geometrischen Reihe wie die Schlüpfungen.

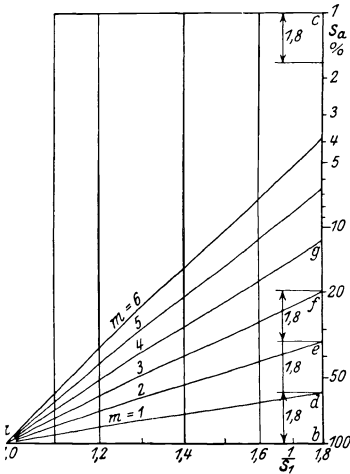


Fig. 52.

Bei der praktischen Berechnung geht man nun von dem gewählten Verhältnis [Gl. (641)] $\frac{1}{s_1} = 1,5 \div 1,3$ und der zu $J_{1\max}$ gehörenden Schlüpfung s_a aus und berechnet nach Gl. (635) den Widerstand $r = r_0 - R_2$. Dann findet man die Stufenzahl [Gl. (640)], übereinstimmend mit Gl. (257):

$$m = \frac{\log \frac{1}{s_a}}{\log \frac{1}{s_1}} = \frac{\log \frac{1}{v_a \cdot s}}{\log \frac{1}{s_1}}, \quad (643)$$

wobei man $\frac{1}{s_1}$ so abändert, daß m eine ganze Zahl wird. Nach Gl. (642) erhält

man auch die Größen der einzelnen Stufen $r_0, r_1, \dots, r_m$.

Die Gl. (643) [und (257)] läßt sich nun in einfacher Weise zeichnerisch darstellen, wenn man logarithmisch geteilte Strecken verwendet und $\frac{1}{s_1}$ als Abszisse, s_a als Ordinate in einem rechtwinkligen Koordinatensystem einträgt (Fig. 52). Zur Zeichnung der Skalen benutzt man am bequemsten den Rechenschieber. Damit zeichnet man nun auf der Abszissenachse $a \div b$ von 1,0 beginnend, die einzelnen Teilpunkte (1,2; 1,4 usw.) in irgendeinem Maßstab der unteren Skala des Schiebers ein. In b (z. B. für $\frac{1}{s_1} = 1,8$) errichtet

man eine Senkrechte als Ordinatenachse, auf der man die Teilung für s_a einzuzichnen hat. Benutzt man die obere (doppelt geteilte) Skala des Schiebers und bezeichnet den linken Index als $s_a = 0,01 = 1\%$, die Mitte als $s_a = 0,1 = 10\%$ und den rechten Index als $s_a = 1,0 = 100\%$, dann ist $\log \frac{1}{s_a} = \log 1 - \log s_a = -\log s_a$, d. h. die in negativer Richtung (von 100 bis 1%) durchlaufene Teilung gibt die Logarithmen der reziproken Werte von s_a an. Man legt also die Skala des Schiebers so an, daß $s_a = 100\%$ auf der Abszissenachse liegt und trägt die Zahlen der Schieberskala auf der Ordinate von $b = 100\%$ bis $c = 1\%$ ab.

Zur Bestimmung der Stufenzahl m sind Strahlen von a aus zu ziehen, die folgenden Bedingungen genügen müssen. Für $m = 1$ sollen die Ordinaten $\log \frac{1}{s_a} = \log \frac{1}{s_1}$ sein. Zu dem Zwecke trägt man $bd = \log \frac{1}{s_1}$ (hier $= \log 1,8$) im Maßstabe der Ordinatenachse ab. Für $m = 2$ muß $be = 2 \cdot \log \frac{1}{s_1} = 2 \cdot bd$ sein, usw. Trägt man also die gleiche Strecke bd mehrmals nach oben ab, so stellen die Strahlen von a nach e, f, g usw. Linien dar, die zu den Stufen $m = 2, 3, 4$ usw. gehören. Um auch für andere Werte von $\frac{1}{s_1}$ zu gegebenem s_a die Stufenzahl m zu finden, errichtet man in den betreffenden Teilpunkten der Abszissenachse Senkrechte.

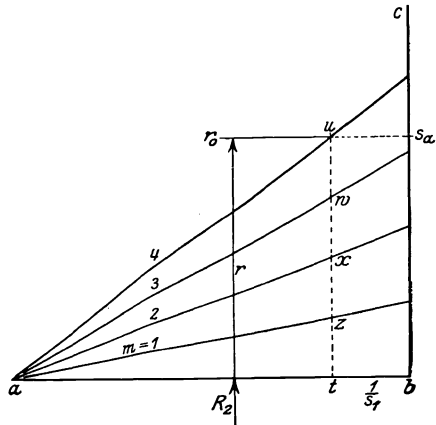


Fig. 53.

Weiter läßt sich auch zu einem gegebenen Läuferwiderstand R_2 der für den Anlauf notwendige Widerstand r_0 und seine Stufen $r \div r_m$ zu der Stufenzahl m aus der Tafel ablesen.

Aus Gl. (635) folgt nämlich:

$$\log \frac{1}{s_a} = \log r_0 - \log R_2. \quad (644)$$

Legt man danach (Fig. 53) für Punkt t in dem gegebenen Wert $\frac{1}{s_1}$ die Skala des Rechenschiebers mit der Zahl des Widerstandes R_2 an, so stellt $tu = \log \frac{1}{s_a}$ dar, also entspricht der mit u zusammen-

fallende Schieberskalenwert dem Widerstand r_0 . Die Größe der einzelnen Stufen läßt sich direkt an den Schnittpunkten w, x, z usw. mit den Strahlen für m ablesen.

Die Tafel läßt sich aber noch erweitern, um die Schlüpfung bei Nennlast s (bzw. den Spannungsverlust bei Gleichstrom k_v) berücksichtigen zu können. Aus den Gln. (257) und (634) folgt

$$\log s = \log s_a - \log v_a = \log k_v. \quad (645)$$

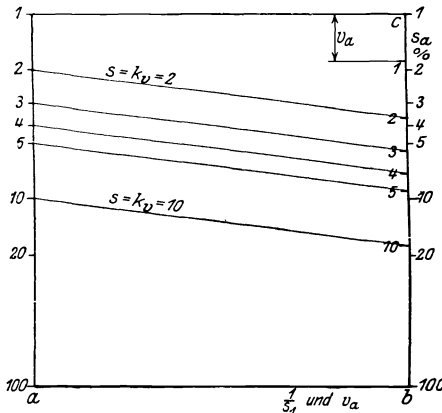


Fig. 54.

Man findet also mit Hilfe der logarithmischen Funktionskala s bzw. k_v , wenn man (Fig. 54) die Schieberskala bei dem betreffenden Abszissenwert v_a um die Strecke v_a nach unten verschiebt und auf der Ordinatenachse die neuen Teilpunkte einträgt. Legt man in a die Schieberskala entsprechend $\log 1 = 0$ unverschoben hin und trägt auf der Senkrechten in a die Teilpunkte ab, so kann man gleichnamige Teilpunkte der

Ordinaten in a und b durch Gerade verbinden und erhält eine Schar paralleler Linien für s bzw. k_v , vermittels deren das Produkt $s_a = v_a \cdot s$ bzw. $k_v \cdot s$ sogleich auf den Ordinatenlinien für verschiedene Werte von v_a bzw. k_v abgelesen werden kann.

Auf diese Weise ist für den praktischen Gebrauch die Tafel zur Bestimmung des Anlaßwiderstandes von Motoren (Fig. 55 und Anlage 8) gezeichnet worden. Die Benutzung der Tafel geschieht nun in folgender Weise. Gegeben sei:

$$s = 4\%, \quad v_a = 1,5, \quad \frac{J_{1\max}}{J_{1\min}} = \frac{1}{s_1} = 1,42, \quad R_2 = 0,25 \text{ Ohm.}$$

Der Strahl $s = 4$ und die Ordinate $v_a = 1,5$ schneiden sich in $s_a = 6$. Geht man horizontal hinüber bis zum Schnitt mit der Ordinate $\frac{1}{s_1} = 1,42$, so geht durch diesen Punkt die Stufenlinie $m = 8$ Stufen. Legt man nun in $\frac{1}{s_1} = 1,42$ die obere Schieberskala (linker Index (0,1) nach unten) mit der Zahl 0,25 an, so schneidet die Linie $m = 8$ in $r_0 = 4,2$ Ohm. Die Stufen sind dann, an den anderen Linien m abgelesen, $r_1 = 2,95$; $r_2 = 2,06$; $r_3 = 1,46$; $r_4 = 1,02$;

$$r_5 = 0,72; \quad r_6 = 0,51; \quad r_7 = 0,36 \text{ Ohm.}$$

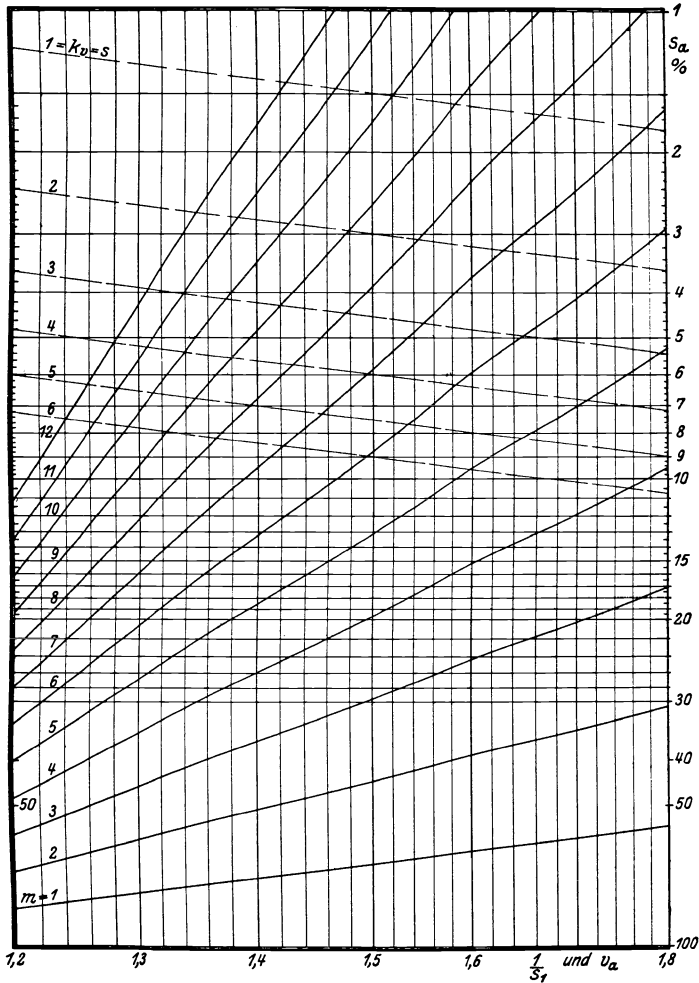


Fig. 55.

13. Beispiel.

Es ist ein Dreiphasen-Induktionsmotor mit Schleifringläufer zu berechnen für:

$N = 11 \text{ kW}$, $E = 380/220 \text{ Volt}$, $\nu = 50 \text{ Hz}$, $2p = 6 \text{ Pole}$.

Offene oder geschützte Bauart.

Gewählt: $\eta = 86,5\%$; $\cos \varphi = 84\%$; $s = 5\%$;

$$n = 950 \text{ Umdr./min}; E_{k_1} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ Volt}.$$

$$408/409. \quad J_1 = \frac{11 \cdot 1000}{\sqrt[3]{3 \cdot 380 \cdot 0,865 \cdot 0,84}} = 23 \text{ Amp.}$$

Hauptabmessungen:

Angenommen: $k_v = 0,04$; $\sigma_1 = 1,04$; $B = 238 \text{ Amp./cm}$;

$\mathfrak{B}_l = 6870 \text{ Gauß}$; $g_1 = 3$; $k_m = 1,16$; $v = 11,4 \text{ m/sec}$.

$$419. \quad f_1 = \frac{4}{3} \cdot \frac{5 \cdot 3^2 + 1}{7 \cdot 3^2 + 1} = 0,96. \quad 420. \quad f_m = \frac{7 \cdot 3^2 + 1}{12 \cdot 3^2} = 0,59.$$

$$414. \quad M_J = \frac{6 \cdot 10^{11} \cdot (1 - 0,04) \cdot 1,16}{1,11 \cdot 0,59 \cdot 0,96 \cdot 1,04 \cdot 0,865 \cdot 0,84 \cdot 238 \cdot 6870} = 86,5 \cdot 10^4.$$

$$1. \quad D_2 = \frac{6000 \cdot 11,4}{3,14 \cdot 950} = 23 \text{ cm.}$$

$$415. \quad l = 86,5 \cdot 10^4 \cdot \frac{11}{1000 \cdot 23^2} = 18 \text{ cm.} \quad a_s = 2; \quad b_s = 1 \text{ cm.}$$

$$33. \quad l_1 = 18 + 2 \cdot 1 = 20 \text{ cm.}$$

$$23. \quad t_p = \frac{3,14 \cdot 23}{6} = 12 \text{ cm.} \quad \frac{l}{t_p} = \frac{18}{12} = 1,5.$$

Luftspalt:

$$422. \quad \delta = 0,02 + \frac{23}{1000} = [0,043], \quad \text{gew. } \delta = 0,05 \text{ cm.}$$

Ständer:

$$425. \quad Z_1 = 6 \cdot 3 \cdot 3 = 54 \text{ Nuten.} \quad 426. \quad t_1 = \frac{12}{3 \cdot 3} = 1,33 \text{ cm.}$$

$$427. \quad D_{eN} = 1,33 \cdot 238 = 316 \text{ Amp.}$$

$$431. \quad s_{n1} = \frac{3 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 0,96 \cdot 1,16 \cdot 220 \cdot 10^8}{3,14 \cdot 1,11 \cdot 0,59 \cdot 0,96 \cdot 50 \cdot 18 \cdot 23 \cdot 54 \cdot 6870 \cdot 1,04} \\ = 14 \text{ Drähte/Nut.}$$

$$430. \quad w_1 = \frac{54}{3} \cdot \frac{14}{2 \cdot 1} = 126 \text{ Windungen/Phase.}$$

$$413. \quad B = \frac{2 \cdot 3 \cdot 23 \cdot 126}{3,14 \cdot 23} = 240 \quad (\text{Annahme: } 238).$$

$$j_1 = 3,26 \text{ Amp./qmm.}$$

$$433. \quad q_1 = \frac{23}{1 \cdot 3,26} = 7,07 \text{ qmm.} \quad d_1 = 3,0/3,3 \text{ mm.}$$

$$412. \quad \mathfrak{H}_{\max} = 0,59 \cdot 6870 \cdot 18 \cdot \frac{3,14 \cdot 23}{6} \cdot \frac{1}{1,16} = 0,758 \cdot 10^8 \text{ Maxwell.}$$

Nutenform 1: 7×2 Drähte. $r_1 = 0,25 \text{ cm}$; $r_4 = 0,1 \text{ cm}$;
 $r_6 = 0,3 \text{ cm}$; $r_9 = 0,25 \text{ cm}$.

$$d_{i_1} = 0,02 P + 0,01 \bar{O} + 0,02 P = 0,05 \text{ cm.}$$

$$b_{n_1} = 2 \cdot 0,33 + 2 \cdot 0,01 + 2 \cdot 0,05 + 0,02 = 0,8 \text{ cm} = r_3.$$

$$l_{z_1} = 7 \cdot 0,33 + 7 \cdot 0,01 + 2 \cdot 0,05 + 0,12 + 0,1 = 2,7 \text{ cm.}$$

$$439. D_5 = 23 + 2 \cdot 2,7 = 28,4 \text{ cm.}$$

$$k_2 = 0,92 \text{ (Anstrich); } \mathfrak{B}_{j_1} = 7230 \text{ Gauß; } \mathfrak{H}_{j_1} = 2 \text{ AW/cm:}$$

$$440. h_{j_1} = \frac{0,758 \cdot 10^6 \cdot 1,04}{2 \cdot 0,92 \cdot 18 \cdot 7230} = 3,3 \text{ cm.}$$

$$441. D_1 = 28,4 + 2 \cdot 3,3 = 35 \text{ cm.}$$

$$442. D_{m_1} = 28,4 + 3,3 = 31,7 \text{ cm.}$$

$$443. D_{5a} = 28,4 - 2 \cdot 0,25 = 27,9 \text{ cm.}$$

$$444. t_1 = \frac{3,14 \cdot 27,9}{54} = 1,62 \text{ cm.}$$

$$445. D_{5c} = 23 + 2 \cdot (0,1 + 0,3) = 23,8 \text{ cm.}$$

$$446. t_{1c} = \frac{3,14 \cdot 23,8}{54} = 1,385 \text{ cm.}$$

$$447. z_{1a} = 1,62 - 0,8 = 0,82 \text{ cm.}$$

$$448. z_{1c} = 1,385 - 0,8 = 0,585 \text{ cm.}$$

$$449. F_{z_{1a}} = \frac{54}{6} \cdot 0,92 \cdot 18 \cdot 0,82 = 122 \text{ qcm.}$$

$$450. F_{z_{1c}} = \frac{54}{6} \cdot 0,92 \cdot 18 \cdot 0,585 = 87 \text{ qcm.}$$

$$451. F_{z_{1b}} = \frac{112 + 87}{2} = 104,5 \text{ qcm.}$$

$$452. \mathfrak{B}_{z_{1sa}} = \frac{0,758 \cdot 10^6 \cdot 1,04}{0,59 \cdot 122} = 10950 \text{ Gauß} = \mathfrak{B}_{z_{1a}}$$

$$453. \mathfrak{B}_{z_{1sb}} = \frac{0,758 \cdot 10^6 \cdot 1,04}{0,59 \cdot 104,5} = 12800 \text{ Gauß} = \mathfrak{B}_{z_{1b}}.$$

$$454. \mathfrak{B}_{z_{1sc}} = \frac{0,758 \cdot 10^6 \cdot 1,04}{0,59 \cdot 87} = 15370 \text{ Gauß} = \mathfrak{B}_{z_{1c}}.$$

Aus der Magnetisierungskurve $f(\mathfrak{B}, \mathfrak{H})$ des Eisenhüttenwerks Thale, Blechsorte B mit $V_{10} = 3 \text{ W/kg}$ Verlust:

$$\mathfrak{H}_{z_{1a}} = 4,7 \text{ AW/cm; } \mathfrak{H}_{z_{1b}} = 8,3 \text{ AW/cm; } \mathfrak{H}_{z_{1c}} = 30 \text{ AW/cm;}$$

$$\mathfrak{H}_{z_1} = \frac{1}{6} \cdot (4,7 + 30 + 4 \cdot 8,3) = 11,5 \text{ AW/cm.}$$

Läufer: Sternschaltung. $m_2 = 3. \quad g_2 = 4.$

$$438. D_3 = 23 - 2 \cdot 0,05 = 22,9 \text{ cm.}$$

$$455. \quad Z_2 = 6 \cdot 3 \cdot 4 = 72 \text{ Nuten.} \quad 456. \quad t_2 = \frac{3,14 \cdot 22,9}{72} = 1,0 \text{ cm.}$$

$$a_2 = 1. \quad E_{2_0} = 122 \text{ Volt/Phase.} \quad E_{2_r} = 211 \text{ Volt zw. d. Schleifringen.}$$

$$462. \quad s_{n_2} = \frac{1,03 \cdot 1 \cdot 122 \cdot 126}{3 \cdot 4 \cdot 220} = 6 \text{ Drähte/Nut.}$$

$$w_2 = \frac{3 \cdot 4}{1} \cdot 6 = 72 \text{ Windungen/Phase.}$$

$$465. \quad J_2 \approx 1,3 \cdot \frac{126}{72} \cdot \frac{11}{3 \cdot 220} \cdot 10^3 = 37,9 \text{ Amp.}$$

$$466. \quad J_2 \approx 0,95 \cdot \frac{126}{72} \cdot 23 = 38,2 \text{ Amp.}$$

$$\text{Im Mittel: } J_2 = 38 \text{ Amp.} \quad j_2 = 4,73 \text{ Amp./qmm.}$$

$$467. \quad q_2 = \frac{38}{1 \cdot 4,73} = 8,04 \text{ Amp./qmm.} \quad d_2 = 3,2/3,6 \text{ mm.}$$

Nutenform 2: 6×1 Drähte.

$$r_2 = 0,2 \text{ cm; } r_4 = 0,05 \text{ cm; } r_6 = 0,24 \text{ cm; } r_9 = 0,24 \text{ cm;}$$

$$d_{i_2} = 2 \times 0,02 \text{ P} = 0,04 \text{ cm.}$$

$$b_{n_2} = 0,36 + 0,01 + 2 \cdot 0,04 + 0,03 = 0,48 \text{ cm} = r_3.$$

$$l_{z_2} = 6 \cdot 0,36 + 6 \cdot 0,01 + 2 \cdot 0,04 + 0,05 + 0,05 = 2,4 \text{ cm.}$$

$$468. \quad D_6 = 22,9 - 2 \cdot 2,4 = 18,1 \text{ cm.}$$

$$\sigma_2 = 1,05; \quad \mathfrak{B}_{j_2} = 6230 \text{ Gau\ss; } \mathfrak{H}_{j_2} = 1,6 \text{ AW/cm.}$$

$$469. \quad h_{j_2} = \frac{0,758 \cdot 10^6}{2 \cdot 0,92 \cdot 18 \cdot 6230 \cdot 1,05} = 3,5 \text{ cm,}$$

$$470. \quad D_4 = 18,1 - 2 \cdot 3,5 = 11,1 \text{ cm.}$$

$$471. \quad D_{m_2} = 18,1 - 3,5 = 14,6 \text{ cm.}$$

$$472. \quad D_{6a} = 22,9 - 2 \cdot (0,05 + 0,24) = 22,32 \text{ cm.}$$

$$473. \quad t_{2a} = \frac{3,14 \cdot 22,32}{72} = 0,97 \text{ cm.}$$

$$474. \quad D_{6c} = 18,1 + 2 \cdot 0,24 = 18,58 \text{ cm.}$$

$$475. \quad t_{2c} = \frac{3,14 \cdot 18,58}{72} = 0,81 \text{ cm.}$$

$$476. \quad z_{2a} = 0,97 - 0,48 = 0,49 \text{ cm.}$$

$$477. \quad z_{2c} = 0,81 - 0,48 = 0,33 \text{ cm.}$$

$$478. \quad F_{z_{2a}} = \frac{72}{6} \cdot 0,92 \cdot 18 \cdot 0,49 = 97 \text{ qcm.}$$

$$479. \quad F_{z_{2c}} = \frac{72}{6} \cdot 0,92 \cdot 18 \cdot 0,33 = 65,4 \text{ qcm.}$$

$$480. \quad F_{z_{2b}} = \frac{1}{2} (97 + 65,4) = 81,2 \text{ qcm.}$$

$$481. \quad \mathfrak{B}_{z_{2sa}} = \frac{0,758 \cdot 10^6}{0,59 \cdot 1,05 \cdot 97} = 12\,600 \text{ Gauß} = \mathfrak{B}_{z_{2a}}.$$

$$482. \quad \mathfrak{B}_{z_{2sc}} = \frac{0,758 \cdot 10^6}{0,59 \cdot 1,05 \cdot 81,2} = 15\,070 \text{ Gauß} = \mathfrak{B}_{z_{2b}}.$$

$$483. \quad \mathfrak{B}_{z_{2sb}} = \frac{0,758 \cdot 10^6}{0,59 \cdot 1,05 \cdot 65,4} = 18\,800 \text{ Gauß.} \quad \mathfrak{B}_{z_{2c}} = 18\,500 \text{ Gauß.}$$

$$\mathfrak{H}_{z_{2a}} = 7,8 \text{ AW/cm;} \quad \mathfrak{H}_{z_{2b}} = 25 \text{ AW/cm;} \quad \mathfrak{H}_{z_{2c}} = 178 \text{ AW/cm.}$$

$$\mathfrak{H}_{z_2} = \frac{1}{6} \cdot (7,8 + 178 + 4 \cdot 25) = 48 \text{ AW/cm.}$$

Verluste:

$$\text{Eisen: } \delta_b = 0,5 \text{ mm.} \quad \sigma_{j_1} = 1,3 \text{ W/kg.}$$

$$\sigma_{z_{1a}} = 3,6; \quad \sigma_{z_{1b}} = 5,05; \quad \sigma_{z_{1c}} = 7,25;$$

$$\sigma_{z_1} = \frac{1}{6} \cdot (3,6 + 7,25 + 4 \cdot 5,05) = 5,2 \text{ Watt/kg.}$$

$$490. \quad G_{j_1} = 0,92 \cdot 3,3 \cdot 18 \cdot 3,14 \cdot 31,7 \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} = 42,5 \text{ kg.}$$

$$491. \quad G_{z_1} = 6 \cdot 104,5 \cdot 2,7 \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} = 13,3 \text{ kg.}$$

$$493. \quad N_{hw_1} = (42,5 \cdot 1,3 + 13,3 \cdot 5,2) \cdot 10^{-3} = 0,125 \text{ kWatt.}$$

$$500 \text{ a.} \quad c_1 = \frac{0,25}{0,05} = 5. \quad c_{n_1} = 2,3 \text{ (Fig. 4).}$$

$$c_2 = \frac{0,2}{0,05} = 4. \quad c_{n_2} = 2.$$

$$z_1 = 1,33 - 0,25 = 1,08 \text{ cm.} \quad z_2 = 1,0 - 0,2 = 0,8 \text{ cm.}$$

$$501. \quad \delta_1 = \frac{0,25 \cdot 0,05}{0,25 + 0,2} = 0,028 \text{ cm.}$$

$$502. \quad \delta_2 = \frac{0,2 \cdot 0,05}{0,25 + 0,2} = 0,022 \text{ cm.}$$

$$500. \quad k_{1s} = \frac{1,33}{1,08 + 2,3 \cdot 0,028} = 1,16.$$

$$503. \quad k_{1t} = \frac{1,0}{0,8 + 2,3 \cdot 0,022} = 1,185.$$

$$504. \quad k_m = \frac{1,16 \cdot 0,028 + 1,185 \cdot 0,022}{0,05} = 1,17.$$

$$516. \quad N_{hw} + N_z + N_p \approx 2 \cdot 0,125 = 0,250 \text{ kWatt} = 2,3\%.$$

Kupfer:

$$517. \quad l_{a_1} = 20 + \frac{3,14 \cdot 31,7}{6} + 31,7 - 23 + 2 \cdot 0,85 = 47 \text{ cm.}$$

$$\Delta \vartheta_{w_1} = 65^0 \text{ C.} \quad k_{w_1} = 1,05.$$

$$518. \quad R_{1g} = \frac{54}{3} \cdot \frac{14 \cdot 47 \cdot 1,26}{1 \cdot 5700 \cdot 7,07} = 0,293 \cdot 1,26 = 0,372 \text{ Ohm.}$$

$$519. \quad R_1 = 1,05 \cdot 0,372 = 0,39 \text{ Ohm.}$$

$$522. \quad G_1 = 54 \cdot 14 \cdot 47 \cdot 7,07 \cdot 8,95 \cdot 10^{-5} = 22,5 + 3^0/0 = 23 \text{ kg.}$$

$$520. \quad N_{r_1} = 3 \cdot 1,05 \cdot 23^2 \cdot 0,372 \cdot 10^{-3} = 0,617 \text{ kWatt.}$$

$$521. \quad N_{r_1} = 2,5 \cdot 1,05 \cdot 22,5 \cdot 3,26^2 \cdot 10^{-3} = 0,620 \text{ kWatt} = 5,65^0/0.$$

$$248. \quad k_n = n_{R_1} \cdot \eta = 0,0565 \cdot 0,865 = 0,049.$$

$$523. \quad l_{a_2} = 20 + \frac{3,14 \cdot 14,5}{6} + 22,9 - 14,5 + 2 \cdot 0,5 = 37 \text{ cm.}$$

$$\Delta \vartheta_{w_2} = 65^0 \text{ C.} \quad k_{w_2} = 1,04.$$

$$524. \quad R_{2g} = \frac{72}{3} \cdot \frac{6 \cdot 37 \cdot 1,26}{1 \cdot 5700 \cdot 8,04} = 0,116 \cdot 1,26 = 0,146 \text{ Ohm.}$$

$$525. \quad R_2 = 1,04 \cdot 0,146 = 0,151 \text{ Ohm.}$$

$$526. \quad R_2' = \left(\frac{126}{72} \right)^2 \cdot 0,151 = 0,464 \text{ Ohm.}$$

$$527. \quad E_{v_2} = 38 \cdot 0,151 = 5,75 \text{ Volt.}$$

$$530. \quad G_2 = 72 \cdot 6 \cdot 37 \cdot 8,04 \cdot 8,95 \cdot 10^{-5} = 11,5 + 5^0/0 = 12 \text{ kg.}$$

$$528. \quad N_{r_2} = 3 \cdot 1,04 \cdot 38^2 \cdot 0,146 \cdot 10^{-3} = 0,657 \text{ kWatt} \quad \left. \begin{array}{l} \text{im Mittel:} \\ 0,660 \text{ kWatt} \end{array} \right\}$$

$$529. \quad N_{r_2} = 2,5 \cdot 1,04 \cdot 11,5 \cdot 4,73^2 \cdot 10^{-3} = 0,668 \text{ kWatt} \quad \left. \begin{array}{l} \\ = 6^0/0. \end{array} \right\}$$

$$\text{Lager: } D_w = 7,0 \text{ cm; } D_{z_1} = 5,5 \text{ cm; } L_{z_1}' = 12 \text{ cm;}$$

$$D_{z_2} = 4,5 \text{ cm; } L_{z_2} = 10 \text{ cm.}$$

$$211. \quad N_{e_1} + N_{e_2} = 9,81 \cdot 0,046 \cdot \frac{3,14 \cdot 950}{6000} \cdot (5,5^2 \cdot 12 + 4,5^2 \cdot 10) \cdot 10^{-3} \\ = 0,127 \text{ kWatt.}$$

Bürsten: Ringsdorff. Bronze ET 10.

$$\text{DIN: } M. 63 = 16 \times 8 \times 25 \text{ mm.}$$

$$\mu_b = 0,12; \quad D_R = 10 \text{ cm; } v_R = 5 \text{ m/sec.}$$

$$209. \quad N_b = 9,81 \cdot 0,12 \cdot 3 \cdot 1,25 \cdot 0,25 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 0,0055 \text{ kWatt.}$$

$$N_m = 1,15 \cdot (N_{e_1} + N_{e_2}) + N_b = 1,15 \cdot 0,127 + 0,0055 \\ = 0,152 \text{ kWatt} = 1,4^0/0.$$

Wirkungsgrad:

$$540. \quad \eta = \frac{11}{11 + 0,250 + 0,152 + 0,620 + 0,660} = 0,868 = 86,8^0/0.$$

Schlüpfung:

$$547. \quad s = \frac{0,660 \cdot 100}{0,660 + 0,152 + 11} = 5,58\%.$$

$$463. \quad E_2 = \frac{0,96}{1,04 \cdot 1,05} \cdot \frac{72}{126} \cdot 220 = 110,5 \text{ Volt.}$$

$$548. \quad s = \frac{5,75}{110,5} \cdot 100 = 5,2\%, \quad \text{im Mittel } s = 5,4\%.$$

$$549. \quad n = \frac{100 - 5,4}{100} \cdot 1000 = 945 \text{ Umdr./min.}$$

Leerlaufsstrom: $N_0 = 0,250 + 0,152 = 0,402 \text{ kWatt.}$

$$550. \quad J_{0_i} = \frac{0,402 \cdot 10^3}{3 \cdot 220} = 0,6 \text{ Amp.}$$

$$559. \quad l_{j_1} = \frac{3,14 \cdot 31,7}{4 \cdot 3} = 8,3 \text{ cm.}$$

$$560. \quad l_{j_2} = \frac{3,14 \cdot 14,6}{4 \cdot 3} = 3,8 \text{ cm.}$$

Tabelle 19.

$$\mathfrak{M}_{j_1} = 2 \cdot 8,3 = 17$$

$$\mathfrak{M}_{j_2} = 1,6 \cdot 3,8 = 6$$

$$\mathfrak{M}_{z_1} = 11,5 \cdot 2,7 = 31$$

$$\mathfrak{M}_{z_2} = 48 \cdot 2,4 = 115$$

$$\mathfrak{M}_l = 0,8 \cdot 1,16 \cdot 6870 \cdot 0,05 = 318$$

$$\mathfrak{M}_p = 487 \text{ AW.}$$

$$561. \quad k_l = \frac{487}{318} = 1,53. \quad 562. \quad k_z = \frac{318 + 146}{318} = 1,46.$$

$$558. \quad J_0 = \frac{3 \cdot 487}{1,29 \cdot 126} = 9,0 \text{ Amp.}$$

$$362. \quad J_0 = \sqrt{0,6^2 + 9^2} = 9,03 \text{ Amp.}$$

$$563. \quad \cos \varphi_0 = \frac{0,6}{9,03} = 0,0665. \quad 564. \quad k_i = \frac{9}{23} \cdot 100 = 39,2\%.$$

Streuung:

$$r_1 = 0,25; \quad r = 2,2; \quad r_3 = 0,8; \quad r_4 = 0,1; \quad r_5 = 0; \quad r_6 = 0,3.$$

$$565. \quad \lambda_{n_1} = 1,25 \cdot \left(\frac{2,2}{3 \cdot 0,8} + \frac{2 \cdot 0,3}{0,25 + 0,8} + \frac{0,1}{0,25} \right) = 2,36.$$

$$r_2 = 0,2; \quad r = 0,1; \quad r_3 = 0,48; \quad r_4 = 0,05; \quad r_5 = 0; \quad r_6 = 0,24.$$

$$\lambda_{n_2} = 1,25 \cdot \left(\frac{2,1}{3 \cdot 0,48} + \frac{2 \cdot 0,24}{0,2 + 0,48} + \frac{0,05}{0,2} \right) = 3,01.$$

$$567. \quad \lambda_{k_1} = 1,25 \cdot \frac{0,8 - 0,25}{6 \cdot 0,05} = 2,3. \quad z_1 > t_2;$$

$$\lambda_{k_2} = 1,25 \cdot \frac{t_2 - r_1}{6 \cdot \delta} = 1,25 \cdot \frac{1,0 - 0,25}{6 \cdot 0,05} = 3,13.$$

$$l_{s_1} = 47 - 20 = 27 \text{ cm.} \quad l_{s_2} = 37 - 20 = 17 \text{ cm.}$$

$$U_{s_1} = 2 \cdot (2,4 + 3 \cdot 0,7 + 0,2) = 9,5 \text{ cm;}$$

$$U_{s_2} = 2 \cdot (2,2 + 4 \cdot 0,37 + 0,12) = 7,5 \text{ cm.}$$

$$568. \quad \lambda_{b_1} = 0,46 \cdot 3 \cdot \log \frac{1,5 \cdot 27}{9,5} = 0,88.$$

$$\lambda_{b_2} = 0,46 \cdot 4 \cdot \log \frac{1,5 \cdot 17}{5,7} = 0,975. \quad k_{s_1} = 2,6.$$

$$569. \quad \lambda_{s_1} = 2,6 \cdot \frac{27}{18} \cdot 0,88 = 3,43. \quad \lambda_{s_2} = 2,6 \cdot \frac{27}{18} \cdot 0,975 = 2,4.$$

$$570. \quad S_1 = \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 126^2 \cdot 18}{3 \cdot 3} \cdot (2,36 + 2,30 + 3,43) \cdot 10^{-8} \\ = 0,161 \text{ Ohm.}$$

$$571. \quad S_2 = \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 72^2 \cdot 18}{3 \cdot 4} \cdot (3,01 + 3,13 + 2,4) \cdot 10^{-8} \\ = 0,416 \text{ Ohm.}$$

$$572. \quad S_2' = \left(\frac{126}{72} \right)^2 \cdot 0,416 = 1,275 \text{ Ohm.}$$

Anlaufstrom:

$$584. \quad R_k = 0,39 + 0,464 = 0,854 \text{ Ohm.}$$

$$585. \quad S_k = 0,161 + 1,275 = 1,436 \text{ Ohm.}$$

$$583. \quad W_k = \sqrt{0,854^2 + 1,436^2} = 1,67 \text{ Ohm.}$$

$$582. \quad J_k = \frac{220}{1,67} = 131,8 \text{ Amp.} \quad 586. \quad i_k = \frac{131,8}{23} = 5,73.$$

$$587. \cos \varphi_k = \frac{0,854}{1,67} = 0,51. \quad 588. \quad J_{k_i} = \frac{220}{1,436} = 153 \text{ Amp.}$$

Höchstleistung, Überlastbarkeit:

$$598. \quad \tau = \frac{9}{153 - 9} = 0,0625. \quad 595. \quad \cos \varphi_{\min} = \frac{153 - 9}{153 + 9} = 0,89.$$

$$601. \quad \sigma = \sqrt{\frac{153}{153 - 9}} = 1,031.$$

$$604. \quad N_{\max} = 3 \cdot 220 \cdot \frac{131,8 - 9}{2 \cdot (1 + 0,51)} \cdot 10^{-3} = 26,8 \text{ kWatt} = 2,43 \text{ fach.}$$

$$\omega = c \cdot (1 - s); \quad \omega_{\min} = c \cdot (1 - 3 \cdot s); \quad \frac{\omega}{\omega_{\min}} = \frac{1 - s}{1 - 3 \cdot s}.$$

$$608. \quad u_m = \frac{131,8 - 9}{\sqrt{9 \cdot 131,8}} \cdot \frac{1}{2 \cdot (1 + 0,51) \cdot 0,865 \cdot 0,84} \cdot \frac{1 - 0,054}{1 - 3 \cdot 0,054} = 2,01.$$

Erwärmung:

$$612. \quad O_1 = 3,14 \cdot 35 \cdot 18 + (2 + 2) \cdot \frac{3,14}{4} \cdot (35^2 - 23^2) = 4160 \text{ qcm}.$$

$$1,4 N_{hw_1} + N_z + N_p = 1,9 \cdot N_{hw_1} = 1,9 \cdot 0,125 = 0,238 \text{ kWatt}.$$

$$613. \quad N'_{r_1} = \frac{20}{47} \cdot 0,620 = 0,264 \text{ kWatt}.$$

$$614. \quad o_1 = \frac{4160 \cdot 10^{-3}}{0,238 + 0,264} = 8,29 \text{ qcm/W.} \quad C_1 = 350.$$

$$615. \quad \Delta \vartheta_1 = \frac{350}{8,29} = 42,3^\circ \text{ C}.$$

$$616. \quad O_2 = 3,14 \cdot 22,9 \cdot 20 \cdot (1 + 0,1 \cdot 11,4) = 308 \text{ qcm}.$$

$$617. \quad N'_{r_2} = \frac{20}{37} \cdot 0,660 = 0,357 \text{ kWatt}.$$

$$N_{hw_2} = 0,1 \cdot 0,125 = 0,013 \text{ kWatt}.$$

$$618. \quad o_2 = \frac{308 \cdot 10^{-3}}{0,013 + 0,357} = 8,33 \text{ qcm/W.} \quad C_2 = 400.$$

$$619. \quad \Delta \vartheta_2 = \frac{400}{8,33} = 48^\circ \text{ C}.$$

Hierher gehören weiter: Berechnungsangaben: Anlage 9.

Karteikarte: Anlage 10.

Werkstattangaben: Anlage 11.

B. Einphasen-Induktionsmotoren (EIM).

1. Grundeigenschaften.

Da der einphasige Induktionsmotor infolge seiner einachsigen Erregung nur ein räumlich feststehendes magnetisches Wechselfeld erzeugt, besitzt er beim Stillstand kein Drehmoment, kann also ohne entsprechende Hilfsmittel nicht anlaufen. Bewegt man aber den Läufer in irgendeiner Richtung, so ruft dieser ein räumlich um 90° , zeitlich um $< 90^\circ$ verschobenes Zusatzfeld hervor, das mit dem Hauptfeld ein in der Antriebsrichtung sich fortbewegendes elliptisches Drehfeld erzeugt. Dadurch wird der Läufer auf eine in der Nähe des Synchronismus liegende Drehzahl gebracht.

Zur Erklärung der Entstehung des Drehfeldes kann man folgende beiden Theorien¹⁾ benutzen.

¹⁾ Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 439.

a) Drehfeldtheorie.

Hierbei denkt man sich nach Leblanc¹⁾, Blondel²⁾, E. Arnold³⁾ das Wechselfeld des Ständers in zwei gegeneinander umlaufende Drehfelder vom halben Höchstwert des Wechselfeldes zerlegt. F. Eichberg⁴⁾ ersetzt die einachsige Wicklung durch 2 getrennte, aber so hintereinandergeschaltete Mehrphasen-Wicklungen, daß ihre Drehfelder gegeneinander laufen.

b) Querfeldtheorie.

Mehr den physikalischen Vorgängen entsprechend ist die von Potier⁵⁾, H. Görges⁶⁾ und Ch. P. Steinmetz⁷⁾ angegebene Theorie, nach welcher das vom Läufer bei der Drehung im Hauptfelde erzeugte Querfeld den notwendigen Anteil an der Entstehung des Drehfeldes bildet.

Da der Läufer ein Feld erzeugen muß, wozu ein Feldstrom J_{2s} gehört, so wird beim Leerlauf des Motors der Ständer außer dem für sein eigenes Feld in Frage kommenden Feld- oder Magnetisierungsstrom J_{1s} noch den auf den Ständer bezogenen Läufer-Feldstrom J'_{2s} aufnehmen. Die Feldkomponente des Leerlaufsstromes wird daher

$$J_{0s} \approx J_{1s} + J'_{2s} \text{ Amp.} \quad (646)$$

sein. Setzt man

$$J'_{2s} = \frac{1}{2\beta_s - 1} \cdot J_{1s} \text{ Amp.,} \quad (647)$$

$$\text{so wird angenähert:} \quad J_{0s} \approx 2 \cdot J_{1s} \text{ Amp.} \quad (648)$$

Dazu kommt der Leistungsstrom bei Leerlauf

$$J_{0l} = \frac{N_0 \cdot 10^3}{E_{k_1}} \text{ Amp.,} \quad (649)$$

so daß der Leerlaufsstrom sich ergibt zu:

$$J_0 = \sqrt{J_{0l}^2 + J_{0s}^2} \text{ Amp.}$$

Der bei offenem Läufer auftretende Feldstrom des Ständers J_{1s} berechnet sich folgendermaßen:

Nach Gl. (552) ist für den Strom J_{1s} die MMK eines Pols:

$$\mathfrak{M}_{\max} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot J_{1s} \cdot \frac{s_{n_1}}{a_1} \cdot g_1 \cdot f_1 \text{ AW.} \quad (650)$$

¹⁾ Lum. El. 1892.

²⁾ Lum. El. 1893.

³⁾ ZfE. 1894.

⁴⁾ ETZ. 1900.

⁵⁾ Bull. Soc. int. El. 1894.

⁶⁾ ETZ. 1895 und 1903.

⁷⁾ ETZ. 1899.

Setzt man darin nach Gl. (556) den Wert für w_1 ein, so ergibt sich:

$$\begin{aligned} \mathfrak{M}_{\max} &= \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot J_{1s} \cdot \frac{w_1}{p} \cdot f_1 \\ &= \mathfrak{M}_p = \mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_{z_1} + \mathfrak{M}_{z_2} + \mathfrak{M}_{j_1} + \mathfrak{M}_{j_2} \text{ AW} \end{aligned} \quad (651)$$

und daraus

$$J_{1s} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{p}{w_1 \cdot f_1} \cdot \mathfrak{M}_p = 1,11 \cdot \frac{p}{w_1 \cdot f_1} \cdot \mathfrak{M}_p \text{ Amp.} \quad (652)$$

Die Regelung der Drehzahl mit Hilfe von Anlaufwiderständen im Läufer ist wesentlich geringer als beim Mehrphasenmotor, weil das höchste Drehmoment auch abhängig ist vom Widerstand r_0 des Läuferkreises und mit seiner Vergrößerung schnell abnimmt. Da bei geringerer Geschwindigkeit das Quersfeld kleiner wird, muß der Motor für das gleiche Drehmoment einen größeren Strom führen als bei höherer Drehzahl. Unter diesen Umständen erreicht der Einphasenmotor schon früher seine Stabilitätsgrenze (Kippmoment), und zwar etwa bei der halben Schlüpfung des Mehrphasenmotors. Die Widerstandsregelung ist somit wenig wirksam. Vorteilhafter geschieht die Drehzahlregelung durch Umschaltung auf eine andere Polzahl.

2. Anlaufsvorrichtungen.

Kleinere Motoren dreht man, sofern sie erreichbar sind, von Hand an, größere durch Hilfsmotor oder eine Transmission. Besitzt der Läufer eine Kurzschlußwicklung, so muß im Ständer eine Drosselspule vorgeschaltet werden, um den Stromstoß zu mildern, der dadurch auftritt, daß sofort nach dem Einschalten noch kein Feld im Läufer zur Erzeugung der EMGK besteht, sondern erst eine gewisse Zeit zu seiner Ausbildung vergeht. Beim Lauf wird die Drosselspule kurzgeschlossen.

Allgemein gebräuchlich sind jedoch Hilfswicklungen im Ständer, die auch beim Stillstand des Läufers ein Drehfeld hervorrufen und dadurch einen selbsttätigen Anlauf des Läufers ermöglichen. Dazu benutzt man neben der Arbeitswicklung A eine dagegen um 90 elektrische Grad, d. h. um $1/2$ Polteilung verschobene Hilfswicklung H . Damit die Felder neben der räumlichen Verschiebung noch eine zeitliche besitzen, muß der

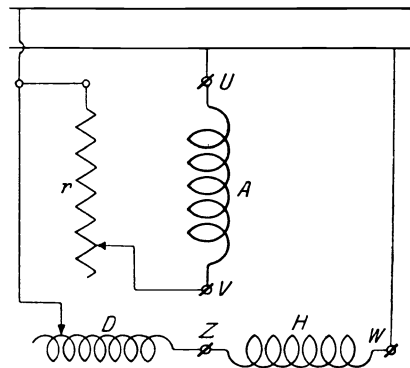


Fig. 56.

Strom in der Hilfswicklung eine möglichst große Phasenverschiebung gegenüber dem der Hauptwicklung besitzen.

Nach N. Tesla (Fig. 56) wird in die Arbeitswicklung A ($U \div V$) ein induktionsfreier Widerstand r , einstellbar für verschiedene Anlaufstromstöße, in die Hilfswicklung H ($W \div Z$), die oft aus dünnerem Draht und größerer Windungszahl besteht, eine Drosselspule D eingeschaltet. Statt dieser könnte auch ein Kondensator eingelegt

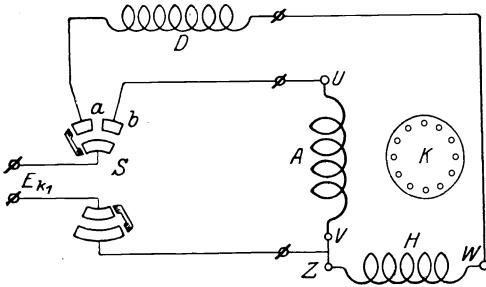


Fig. 57.

werden, doch sind davon keine praktisch verwendbaren Formen vorhanden. Allgemein legt man die Drosselspule in den Zweig mit größerer Windungszahl, um die Selbstinduktion und damit die Phasenverschiebung zu vergrößern. In den anderen Zweig kommt dann der induktionsfreie Widerstand. Die Arbeitswicklung umfaßt $\frac{2}{3}$ der Polteilung entsprechend

zwei hintereinandergeschalteten Phasen eines Dreiphasenmotors. Die Hilfswicklung liegt in dem letzten Drittel der Polteilung.

Für kleine Motoren bis etwa $\frac{1}{4}$ kW mit Käfiganker (K) kann man den Widerstand r weglassen und erhält dafür die Schaltung Fig. 57 mit Schalter S für Anlauf (a) und Betrieb (b) (A.-G. Titan,

Bergerhof). Für das größte Drehmoment soll die Spannung an der Drosselspule so groß sein wie an der Hilfswicklung, d. h. die Wechselstrom-Widerstände W_h und W_D müssen gleich groß sein.

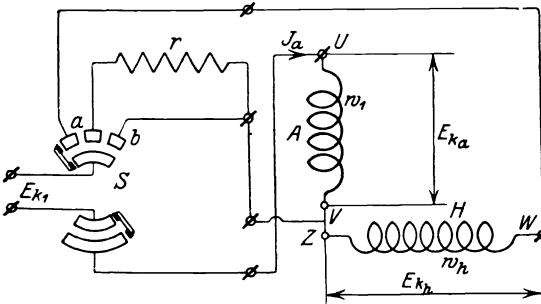


Fig. 58.

Bei größeren Motoren ($\frac{1}{4}$ bis 10 kW) werden zur Verringerung des Anlaufstromes Arbeitswicklung A

und Hilfswicklung H hintereinander geschaltet (Sachsenwerk und Titan). Zur Erzeugung der Phasenverschiebung wird dabei ein induktionsfreier Widerstand r zur Hilfswicklung parallel geschaltet¹⁾ (Fig. 58).

Bezeichnet

$$u_{he} = \frac{f_h \cdot w_h}{f_1 \cdot w_1}. \quad (653)$$

¹⁾ Vgl. Am. Pat. Nr. 620 965 (1893).

das Übersetzungsverhältnis zwischen beiden Wicklungen und J_a den Anlaufstrom, dann ist die Spannung an der Arbeitswicklung

$$E_{k_a} = J_a \cdot W_{1_k} \text{ Volt} \quad (654)$$

und an der Hilfswicklung

$$E_{k_h} = J_a \cdot \frac{W_{h_k} \cdot r}{W_{h_k} + r} \text{ Volt}, \quad (655)$$

oder wenn man, bezogen auf die Arbeitswicklung,

$$W_{h_k} = u_{h_e}^2 \cdot W_{1_k} \text{ Ohm} \quad (656)$$

setzt,
$$E_{k_h} = J_a \cdot \frac{u_{h_e}^2 \cdot W_{1_k} \cdot r}{u_{h_e}^2 \cdot W_{1_k} + r} \text{ Volt}. \quad (657)$$

Aus Gl. (654) und (657) folgt:

$$\frac{E_{k_a}}{E_{k_h}} = W_{1_k} \cdot \frac{u_{h_e}^2 \cdot W_{1_k} + r}{u_{h_e}^2 \cdot W_{1_k} \cdot r} = \frac{W_{1_k}}{r} + \frac{1}{u_{h_e}^2}. \quad (658)$$

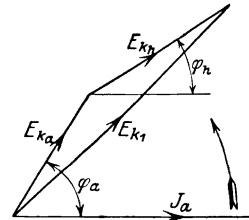


Fig. 59.

Die Spannungen E_{k_a} und E_{k_h} sind gemäß ihren Phasenwinkeln φ_a und φ_h zu E_{k_1} zusammensetzen (Fig. 59). Damit nun beim Nennstrom das Drehmoment beim Anlauf am größten wird, soll der Widerstand r ebenso groß werden wie der Wechselstromwiderstand W_{h_k} .

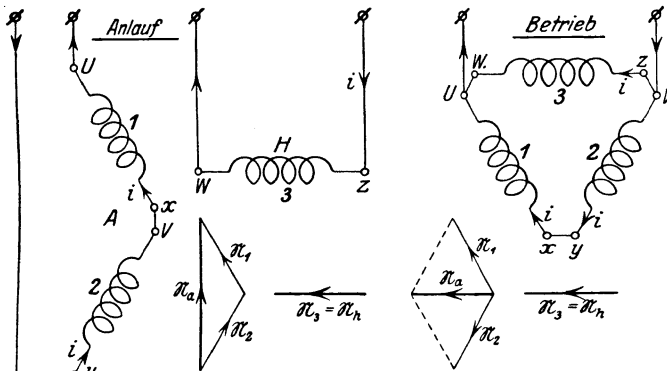


Fig. 60.

Die Verwendung einer über $1/3$ Polteilung gewickelten um 90 elektrische Grad verschobenen Hilfswicklung hat den Nachteil, daß die Streuung des Läufers ihr gegenüber größer ist als bezüglich der Arbeitswicklung, wodurch ein kleineres Anlaufdrehmoment entsteht. Es ist daher schon vorteilhafter, als Hilfswicklung eine Phase einer normalen Dreiphasenwicklung und die beiden anderen Phasen in Reihenschaltung als Arbeitswicklung zu benutzen (Fig. 60). Auch

hierbei rechnet man für die Hilfswicklung $\frac{1}{3}$, die Arbeitswicklung $\frac{2}{3}$ Polteilung.

Nach dem Anlauf kann die Hilfswicklung beim Lauf zur Arbeitsleistung herangezogen werden, indem man die 3 Phasen in Dreieck schaltet (Phase 2 ist umgelegt). Durch den schlechteren Spulenfaktor wird aber die Wirkung der Hilfswicklung vermindert.

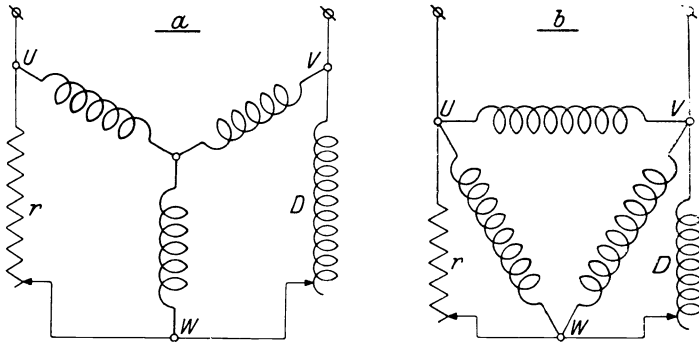


Fig. 61.

Sollen die 3 Phasen der Ständerwicklung so arbeiten, als wenn sie auf je $\frac{2}{3}$ Polteilung verteilt wären, wobei die Streuung des Läufers und damit sein Feldwiderstand kleiner wird, dann muß man die 3 Phasen in Stern oder Dreieck, auch für den Anlauf, verketteten. Dabei erhält man das zum Anlauf nötige Drehfeld durch die Schaltungen von Ch. P. Steinmetz¹⁾ und Hansen²⁾.

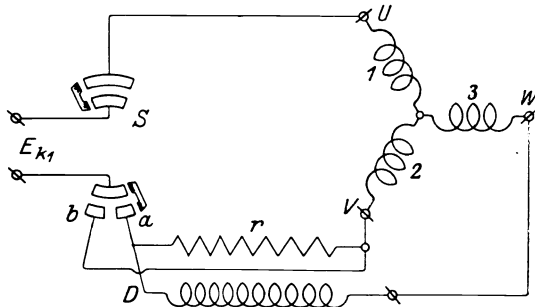


Fig. 62.

Die Schaltung von Steinmetz (Fig. 61) kann auch statt des induktionsfreien Widerstandes r einen Kondensator, gegebenenfalls über eine Wicklung induktiv gekoppelt, erhalten. Die praktische Anordnung mit Schalter S zeigt Fig. 62. Da der Anlaufstrom sehr

¹⁾ Linker: Der Einphasen-Wechselstrommotor. Dingler 1907.

²⁾ Tr. AJEE. 1908.

groß wird, schaltet man beim Anlauf in Stern (Fig. 61a) und beim Betrieb in Dreieck (Fig. 61b), oder man bildet den Läufer als Schleifringanker dreiphasig aus und schaltet einen Anlaßwiderstand beim Anlauf ein. Damit kann man es dann, im Gegensatz zum Käfiganker, erreichen, daß der Motor mit seinem größten Drehmoment beim normalen Anlaufstrom (1,8fach) anläuft.

Nun besitzt ein dreiphasig verketteter Einphasenmotor beim Anlauf etwa $\frac{1}{3}$ des Drehmoments eines gleich großen Dreiphasenmotors. Beim Lauf ist es aber $\frac{2}{3}$. Also ist das Anlaufmoment etwa die Hälfte des Nennlastdrehmoments.

Hierbei und besonders bei Verwendung unverketteter Hilfswicklungen mit Drosselspule allein kann es aber vorkommen, daß der Läufer nicht seine volle Drehzahl erreicht, weil beim Lauf die Arbeits- und Hilfswicklungen durch Vermittlung des Läufers sich gegenseitig in der Wirkung beeinflussen. Es kann dann unterhalb der Nenn-drehzahl infolge der Phasenverschiebung zwischen Läuferstrom und Drehfeld (bzw. EMK der Wicklungen) die auf den Läufer übertragene Leistung gleich seinem Leistungsverlust im Widerstande R_2 werden, so daß der Motor keine Leistung abgeben kann.

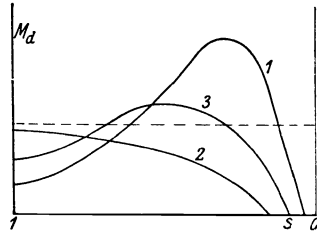


Fig. 63.

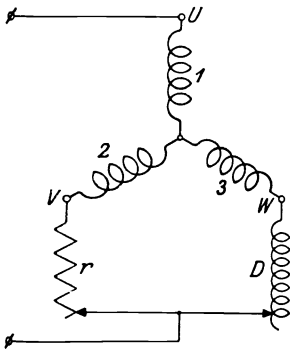


Fig. 64.

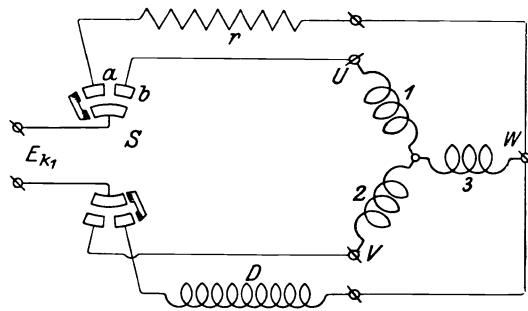


Fig. 65.

Während nun das Drehmoment ohne Anlaßwiderstand, also mit kurzgeschlossenem Läufer, gemäß Kurve 1 (Fig. 63) beim Anlauf sehr klein ist und vor Erreichung des Synchronismus Null wird, zeigt es mit großem, konstantem Widerstand (Kurve 2) einen großen Wert beim Anlauf. Bei einem Zwischenwiderstand verläuft es nach Kurve 3. Daraus kann man folgende Regel ableiten: Zuerst ist der Anlaß-

widerstand stufenweise zu verkleinern und nach dem Kurzschließen des Läufers erst die Hilfswicklung abzuschalten,

Die Schaltung von Hansen (Fig. 64) ist insofern vorteilhafter, als bei ihr in einfacher Weise der Einphasenstrom in einen dreiphasigen zerlegt wird, wodurch das Anlaufsdrehmoment erhöht wird. Die praktische Anordnung mit Schalter S zeigt Fig. 65.

3. Hauptabmessungen.

Im Vergleich zu einem Dreiphasenmotor leistet dasselbe Modell als Einphasenmotor etwa 65% . Wirkungsgrad η und Leistungsfaktor $\cos \varphi$ sind einige Prozent kleiner. Setzt man η_3 für den Dreiphasenmotor, so läßt sich für den einphasigen gleicher Leistung

$$\eta = \frac{2 \cdot \eta_3}{2 - \eta_3} \quad (659)$$

bestimmen. Die Streuung ist einphasig ($25 \div 11\%$) etwa doppelt so groß als mehrphasig ($12 \div 5\%$), es wird daher $\sigma_1 = 1,1 \div 1,04$. Da nun beim Einphasenmotor die Arbeitswicklung nur $\frac{2}{3}$ Polteilung bedeckt, muß die Maschinenkonstante [Gl. (414)]

$$M_{J_1} \approx \frac{3}{2} \cdot \mathfrak{M}_J = \frac{9 \cdot 10^{11} \cdot (1 - k_v) \cdot k_m}{f_3 \cdot f_m \cdot f_1 \cdot \sigma_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi \cdot B \cdot \mathfrak{B}_l} \quad (660)$$

gewählt werden, worauf nach Annahme von D die Länge l nach Gl. (415) erhalten wird.

Der Spulenfaktor beträgt hierfür nach Gl. (417)

$$f_1 = \frac{\sin g \cdot \frac{\alpha}{2}}{g \cdot \sin \frac{\alpha}{2}},$$

worin
$$\alpha = \frac{180^\circ}{\frac{Z}{2p}} = \frac{180^\circ}{g_p}$$

der Nutenabstand in elektrischen Grad,

$$g_p = \frac{Z}{2p}$$

die gesamte Nutenzahl je Pol und g die bewickelte Nutenzahl je Pol der Arbeitswicklung ist. Mit diesen Werten wird dann der Spulenfaktor der Einphasenwicklungen:

$$f_1 = \frac{\sin g \cdot \frac{90}{g_p}}{g \cdot \sin \frac{90}{g_p}}, \quad (661)$$

im Mittel etwa $f_1 \approx 0,83$.

Der Mittelwertsfaktor hat den Wert

$$f_m = \frac{2}{3} = 0,667.$$

Die Luftinduktion $\mathfrak{B}_l$ muß größer als beim Dreiphasenmotor bei denselben Eisenabmessungen gewählt werden, damit die genügende Leistung von 65% des Dreiphasenmodells erhalten werden kann, und zwar macht man $\mathfrak{B}_{l_1} = (1,3 \div 1,4) \cdot \mathfrak{B}_{l_2}$. Dementsprechend wird die Windungszahl in gleichem Verhältnis kleiner. In gleichem Verhältnis erhöhen sich auch die Induktionen im Joch des Ständers und Läufers.

Die Anzahl der Drähte einer Nut wird nach Gl. (431), wenn $Z_a = g \cdot 2p$ die bewickelte Nutenzahl der Arbeitswicklung ist,

$$s_{n_1} = \frac{a_1 \cdot p \cdot (1 - k_v) \cdot k_m \cdot E_{k_1} \cdot 10^8}{\pi \cdot f_{\mathfrak{B}} \cdot f_m \cdot f_1 \cdot \nu \cdot l \cdot D_2 \cdot Z_a \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \sigma_1}. \quad (662)$$

Führt man als Mittelwerte $f_{\mathfrak{B}} = 1,11$, $f_m = 0,667$, $f_1 = 0,83$ ein, so ergibt sich als allgemeiner Wert:

$$s_{n_1} \approx 0,5 \cdot \frac{a_1 \cdot p \cdot (1 - k_v) \cdot k_m \cdot E_{k_1} \cdot 10^8}{\nu \cdot l \cdot D_2 \cdot Z_a \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \sigma_1} \text{ Drähte/Nut}. \quad (663)$$

Zu der Stromstärke im Ständer

$$J_1 = \frac{N \cdot 10^3}{E_{k_1} \cdot \eta \cdot \cos \varphi} \text{ Amp.} \quad (664)$$

findet man dann nach Gl. (433) den Querschnitt der Drähte q_1 .

Bei kleineren Motoren wird man keine symmetrische Dreiphasenwicklung anwenden, sondern statt der 3. Phase eine besondere Hilfswicklung (gegebenenfalls zum Teil aus Eisendraht zur Vergrößerung des Widerstandes). Man macht dann ihre Windungszahl

$$w_h = (1,7 \div 2) \cdot w_1 \quad (665)$$

und den Drahtquerschnitt (Kupfer)

$$q_h = \left(\frac{1}{2} \div \frac{1}{3}\right) \cdot q_1 \text{ qmm.} \quad (666)$$

Für Kleinmotoren ($< \frac{1}{10}$ kW) kann man auch die Hilfswicklung durch einzelne Kurzschlußwindungen aus Kupferband ersetzen.

Die Läuferwicklung wird allgemein als Käfiganker oder dreiphasiger Schleifringanker hergestellt. Alle übrigen Maße und Rechnungsgrößen bestimmen sich nach den für Dreiphasenmotoren angegebenen Formeln.

4. Kurzschlußwiderstände.

a) Läufer bezogen auf die Arbeitswicklung.

Hierbei kann die Läuferwicklung sich in 2 Grenzstellungen zur Ständerwicklung befinden, die $\frac{2}{3}$ Polteilung umfaßt.

Liegen 2 Phasen des Läufers von w_2 Windungen je Phase gegenüber der Arbeitswicklung $\frac{w_1}{2}$ (Stellung I), so ergibt sich

$$R_2' = R_1 \cdot \left(\frac{w_1 \cdot f_1}{2 \cdot w_2 \cdot f_2} \right)^2 \text{ Ohm,} \quad (667)$$

$$S_2' = S_2 \cdot \left(\frac{w_1 \cdot f_1}{2 \cdot w_2 \cdot f_2} \right)^2 \text{ Ohm} \quad (668)$$

$$R_k = R_1 + R_2' \text{ Ohm,} \quad (669)$$

und

$$S_k = S_1 + S_2' \text{ Ohm.} \quad (670)$$

Besteht die Arbeitswicklung aus 2 hintereinandergeschalteten Phasen einer normalen Dreiphasenwicklung, so kann man $f_1 \approx f_2$ setzen.

Ist aber der Läufer um $\frac{1}{6}$ Polteilung gegen die vorige Stellung I verschoben (Stellung II), dann sind auch die der Ständerwicklung nicht gegenüberliegenden Hälften der Nachbarphasen des Läufers von Strömen durchflossen. Die Streuung wird etwas größer, aber es ergibt sich für die Widerstände derselbe Wert wie in Gl. (667) bis (670).

b) Läufer bezogen auf die Hilfswicklung.

Die Hilfswicklung von w_{1h} Windungen umfaßt nur $\frac{1}{3}$ Polteilung. Demgemäß ist auch die Schaltung des Läufers zu berücksichtigen. Bei Dreieckschaltung sind die 3 Phasen als unabhängig voneinander zu betrachten. Es gilt dann für eine Lage, in der sich die Hilfswicklung und eine Läuferphase gegenüberliegen (Stellung I),

$$R_k = R_1 + R_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 \text{ Ohm,} \quad (671)$$

$$S_k = S_1 + S_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 \text{ Ohm.} \quad (672)$$

Bei Sternschaltung des Läufers bilden in dieser Lage (I) die beiden anderen, parallel geschalteten Phasen die Rückleitung der ersten Phase. Demgemäß wird der Gesamtwiderstand

$$R_2 + \frac{R_2}{2} = \frac{3}{2} \cdot R_2$$

und

$$R_2' = \frac{3}{2} \cdot R_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 \text{ Ohm.} \quad (673)$$

Der Feldwiderstand wird aber dadurch größer, daß die beiden stromführenden Nachbarphasen außerhalb der Hilfswicklung liegen, demnach eine größere Streuung besitzen. Berücksichtigen wir dabei als zusätzlichen Feldwiderstand

$$S_z = (0,4 \div 0,6) \cdot S_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 \text{ Ohm,} \quad (674)$$

so wird

$$S_2' = \frac{3}{2} \cdot S_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 + S_z \approx 2 \cdot S_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 \text{ Ohm.} \quad (675)$$

Ist aber der Läufer um $\frac{1}{6}$ Polteilung verschoben (Stellung II), dann wird die abgelegene Phase stromlos und die beiden anderen gelten als hintereinandergeschaltet ($2 R_2$). Es ergibt sich dann:

$$R_2' = 2 \cdot R_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_1} \right)^2 \text{ Ohm,} \quad (676)$$

$$S_2' = 2 \cdot S_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 \text{ Ohm.} \quad (677)$$

Im Mittel kann man somit setzen:

$$R_k = R_1 + 1,7 \cdot R_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 \text{ Ohm,} \quad (678)$$

$$S_k = S_1 + 2 \cdot S_2 \cdot \left(\frac{w_{1h}}{w_2} \right)^2 \text{ Ohm.} \quad (679)$$

Hat der Läufer eine Käfigwicklung, so kommen für die Kurzschlußwiderstände nur die Stäbe und Teile der Kurzschlußringe in Frage, die der betreffenden Ständerwicklung gegenüberliegen.

IV. Synchrone Wechselstrommaschinen (SD).

Bei kleineren Leistungen bis etwa 20 kW und niederen Spannungen bis 500 Volt baut man Maschinen mit feststehenden Außenpolen und innen bewegtem Anker, ähnlich wie bei Gleichstrom, bisweilen auch mit aufgeschnittener Gleichstromwicklung. Wird aber eine große Schwungmasse, besonders bei großer Polzahl, angestrebt, so ordnet man das Magnetsystem außenliegend beweglich an.

Am gebräuchlichsten ist aber die Innenpoltype mit außenliegender ruhender Ankerwicklung. Sie eignet sich für kleine und große Maschinen bis zu den höchsten Spannungen, ebenso für schnelllaufende Turbomaschinen.

A. Synchrone Generatoren.

1. Hauptabmessungen.

Gegeben ist allgemein:

Die Wechselstrom-Leistung	N_w kW
Spannung	E Volt
Leistungsfaktor	$\cos \varphi$
Periodenzahl	ν Hertz
Drehzahl	n Uml./min
Phasenzahl	m .

Unter Benutzung der auch bei den bisher behandelten Maschinen verwendeten Formelgrößen und Zeichen berechnet man die Anzahl der Polpaare $p = \frac{60 \cdot \nu}{n}$, die Phasenspannung $E_{k_1} = E$ bzw.

$E_{k_1} = \frac{E}{\sqrt{3}}$ Volt bei $m = 3$ und Sternschaltung, die Stromstärke

einer Phase $J = \frac{N_w \cdot 10^3}{m \cdot E_{k_1}}$ Amp. (680)

Ersetzt man darin

$$E_{k_1} = \frac{E_a}{1 + k_v} = 4 \cdot f_{\mathfrak{B}} \cdot f_1 \cdot \frac{p \cdot n}{60} \cdot \frac{w \cdot \mathfrak{N}}{1 + k_v} \cdot 10^{-8} \text{ Volt,} \quad (681)$$

$$\mathfrak{N} = f_m \cdot \mathfrak{B}_l \cdot l \cdot \frac{\pi \cdot D}{2 p} \text{ Maxwell,} \quad (682)$$

$$\pi \cdot D \cdot B = 2 \cdot m \cdot J \cdot w, \quad (683)$$

so erhält man

$$\frac{D^3 \cdot l \cdot n}{N_w} = \frac{6 \cdot 10^{11} \cdot (1 + k_v)}{f_m \cdot f_{\mathfrak{B}} \cdot f_1 \cdot B \cdot \mathfrak{B}_l} = M_S. \quad (684)$$

Für mehrphasige Generatoren liegt die Maschinenkonstante M_S etwa zwischen $(180 \div 60 \div 30) \cdot 10^4$ für Leistungen von $1 \div 1000 \div 10000$ kW.

Da eine sinusförmige EMK-Kurve angestrebt werden soll, setzt man

$$f_m = \frac{2}{\pi} = 0,64 \quad \text{und} \quad f_{\mathfrak{B}} = 1,11.$$

Die Spannungsverlustziffer beträgt $k_v = 0,08 \div 0,015$. Der Spulenfaktor f_1 ist durch Gl. (417) $\div$ (419) bei Spulenwicklung und durch

$$f_v = \frac{\sin \frac{b_S}{t_p} \cdot 180^\circ}{\frac{b_S}{t_v} \cdot \frac{\pi}{2}} \quad (685)$$

bei gleichmäßig verteilter Wicklung mit der Breite b_s einer Spulenseite bestimmt.

Der Strombelag B ist von Einfluß auf die Größe der Ankerrückwirkung und Erwärmung. Je größer B gewählt wird, um so kleiner wird das Eisengewicht, aber desto größer die Spannungsänderung e_a . Andererseits haben Maschinen mit niedrigem Strombelag eine kleine Streuinduktion und geringen Feldwiderstand, wodurch Kurzschlußströme von großer Stärke ($6 \div 8$ fach) auftreten können (harte Maschinen).

Wird die Spannung der Maschine durch selbsttätig wirkende Regler unverändert gehalten, dann kann man B größer wählen und einen größeren Spannungsabfall e_a bei geringer Sättigung des magnetischen Feldeisens sowie größere Ankerrückwirkung zulassen, wodurch der Kurzschlußstrom kleiner ($2,5 \div 3,5$ fach) wird (weiche Maschinen).

Bei Handregelung der Erregung mit etwa $25 \div 15\%$ Spannungsänderung für $\cos \varphi = 0,8$ kann man für B folgende Werte annehmen:

$$\begin{array}{ll} 120 \div 350 & \text{für Niederspannung,} \\ 100 \div 250 & \text{„ Hochspannung.} \end{array}$$

Bei kleineren Periodenzahlen ν nimmt man die höheren Werte.

Für Einphasenmaschinen wählt man etwa $80 \div 85\%$ obiger Zahlen, so daß hierfür $M_{S_1} = (1,25 \div 1,2) \cdot M_S$ wird.

Für die Luftinduktion $\mathfrak{B}_l$ wählt man bei $\nu = 50$ He:

$$\begin{array}{ll} 5000 \div 9000 \text{ Gauß} & \text{bei niederen Spannungen bis 500 Volt,} \\ 4000 \div 8000 \text{ Gauß} & \text{„ hohen „} \\ 3000 \div 7000 \text{ Gauß} & \text{„ Turbomaschinen.} \end{array}$$

Bei anderen Periodenzahlen rechnet man wie bei Induktionsmotoren:

$$\mathfrak{B}_{l,\nu} = \mathfrak{B}_l \cdot \sqrt{\frac{50}{\nu}}.$$

Nimmt man nun die Umfangsgeschwindigkeit

$$\begin{array}{llll} v = 15 \div 25 \text{ m/sec} & \text{für Riemmentrieb,} & & \\ 20 \div 35 & \text{„ „ gekuppelte, langsam laufende Maschinen,} & & \\ 35 \div 45 & \text{„ „ Schnellläufer und große Leistungen} & & \\ & & & (> 1000 \text{ kW}), \\ \div 130 & \text{„ „ Turbomaschinen,} & & \end{array}$$

an, so ergibt sich [Gl. (1)] der Ankerdurchmesser

$$D = \frac{6000 \cdot v}{\pi \cdot n} \text{ cm}$$

und gemäß Gl. (30) die Eisenlänge

$$l = \frac{M_s \cdot N_w}{n \cdot D^2} \text{ cm.} \quad (686)$$

Den Polbogen macht man [Gl. (24)] $b = \alpha \cdot t_p$ und, damit bei ausgeprägten Polen die Kerne möglichst kreisrunden Querschnitt erhalten,

$$\frac{l}{b} = 1,3 \div 1,9. \quad (687)$$

Bei Turbomaschinen kommt man auf

$$\frac{l}{b} = 1,6 \div 2,7. \quad (688)$$

Sind a_s Kühlschlitze von $b_s = 1 \div 1,5$ cm Breite im Anker vorgesehen, so wird die gesamte Ankerlänge [Gl. (33)] $l_1 = l + a_s \cdot b_s$.

2. Die Ankerwicklung.

Die Windungszahl je Phase rechnet sich nach Gl. (683)

$$w = \frac{\pi \cdot D \cdot B}{2 \cdot m \cdot J} \quad (689)$$

und wird als ganze Zahl so gewählt, daß bei g Nuten je Pol und Phase und a parallelen Drähten die Anzahl der Drähte einer Nut

$$s_n = \frac{a \cdot w}{p \cdot g} \quad (690)$$

ganzzahlig wird. Die Nutenzahl ist dann [Gl. (425)]

$$Z = 2 p \cdot m \cdot g, \quad (691)$$

wobei die Durchflutung einer Nut $D_{eN} \leq 2000$ Amp. sein soll.

Befinden sich s_l Drähte in einer Lage, so soll die Lagen-
spannung [Gl. (437)]

$$e_l = \frac{E_{k_1} \cdot s_l}{a \cdot w} \leq 40 \div 50 \text{ Volt} \quad (692)$$

sein. Darüber hinaus sind zwischen die Lagen (quer oder auch längs) Preßspanstreifen einzulegen.

Bei Hochspannungsmaschinen muß man große Abstände zwischen den Spulenköpfen erhalten, deshalb wählt man kleine Werte für g , wobei die auf die Drähte einer Nut entfallende Spannung

$$E_N = \frac{E_{k_1}}{\frac{Z}{m}} = \frac{E_{k_1}}{2 p \cdot g} < 350 \text{ Volt} \quad (693)$$

sein soll.

Der Abstand zwischen den Spulenköpfen wird mit Rücksicht auf die Beanspruchung wie bei Plattenkondensatoren bestimmt.

Wählt man nun die Stromdichte $j_a = 4,5 \div 2 \text{ A/qmm}$, so wird bei der Stromstärke eines Ankerdrahtes

$$i_a = \frac{J}{a} \text{ Amp.}, \quad (694)$$

$$q_a = \frac{i_a}{j_a} \text{ qmm}, \quad (695)$$

bzw. Durchmesser d_a mm.

Runddrähte werden nur bis 5 mm Durchmesser verwendet, darüber hinaus Flachdrähte, Stäbe (Seitenverhältnis $> 1,5$) oder Preßlitzen (Seitenverhältnis $< 2,5$) mit einem Füllfaktor 0,75. Zur Vermeidung von Wirbelströmen im Kupfer bei großen Querschnitten verwendet man verdrehte Stäbe in den verschiedenartigsten Ausführungen, wie sie von Hillebrand¹⁾, R. Richter²⁾, L. Fleischmann³⁾, F. Punga⁴⁾, W. Wolf⁵⁾ und R. Pohl⁶⁾ behandelt sind. Die Dicke der Umspinnung $2\delta_i$ rechnet man für niedrige Spannungen nach den für Induktionsmotoren (S. 99) gemachten Angaben. Für höhere Spannungen diene folgende Tabelle 20:

Tabelle 20. Durchmesserzunahme bei Runddrähten:

d_a mm	$E_{k_1} = 1500$ $2 \times$ besp.	2500 bekl.	4500 $1 \times$ besp. u. bekl.	> 4500 Volt $2 \times$ besp. u. bekl.
$\div 1$	0,25 $\div$ 0,3	0,45	0,6	0,7
$1 \div 2,5$	0,3 $\div$ 0,35	0,55	0,7	0,8
$2,5 \div 5$	0,35 $\div$ 0,5	0,7	0,8	0,9 $\div$ 1

Beiderseitiger Kantenzuwachs bei Flachdrähten.

Breite mm	$E_{k_1} = 2500$ bekl.	4500 $1 \times$ besp. u. bekl.	6500 $2 \times$ besp. u. bekl.	> 6500 Volt Bandumw. $\frac{1}{3}$ überlappt u. bekl.
5	0,5	0,7	0,8	0,9
7	0,7	0,8	0,9	1,0
10	0,8	0,9	1,0	1,1
15	1,0	1,1	1,2	1,3
> 15	1,2	1,3	1,4	1,5

¹⁾ AfE. 1914, Heft 5.

²⁾ AfE. 1916, S. 30: El.u.M., Wien. 1917, S. 241, 582.

³⁾ AfE. 1919, S. 203.

⁴⁾ ETZ. 1920, S. 69; El.u.M., Wien. 1020, S. 284; 1921, Heft 40 u. 41.

⁵⁾ Beitr. z. prakt. Ausf. v. Ankerwicklungen. 1919, S. 30.

⁶⁾ AfE. 1925, Heft 2, S. 129.

Die Ausfütterung der Nuten mit Isolationshülsen wählt man in derselben Stärke d_i wie bei Induktionsmotoren [S. 100 u. Gl. (434)], ebenso berechnet man die freie Länge l_i und den Abstand a_i nach den dort angegebenen Formeln 435 und 436.

Um die Isolation bei Hochspannungswicklungen (≥ 1000 Volt) zu schonen, vermeidet man das Fädeln der Drähte und wendet eine sog. Träufelwicklung an, bei der die Spulen vorher auf Schablonen gewickelt und dann die einzelnen Drähte durch den Nutenschlitz „eingeträufelt“ werden.

Bei der Grenzspannung der Glimmentladung (für Drähte von > 2 mm Durchmesser) von 2000 Volt gegen Eisen (3500 Volt Drehstrom) treten auch bei hohem Feuchtigkeitsgehalt ($> 85\%$) keine Glimmentladungen auf, die eine Bildung von Ozon und salpetriger Säure verursachen würden. Bis 3000 Volt (5000 Volt Drehstrom) und getränkter Baumwollisolierung tritt eine Zerstörung erst bei $> 80\%$ Luftfeuchtigkeit auf. Daher müssen Maschinen für Wasserhaltung mit Compound- oder Kabelmasse unter Vermeidung von Luftblasen ausgegossen werden. Lackpapierhülsen genügen nicht. Bei Spannungen über 3000 Volt gegen Erde benutzt man möglichst offene Nuten, um die als Schablone ausgeführten, im Vakuum getrockneten, mit Compoundmasse getränkten und mit Mikanit (Verfahren von Häfely) umpreßten Spulen einlegen zu können (bis 15000 Volt). Eingehende Messungen darüber sind von W. Zederbohm¹⁾ angestellt worden.

3. Ankernuten und Zahninduktion.

Nach Festlegung der Wicklung läßt sich nun die Form der Nuten und ihre Breite b_n und Tiefe l_z ($2,5 \div 7$ cm) nach S. 100 be-

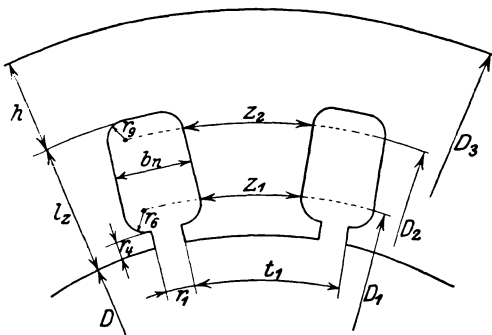


Fig. 66.

stimmen, wobei man die Nuten bei massiven Polen halb oder ganz geschlossen macht, um die Wirbelstromverluste in den Polschuhen niedrig zu halten. Offene Nuten werden durch lamellierte Keile (Siemens-Schuckert, Lloyd-Dynamo, Sachsenwerk) geschlossen.

Nach Fig. 66 ergeben sich nun

¹⁾ Siemens-Zeitschr. 1921, Heft 1 u. 2; Die elektr. Maschine. 1921. S. 86.

$$D_1 = D + 2 \cdot (r_4 + r_6) \text{ cm}, \quad (696)$$

$$D_2 = D + 2 \cdot (l_z - r_6) \text{ cm} \quad (697)$$

und die Nutenteilungen

$$t = \frac{\pi \cdot D}{Z} \text{ cm}, \quad (698)$$

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D_1}{Z} \text{ cm}, \quad (699)$$

$$t_2 = \frac{\pi \cdot D_2}{Z} \text{ cm}. \quad (700)$$

Daraus findet man die Zahnstärken

$$z_1 = t_1 - b_{n_1} \text{ cm}, \quad (701)$$

$$z_2 = t_2 - b_{n_2} \text{ cm} \quad (702)$$

und die Zahninduktionen:

$$\mathfrak{B}_{z_1} = \frac{t \cdot \mathfrak{B}_l}{k_z \cdot z_1} \text{ Gauß}, \quad (703)$$

$$\mathfrak{B}_{z_2} = \frac{t \cdot \mathfrak{B}_l}{k_z \cdot z_2} \text{ Gauß}, \quad (704)$$

$$\mathfrak{B}_{z_{mi}} = \frac{\mathfrak{B}_{z_1} + \mathfrak{B}_{z_2}}{2}. \quad (705)$$

Für $\nu = 50 \text{ He}$ soll man dabei den größten Wert $\mathfrak{B}_z < 18000 \text{ Gauß}$ halten.

Bei Turbogeneratoren mit langen Ankern ist die Erwärmungszunahme nach der Mitte hin ziemlich beträchtlich, deswegen hält man $\mathfrak{B}_z < 12000 \div 15000 \text{ Gauß}$.

4. Der Luftspalt.

Um ein geringes Kupfergewicht für die Erregerwicklung zu erhalten und die magnetische Streuung der Feldpole zu verringern, soll man den Luftspalt δ möglichst klein wählen. Das hat aber wieder den Nachteil, daß der magnetische Widerstand des Ankerkraftflusses vermindert wird, so daß eine große Ankerrückwirkung und Spannungsänderung eintritt. Außerdem machen sich dann Unsymmetrien der Polkraftflüsse infolge nicht zu vermeidender geringer Exzentrizität der Lagerung, ungleichartiger Polschuhe, Gußblasen usw. stärker geltend, und die Wirbelstromverluste in massiven Polschuhen werden größer.

Man wählt daher auf Grund von Erfahrungen den Luftspalt δ so groß, daß die MMK für den Luftweg bei Leerlauf

$$\mathfrak{M}_l = (0,65 \div 0,8) \cdot \mathfrak{M}_b$$

bei Belastung wird. Danach ergeben sich die Beziehungen:

$$\delta = (0,6 \div 1,2) \cdot \frac{t_p \cdot B}{\mathfrak{B}_t} \text{ cm} \quad (v \leq 35 \text{ m/sec}) \quad (706)$$

$$\delta = (0,5 \div 0,8) \cdot \frac{t_p \cdot B}{\mathfrak{B}_t} \text{ cm} \quad (v > 40 \text{ m/sec}) \quad (707)$$

zunehmend mit größer werdendem Durchmesser. Je höher die Induktion in den Magnetpolen ist, um so kleiner kann δ angenommen werden, doch richtet sich schließlich der endgültige Wert des Luftspalts nach dem gewünschten Spannungsabfall.

5. Die EMK E_a bei Belastung.

Bei Leerlauf wird in dem Anker durch das Magnetfeld $\mathfrak{N}_0$ eine EMK E_0 Volt/Phase induziert. Läßt man den Erregerstrom J_e konstant und entnimmt dem Anker einen Strom J , so tritt ein Spannungsabfall auf, der sich aus dem Spannungsverlust $E_v = J \cdot R_a$ im Leistungswiderstand R_a der Ankerwicklung und der Streuspannung $E_s = J \cdot S$ im Feldwiderstand S des Ankers zusammensetzt.

Nun erzeugt der Ankerstrom J bei einer Mehrphasenmaschine ein synchron am Anker umlaufendes Drehfeld $\mathfrak{N}_a$, das relativ zu den bewegten Feldpolen sich in Ruhe befindet. Es induziert daher der mit den Magnetpolen gemeinsame Kraftfluß $\mathfrak{N}$ in der Felderregewicklung keine EMK, dagegen erzeugt der als Streufeld des Ankers $\mathfrak{N}_a$ auftretende Rest in der Ankerwicklung eine induktive Spannung E_i , zu deren Ausgleich eine Streuspannung als Anteil der EMK E_0 dient.

Nun verläuft der Ankerstreufuß $\mathfrak{N}_{a_s}$ auf Wegen von verschiedenem und teilweise vom Erregerstrom J_e beeinflusstem magnetischen Leitwert. Es ist daher für die Rechnung bequemer, den Streufuß in seine einzelnen Teilflüsse zu zerlegen. Dabei unterscheidet man nach Blondel¹⁾ im Ankerfeld:

1. Den Streufuß $\mathfrak{N}_s$, der sich durch die Nut, über die Zahnköpfe und um die Stirnverbindungen der Spulen schließt, entsprechend dem Streufuß der Gleichstrommaschinen mit der Leitfähigkeit λ_N . Er ruft die induktive Spannung E_{i_1} und ihre Gegenwirkung, die Streuspannung E_s , hervor.

2. Den Streufuß $\mathfrak{N}_e$, der sich durch die Lufträume benachbarter Pole, Magnetkerne und das Joch schließt und mit der Erregerwicklung verkettet ist. Er übt eine längsmagnetisierende

¹⁾ Ecl. El. 1895; Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 368.

Wirkung aus und ruft im Anker die induktive Spannung E_{i_2} bzw. Streuspannung E_e hervor. Sein magnetischer Leitwert hängt von der Sättigung der Polkerne ab. Seinem Wesen nach ist er zu vergleichen mit dem entmagnetisierenden Kraftfluß bei den Gleichstrommaschinen.

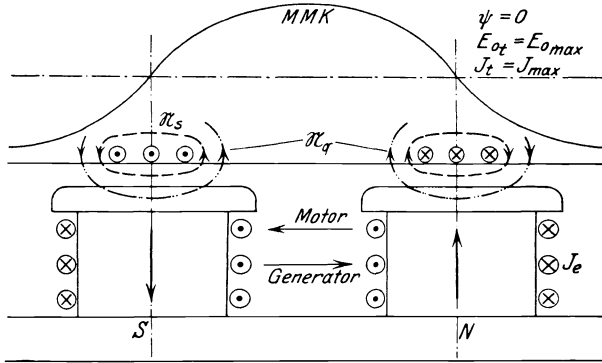


Fig. 67.

3. Den Streufluß π_q , der sich durch den Luftraum eines Pols, den Polschuh und Kerne schließt, ohne mit der Erregerwicklung verkettet zu sein. Man bezeichnet ihn als quermagnetisierend wie bei Gleichstrommaschinen, der in der Ankerwicklung die induktive Spannung E_{i_3} bzw. Streuspannung E_q erzeugt.

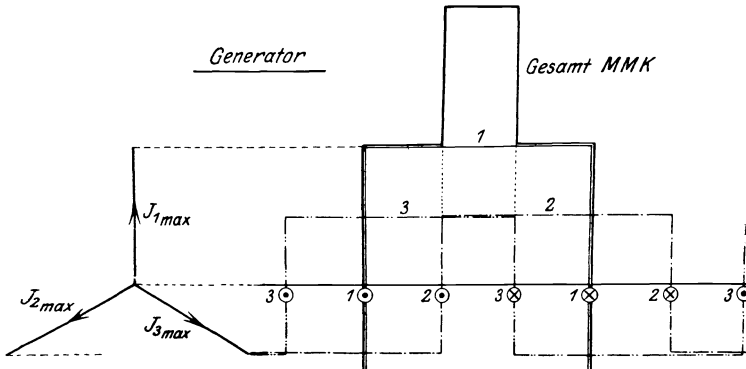


Fig. 68.

Die Wirkung dieser 3 Streuflüsse und Streuspannungen soll nun für folgende 3 Fälle untersucht werden:

a) Der Ankerstrom J ist in Phase mit der vom Hauptfeld π_0 induzierten EMK E_0 (innerer Phasenwinkel $\psi = 0$).

Es fallen also die Höchstwerte $E_{o\max}$ und $J_{\max}$ zeitlich zusammen und zwar dann, wenn die Spulenseiten symmetrisch zur Polmitte liegen

(Fig. 67), wie es für eine Phase dargestellt ist. Dabei erreicht die MMK ihren Höchstwert über der Mitte derjenigen Phase, welche gerade den Höchstwert des Stromes führt (Fig. 68). In diesem Fall treten (Fig. 67) die beiden Streuflüsse $\mathfrak{N}_s$ und $\mathfrak{N}_q$ auf. Da durch $\mathfrak{N}_q$ der Hauptkraftfluß jedes Pols an einer Kante gestärkt, an der anderen geschwächt wird, so bleibt das Hauptfeld

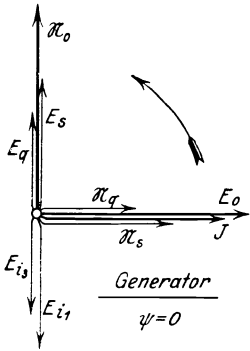


Fig. 69.

ungeändert wie bei Leerlauf, wenn die Sättigung des Eisens nicht zu hoch ist. $\mathfrak{N}_q$ verschiebt also nur die Symmetrielinie des Kraftflusses in jedem Pol. Zeichnet man das zeitliche Vektordiagramm (Fig. 69), so liegt, bezogen auf den Strom J als Richtlinie, E_0 in Phase und seine Ursache $\mathfrak{N}_0$ um 90° voreilend. Die beiden in Phase mit J verlaufenden Felder $\mathfrak{N}_s$ und $\mathfrak{N}_q$ rufen die induktiven um 90° nacheilenden (als Folge) Spannungen E_{i1} und E_{i3} hervor, zu deren Ausgleich die entgegengesetzt ($- = 180^\circ$) liegenden Streuspannungen E_s und E_q von E_0 verbraucht werden.

Bei einem Motor ist der Strom J der induzierten EMK E_0 entgegengesetzt gerichtet, somit haben wir bei gleicher Drehrichtung E_0 wie im Generator, also $E_{0t} = E_{0\max}$, aber $J_{0t} = -J_{\max}$. Die MMK-Kurve wird also negativ. Ändern wir aber die Drehrichtung, so gilt Fig. 67 auch für den Motor.

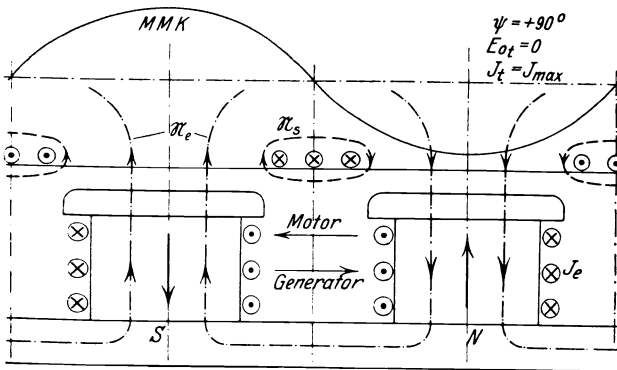


Fig. 70.

b) Der Ankerstrom J ist um 90° gegen die EMK E_0 nacheilend ($\psi = +90^\circ$).

Hierbei treten (Fig. 70) die Streuflüsse $\mathfrak{N}_s$ und $\mathfrak{N}_e$ auf. Dieser ruft nun bei einem Generator eine Schwächung, bei einem Motor

eine Stärkung des Hauptfeldes hervor. Das Zeitdiagramm zeigt Fig. 71.

c) Der Ankerstrom J ist um 90° gegen die EMK E_0 vor-eilend ($\psi = -90^\circ$).

Hierbei treten (Fig. 72) ebenfalls die Streuflüsse $\mathcal{N}_s$ und $\mathcal{N}_e$ auf. In diesem Fall ist aber $\mathcal{N}_e$ umgekehrt gerichtet, verstärkt also das Hauptfeld bei einem Generator und schwächt es bei einem Motor. Dementsprechend sind auch im Zeitdiagramm (Fig. 73) die betreffenden Felder und Spannungen um-zulegen.

Ist der innere Phasenwinkel

$$\psi < \pm 90^\circ,$$

so kann man die Wirkung des Ankerstromes J auf die beiden vorher angegebenen Fälle (b und c) zurückführen, indem man den Strom J bezüglich der Richtung der EMK E_0 in die Teilströme.

$$J' = J \cdot \cos \psi \quad \text{und} \quad J'' = J \cdot \sin \psi$$

gemäß Fig. 74 zerlegt. Es wirkt dann J' wie der Strom J bei $\psi = 0$, also quermagnetisierend, J'' wie J bei $\psi = \pm 90^\circ$, also längsmagnetisierend.

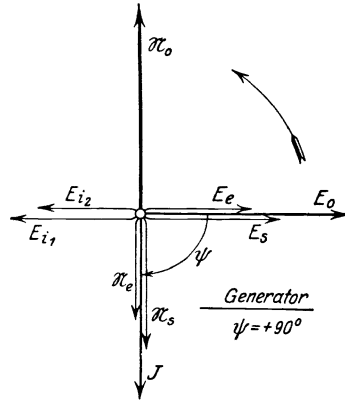


Fig. 71.

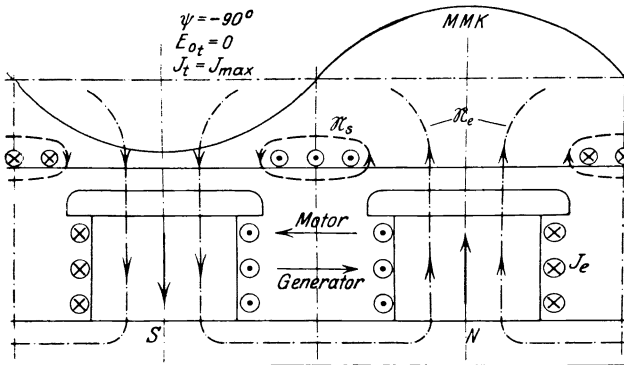


Fig. 72.

Um nun die Wirkung des Spannungsverlustes und der einzelnen induktiven bzw. Streuspannungen auf die Klemmenspannung E_{k_1} der Maschine festzustellen, zeichnen wir das Vektordiagramm eines Generators für $\psi < 90^\circ$ (Fig. 75) folgendermaßen:

Gegen den Strom J als Richtlinie ist die EMK $E_0 = OA$ um den $\angle \psi$ voreilend. Das Hauptfeld $\mathfrak{N}_0$, von dem E_0 bei Leerlauf induziert wird, eilt um 90° gegenüber E_0 voraus. Zerlegt man J in die Teilströme J' und J'' , so ruft J'' entsprechend dem Strom J im Fall b) mit $\angle (E_0, J) = \psi = +90^\circ$ ein Feld $\mathfrak{N}_e$ und dieses eine induktive Spannung E_{i_3} , J' dagegen das Feld $\mathfrak{N}_q$ und dieses die

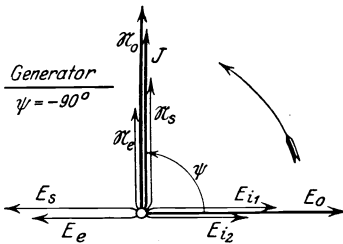


Fig. 73.

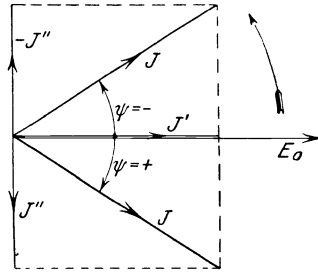


Fig. 74.

induktive Spannung E_{i_3} hervor. In Phase mit dem Gesamtstrom J tritt das Streufeld $\mathfrak{N}_s$ und durch dieses die induktive Spannung E_{i_1} auf. Die 3 Felder $\mathfrak{N}_0$, $\mathfrak{N}_e$ und $\mathfrak{N}_q$ ergeben zusammen das Hauptfeld $\mathfrak{N}$ bei Belastung, während $\mathfrak{N}_s$ daran keinen Anteil hat, weil es nicht in dem gleichen magnetischen Kreise verläuft.

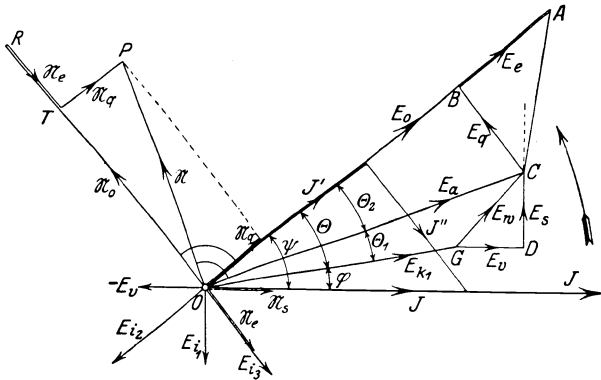


Fig. 75.

Trägt man nun $E_e = -E_{i_2} = AB$, $E_q = -E_{i_3} = BC$ von E_0 ab, so ist $OC = E_a$ die bei dem Belastungsstrom J auftretende EMK, die senkrecht zu $\mathfrak{N}$ stehen muß. Zeichnet man weiter $E_s = -E_{i_1} = CD$ und $E_v = J \cdot R_{a_1} = DG$ ein, so erhält man die Klemmenspannung $E_{k_1} = OG$. Die EMK E_a kommt in Frage für die Berechnung des

Kraftflusses $\Re$, der Induktionen $\mathfrak{B}$, Feldstärken $\mathfrak{S}$ und Eisenverluste bei Nennlast.

Zu ihrer Berechnung zeichnen wir uns das Diagramm der Spannungen heraus (Fig. 76).

Aus dem Dreieck OKC ergibt sich nun:

$$E_a = \sqrt{(OL + LK)^2 + (KD + DC)^2}$$

$$\text{oder } E_a \approx \sqrt{(E_{k_1} \cdot \cos \varphi + E_v)^2 + (E_{k_1} \cdot \sin \varphi + E_s)^2} \text{ Volt.} \quad (708)$$

Will man aber das Quersfeld $\Re_q$ berücksichtigen, so kann man $E_a = OC \approx OB$ setzen, da der $\angle \Theta$ klein ($10 \div 15^\circ$) ist und

$$\angle BOC = \Theta_2 \approx \Theta_1 \approx \frac{\Theta}{2}$$

angenommen werden kann. Fällt man weiter von D und G die Lote auf OB , so ergibt sich:

$$E_a \approx OF + FH + HB$$

$$\text{oder } E_a \approx E_{k_1} \cdot \cos \Theta \pm E_v \cdot \cos \psi \pm E_s \cdot \sin \psi \text{ Volt.} \quad (709)$$

Darin ist:

$$E_{k_1} \cdot \cos \Theta \approx E_0 \mp \left[\left(\frac{E_q}{\cos \psi} + E_s \right) \cdot \sin \psi \pm E_v \cdot \cos \psi \right] \text{ Volt.} \quad (710)$$

(Die unteren Zeichen gelten für Motoren. Bei Phasenvoreilung des Stromes J ist ψ und φ negativ zu setzen.)

Aus Gl. (709) und (710) erhält man ferner:

$$E_a \approx E_0 \mp E_q \cdot \operatorname{tg} \psi \text{ Volt.} \quad (711)$$

Der Winkel Θ in Gl. (709) bestimmt sich¹⁾ aus:

$$\Theta = 57,3^\circ \cdot \frac{\pm E_s \cdot \cos \varphi \mp E_v \cdot \sin \varphi \pm E_q}{E_{k_1} \pm E_v \cdot \cos \varphi \pm E_s \cdot \sin \varphi} \quad (712)$$

und $\psi = \varphi + \Theta$, oder nach E. Arnold²⁾

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{E_{k_1} \cdot \sin \varphi \pm \left(E_s + \frac{E_q}{\cos \psi} \right)}{E_{k_1} \cdot \cos \varphi \pm E_v}, \quad (713)$$

woraus wiederum $\Theta = \psi - \varphi$ gefunden wird.

¹⁾ Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 375.

²⁾ WT. IV, S. 63 u. 545.

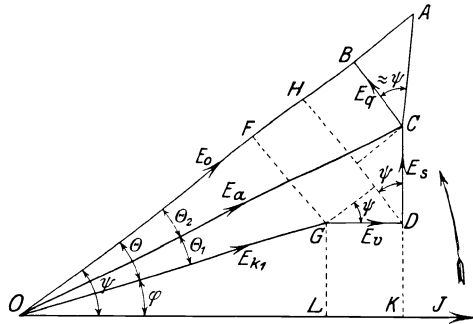


Fig. 76.

Die Streuspannungen E_q und E_e sind der Berechnung schwer zugänglich, beide lassen sich aber aus der Leerlaufcharakteristik $f(E_0, \mathfrak{M}_0)$ mit Hilfe der MMKe $\mathfrak{M}_q$ und $\mathfrak{M}_e$ ermitteln (siehe Abschnitt 9).

Angenähert findet man aber:

$$\frac{E_a}{\cos \psi} = 1,77 \cdot k_q' \cdot \nu \cdot (f_1 \cdot w)^2 \cdot m \cdot \frac{J \cdot t_p \cdot l}{k_1 \cdot \delta \cdot p} \cdot 10^{-8} \text{ Volt.} \quad (714)$$

Darin rechnet sich, wenn man den Feldfaktor

$$\alpha_f = \frac{1}{\mathfrak{B}_{l_{\max}}} \cdot \int_0^{t_p} \mathfrak{B}_l \cdot dt_p \approx \alpha \quad (715)$$

einführt,

$$k_q' = 0,9 \cdot \frac{\alpha_f \cdot \pi - \sin \alpha_f \cdot 180^\circ + \frac{2}{3} \cdot \cos \alpha_f \cdot 90^\circ}{4 \cdot \sin \alpha_f \cdot 90^\circ}. \quad (716)$$

Um für Gl. (712) die Größe E_q zu erhalten, kann man in Gl. (714) $\cos \psi \approx \cos(\varphi + 10^\circ)$ setzen.

6. Die Streuspannung.

Hierfür kommen nur die Streulinien in Frage, welche nicht in das Eisen des Magnetfeldes eindringen. Ihre Leitfähigkeit ist $\lambda_N = \lambda_n + \lambda_k + \lambda_s$. Nach Gl. (570) berechnet sich der Feldwiderstand:

$$S = \frac{4 \pi \cdot \nu \cdot w^2 \cdot l}{p \cdot g} \cdot (\lambda_n + \lambda_k + \lambda_s) \cdot 10^{-8} \text{ Ohm} \quad (717)$$

und die Streuspannung:

$$E_s = J \cdot S \text{ Volt.} \quad (718)$$

S ist stark von g abhängig. Befinden sich Spulenseiten zweier Phasen in einer Nut, wie es bei der Spulenweite $y = \frac{2}{3} t_p$ oder bei unveränderter Gleichstromwicklung der Fall ist, dann ist S mit dem Faktor $\sim 1,5$ zu multiplizieren.

Die einzelnen Leitwerte lassen sich nun folgendermaßen berechnen:

a) λ_n wird für die betreffende Nutenform wie bei den Gleichstrommaschinen [Gl. (147)] oder Induktionsmotoren [Gl. (565) und (566)] bestimmt. Da auch bei Mehrlochwicklungen ($g > 1$) der Verlauf des Streuflusses zwischen den Nutwänden nicht geändert wird, so gelten die Formeln für λ_n auch bei $g > 1$.

b) λ_k für die Zahnköpfe ist in gewissem Maße von der Nutenzahl je Pol und Phase g abhängig. Infolge der Änderung des magne-

tischen Widerstandes bei der Bewegung der Zähne vor dem Pol schwankt auch die Zahnkopfstreueung. Wir setzen daher einen Mittelwert ein, der für den gebräuchlichen Wert des Polbogens $b \approx \frac{2}{3} t_p$ sich bestimmt aus

$$\lambda_k = 0,92 \cdot \log \frac{\pi \cdot t_1}{2 \cdot r_1} \text{ für } g = 1 \text{ u. } 2, \quad (719)$$

$$\lambda_k = 0,92 \cdot \log \frac{\pi \cdot t_1}{2 \cdot r_1} + (0,2 g - 0,33) \text{ für } g \geq 3. \quad (720)$$

Für ein- und zweiphasige Wicklungen, bei denen eine Phase mehr als $\frac{1}{3}$ Polteilung bedeckt, wird

$$\lambda_k \approx 0,95 \cdot \lambda_k \quad (721)$$

gewählt.

c) λ_s für die Spulenköpfe von der Länge $l_s = l_{a_1} - l$ wird ebenso wie bei den Induktionsmotoren [Gl. (568) und (569)] berechnet aus:

$$\lambda_s = 0,46 \cdot g \cdot k_s \cdot \frac{l_s}{l} \cdot \log \frac{2 \cdot l_s}{U_s}, \quad (722)$$

wenn alle g Spulen in einem Spulenkopf vereinigt werden. Verteilt man aber die g Spulen auf 2 in entgegengesetzten Richtungen liegende Spulenköpfe mit je g_s Spulen, dann ergibt sich hierfür

$$\lambda_s' = 0,46 \cdot g_s \cdot k_s \cdot \frac{l_s}{l} \cdot \left(\log \frac{2 l_s}{U_s} + 0,3 \right). \quad (723)$$

Bisweilen sind die Nuten durch einen dünnen Steg von der radialen Dicke $\delta_s = 0,05 \div 0,1$ cm geschlossen, dann ist dieser schon bei geringer Belastung durch das Streufeld gesättigt. Bei einer Induktion $\mathfrak{B}_s$ in ihm würde eine zusätzliche Streuspannung:

$$E_s' = 4,44 \cdot \nu \cdot w \cdot \delta_s \cdot 2 \cdot l \cdot \mathfrak{B}_s \cdot 10^{-8} \text{ Volt} \quad (724)$$

zu E_s hinzukommen, die bei $\mathfrak{B}_s \approx 22500$ Gauß sich ergibt zu:

$$E_s' = 2 \cdot \nu \cdot w \cdot l \cdot \delta_s \cdot 10^{-8} \text{ Volt.} \quad (725)$$

Bei Einphasenmaschinen sind E_s und E_s' mit $1,2 \div 1,3$ zu multiplizieren. Will man keinen zu großen Spannungsabfall erhalten, dann soll $E_s' < 8 \div 12\%$ der Phasenspannung bei Leerlauf sein. Dadurch wird aber der Stoßkurzschlußstrom größer als zulässig.

7. Der Leistungswiderstand.

Infolge der in hohen Stäben bei tiefen Nuten im Ankerkuper auftretenden Wirbelströme wird der Gleichstromwiderstand R_a vergrößert auf einen Wert

$$R_{a_l} = k_w \cdot R_a \text{ Ohm,} \quad (726)$$

worin $k_w = 1,05 \div 2,1$ werden kann.

Die Ursache der Wirbelströme ist dabei die nach der Nutenöffnung hin zunehmende induktive Wirkung des Streufeldes, wodurch die Stromdichte in den einzelnen Leiterschichten nach der Nutenöffnung hin abnimmt. Diese Erscheinung ist zuerst von A. B. Field¹⁾, F. Emde²⁾, dann von Fischer-Hinnen³⁾, Rogowski⁴⁾, Hillebrand⁵⁾, R. Richter⁶⁾, L. Dreyfuß⁷⁾, R. Pohl⁸⁾ behandelt worden.

Es bezeichnen nun:

$$\begin{aligned} h_l & \text{ die Leiterhöhe (cm),} \\ b_l & \text{ die Leiterbreite (cm),} \\ b_n & \text{ die Nutenbreite (cm),} \\ z_n & \text{ Anzahl der nebeneinanderliegenden Stäbe,} \\ z_u & \text{ Anzahl der übereinanderliegenden Stäbe,} \\ \xi & = \left(\frac{z_n \cdot b_l \cdot \nu}{50 \cdot b_n} \right)^2 \text{ einen Induktionsfaktor,} \end{aligned} \quad (727)$$

dann wird für einen im Eisen liegenden Leiter in der x -ten Lage von unten gerechnet:

$$k_{wx} \approx 1 + \left(0,09 + x \cdot \frac{x-1}{3} \right) \cdot \xi \cdot h_l^4. \quad (728)$$

Bei $\xi \cdot h_l^4 > 2,2$ ergeben sich etwas zu große Werte für k_{wx} .

Der Mittelwert über alle z_u Lagen ist dann:

$$k_{wmi} \approx 1 + \frac{z_u^2 - 0,2}{9} \cdot \xi \cdot h_l^4. \quad (729)$$

Nun ist der Gleichstromwiderstand $R_a = c \cdot l_{a_1}$ Ohm, der Wechselstromwiderstand $R_{a_1} = c \cdot (k_{wmi} \cdot l + l_{a_1} - l)$ Ohm.

Gemäß Gl. (726) folgt aus beiden Gleichungen:

$$k_w = \frac{l \cdot (k_{wmi} - 1) + l_{a_1}}{l_{a_1}}$$

oder

$$k_w = 1 + \frac{l}{l_{a_1}} \cdot (k_{wmi} - 1). \quad (730)$$

Untersucht man weiter, für welche kritische Leiterhöhe h_{l_k} der Wirbelstromfaktor k_w und damit die Stromwärmeverluste am ge-

¹⁾ Proc. AJEE. 1905, S. 659. ETZ. 1905, S. 1038.

²⁾ El. u. M., Wien. 1908, S. 703; 1909, S. 79; 1922, S. 301.

³⁾ Bull. d. Schw. El. V. 1917, Heft 4, Ableitung der Fieldschen Formeln.

⁴⁾ AfE. 1913, Heft 3. ⁵⁾ AfE. 1914, Heft 5.

⁶⁾ AfE. 1914, Heft 12; 1915, Heft 1 u. 2.

⁷⁾ El. u. M., Wien. 1914; AfE. 1915, Heft 1 u. 2.

⁸⁾ ETZ. 1920, S. 908 u. 997.

ringsten werden, so findet man

$$h_k = \sqrt{\frac{3}{z_u^2 - 0,2} \cdot \frac{l_{a1}}{l} \cdot \frac{1}{\sqrt{\xi}}} \text{ cm.} \quad (731)$$

8. Die Eisenhöhe im Anker.

Zu der im Abschn. 5 gefundenen EMK E_a bei Nennlast bestimmt man den Kraftfluß eines Magnetpols nach Gl. (681)

$$\mathfrak{N} = \frac{E_a \cdot 10^8}{4 \cdot f_{\mathfrak{B}} \cdot f_1 \cdot \nu \cdot w} \text{ Maxwell.} \quad (732)$$

Daraus ergibt sich die Eisenhöhe im Anker

$$h = \frac{\mathfrak{N}}{2 \cdot k_2 \cdot l \cdot \mathfrak{B}_a} \text{ cm.} \quad (733)$$

Die Ankerinduktion $\mathfrak{B}_a$ wählt man darin:

$$\begin{array}{ll} 15000 \div 12000 & \text{für } \nu = 15 \div 30 \text{ He} \\ 12000 \div 7000 & \text{" } \nu = 30 \div 50 \text{ " } \\ 7000 \div 4000 & \text{" } \nu = 50 \div 100 \text{ " } \end{array}$$

Weiter erhält man den äußeren Blechdurchmesser

$$D_s = D + 2 \cdot (l_z + h) \text{ cm.} \quad (734)$$

9. Das Magnetfeld.

Allgemein führt man das Magnetgestell wie bei Gleichstrommaschinen mit ausgeprägten Polkernen aus, die auf einem Joch befestigt sind. Bei Turbomaschinen dagegen wird der Läufer als Zylinder mit Nuten für die Erregerwicklung ausgebildet. Vorläufig soll die erstere Ausführung behandelt werden.

Wählt man den Streuungskoeffizienten

$$\begin{array}{ll} \sigma = 1,15 \div 1,25 & \text{bei runden oder quadratischen Polkernen,} \\ = 1,2 \div 1,35 & \text{" rechteckigen Polkernen,} \end{array}$$

so wird der Kraftfluß eines Pols bei Belastung:

$$\mathfrak{N}_m = \sigma \cdot \mathfrak{N} \text{ Maxwell.} \quad (735)$$

Nimmt man weiter die Induktionen an zu:

Kerne:	Joch:
$\mathfrak{B}_m = 15000 \div 18000$	$\mathfrak{B}_j = 11000 \div 15000$ Gauß f. Schmiedeeisen
$= 14000 \div 17000$	$= 10000 \div 14000$ " " Stahlguß
$= 6000 \div 8000$	$= 5000 \div 7000$ " " Gußeisen,

so ergeben sich die zugehörigen Eisenquerschnitte:

$$F_m = \frac{\mathfrak{M}_m}{(k_a) \cdot \mathfrak{B}_m} \text{ qcm}, \quad (736)$$

$$F_j = \frac{\mathfrak{M}_m}{2 \cdot \mathfrak{B}_j} \text{ qcm}. \quad (737)$$

Für harte Maschinen, deren Spannung von Hand aus geregelt wird, wählt man starke Sättigung der Polkerne. Andererseits zeigen Maschinen mit wenig gesättigten Polen eine stark abfallende äußere Charakteristik. Nun wählt man die Länge der Polkerne h_m und nimmt die Polschuhe radial etwa $1,5 \div 4$ cm dick an. Darauf zeichnet man eine Skizze des magnetischen Kraftlinienweges und bestimmt wie bei den Gleichstrommaschinen (I, A, 5) die MMK bei Leerlauf für einen Pol:

$$\mathfrak{M}_0 = \mathfrak{M}_l + \mathfrak{M}_z + \mathfrak{M}_a + \mathfrak{M}_m + \mathfrak{M}_j \text{ Amperewindungen}. \quad (738)$$

Berechnet man diese Werte für verschiedene Spannungen E_0 , so kann man daraus die Leerlaufscharakteristik $f(E_0, \mathfrak{M}_0)$ zeichnen (vgl. I, A, 18).

Bei Belastung ändert sich das Streufeld wenig, dagegen wird infolge der Entmagnetisierung das Hauptfeld kleiner. Demnach wird der Streukoeffizient bei Belastung größer, wobei man in Gl. (735) setzen kann:

$$\sigma_b = (1,02 \div 1,07) \cdot \sigma \quad (739)$$

schwach stark
gesättigte Pole

Die längsmagnetisierende Wirkung des Ankerstromes verbraucht eine MMK $\mathfrak{M}_e$, dagegen beeinflusst die Quermagnetisierung entsprechend einer MMK $\mathfrak{M}_q$ die Spannung sehr wenig, da ihre EMK E_q senkrecht zu E_0 steht. Somit ergibt sich bei Belastung eine MMK

$$\mathfrak{M}_b = \sum (\mathfrak{M}_0, \mathfrak{M}_e, \mathfrak{M}_q) \approx \mathfrak{M}_0 \pm \mathfrak{M}_e \text{ Amperewindungen}. \quad (740)$$

(Das negative Zeichen gilt für Voreilung $\varphi = -$).

Darin berechnet man:

$$\mathfrak{M}_e = k_e \cdot m \cdot f_1 \cdot J \cdot w \cdot \sin \psi \text{ Amperewindungen} \quad (741)$$

$$k_e = 0,9 \cdot \frac{\alpha_f \cdot \pi + \sin \alpha_f \cdot 180^\circ}{4 \cdot \sin \alpha_f \cdot 90^\circ} \quad (742)$$

$$\frac{\mathfrak{M}_q}{\cos \psi} = k_q' \cdot m \cdot f_1 \cdot J \cdot w \text{ Amperewindungen} \quad (743)$$

und k_q' nach Gl. (716).

Um die Spannungen E_e und E_q zeichnerisch zu ermitteln, benutzt man die Leerlaufscharakteristik. Nun wirkt die MMK $\mathfrak{M}_e$ auf

einen eisenhaltigen Kraftlinienweg, der eine gewisse Sättigung besitzt. Um die zugehörige Spannung E_0 zu erhalten, trägt man demnach (Fig. 77) in der Charakteristik von der zu $\mathfrak{M}_b = OA$ gehörenden Ordinate AB bei Phasennacheilung ($\varphi = +$) nach links $\mathfrak{M}_e = BC$, bei Phasenvoreilung ($\varphi = -$) nach rechts $\mathfrak{M}_e = BD$ ab und entnimmt dazu die Spannungen

$$E_e = CF \quad (\varphi = +)$$

$$\text{und} \quad -E_e = DG \quad (\varphi = -).$$

Der Querkraftfluß $\mathfrak{M}_q$ verläuft hauptsächlich in Luft, da die Polschuhe quer nicht gesättigt sind.

Daher trägt man $\frac{\mathfrak{M}_q}{\cos \psi} = OH$

an dem Anfang der Charakteristik ein und findet dazu als Ordinate

$$\frac{E_q}{\cos \psi} = HL.$$

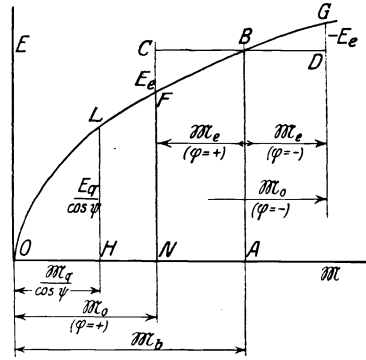


Fig. 77.

10. Die Erregerwicklung.

Es bezeichne

- J_e Erregerstrom (Amp.),
- R_e Widerstand aller $2p$ Erregerspulen (Ohm),
- q_e Drahtquerschnitt (qmm),
- l_e mittlere Windungslänge (cm),
- w_e Windungszahl eines Pols,
- E_{r_e} Spannung an der Erregerwicklung (Volt).

Dann gilt die Beziehung:

$$J_e = \frac{E_{r_e}}{R_e} = \frac{E_{r_e} \cdot 5700 \cdot q_e}{2p \cdot w_e \cdot l_e \cdot (1 + 0,004 \cdot \Delta \vartheta_{w_e})} \text{ Amp.} \quad (744)$$

Setzt man darin $J_e \cdot w_e = \mathfrak{M}_b$ und vergrößert den Querschnitt durch einen Zuschlag von $5 \div 10\%$, um die Spannung auch unter ungünstigen Verhältnissen noch etwas steigern zu können, dann erhält man

$$q_e = (1,05 \div 1,1) \cdot \frac{2p \cdot \mathfrak{M}_b \cdot l_e \cdot (1 + 0,004 \cdot \Delta \vartheta_{w_e})}{5700 \cdot E_{r_e}} \text{ qmm.} \quad (745)$$

Wählt man dann die Stromdichte $j_e = 3,5 \div 2 \text{ A/qmm}$, so ergibt sich

$$J_e = j_e \cdot q_e \text{ Amp.} \quad (746)$$

$$\text{und} \quad w_e = \frac{\mathfrak{M}_b}{J_e} \text{ Windungen/Pol.} \quad (747)$$

Die Regelung des Erregerstromes J_e erfolgt grob durch Änderung des Feldes der Erregermaschine, fein durch einen Hauptstromwiderstand r_e in der Erregerwicklung selbst oder durch Schnellregler¹⁾.

Bei Turbomaschinen besitzt der Läufer einen genuteten Eisenzylinder, auf dem die Erregerwicklung untergebracht ist. Da nun die Zahnbreiten erst ermittelt werden können, wenn die Wicklung bekannt ist, schätzt man die MMK

$$\begin{aligned} \mathfrak{M}_b &= (1,5 \div 2) \cdot \mathfrak{M}_l \text{ bei schwacher Sättigung} \\ &= (2 \div 3) \cdot \mathfrak{M}_l \quad \text{„ starker „} \end{aligned}$$

und setzt die mittlere Länge einer Erregerwindung

$$l_e = 2 \cdot (l_1 + 0,6 \cdot t_p + 20) \text{ cm}, \quad (748)$$

woraus dann q_e , J_e und w_e ermittelt werden können.

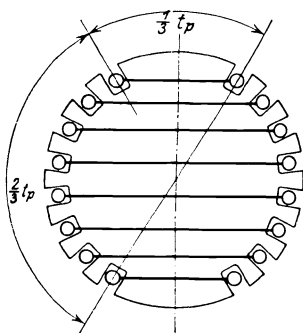


Fig. 78.

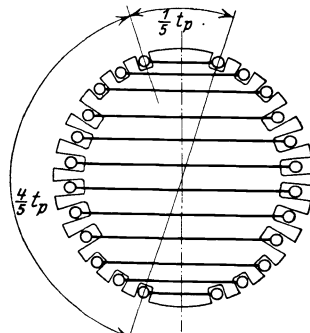


Fig. 79.

Die Erregerwicklung wird nun über $\frac{2}{3}$ der Polteilung in Nuten verteilt, so daß der innere Teil ($\frac{1}{3}$ Polteilung) ohne Nuten oder unbewickelt bleibt (Fig. 78). Nach Sachs²⁾ soll sich die Feldkurve mehr der Sinusform nähern, wenn man $\frac{4}{5}$ der Polteilung bewickelt und die äußeren Nuten nur mit halber Tiefe ausführt (Fig. 79).

11. Die Kurvenform des Feldes und der EMK.

Allgemein wird von einer Synchronmaschine gefordert, daß ihre EMK-Kurve möglichst wenig von der Sinusform abweichen soll, was eine nahezu sinusförmige Feldkurve zur Voraussetzung hat. Man rundet daher bei ausgeprägten Polen die Polschuhe nach außen mit einem gewissen Krümmungshalbmesser ab, der kleiner als derjenige des Ankers ist, oder stuft die Polfläche seitlich ab.

¹⁾ Schwaiger, A.: Das Regulierproblem in der Elektrotechnik.

²⁾ El. u. M., Wien. 1915, Heft 50.

Um dafür die Kurvenform des Feldes festzustellen, zeichnet man die Kraftlinienverteilung nach Gefühl oder nach der Methode von F. Unger¹⁾ ein und berechnet für die einzelnen Punkte x (Fig. 80) die zugehörige Luftinduktion $\mathfrak{B}_x$ folgendermaßen:

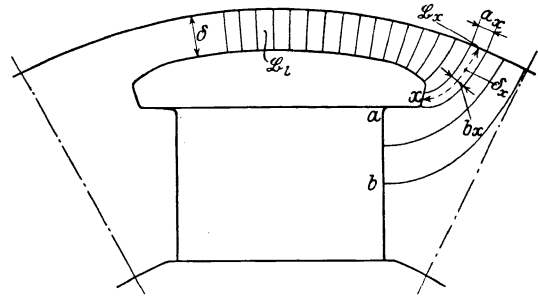


Fig. 80.

Für den Luftspalt von δ cm Länge gilt bei 1 cm Ankerumfang und 1 cm Ankerlänge:

$$\mathfrak{N}_\delta = \mathfrak{M}_\delta \cdot A_\delta = \mathfrak{B}_l \cdot 1 \text{ Maxwell} \quad (749)$$

und für eine Stelle x mit der Breite a_x

$$\mathfrak{N}_x = \mathfrak{M}_x \cdot A_x = \mathfrak{B}_x \cdot a_x \text{ Maxwell.} \quad (750)$$

Über der Polschuhfläche ist das magnetische Potential konstant, also auch $\mathfrak{M}_x = \mathfrak{M}_\delta$. Weiter läßt sich einsetzen: $A_\delta = \frac{1}{\delta}$, $A_x = \frac{b_x}{\delta_x}$. Aus den Gln. (749) und (750) folgt nun

$$\frac{A_\delta}{A_x} = \frac{\mathfrak{B}_l}{\mathfrak{B}_x \cdot a_x} = \frac{1}{\delta} \cdot \frac{\delta_x}{b_x} \quad \text{oder} \quad \mathfrak{B}_x = \mathfrak{B}_l \cdot \frac{\delta}{\delta_x} \cdot \frac{b_x}{a_x} \text{ Gauß.} \quad (751)$$

Auf die Kraftflüsse außerhalb des Polschuhs, die etwa zwischen den Punkten $a \div b$ zur Ankerfläche neben der neutralen Zone übergehen, wirkt eine allmählich bis auf etwa die Hälfte bei b gesunkene MMK $\mathfrak{M}_x$ ein, so daß man die in dieser Zone für $\mathfrak{B}_x$ erhaltenen Werte noch mit einem Faktor $(1 \div 0,5)$ zu multiplizieren hat, der den Anteil der unterhalb der betrachteten Kraftröhre liegenden zur gesamten MMK des Pols darstellt.

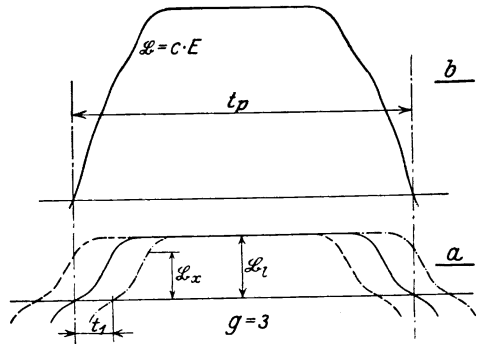


Fig. 81.

Zeichnet man nun diese Feldkurve (Fig. 81a) über einer Polteilung t_p mit einem Nutenabstand t_1 so oft hin, als die Nutenzahl je Pol und Phase g angibt, und addiert die Ordinaten, so gibt die Summenkurve die der EMK ähnliche Feldkurve (Fig. 81b).

¹⁾ ETZ. 1920, S. 306.

Nun errichtet man in C die Ordinate $CD = J_k$ in einem bestimmten Maßstab, wodurch D als ein Punkt der zu bestimmenden Kurzschlußcharakteristik $f(J_k, \mathfrak{M}_0)$ gefunden ist. OC ist dann die zugehörige

MMK $\mathfrak{M}_{0k}$, aus der sich der Erregerstrom $J_{ek} = \frac{\mathfrak{M}_{0k}}{w_e}$ bestimmt.

Da nun W_k und ψ_k sich nicht ändern, sind die Seiten AB und BC des Dreiecks ABC proportional J_k , also behält BC für verschiedene Ströme J_k seine Neigung gegen die Abszissenachse bei und es kann gesetzt werden $BC \sim J_k$.

Das Dreieck ABC heißt das Potiersche, weil von ihm die Darstellung herrührt. Man erhält nun zu einem anderen Wert von $\mathfrak{M}_{0k}$, z. B. OH , den zugehörigen Kurzschlußstrom $J_k = HG$, wenn man $HF \parallel CB$ zieht und $HG = CD \cdot \frac{HF}{BC}$ macht. Die auf diese Weise gefundenen Punkte D, G usw. liegen nahezu auf einer Geraden (2) und stellen die Kurzschlußcharakteristik $f(J_k, \mathfrak{M}_0)$ dar. Zu $AB = E_{ak}$ gehört $CN = E_{0k}$ und $PN = E_{ek}$.

Hat man die Linie CB bzw. CD für den Nennstrom $J = J_k$ bestimmt und war $OH = \mathfrak{M}_b$ gemacht, so stellt $HG = J_k$ den Dauerkurzschlußstrom (REM § 46) dar. Er beträgt etwa das 3 ÷ 4fache des Nennstromes bei ausgeprägten Polen und etwa das 2fache bei Turbogeneratoren.

Da das Dreieck ABC für $\psi_k \approx 90^\circ = \varphi$ gilt, so kann mit seiner Hilfe eine Kurve abgeleitet werden, die angibt, wie sich die Klemmenspannung E_{k1} bei gleichbleibendem Strom J und dem Leistungsfaktor $\cos \varphi = 0 \approx \cos \psi_k$ mit der Erreger-MMK $\mathfrak{M}_0$ bzw. dem Erregerstrom J_e ändert.

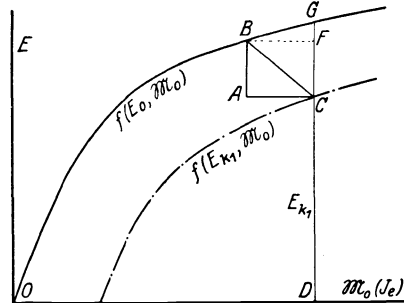


Fig. 85.

Diese Kurve heißt die induktive Belastungscharakteristik $f(E_{k1}, \mathfrak{M}_0)$ bzw. $f(E_{k1}, J_e)$, $J = \text{konst.}$, $\cos \varphi = 0$. Man erhält sie (Fig. 85) durch Verschieben des Potierschen Dreiecks längs der Leerlaufcharakteristik.

Da die beiden Katheten AB und AC konstant sind, so ist das Dreieck ABC unabhängig von der Klemmenspannung E_{k1} und der Erregung. Zieht man für den normalen Erregerstrom $J_e = OD$ die Ordinate DG und durch B die Horizontale BF , so stellt $GF = E_e$ die entmagnetisierende Spannung dar. Da hierbei $E_q = 0$ war und $FC = J \cdot S$ ist, so gibt $DC = E_0 - J \cdot S - E_e = E_{k1}$ an.

13. Der Stoßkurzschlußstrom.

Schließt man einen Generator bei voller Erregung ($\mathfrak{M}_b$) kurz, dann tritt ein Strom, der plötzliche oder Stoßkurzschlußstrom J_{k_p} auf, der die Ursache explosionsartiger Zerstörung der Wickelköpfe werden kann¹⁾.

Der physikalische Vorgang ist dabei folgender: In dem ersten Augenblick des Kurzschlusses besitzt das Magnetfeld $\mathfrak{N}$ mit seiner Energie $\frac{1}{2} \cdot \mathfrak{N} \cdot J_e \cdot w_e$ seinen vollen Wert, da die Rückwirkung des Ankers eine gewisse Zeit zur Beeinflussung des Hauptfeldes braucht. Der Stromstoß ist daher nur abhängig vom Leistungswiderstand R_{a_l} und dem Feldwiderstand S des Ankers, bzw. vom Spannungsverlust $E_v = J \cdot R_{a_l}$ und der Streuspannung E_s . Bezeichnen wir mit

$$e_v = \frac{E_v}{E_{k_1}} \cdot 100 \% \quad (754)$$

und

$$e_s = \frac{E_s}{E_{k_1}} \cdot 100 \% \quad (755)$$

die auf die Nennspannung je Phase bezogenen Größen, so würde sich der Stoßkurzschlußstrom

$$J_{k_p} = \frac{E_{k_1} \cdot J}{\sqrt{E_v^2 + E_s^2}} \text{ Amp.} \quad (756)$$

und auf den Nennstrom J bezogen

$$i_{k_p} = \frac{J_{k_p}}{J} \cdot 100 \% = \frac{100}{\sqrt{e_v^2 + e_s^2}} \% \quad (757)$$

ergeben.

Nach REM, § 47 soll der größte Augenblickswert

$$J_{k_{p\max}} \leq 15 \cdot \sqrt{2} \cdot J \quad \text{bzw.} \quad i_{k_{p\max}} \leq 2100 \% \quad (757a)$$

gehalten werden.

Die Größe des Stoßkurzschlußstromes ist demnach besonders von dem Feldwiderstand S , d. h. der Streuung, abhängig, wird also mit abnehmender Polzahl wachsen, da hierbei die Streuung relativ kleiner wird, z. B. bei Turbomaschinen mit wenig Polen. Aus dem gleichen Grunde steigt der Strom J_k mit kleiner werdender Periodenzahl ν , da $S = \odot \cdot 2 \pi \cdot \nu$ ist. Die Streuspannung E_s soll daher mindestens $10 \div 12 \%$ betragen.

¹⁾ R. Czepek: El. u. M., Wien. 1910, S. 389.

Durch die induktive Einwirkung des Ankers auf die Feldwicklung wird in dieser der Erregerstrom J_e ebenfalls ansteigen. Die hierbei in der Anker- und Feldwicklung in Wärme umgesetzte Energie wird einerseits von der Energie des Feldes, andererseits von der Bewegungsenergie der bewegten Massen und der Antriebsmaschine bestritten, bis der wirksame Kraftfluß $\mathfrak{K}$ der Pole durch die Ankerrückwirkung auf einen kleinen Bruchteil gesunken und der dauernde Kurzschlußstrom J_k eingetreten ist. Der Strom J_k stellt sich dann so ein, daß der aus der MMK des Ankers und der Magnetwicklung gemeinsam erzeugte Kraftfluß gerade eine EMK E_{a_k} induziert, die den Spannungsverlust E_{v_k} und die Streuspannung E_{s_k} deckt.

Dieser Übergang vom plötzlichen zum dauernden Kurzschlußstrom geschieht nun nicht unvermittelt und unstetig, sondern es lagert sich über den ersten Zustand ein Schwingungszustand mit einem nach einer Exponentialfunktion $\left(e^{-\frac{R_{a_l} \cdot t}{S}}\right)$ verlaufenden Ausgleichsstrom, der infolge der Dämpfung durch die Verluste im Ankerwiderstand ziemlich rasch abklingt.

Der Stoßkurzschlußstrom ist um einen Winkel verschoben, der durch die Gleichung

$$\psi_{k_p} = \arctg \frac{S}{R_{a_l}} \quad (758)$$

bzw. besser durch

$$\cos \psi_{k_p} = \frac{e_v}{\sqrt{e_v^2 + e_s^2}} \quad [\approx 0,3 \div 0,4] \quad (759)$$

bestimmt ist. Daß ein großer Teil der Bewegungsenergie umgesetzt wird, zeigt sich an dem Nachlassen der Drehzahl.

Infolge der starken zusätzlichen Wechselströme in der Erregerwicklung können in ihr und in der Erregermaschine hohe EMKe auftreten, die eine Beschädigung der Isolation verursachen. Es ist deswegen vorteilhaft, einen großen Widerstand in der Erregerwicklung oder kräftige Dämpferwicklungen auf den Polen vorzusehen. Aus diesem Grunde wirken wohl auch bei Turbogeneratoren die Messing- oder Bronzekeile in den Nuten des Läufers, die zum Schutz der Feldwicklung gegen die Fliehkraft dienen, bei guter Berührung mit dem Eisen günstig als Dämpferwicklung durch die kräftigen in ihnen induzierten Wirbelströme. Dagegen sind Drosselspulen im Erregerkreis schädlich, da durch sie die magnetische Schwingungsenergie vergrößert wird. Im Ankerkreis dagegen können sie den Strom J_{k_p} stark mildern, wobei sie etwa 5% der Nennspannung beim Nenn-

strom verbrauchen. Abhandlungen über diese Erscheinung sind u. a. von W. Linke¹⁾, L. Dreyfuß²⁾, R. Bown³⁾, R. Rüdenberg⁴⁾ veröffentlicht worden.

14. Mechanische Wirkungen des Stoßkurzschlußstroms.

Außer den starken Beanspruchungen der Welle des Generators und der Antriebsmaschine durch den Stoßkurzschlußstrom J_{kp} entstehen besonders an den Spulenköpfen große magnetische Zug- und Druckkräfte. Betrachten wir dabei zuerst die in der Nähe des Ankereisens gelegenen Spulenköpfe (z. B. bei Einphasenmaschinen), dann ergibt sich folgendes Bild der Streulinien (Fig. 86):

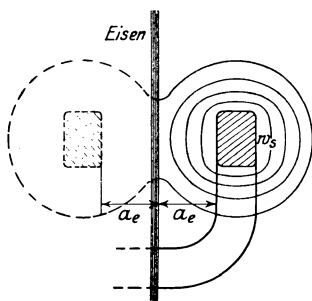


Fig. 86.

Die Eisenfläche erscheint hier also als Spiegel für die magnetischen Kraftlinien, so daß wir die Wirkung des Eisens durch einen hinter ihr im gleichen Abstände a_e liegenden Spulenkopf ersetzen können.

Dann haben wir den Fall zweier Leiter im Abstände $2a_e$ mit dem Höchstwert der Stromstärke

$$J_{kp_{\max}} \cdot w_s = \sqrt{2} \cdot J_{kp} \cdot w_s \text{ Amp.}$$

Unter der Annahme, daß

- a) die Länge l_s der Spulenköpfe sehr groß gegen a_e ,
- b) die Eisenfläche gegenüber a_e sehr groß ist,
- c) die Drähte eines Spulenkopfs in einem Punkt vereinigt zu denken wären, würde von dem Spiegelbild an der Stelle des wirklichen Spulenkopfes eine Induktion (gemäß der Gl. $\mathfrak{B} = \frac{2 \cdot J}{10 \cdot 2 a_e}$)

$$\mathfrak{B}_s < \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot J_{kp} \cdot w_s}{10 \cdot 2 \cdot a_e} \text{ Gauß} \quad (760)$$

entstehen, da obige Bedingungen nicht ganz zutreffen. In diesem Felde würden die Stromleiter des Spulenkopfes für 1 cm Länge

(gemäß Gl. $P = \mathfrak{B} \cdot \frac{J}{10} \cdot l \text{ Dyn}$) eine Kraft

¹⁾ AfE. 1912, Bd. 1, S. 16; ETZ. 1914, S. 757.

²⁾ El. u. M., Wien. 1911, S. 891; 1912, S. 25, 121, 139; AfE. 1916. Bd. 5, S. 103.

³⁾ El. World. Bd. 70, S. 477; ETZ. 1918, S. 118.

⁴⁾ El. u. M., Wien. 1925, Heft 5, S. 77; Heft 6, S. 98.

$$P < \frac{\sqrt{2} \cdot J_{kp} \cdot w_s \cdot \sqrt{2} \cdot J_{kp} \cdot w_s}{10 \cdot a_e \cdot 10} \cdot \frac{1}{9,81 \cdot 10^5} \text{ kg/cm}$$

$$\text{oder} \quad P < \approx \frac{2 \cdot J_{kp}^2 \cdot w_s^2}{a_e} \cdot 10^{-8} \text{ kg/cm} \quad (761)$$

erleiden, die den Spulenkopf gegen das Eisen pressen will. Als Länge des Spulenkopfes kommt nur der zum Eisen parallel liegende Teil, also etwa $\frac{4}{5} \cdot l_s$ in Frage.

Bei Mehrphasenmaschinen entsteht außerdem zwischen den Spulenköpfen zweier Phasen eine abstoßende (—) Kraft, da die Ströme entgegengesetzte Richtung haben. Die größte Kraft tritt dann auf, wenn in den beiden Phasen die Ströme entgegengesetzt gleich sind, d. h. die Größen + und $-J_{kp_{\max}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3}$ haben. Ist dabei a_w der Mittenabstand der beiden parallel zueinander verlaufenden Wicklungsköpfe, so wird

$$P < \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot J_{kp} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot w_s \cdot (-) \sqrt{2} \cdot J_{kp} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot w_s}{10 \cdot a_w} \cdot \frac{1}{10 \cdot 9,81 \cdot 10^5} \text{ kg/cm}$$

$$\text{oder} \quad P < - \frac{3 \cdot J_{kp}^2 \cdot w_s^2}{a_w} \cdot 10^{-8} \text{ kg/cm}. \quad (762)$$

Hierbei wird aber von den Spulenköpfen nur etwa $\frac{2}{3} l_s$ beansprucht. Die Kräfte können sehr groß werden. Deswegen müssen die Spulenköpfe gegen das Eisen und gegeneinander sehr stark abgestützt und unverschieblich verankert werden.

15. Die Spannungsänderung.

Hält man den Erregerstrom J_e , der notwendig ist, um die Klemmenspannung E_{k_1} beim Nennstrom J zu erzeugen, konstant und entlastet die Maschine, so steigt die EMK auf einen Betrag E_0' und es ist die bezogene Spannungserhöhung

$$e_d' = \frac{E_0' - E_{k_1}}{E_{k_1}} \cdot 100 \text{ } \%. \quad (763)$$

Ersetzt man darin nach dem Diagramm (Fig. 75)

$$E_0' - E_{k_1} = OA - OG \quad \text{und} \quad OA = E_e' + OB,$$

so wird nach Fig. 76 (wenn $\varphi \approx \psi$ gesetzt wird)

$$E_0' - E_{k_1} = E_e' + OB - OG = E_e' \pm E_v \cdot \cos \varphi \pm E_s \cdot \sin \varphi$$

$$\text{und} \quad e_d' = \frac{E_e' \pm E_v \cdot \cos \varphi \pm E_s \cdot \sin \varphi}{E_{k_1}} \cdot 100 \text{ } \%. \quad (764)$$

Stellt man aber bei Leerlauf eine Spannung E_0 ein und belastet die Maschine mit dem Nennstrom J bei unveränderter Erregung J_e , so erhält man eine wesentlich niedrigere Klemmenspannung E_{k_1} als vorher und es wird der bezogene Spannungsabfall:

$$e_d = \frac{E_0 - E_{k_1}}{E_0} \cdot 100 \% . \quad (765)$$

Hierfür ergibt sich in ähnlicher Weise wie vorher

$$e_d = \frac{E_e \pm E_v \cdot \cos \varphi \pm E_s \cdot \sin \varphi}{E_0} \cdot 100 \% . \quad (766)$$

Verwenden wir dagegen die Gln.(709), (710), (712), (713), so erhalten wir

$$e_d = \frac{E_0 - \frac{1}{\cos \Theta} \cdot \left[E_0 \mp \left(\frac{E_q}{\cos \psi} \pm E_s \right) \cdot \sin \psi \mp E_v \cdot \cos \psi \right]}{E_0} \cdot 100 \% . \quad (767)$$

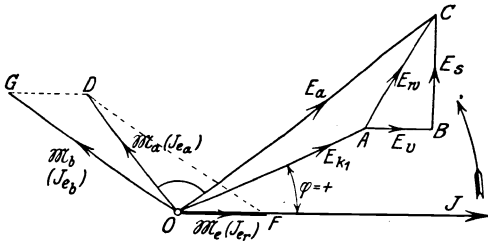


Fig. 87.

Zeichnerisch läßt sich mit Hilfe der Leerlaufcharakteristik der Spannungsabfall folgendermaßen bestimmen: Zuerst zeichnet man das Spannungsdiagramm unter Berücksichtigung der den entstehenden Feldern zugehörigen MMKe bzw. Erregerströme. Dabei geht man

(Fig. 87) von dem Nennstrom J aus, der um den Winkel φ gegen $E_{k_1} = OA$ verschoben sein soll, und trägt daran $E_v = J \cdot R_{al} = AB$ und $E_s = J \cdot S = BC$ an, so erhält man die EMK $E_a = OC$ bei Belastung. Senkrecht zu E_a voreilend liegt die MMK $\mathfrak{M}_a = OD$, welche das zu E_a gehörende Feld hervorruft. In Richtung von J liegt die MMK $\mathfrak{M}_e = OF$, die das rückwirkende Ankerfeld erzeugt. Die gesamte bei Belastung erforderliche MMK $\mathfrak{M}_b = OG$ ist gemäß der Gleichung $\mathfrak{M}_a = \Sigma(\mathfrak{M}_b, \mathfrak{M}_e)$ als $\mathfrak{M}_b = \Delta(\mathfrak{M}_a, \mathfrak{M}_e)$ bestimmt.

Da man die Leerlaufcharakteristik allgemein in Abhängigkeit vom Erregerstrom J_e als $f(E_0, J_e)$ darstellt, wird man auch die MMKe im Strommaß bezogen auf die Erregerwindungen w_e des Magnetfeldes darstellen, nämlich:

$$J_{e_b} = \frac{\mathfrak{M}_b}{w_e} \text{ Amp.}, \quad (768)$$

$$J_{e_a} = \frac{\mathfrak{M}_a}{w_e} \text{ Amp.}, \quad (769)$$

$$J_{e_r} = \frac{\mathfrak{M}_e}{w_e} \text{ Amp.} \quad (770)$$

Aus der Leerlaufcharakteristik (Fig. 88) entnimmt man nun zu der aus Fig. 87 gefundenen EMK $E_a = AB$ den Erregerstrom $J_{e_a} = OA$. Dann berechnet man nach Gl. (741) $\mathfrak{M}_e$ und nach Gl. (770) den Strom J_{e_r} und trägt in Fig. 87 $OD = J_{e_a}$ senkrecht zu $OC = E_a$ und $OF = J_{e_r}$ in Richtung von J ein. Dazu findet man $J_{e_b} = FD$ bzw.

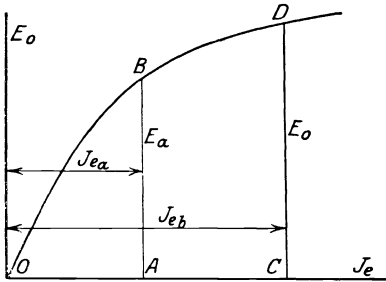


Fig. 88.

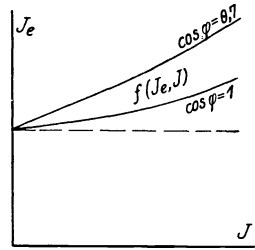


Fig. 89.

OG . Zu diesem Wert J_{e_b} , den wir in Fig. 88 gleich OC eintragen, entnimmt man nun die zugehörige EMK $E_0 = CD$. Dann ist der Spannungsabfall nach Gl. (765) durch Einsetzen des gegebenen Wertes E_{k_1} und des gefundenen Wertes E_0 bestimmt.

Führt man diese Berechnung bei gleichem Leistungsfaktor $\cos \varphi$ für verschiedene Belastungsströme J aus und trägt die gefundenen Werte des Erregerstromes $J_e = J_{e_b}$ in Abhängigkeit von J in ein rechtwinkliges Koordinatensystem ein, so erhält man die Regulie-

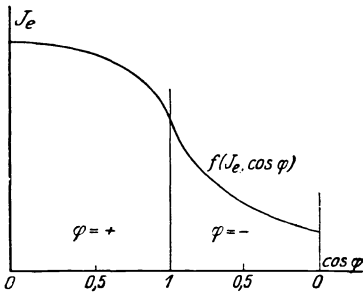


Fig. 90.

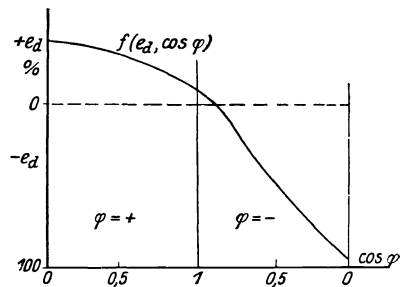


Fig. 91.

runskurve $f(J_e, J)$, $E_{k_1} = \text{konst.}$, $\cos \varphi = \text{konst.}$ (Fig. 89). Bei verschiedenen Leistungsfaktoren $\cos \varphi$ erhält man eine Schar von derartigen Kurven.

Für manche Zwecke sind auch noch die Kurven erwünscht, bei denen für konstanten Nennstrom J der Erregerstrom J_e als $f(J_e, \cos \varphi)$ (Fig. 90) und der Spannungsabfall e_d als $f(e_d, \cos \varphi)$ (Fig. 91) in Abhängigkeit von $\cos \varphi$ dargestellt sind.

Betrachten wir nun den Fall einer Kapazitätsbelastung mit voreilem Strom ($\varphi = -$), wie er in ausgedehnten Hochspannungsanlagen mit Kabeln leicht vorkommen kann, so ergibt sich bei Belastung infolge der Ankerrückwirkung eine Spannungserhöhung (Ferranti-Phänomen). Der Erregerstrom muß daher genügend tief abgeschwächt werden können, was mit Hilfe der Nebenschlußerregung der Erregermaschine oft nicht möglich ist. Deswegen ist ein genügend großer Hauptschlußwiderstand vorzusehen.

Zu erwähnen wäre noch die Eigenschaft der Synchronmaschinen, auch ohne Erregung des Hauptfeldes mit Hilfe der Remanenz auf Spannung zu kommen, wenn z. B. wie in dem vorigen Fall Kapazitätsbelastung vorhanden ist. Praktisch wird diese Eigenschaft ausgenutzt¹⁾ bei den sog. Reaktionsmaschinen ohne Magnetwicklung, z. B. bei den Motoren kleiner Leistung für Oszillographen (SSW), was aber nur bei ausgeprägten Polen mit kleinem Werte $\alpha = \frac{b}{t_p}$ möglich ist, wobei der magnetische Widerstand zwischen Quersfeld und Längsfeld große Unterschiede zeigt. Physikalisch kann man sich diese Selbsterregung folgendermaßen erklären: Der von der kleinen durch das Remanenzfeld induzierten EMK erzeugte Feldstrom erhöht durch seine Rückwirkung gemäß Fall *b* (Fig. 70 und 71) infolge starken Längsfeldes bei kleinem Quersfeld die EMK und diese den Feldstrom wechselweise. Durch das Ansteigen des aus dem Netz entnommenen nachteilenden Feldstromes und die Verluste erreicht dann die EMK einen gewissen Höchstwert. Bei Vollpolen ergibt die Längs- und Quersfeldwirkung nur ein gegen die Symmetrielinie der Spule verschobenes Feld, wodurch keine EMK induziert wird.

16. Verluste und Wirkungsgrad.

a) Anker (vgl. I, A, 13).

α) Eisenverluste N_{hw} .

Man bestimmt das Eisengewicht des Ankerkerns (Fig. 66):

$$G_a = \pi \cdot (D_s - h) \cdot k_s \cdot h \cdot l \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \quad (771)$$

und der Zähne:

$$G_z = Z \cdot k_z \cdot \frac{z_1 + z_2}{2} \cdot l_z \cdot l \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} \text{ kg}. \quad (772)$$

Dann entnimmt man aus den Verlustkurven (Fig. 20) zu den Induktionen $\mathfrak{B}_a, \mathfrak{B}_{z1}, \mathfrak{B}_{z2}, \mathfrak{B}_{ml}$ die spezifischen Leistungsverluste $\sigma_a, \sigma_{z1},$

¹⁾ Benischke, G.: El. u. M., Wien. 1912, S. 177.

$\sigma_{z2}, \sigma_{zmi}$ W/kg, berechnet daraus σ_z nach Gl. (197) und erhält die Eisenverluste [Gl. (198)]

$$N_{hw} = (1,2 \div 2) \cdot (G_a \cdot \sigma_a + G_z \cdot \sigma_z) \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.}$$

β) Kupferverluste N_{Ra} .

Die Länge eines Ankerdrahtes mit Stirnverbindungen ist

$$l_{a1} = l_1 + \frac{\pi \cdot (D_3 - h)}{2p} + D_3 - D - h + 2 \cdot l_i \text{ cm} \quad (773)$$

und der Gleichstromwiderstand je Phase:

$$R_a = \frac{Z}{m} \cdot \frac{s_n}{a^2} \cdot l_{a1} \cdot \frac{1 + 0,004 \cdot \Delta \vartheta_{wa}}{5700 \cdot q_a} \text{ Ohm,} \quad (774)$$

wofür der Leistungsverlust sich ergibt:

$$N_{Ra} = m \cdot k_w \cdot J^2 \cdot R_a \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (775)$$

b) Erregerwicklung.

Bei einer mittleren Windungslänge l_e cm und dem Drahtquerschnitt q_e qmm ist der Widerstand

$$R_e = 2p \cdot w_e \cdot l_e \cdot \frac{1 + 0,004 \cdot \Delta \vartheta_{we}}{5700 \cdot q_e} \text{ Ohm} \quad (776)$$

und der Leistungsverlust einschließlich r_e Ohm für den Hauptstrom-Regelwiderstand

$$N_{Re} = J_e^2 \cdot (R_e + r_e) \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (777)$$

c) Erregermaschine.

Um die Möglichkeit zu haben, den Erregerstrom um etwa 20% zu erhöhen, erhält die Erregermaschine eine Klemmenspannung:

$$E_{ke} = 1,2 \cdot J_e \cdot (R_e + r_e) \text{ Volt.} \quad (778)$$

Ihre abgegebene Leistung ist N_{Re} kW. Bei einem Wirkungsgrad η_e verbraucht sie dabei die Leistung

$$N_E = \frac{N_{Re}}{\eta_e} \text{ kWatt.} \quad (779)$$

d) Mechanische Verluste.

Berechnet man nach Gl. (211) die Reibungsverluste N_e , so kann man die gesamten mechanischen Verluste berechnen aus

$$N_m = (1,1 \div 1,3) \cdot (N_{e1} + N_{e2}) \text{ kWatt.} \quad (780)$$

e) Wirkungsgrad.

Bei Fremderregung wird

$$\eta = \frac{N_w \cdot \cos \varphi}{N_w \cdot \cos \varphi + N_{hw} + N_{Ra} + N_{Re} + N_u + N_m} \quad (781)$$

und bei Eigenregung:

$$\eta = \frac{N_w \cdot \cos \varphi}{N_w \cdot \cos \varphi + N_{hw} + N_{Ra} + N_E + N_u + N_m} \quad (782)$$

17. Die Erwärmung.

a) Anker.

Durch die Eisenverluste und die im Ankereisen eingebettete Wicklung wird eine Wärmeleistung

$$N_{hw} + N_{Ra} \cdot \frac{l_1}{l_{a1}} \text{ kWatt}$$

erzeugt, die durch die kühlende Oberfläche des Ankers:

$$O_a = \frac{\pi}{4} \cdot (D_3^2 - D^2) \cdot (2 + a_s) + \pi \cdot (D_3 + D) \cdot l_1 \text{ qcm} \quad (783)$$

fortgeführt werden muß.

Demnach ist die spezifische Kühlfläche:

$$o_a = \frac{O_a}{N_{hw} + N_{Ra} \cdot \frac{l_1}{l_{a1}}} \cdot 10^{-3} \text{ qcm/Watt} \quad (784)$$

und die Erwärmung: $\Delta \vartheta_a = \frac{C_a}{o_a} \text{ } ^\circ\text{Celsius}, \quad (785)$

worin $C_a = 250 \div 300$ gesetzt werden kann.

Nach Versuchen von Goldschmidt¹⁾, Ott²⁾ und Th. Hoock³⁾ ist die Wärmeleitfähigkeit radial $50 \div 130$ mal besser als axial. Man soll daher die Dicke der Blechpakete möglichst unter 4 cm wählen oder besser axiale Kanäle im Eisen anordnen.

b) Magnetspulen.

Rechnet man von einer Spule nur den äußeren Zylindermantel als Abkühlungsfläche O_m , dann ergibt sich als spezifische Kühlfläche einer Spule:

$$o_m = \frac{O_m \cdot 2p}{J_e^2 \cdot R_e} \cdot 10^{-3} \text{ qcm/Watt} \quad (786)$$

¹⁾ ETZ. 1908, S. 886. ²⁾ Forsch.-Arb. Ing. Nr. 35 u. 36.

³⁾ El. u. M., Wien. 1910, S. 908.

und die Erwärmung:

$$\Delta \vartheta_m = \frac{C_m}{o_m \cdot (1 + 0,1 \cdot v)} \text{ } ^\circ \text{Celsius.} \quad (787)$$

Darin kann $C_m = 600 \div 700$ bei Drahtwicklung,
 $= 400 \div 500$ bei Flachkupferwicklung
 gesetzt werden.

18. Die Lagerströme.

Bei größeren Maschinen, deren Eisen durch radiale Trennfugen geteilt ist, macht sich bisweilen die Erscheinung bemerkbar, daß zwischen Wellenzapfen und Lager elektrische Ströme auftreten, durch die ein Zerfressen der Lagerschalen oder Zapfen verursacht wird. Besonders stark ist diese Erscheinung bei Maschinen großer Leistung mit kleiner Polzahl (Turbos) ausgeprägt, da sie stärkere Kraftflüsse je Pol besitzen. Untersuchungen darüber sind von L. Fleischmann¹⁾, L. Adler²⁾, M. Liwschitz³⁾ angestellt worden, die zu etwa folgender Erklärung gelangt sind:

Die Trennfuge hat denselben Einfluß auf die Änderung des Kraftflusses wie eine Nut, allerdings mit dem Unterschiede, daß hier der ganze durch das Eisen des Ankers gehende Kraftfluß Schwankungen seiner Größe erleidet. Dabei kann man sich den Verlauf des Kraftflusses nach Fleischmann etwa gemäß Fig. 92 vorstellen: Während nun die Querpulsation infolge Veränderung des Kraftflußquerschnitts EMKe hervorruft, die sich, bezogen auf die Welle, aufheben,

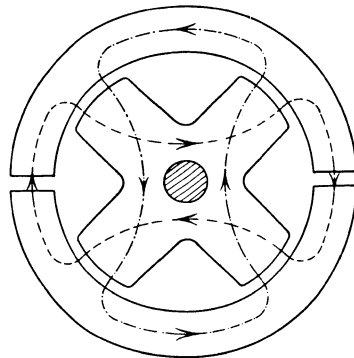


Fig. 92.

aber im Magnetsystem selbst Wirbelströme hervorrufen, erzeugt die Längspulsation des Kraftflusses Ströme im Jocheisen und in der Welle, die sich durch die Lager und Fundamentplatte schließen. Nach einer Polteilung kehren die induzierten EMKe ihre Richtung um, so daß die Lagerströme die Periodenzahl ν des Ankerstromes besitzen. Im allgemeinen haben die Maschinen 2 horizontale Trennfugen. Ist nun die Polpaarzahl p ungerade, dann haben die oben angegebenen EMKe entgegengesetzte Richtung, rufen demnach keine Lagerströme hervor. Dagegen entstehen solche, wenn p gerade ist⁴⁾.

¹⁾ EKB. 1909.

²⁾ El. u. M., Wien. 1910, Heft 8.

³⁾ El. u. M., Wien. 1912, S. 704.

⁴⁾ Vgl. auch ETZ. 1924, S. 435, 828.

Zur Vermeidung der Lagerströme hat man entweder ein Lager von der Fundamentplatte isoliert, oder Welle und Lagerkörper durch Bürsten elektrisch verbunden, oder Hilfswicklungen aufgelegt¹⁾.

Einfacher ist es jedoch, an Stellen, die um eine ungerade Anzahl von Polteilungen von den Trennfugen entfernt sind, künstlich Unsymmetrien dadurch hervorzurufen, daß man dort Löcher bohrt oder vorher ausstanzt, deren magnetischer Widerstand gleich dem der Trennungsfuge ist. Oder man stanzt vorher Schlitzte ein, deren magnetischer Widerstand durch eingeschobene Blechstreifen auf den richtigen Wert eingestellt wird.

B. Synchrone Motoren (SM).

Für die Berechnung ist allgemein gegeben:

- Die Leistung N kW,
 „ Klemmenspannung E Volt,
 „ Periodenzahl ν Hertz,
 „ Drehzahl n Umdr./min.

Weiter ist aber dabei noch zu berücksichtigen, daß der Motor zum Phasenausgleich noch einen nacheilenden Strom J_s Amp., bis etwa 50 % des Nennstromes J , ins Netz liefert bzw. selbst einen voreilenden Strom aufnimmt.

Bei einem angenommenen Wirkungsgrad η ergibt sich der Leistungsstrom:

$$J_l = \frac{N \cdot 10^3}{m \cdot E_{k_1} \cdot \eta} \text{ Amp.} \quad (788)$$

Mit dem Feldstrom J_s wird dann der Gesamtstrom

$$J = \sqrt{J_l^2 + J_s^2} \text{ Amp.,} \quad (789)$$

der Leistungsfaktor

$$\cos \varphi = \frac{J_l}{J} \quad (790)$$

und die aufgenommene Wechselstromleistung

$$N_w = m \cdot E_{k_1} \cdot J \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (791)$$

Mit dieser Leistung wird nun der Motor in ähnlicher Weise berechnet, wie es für einen Generator angegeben ist.

Berücksichtigt man dabei, daß der Faktor des Spannungsverlustes k_v negativ einzusetzen ist, so erhält man gemäß Gl. (684) die Maschinenkonstante:

$$\frac{D^2 \cdot l \cdot n}{N_w} = \frac{6 \cdot 10^{11} \cdot (1 - k_v)}{f_m \cdot f_g \cdot f_1 \cdot B \cdot \mathfrak{B}_l} = M_{Sm} \quad (792)$$

¹⁾ Felten & Guilleaume-Lahmeyer DRP. 214275; AEG. D.R.P. 215917.

Weiter ist zu berücksichtigen, daß Synchronmotoren leicht zum Pendeln neigen. Deswegen ist es notwendig, sie mit Dämpferwicklungen zu versehen, die aus kräftigen Kupferstäben bestehen, welche sich in axialen Löchern der Polschuhe befinden und an den Stirnenden durch kräftige Ringe kurzgeschlossen sind.

V. Umformer (U).

Diese Bezeichnung haben Maschinen, bei denen in einem Anker oder Läufer Wechselstrom in Gleichstrom oder umgekehrt (umgekehrter Umformer) umgewandelt wird. Zur Erzeugung des Gleichstromes muß die Ankerwicklung an einen Stromwender angeschlossen sein und sich in einem von Gleichstrom erregten Felde drehen. Würde man nun je zwei Punkte der Wicklung, die bei $2p$ Polen um $\frac{180^\circ}{p}$ oder eine Polteilung auseinanderliegen, mit 2 Schleifringen verbinden und den Läufer mechanisch antreiben, dann erhielte man neben der Gleichspannung der Stromwenderseite aus den Schleifringen eine Wechselspannung wie aus einem Synchrongenerator mit der Periodenzahl $\nu = \frac{p \cdot n}{60}$. Diese Ausführung bezeichnet man als Doppelstrommaschine. Würde man nun die Schleifringe nach den Regeln für Parallelschaltung von Wechselstrommaschinen an eine Wechselstromquelle anschließen, so könnte man den mechanischen Antrieb entbehren und die Maschine würde, als Synchronmotor arbeitend, sich weiter im Lauf erhalten, so daß an dem Stromwender eine Belastung mit Gleichstrom stattfinden könnte. Der Umformer ist also aufzufassen als eine Vereinigung eines Synchronmotors mit einem Gleichstromgenerator und in seinen Hauptabmessungen nach den für beide Maschinenarten angegebenen Regeln zu berechnen.

Es sind daher nur noch einzelne besondere Eigenschaften zu untersuchen und ihre rechnungsmäßige Bestimmung darzulegen. Da der Wechselstrom und Gleichstrom die gleiche Wicklung durchfließen, heben sich gemäß dem Energieprinzip die mechanischen Kraftwirkungen beider Ströme auf, so daß kein Drehmoment infolge elektromagnetischer Wirkung auftreten kann. Das einzige Drehmoment des motorischen Stromes dient zur Überwindung der mechanischen und Eisenverluste, wie sie auch im Leerlauf vorkommen. Die Welle überträgt daher kein Drehmoment und dient nur zur Unterstützung des sich drehenden Läufers. Die besonderen Eigenschaften sollen nun in den nächsten Abschnitten behandelt werden.

1. Verhältnis der EMKe und Ströme.

Zum Verständnis der verschiedenen Schaltungen am Anker denken wir uns eine einfache Ringwicklung in einem 2 poligen Felde (Fig. 94) bewegt, bei der 2 auf einem Durchmesser (eine Polteilung) gelegene Punkte a b mit den beiden Schleifringen S verbunden sind. Diese Anordnung stellt einen Einphasen-Umformer dar.

Bei entsprechender Feldform erhielte man zwischen den Schleifringen eine sinusförmige EMK

$$E_{w_{1t}} = E_{w_{1\max}} \cdot \sin \omega t$$

mit einem gemessenen Wert (bei einem Scheitelfaktor f_s)

$$E_{w_1} = \frac{E_{w_{1\max}}}{f_s} = \frac{E_{w_{1\max}}}{\sqrt{2}} = 0,707 E_{w_{1\max}} \text{ Volt.} \quad (793)$$

Fallen die Punkte a und b mit den Bürstenlagen zusammen, zwischen denen eine Gleichspannung E_g herrscht, so muß in diesem Zeitpunkt

$$E_{w_{1t}} = E_{w_{1\max}} = E_g \quad (794)$$

sein. Aus beiden Gleichungen folgt:

$$E_{w_1} = \frac{E_g}{\sqrt{2}}. \quad (795)$$

Zwischen Schleifring und einem gedachten neutralen Punkt, dessen Potential in der Mitte zwischen den Schleifringpotentialen liegt, wäre die gedachte Phasenspannung oder sogen. Sternspannung:

$$E_{w_0} = \frac{1}{2} \cdot E_{w_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_g}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_g}{f_s}. \quad (796)$$

Legt man außerdem 2 weitere Verbindungen von den um 90° ($\frac{1}{2}$ Polteilung) gegen a und b verschobenen Punkten c und d an zwei weitere Schleifringe, so erhält man einen unverketteten Zweiphasen- oder besser einen Vierphasen-Umformer. Die Spannung zwischen den Ringen c und d ist ebenso groß wie zwischen a und b , aber zeitlich in der Phase um 90° verschoben, also

$$E_{w_{cd}} = \frac{E_g}{\sqrt{2}} = E_{w_{ba}}.$$

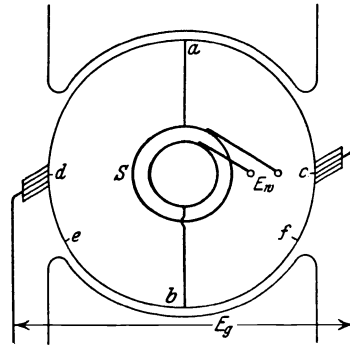


Fig. 94.

Dagegen ist die Schleifringspannung (zwischen benachbarten Schleifringen):

$$E_{w4} = \sqrt{2} \cdot E_{w0} = \frac{E_g}{2}. \quad (797)$$

Verbindet man 3 um 120° ($\frac{2}{3}$ Polteilung) gegeneinander versetzte Punkte a, e, f mit Schleifringen, so erhält man einen Dreiphasen-Umformer.

Bei der Sternspannung [Gl. (796)]

$$E_{w0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_g}{\sqrt{2}}$$

ergibt sich die Schleifringspannung:

$$E_{w3} = E_{w0} \cdot \sqrt{3} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_g}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} = 0,615 \cdot E_g. \quad (798)$$

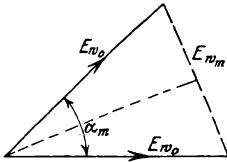


Fig. 95.

In gleicher Weise erhält man 6-, 12-, m -Phasen-Umformer. Bei m Phasen mit m gleich weit entfernten Anschlüssen für jedes Polpaar liegen 2 benachbarte Anschlüsse um einen $\sphericalangle \alpha_m = \frac{360^\circ}{m}$ verschoben. Es gilt demnach allgemein als Schleifringspannung (Fig. 95):

$$E_{wm} = 2 \cdot E_{w0} \cdot \sin \frac{180^\circ}{m} = \frac{E_g}{f_s} \cdot \sin \frac{180^\circ}{m}, \quad (799)$$

wobei auch für Einphasenstrom $m = 2$ einzusetzen ist.

Da im Umformer der Ankerstreufuß mit dem Kraftfluß der Hauptpole zusammen den die EMK erzeugenden Gesamtkraftfluß bildet, tritt kein induktiver Spannungsabfall im Wechselstromkreise auf. Daher bleibt nur der Spannungsverlust im Ankerwiderstand R_a durch den wirklichen Ankerstrom $J_{w_t} - J_g$.

Stellt $k_v = 0,04 \div 0,01$ den auf die Gleichspannung E_k bezogenen Spannungsverlust dar, so ist gleichstromseitig die Klemmenspannung:

$$E_k = \frac{E_g}{1 + k_v}. \quad (800)$$

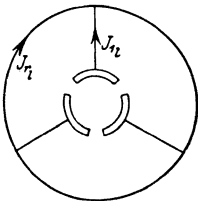


Fig. 96.

Für die Ströme beider Seiten ergibt sich, wenn wir vorläufig den Leerlaufstrom J_0 und Wirkungsgrad η unberücksichtigt lassen, bei $\cos \varphi = 1$, d. h. nur Leistungsstrom, folgender Zusammenhang:

Bezeichnen wir (Fig. 96) mit J_{1_t} den Leistungsstrom des zugeführten Wechselstromes (Linienstrom), mit J_{r_t} den Leistungsstrom des von Ring zu Ring oder in einer Phase fließenden

Stromes (Ringstrom) und mit J_g den Gleichstrom, so ergibt sich aus der Energiegleichung bei der Phasenspannung E_{w_m} [Gl. (799)]:

$$m \cdot E_{w_m} \cdot J_{r_l} = E_g \cdot J_g$$

oder der Phasenstrom:

$$J_{r_l} = \frac{E_g \cdot J_g}{m \cdot E_{w_m}} \text{ Amp.} \quad (801)$$

Setzt man für E_{w_m} den Wert ein, so erhält man

$$J_{r_l} = \frac{f_s}{m \cdot \sin \frac{180^\circ}{m}} \cdot J_g \quad (802)$$

oder bei Sinusform:

$$J_{r_l} = \frac{\sqrt{2}}{m \cdot \sin \frac{180^\circ}{m}} \cdot J_g. \quad (803)$$

Den Schleifringen wird ein Strom J_{1_l} zugeführt, der sich aus der Beziehung bestimmt:

$$m \cdot E_{w_0} \cdot J_{1_l} = E_g \cdot J_g$$

oder

$$J_{1_l} = \frac{E_g}{m \cdot E_{w_0}} \cdot J_g. \quad (804)$$

Setzt man darin nach Gl. (796) für E_{w_0} den Wert ein, so wird der Linienstrom:

$$J_{1_l} = \frac{2 \cdot f_s}{m} \cdot J_g \quad (805)$$

oder bei Sinusform:

$$J_{1_l} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{m} \cdot J_g. \quad (806)$$

So ergeben sich für verschiedene Phasenzahlen bei sinusförmigem Feld und $\alpha = \frac{b}{t_p} = 0,7$ die Linienströme aus Tabelle 21.

Tabelle 21.

m	1	2	4	6	12	m Phasen
J_{1_l}	$\sqrt{2}$ = 1,41	$\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{3}$ = 0,943	$\frac{1}{\sqrt{2}}$ = 0,707	$\frac{\sqrt{2}}{3}$ = 0,472	0,236	$\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{m} \text{ Amp.}$

Will man hierbei noch den Leerlaufsstrom berücksichtigen, dann sind diese Werte mit dem Faktor $k_0 = 1,06 \div 1,02$ zu multiplizieren.

Mit Rücksicht auf den Wirkungsgrad η würde man den Leistungsanteil des Linienstromes bestimmen aus:

$$J_{1_l} = \frac{N \cdot 10^3}{m \cdot E_{w_0} \cdot \eta} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot N \cdot 10^3}{m \cdot E_g \cdot \eta} \text{ Amp.,} \quad (807)$$

worin bei Einphasenstrom $m = 2$ zu setzen ist. Der Wirkungsgrad η kann dabei der Tabelle 22 entnommen werden.

Tabelle 22.

N	10	20	50	100	200	500	1000	kW
η	85	87	88,5	90,5	92	93	94	% einphasig
	88	90	91	92,5	93,5	94,5	95	% mehrphasig

2. Die Stromwärmeverluste im Anker.

Infolge der gleichzeitigen Beanspruchung der Ankerwicklung durch Gleich- und Wechselströme sind die Leistungsverluste im Ankerwiderstand R_a abweichend von den bisher angegebenen Methoden zu berechnen. Angaben darüber sind von Ch. P. Steinmetz¹⁾ und O. J. Ferguson²⁾ bekanntgegeben.

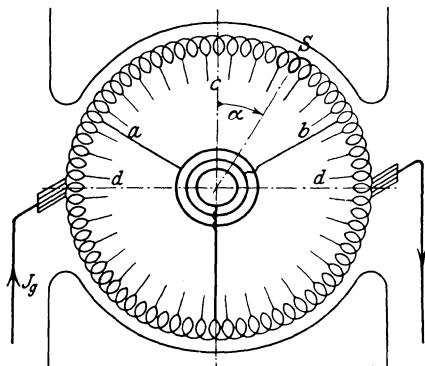


Fig. 97.

Betrachten wir nun von der Wicklung einer Phase $a \div b$ (Fig. 97) eine mittlere Spule, so wird in ihr die höchste Wechsel-EMK erzeugt, wenn sie an der Stelle c , d. h. in der Achse des Magnetfeldes gelegen ist. Besitzt der Leistungsstrom J_{ℓ} in der Spule gleiche Phase mit der EMK ($\psi = 0$), so hat er gleichzeitig mit ihr seinen Höchstwert.

Der Gleichstrom J_g wechselt in jeder Ankerspule seine Richtung, wenn die Spule unter den Bürsten vorbeigeht. Bezogen auf die ganze Ankerwicklung, stellt er also einen Wechselstrom von rechteckiger Form mit dem Höchstwert $\frac{J_g}{2}$ dar.

Zerlegt man ihn in seine Grund- und Oberwellen, so läßt er sich darstellen durch die Gleichung:

$$J_{g_t} = J_{g_{1\max}} \cdot \sin \omega t + J_{g_{3\max}} \cdot \sin 3 \omega t + J_{g_{5\max}} \cdot \sin 5 \omega t + \dots \quad (808)$$

oder, bezogen auf die Grundwelle,

$$J_{g_t} = \frac{J_g}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \cdot \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \cdot \sin 5 \omega t + \dots \right). \quad (809)$$

¹⁾ ETZ. 1898, S. 138; Rotierender Umformer, S. 10.

²⁾ El. World, 21. Jan. 1909.

In der Lage c durchfließen also die mittlere Spule S die Ströme $\frac{J_g}{2}$ und $-J_{r_i}$ in gleicher Phase (bzw. $\frac{J_g}{2}$ und J_{r_i} um 180° verschoben) (Fig. 98a) für $\psi = 0$ und $\alpha = 0$, so daß der Gesamtstrom oder wirkliche Spulenstrom J eine zackige Form (Fig. 98b) zeigt.

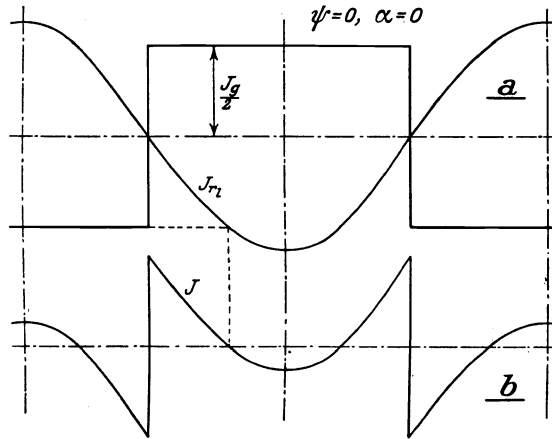


Fig. 98.

Gehen wir nun (Fig. 97), während die mittlere Spule den Wechselstrom $J_{r_{i\max}}$ führt, von der Lage c nach einer um α° gegen c verschobenen Spule S , so finden wir, daß die rechteckige Gleichstromkurve um den gleichen Phasenwinkel α gegen die in allen Spulen gleiche Wechselstromkurve verschoben ist, um den die Spulenmitte von S räumlich gegen c gedreht ist. Die größte Phasenverschiebung tritt in denjenigen Spulen auf, welche an den Wechselstromzuleitungen liegen, d. h. gegen die Mitte c der Wicklung um $\alpha = \frac{180^\circ}{m}$ verschoben sind. Für Einphasenstrom ($m = 2$) mit $\alpha = \frac{180^\circ}{2} = 90^\circ$ wären das die Spulen, die in d liegen, wofür folgende Stromkurven (Fig. 99) sich einstellen würden. Besteht zwischen der EMK und dem Strome J_{r_i} eine Phasenverschiebung $\psi > 0$, so werden die wirklichen Spulenströme noch mehr verzerrt.

In der Spule S , die um den $\angle \alpha$ gegen c verschoben ist, fließt nun ein Wechselstrom:

$$J_{r_i} = \sqrt{2} \cdot J_r \cdot \sin(\omega t - \psi - \alpha) \quad (810)$$

oder umgeformt:

$$\left. \begin{aligned} J_{r_i} &= \sqrt{2} \cdot J_r \cdot \sin \omega t \cdot \cos(\psi + \alpha) - \sqrt{2} \cdot J_r \cdot \cos \omega t \cdot \sin(\psi + \alpha) \\ &= \sqrt{2} \cdot J_r \cdot \sin \omega t \cdot \cos \psi \cdot \cos \alpha - \sqrt{2} \cdot J_r \cdot \sin \omega t \cdot \sin \psi \cdot \sin \alpha \\ &\quad - \sqrt{2} \cdot J_r \cdot \cos \omega t \cdot \sin \psi \cdot \cos \alpha - \sqrt{2} \cdot J_r \cdot \cos \omega t \cdot \cos \psi \cdot \sin \alpha. \end{aligned} \right\} \quad (811)$$

Führt man weiter die Beziehungen ein für den Leistungsstrom einer Phase

$$J_{r_i} = J_r \cdot \cos \psi = u_i \cdot \frac{J_g}{2}, \quad (812)$$

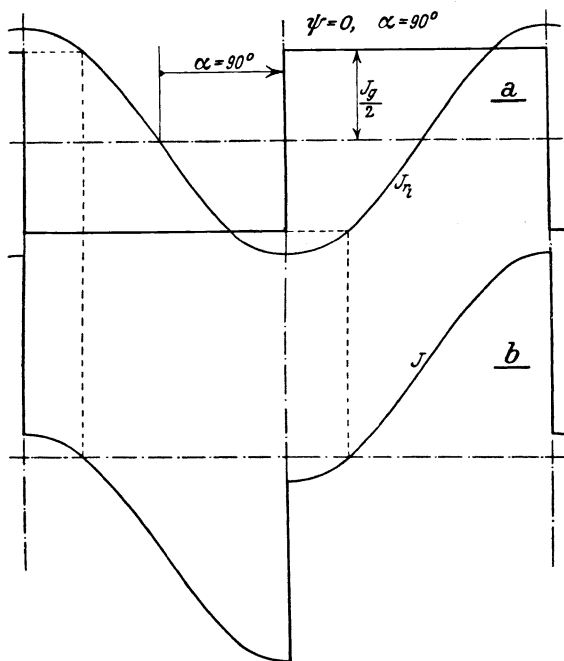


Fig. 99.

wobei nach Gl. (802)

$$u_i = \frac{2 \cdot f_s}{m \cdot \sin \frac{180^\circ}{m}} \quad (813)$$

ist, und für den Feldstrom einer Phase

$$J_{r_s} = J_r \cdot \sin \psi = v_i \cdot \frac{J_g}{2}, \quad (814)$$

worin

$$v_i = \frac{J_{r_s}}{J_{r_i}} \cdot u_i \quad (815)$$

ist, so ergibt sich durch Einsetzen in Gl. (811)

$$J_{r_t} = \sqrt{2} \cdot \frac{J_g}{2} \cdot [(u_i - \cos \alpha - v_i \cdot \sin \alpha) \cdot \sin \omega t - (v_i \cdot \cos \alpha + u_i \cdot \sin \alpha) \cdot \cos \omega t]. \quad (816)$$

Der wirkliche Strom in der Spule ist dann

$$J_t = J_{g_t} - J_{r_t}. \quad (817)$$

Ersetzt man darin die rechte Seite durch Gl. (809) und (816), so erhält man

$$J_t = \frac{J_g}{2} \cdot \left[\left(\frac{4}{\pi} - \sqrt{2} \cdot u_i \cdot \cos \alpha + \sqrt{2} \cdot v_i \cdot \sin \alpha \right) \cdot \sin \omega t + (\sqrt{2} \cdot v_i \cdot \cos \alpha + \sqrt{2} \cdot u_i \cdot \sin \alpha) \cdot \cos \omega t \right] + \frac{J_g}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \cdot \sin 5 \omega t + \dots \right). \quad (818)$$

Nach der allgemeinen Gleichung für den gemessenen Wert

$$J = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (J_{1_{\max}}^2 + J_{3_{\max}}^2 + J_{5_{\max}}^2 + \dots)}$$

stellt das 1. Glied von Gl. (818) die Grundwelle und das 2. Glied die 3., 5., ... Oberwelle dar. Somit findet man den wirklichen Spulenstrom

$$J = \frac{J_g}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left[\left(\frac{4}{\pi} - \sqrt{2} \cdot u_i \cdot \cos \alpha + \sqrt{2} \cdot v_i \cdot \sin \alpha \right)^2 + (\sqrt{2} \cdot v_i \cdot \cos \alpha + \sqrt{2} \cdot u_i \cdot \sin \alpha)^2 + \frac{16}{\pi^2} \left(\frac{1}{9} + \frac{1}{25} + \dots \right) \right]}. \quad (819)$$

Ist R der Widerstand einer Spule, so rechnet sich der Stromwärmeverlust beim Gleichstrom $\frac{J_g}{2}$ aus $N_{r_g} = \left(\frac{J_g}{2} \right)^2 \cdot R$ und beim wirklichen Spulenstrom J aus $N_r = J^2 \cdot R$. Die Verluste haben sich also im Verhältnis

$$k_{u\alpha} = \frac{N_r}{N_{r_g}} = \left(\frac{2J}{J_g} \right)^2 \quad (820)$$

geändert.

Für alle innerhalb des Winkels $\alpha = -\frac{\pi}{m}$ und $+\frac{\pi}{m}$ gelegenen Spulen einer Phase und somit auch für die ganze Ankerwicklung wird das Verhältnis k_u der Stromwärmeverluste eines Umformer- zum Gleichstromanker als Mittelwert von $k_{u\alpha}$ ermittelt zu:

$$k_u = \frac{1}{\frac{2}{m}\pi} \cdot \int_{\alpha=-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} k_{u\alpha} \cdot d\alpha = \frac{m}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \left(\frac{2J}{J_g} \right)^2 \cdot d\alpha. \quad (821)$$

Berechnet man den Klammerwert nach Gl. (819), worin

$$\left(\frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \dots \right) = \frac{\pi^2}{8} - 1$$

ist, so ergibt sich:

$$k_u = \frac{m}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \left(1 + u_i^2 + v_i^2 - \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot u_i \cdot \cos \alpha + \frac{4}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot v_i \cdot \sin \alpha \right) \cdot d\alpha \quad (822)$$

oder

$$k_u = 1 + u_i^2 + v_i^2 - \frac{4}{\pi^2} \cdot \sqrt{2} \cdot u_i \cdot m \cdot \sin \frac{180^\circ}{m}, \quad (823)$$

Für Sinusform ist nun $u_i = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{m \cdot \sin \frac{180^\circ}{m}}$, demnach ergibt sich hierfür

$$k_u = 1 + u_i^2 + v_i^2 - \frac{16}{\pi^2}. \quad (824)$$

Berücksichtigt man noch den Leerlaufsstrom, so wäre zu u_i noch der Faktor k_0 (S. 191) hinzuzufügen, und man erhält:

$$k_u = 1 + (k_0 \cdot u_i)^2 + v_i^2 - \frac{4}{\pi^2} \cdot \sqrt{2} \cdot k_0 \cdot u_i \cdot m \cdot \sin \frac{180^\circ}{m}, \quad (825)$$

bzw. für Sinusform:

$$k_u = 1 + (k_0 \cdot u_i)^2 + v_i^2 - \frac{16}{\pi^2} \cdot k_0. \quad (826)$$

Bei einem Ankerwiderstand R_a wird nun der Leistungsverlust im Umformer:

$$N_{R_a} = k_u \cdot J_g^2 \cdot R_a \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (827)$$

und der Spannungsverlust im Anker:

$$E_{v_a} = \sqrt{k_u} \cdot J_g \cdot R_a \text{ Volt.} \quad (828)$$

Der gesamte Spannungsverlust einschließlich Bürstenspannung ist dann

$$k_v \cdot E_k = E_{va} + 2 \cdot e_b \text{ Volt.} \quad (828a)$$

Will man den Verlust im Ankercupfer gleich dem einer Gleichstrommaschine machen, so kann der abgegebene Strom und damit auch die Leistung des Umformers im Verhältnis $\sqrt{\frac{1}{k_u}}$ vergrößert werden, oder es ergibt sich die Regel:

Ein Umformer für N kW Leistung erhält dieselben Abmessungen im Anker wie ein Gleichstromgenerator von der Leistung $\sqrt{k_u} \cdot N$, oder sein Strombelag kann bei gleichen Abmessungen im Verhältnis $\sqrt{\frac{1}{k_u}} \cdot B$ erhöht werden.

Bei größeren Umformern bevorzugt man die sechsphasige Anordnung der Wechselstromseite, da die Verluste hierbei kleiner als bei dreiphasigem Anschluß sind und trotz der 6 Schleifringe jeder Schleifring nur die Hälfte des Stromes führt, so daß der Bürstenapparat kleiner wird.

Da im allgemeinen die an den Anschlußstellen liegenden Spulen am wärmsten werden, sind die Zuleitungen gut zu vernieten und zu verlöten. Die Spannungsschwankungen an der Gleichstromseite rühren her von dem veränderlichen Spannungsabfall in der Ankercwicklung, der infolge der Schwankungen des aus Leistungsstrom und Gleichstrom gebildeten Differenzstromes auftritt, und außerdem von der dauernden Änderung der Lage der Bürsten gegenüber den Wechselstromzuleitungen. Die Größe der Schwankungen bestimmt sich folgendermaßen:

Liegt die Bürste zwischen den Anschlußleitungen, dann ist der Spannungsabfall am größten und die Gleichspannung am kleinsten. Nun hat es sich gezeigt, daß bei ∞ großer Phasenzahl ($m = K$) keine Schwankungen auftreten. Es können demnach die Oberwellen, die ja bei $m = \infty$ ebenso groß wie bei $m = 3$ sind, keinen Spannungsverlust hervorrufen. Somit kann nur der Leistungswechselstrom für den Spannungsabfall in Frage kommen.

Nach Gl. (826) ist der Stromwärmeverlust für den Leistungsstrom ($v_i = 0$) und die Oberwellen zusammen bestimmt durch

$$\left[1 + k_0 \cdot u_i^2 - \frac{16}{\pi^2} \cdot k_0 \right] \cdot J_g^2 \cdot R_a, \quad (829)$$

während die Oberströme einen Verlust nach Gl. (819) (letztes Glied)

$$\left(1 - \frac{8}{\pi^2} \right) \cdot J_g^2 \cdot R_a \quad (830)$$

hervorrufen.

Der Leistungsstrom allein ergibt demnach einen Verlust [Gl. (829) und (830)]:

$$\left[(k_0 \cdot u_i)^2 - \frac{8}{\pi^2} \cdot (2k_0 - 1) \right] \cdot J_g^2 \cdot R_a, \quad (831)$$

woraus der mittlere Spannungsverlust sich ergibt zu

$$E_{v_{a_{mi}}} = J_g \cdot R_a \cdot \sqrt{(k_0 \cdot u_i)^2 - \frac{8}{\pi^2} \cdot (2k_0 - 1)} \text{ Volt.} \quad (832)$$

Da die Grundwelle der Gleichspannung sinusförmig war, wird der Höchstwert der Spannungsänderung:

$$\begin{aligned} E_{v_{a_{max}}} &= \frac{\pi}{2} \cdot E_{v_{a_{mi}}} = \frac{\pi}{2} \cdot J_g \cdot R_a \cdot \sqrt{(k_0 \cdot u_i)^2 - \frac{8}{\pi^2} \cdot (2k_0 - 1)} \\ &= k_\epsilon \cdot J_g \cdot R_a \text{ Volt.} \end{aligned} \quad (833)$$

VI. Kaskaden-Umformer (KU).

1. Bauart und Eigenschaften.

Für große Leistungen bereitet der Bau von Einankerumformern um so größere Schwierigkeiten, je höher die Periodenzahl ist. Weiter erfordert der Umformer wegen seiner starren Beziehung zwischen Wechsel- und Gleichspannung einen Transformator und wegen seiner Eigenschaft als Synchronmotor besondere Anlaßvorrichtungen. Diese Nachteile vermeidet der von S. Bragstad und J. L. La Cour¹⁾ angegebene Kaskadenumformer durch ein leichtes Anlaufen von der Wechselstromseite aus und geringeren Verbrauch an Werkstoff.

Seiner Bauart nach enthält er einen mehrphasigen Induktionsmotor und einen Gleichstromgenerator, deren Läufer nicht allein mechanisch miteinander gekuppelt sind, sondern außerdem eine elektrische Verbindung ihrer Wicklungen besitzen. Nach E. Arnold und J. L. La Cour²⁾ besteht dafür die in Fig. 100 angegebene Schaltung. Die Ständerwicklung *St* erhält den Wechselstrom (ein- oder dreiphasig) direkt zugeführt, kann daher auch ohne Transformator mit Hochspannung arbeiten. Sie wirkt induktiv ein auf den Läufer *L*, der mit Rücksicht auf die vorteilhaften Eigenschaften eines vielphasigen Umformers mit einer 9- oder besser 12phasigen Wicklung versehen ist. Von dieser sind 3 um 120 elektr. Grad ($\frac{2}{3}$ Polteilung) entfernt liegende Enden (1, 4, 7) über Schleifringe mit einem Anlaßwiderstand *r* verbunden. Beim Eintritt des Synchronismus, der an

¹⁾ D.R.P. 145 434.

²⁾ Der Kaskadenumformer. Enke, Stuttgart.

einer zwischen 2 Zuleitungen zum Anlasser liegenden Phasenlampe oder besser einem Spannungsmesser E_p zu erkennen ist (Ablenkung gleich Spannungsverlust des Leerlaufstromes im Läufer) werden alle Phasen durch einen Kurzschließer K verbunden. Die Läuferwicklung ist entsprechend ihrer Phasenzahl mit der Gleichstrom-Ankerwicklung A so verbunden, daß die Teilpunkte auf beiden in umgekehrter Reihenfolge verlaufen (von einem Punkt außerhalb der Maschine gesehen). Dadurch wird erreicht, daß das Drehfeld im Anker sich in umgekehrtem Sinne wie die Wicklung bewegt, so daß

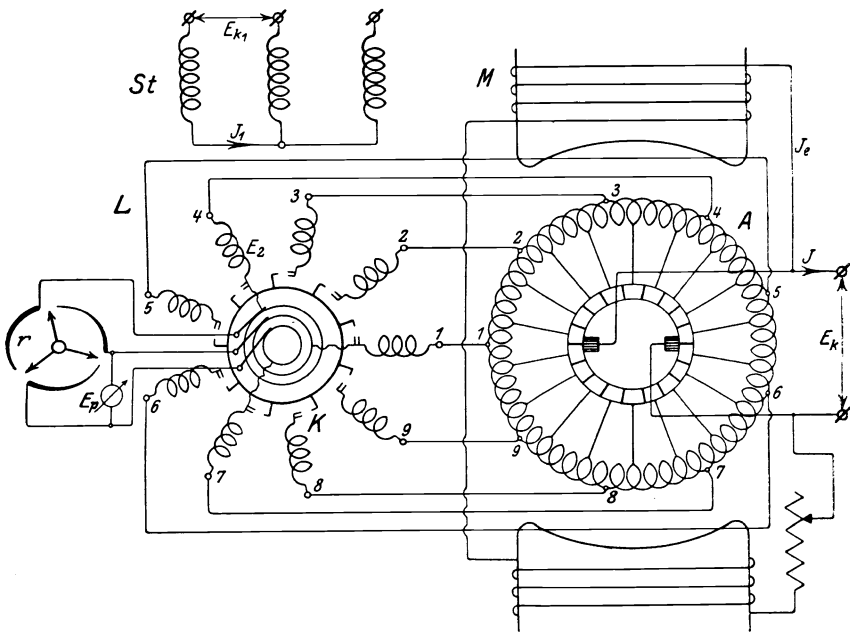


Fig. 100.

bei einer bestimmten Drehzahl das Feld im Raume stillsteht und die Gleichstrommaschine dann als Umformer bzw. Synchronmotor arbeitet.

Besitzt der Induktionsmotor p_i , die Gleichstrommaschine p_g Polpaare, so läuft bei ν Hertz des zugeführten Wechselstromes das Drehfeld im Ständer mit der Drehzahl

$$n_1 = \frac{60 \cdot \nu}{p_i} \text{ Umdr./min} \quad (834)$$

um. Infolge der mechanischen Kupplung der Läufer beider Maschinen bewegen sie sich mit der für beide gleichen Drehzahl n . Dazu gehört

nun für den Läufer des Induktionsmotors eine Periodenzahl

$$\nu_2 = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot \nu = \nu - \frac{p_i \cdot n}{60} \text{ Hertz} \quad (835)$$

und für den Anker der Gleichstrommaschine:

$$\nu_g = \frac{p_g \cdot n}{60} \text{ Hertz.} \quad (836)$$

Da nun infolge der elektrischen Kupplung $\nu_2 = \nu_g$ sein muß, ergibt sich aus beiden Gleichungen die synchrone Drehzahl des Umformers zu:

$$n = \frac{60 \cdot \nu}{p_i + p_g} \text{ Umdr./min} \quad (837)$$

und die Periodenzahl im Läufer:

$$\nu_2 = \frac{p_g}{p_i + p_g} \cdot \nu. \quad (838)$$

Da ferner die Spannung E_2 für beide Teile gleich groß sein muß, so arbeiten sie in Parallelschaltung auf den Belastungsstromkreis.

Die mechanische Leistung des Motors ist seiner Drehzahl n , die elektrische seiner Schlupfdrehzahl $n_1 - n$ proportional. Ersetzen wir nun in Gl. (837) die Größe ν durch Gl. (834), so wird

$$n = \frac{p_i}{p_i + p_g} \cdot n_1 \quad (839)$$

und

$$n_1 - n = \left(1 - \frac{p_i}{p_i + p_g}\right) \cdot n_1 = \frac{p_g}{p_i + p_g} \cdot n_1. \quad (840)$$

Der Induktionsmotor setzt also den $\frac{p_i}{p_i + p_g}$ -ten Teil seiner elektrisch zugeführten Leistung in mechanische (als Motor) und den $\frac{p_g}{p_i + p_g}$ -ten Teil in elektrische (als Transformator) um. Dementsprechend arbeitet die Gleichstrommaschine zum $\frac{p_i}{p_i + p_g}$ -ten Teil als mechanisch angetriebener Generator und zum $\frac{p_g}{p_i + p_g}$ -ten Teil als Einankerumformer.

2. Die Wicklungen.

Der Ständer des Motors erhält eine normale Phasenwicklung, wie sie bei den Induktionsmotoren üblich ist. Im Läufer kann man die gleiche Wicklung wie im Gleichstromanker anordnen, wenn

der Umformer auf ein Zweileitersystem arbeitet. Speist er dagegen ein Dreileiternetz, so erhält der Läufer eine mehrphasige Spulen- oder Stabwicklung in Sternschaltung, damit man den Sternpunkt an einen Schleifring legen kann, von dem der Mittelleiter fortgeführt wird. Sollen die Anschlüsse der Läufer- und Ankerwicklung auf der Innenseite, die Verbindungen zum Sternpunkt bzw. Kurzschließer auf der Außenseite des Läufers liegen, so wählt man die Stabzahl einer Phase $s_p = 2k - 1$, worin k eine gerade Zahl sein soll. Eine Läufer-Stabwicklung wird als aufgeschnittene Wellenwicklung ausgeführt. Dabei müssen die Anschlüsse möglichst gleichmäßig über den Läuferumfang verteilt werden. Das ist der Fall, wenn die Nutenzahl Z zwar durch die Phasenzahl m_a , aber nicht durch $m_a \cdot p_i$ teilbar ist, und man die neue Phase beginnt, wo die vorhergehende endet.

Vorzuziehen ist jedoch eine Nutenzahl, die durch $m_a \cdot p_i$ teilbar ist. Dann werden immer nur Stäbe gleicher Phase in einer Nut zusammenliegen und es wird vermieden, daß bei Verschiedenheiten des Luftspalts oder sonstiger mechanischer Unvollkommenheiten Schwingungen des Läufers auftreten. Für sehr große Stromstärken verwendet man mehrere (a_2) parallel geschaltete Wicklungen von je m_a Phasen, wobei man die gesamte Stabzahl des Läufers in $a_2 \cdot m_a$ Gruppen zerlegt.

Die Ankerwicklung der Gleichstromseite wird allgemein als Reihenschaltung mit Wellenwicklung ausgeführt, um unabhängig von der Polzahl zu sein. Für größere Stromstärken von $J \geq 400$ Amp. an wird man Stäbe in Parallelschaltung mit Schleifenwicklung verwenden. Um nun die Anschlüsse an die Läuferwicklung symmetrisch anordnen zu können, müssen bei $S = K$ Spulen und $2a$ Ankerzweigen die Bedingungen erfüllt sein:

1. $\frac{Z}{a} = \text{ganze Zahl,}$
2. $s_k = \frac{2K}{m_a \cdot a} = \text{ganze Zahl.}$

Erwünscht ist es dabei, daß die Stabzahl je Phase und Ankerzweig s_k eine gerade Zahl wird, damit alle Anschlüsse auf einer Seite des Ankers liegen, während sie bei $s_k = \text{ungerade}$ auf beide Seiten verteilt sind. Wird $a > 1$, so schließt man zweckmäßig an die Gleichstromwicklung m_a Ausgleichsringe an. Jeder Ring wird mit a Punkten der Ankerwicklung (s. Teil I) und einer Läuferphase verbunden.

3. Die Polzahl.

Um die Abmessungen des Induktionsmotors möglichst klein zu erhalten, muß seine Drehfelddrehzahl n_1 möglichst hoch gewählt werden, was gemäß Gl. (834) durch eine niedrige Polpaarzahl p_i erhalten wird. Allerdings tritt damit der Nachteil eines großen Eisengewichts auf. Man wählt daher allgemein

$p_i = 1$ für	$\div 20$ kW	$p_i = 4$ für	$500 \div 1000$ kW
2 „	$20 \div 300$ „	5 „	$800 \div 1500$ „
3 „	$300 \div 600$ „	6 „	$1200 \div 2500$ „

Für die Gleichstrommaschine kann man die Polpaarzahl $p_g > p_i$ wählen, denn je größer $\frac{p_g}{p_i}$ wird, um so mehr arbeitet sie als Umformer und erhält dann um so kleinere Abmessungen. Weicht aber p_g zu sehr von p_i ab, so ergeben sich beim Anlauf von der Wechselstromseite her bei der Synchronisierung Schwierigkeiten, die bei der Wahl $p_g = p_i$ nicht vorhanden sind.

Man soll nun die Stromstärke für einen Bürstenstift nicht mehr als $2 i_a = 600$ Amp. wählen, so daß man $p_g > \frac{J}{600}$ setzen kann. Bei einer Spannung von 500 Volt erhält man dann:

$p_g = 1$ für	$\div 50$ kW	$p_g = 5$ für	$800 \div 1400$ kW
2 „	$50 \div 300$ „	6 „	$1000 \div 2000$ „
3 „	$300 \div 600$ „	8 „	$1500 \div 2500$ „
4 „	$500 \div 1000$ „		

4. Die Induktionsmaschine.

Wählt man den Wirkungsgrad des Kaskadenumformers $\eta = 80 \div 94 \%$, so rechnet sich für die abgegebene Leistung N kW, die von dem Ständer der Induktionsmaschine aufgenommene Leistung

$$N_1 = \frac{N}{\eta} \text{ kWatt} \quad (841)$$

und bei der Phasenspannung E_{k_1} Volt der Leistungsstrom

$$J_{1,} = \frac{N_1 \cdot 10^3}{m \cdot E_{k_1}} = \frac{N \cdot 10^3}{m \cdot E_{k_1} \cdot \eta} \text{ Amp.} \quad (842)$$

Im allgemeinen wird man die Erregung der Gleichstromseite so einstellen, daß an der Wechselstromseite bei Nennleistung kein Feldstrom aufgenommen wird, sondern zur Magnetisierung vom Gleichstromanker an den Läufer ein Feldstrom geliefert wird. Andererseits

ist es bisweilen erwünscht, dem Netz nacheilenden Feldstrom zu liefern, bzw. einen voreilenden J_{1c} zu entnehmen. Bezeichnet dabei k_c $[0,2 \div 0,4]$ den Anteil am Leistungsstrom J_{1l} , so gilt dafür

$$J_{1c} = k_c \cdot J_{1l} \text{ Amp.} \quad (843)$$

Der gesamte Ständerstrom ist dann

$$J_1 = \sqrt{J_{1l}^2 + J_{1c}^2} \text{ Amp.} \quad (844)$$

und der Leistungsfaktor

$$\cos \varphi = \frac{J_{1l}}{J_1}. \quad (845)$$

Der Spannungsverlustfaktor [Gl. (410a)] ist dann zu setzen:

$$k_{v1} = \frac{J_{1l} \cdot R_1 - J_{1c} \cdot S_1}{E_{k1}}. \quad (846)$$

Bestimmt man nun gemäß Gl. (414) die Maschinenkonstante $M_J = \frac{D_2^2 \cdot l \cdot n_1}{N}$, so kann man D_2 nach Gl. (1) berechnen und findet dazu die Eisenlänge l nach Gl. (415). Andererseits kann man auch, da der Motor nur einen Teil der Leistung mechanisch umsetzt, $\frac{l}{t_p} < 1$ wählen und erhält für

$$l \approx \frac{2}{3} t_p = \frac{2}{3} \cdot \frac{\pi \cdot D_2}{2 \cdot p_i} = \frac{D_2}{p_i} \text{ cm} \quad (847)$$

den Ständerdurchmesser:

$$D_2 = \sqrt[3]{p_i \cdot \frac{M_J \cdot N}{n_1}} \text{ cm,} \quad (848)$$

die Polteilung t_p [Gl. (23)], Ankerlänge l_1 [Gl. (33)] und Kraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$ [Gl. (411)].

Für die Berechnung von M_J nach Gl. (414) ist die Größe des Strombelags B danach zu wählen, wie weit die Gleichspannung durch Veränderung der Erregung geändert werden soll. Wird eine große Änderung verlangt, so muß man dem Motor genügend große induktive Widerstände S_1 und S_2 geben, um den durch die Spannungsänderung bedingten Feldstrom J_{1s} klein zu halten, der bei Untererregung nacheilend, bei Übererregung voreilend ist. Andererseits geht mit größer werdenden Werten von S_1 und S_2 die Überlastungsfähigkeit herunter und die Maschine wird zu teuer, weil sie ein schwaches Feld und viele Windungen erhält. Zweckmäßig macht man daher

$$J_{1l} \cdot (S_1 + S_2) = \varepsilon_1 \cdot E_{k1} = (0,1 \div 0,2) \cdot E_{k1} \text{ Volt} \quad (849)$$

und wählt demgemäß den Strombelag B nach Tabelle 23 (obere Zahlen für B).

Tabelle 23.

N	50	100	200	500	1000	2000	kW
B	120	150	170	200	250	300	A/cm
	200	220	250	300	350	450	

Vorteilhafter ist es jedoch, den Strombelag und induktiven Spannungsabfall für ein günstiges Arbeiten des Motors entsprechend hoch zu wählen (untere Zahlen für B) und eine Abnahme des induktiven Widerstandes mit zunehmender Belastung anzustreben. Man erreicht das durch Anordnung geschlossener Nuten im Ständer, deren Steg so bemessen ist, daß er bei Nennlast sehr stark gesättigt ($\mathfrak{B} > 20000$) wird, wie wir es bei den Synchronmaschinen (IV, 6) kennen gelernt haben, womit eine zusätzliche Streuspannung [Gl. (724) u. (725)] E'_s erzeugt wird.

Wünscht man nun gleichstromseitig eine Spannungsänderung von $\varepsilon_g \cdot E_k$, so muß die Läuferspannung sich ebenfalls um

$$\Delta E_{k_2} = \varepsilon_g \cdot E_{k_2} \text{ Volt}$$

ändern, oder es gilt, bezogen auf den Ständer,

$$\Delta J_{1_s} \cdot (S_1 + S_2') = \varepsilon_g \cdot E_{k_1} \text{ Volt.} \quad (850)$$

Aus Gl. (849) u. (850) ergibt sich dann die Änderung des Feldstroms

$$\Delta J_{1_s} = \frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_1} \cdot J_{1_t} \text{ Amp.,} \quad (851)$$

die man vorteilhaft mit der Hälfte je auf Leerlauf und Vollast verteilt.

Für den Luftspalt rechnet man

$$\delta \approx \frac{D_2}{500} \text{ cm.} \quad (852)$$

Die weiteren Feststellungen der Zähnezah, Ständerwicklung usw. erfolgen nach den im Teil III angegebenen Formeln.

Bei der Berechnung des Läufers bestimmen wir zuerst, bezogen auf die Leistung N , die Eisenverluste

$$N_{hw_1} = v_{e_1} \cdot N \quad (853)$$

und Kupferverluste

$$N_{r_1} = v_{k_1} \cdot N \quad (854)$$

und erhalten damit, wenn N_{1_d} die Drehfeldleistung bedeutet, die auf den Läufer übertragene elektrische Leistung:

$$N_2 = N_{1_d} \cdot \frac{v_2}{v} = \frac{N}{\eta + v_{e_1} + v_{k_1}} \cdot \frac{p_g}{p_i + p_g} \text{ kWatt.} \quad (855)$$

Nimmt man für die entsprechenden Verluste im Läufer die Werte

$$v_{e_2} = \frac{N_{h w_2}}{N} \quad (856)$$

und

$$v_{k_2} = \frac{N_{r_2}}{N} \quad (857)$$

an, so ergibt sich die auf die Gleichstrommaschine übertragene elektrische Leistung

$$N_g = \frac{N}{\eta + v_{e_1} + v_{k_1} + v_{e_2} + v_{k_2}} \cdot \frac{p_g}{p_i + p_g} \text{ kWatt.} \quad (858)$$

Nun war nach Gl. (796) die Phasenspannung des zugeführten Wechselstromes, wenn wir die EMK im Anker $E_a = E_g$ setzen,

$$E_{w_0} = \frac{E_a}{2 \cdot \sqrt{2}},$$

und bei m_2 Phasen des Läufers der in den Zuleitungen zwischen Läufer und Anker fließende Leistungsstrom

$$J_{z_l} = \frac{N_g}{m_2 \cdot E_{w_0}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot N_g}{m_2 \cdot E_a} \text{ Amp.} \quad (859)$$

In der Ankerwicklung fließt bei der Schleifringspannung E_{w_m} [Gl. (799)] der Leistungsstrom:

$$J_{a_l} = \frac{N_g}{m_2 \cdot E_{w_m}} = \frac{\sqrt{2} \cdot N_g}{m_2 \cdot E_a \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}} = \frac{J_{z_l}}{2 \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}} \text{ Amp.} \quad (860)$$

Bei Sternschaltung des Läufers ist seine an den Zuleitungen zur Gleichstrommaschine herrschende Klemmenspannung je Phase

$$E_{k_2} = E_{w_0} = \frac{E_a}{2 \cdot \sqrt{2}} \text{ Volt} \quad (861)$$

und der Leistungsstrom je Phase

$$J_{2_l} = J_{z_l} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot N_g}{m_2 \cdot E_a} \text{ Amp.} \quad (862)$$

Bei Ringschaltung des Läufers wird

$$E_{k_2} = E_{w_m} = \frac{E_a}{\sqrt{2}} \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2} \text{ Volt} \quad (863)$$

und

$$J_{2_l} = J_{a_l} = \frac{\sqrt{2} \cdot N_g}{m_2 \cdot E_a \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}} \text{ Amp.} \quad (864)$$

Soll der Ständer weiter einen voreilenden Feldstrom J_{1c} dem Netz entnehmen, so muß der Läufer einen gleichwertigen voreilenden Strom

$$J_{1c}'' = \frac{m_1 \cdot f_1 \cdot w_1}{m_2 \cdot f_2 \cdot w_2} \cdot J_{1c} = u_{ik} \cdot J_{1c} \quad (865)$$

führen, den die Gleichstrommaschine bei Übererregung als nacheilenden Strom abgibt. Außerdem will man den zur Magnetisierung des Feldes im Motor erforderlichen nacheilenden Feldstrom J_{0s} durch einen gleichgroßen voreilenden Strom $J_{0c} = -J_{0s}$ bei Nennlast ausgleichen, indem man ihn von der Gleichstrommaschine als nacheilenden Strom dem Läufer zuführt. Er berechnet sich gemäß Gl. (557) aus

$$J_{0s} = \frac{2,22 \cdot p \cdot \mathfrak{M}_p}{m_2 \cdot f_2 \cdot w_2} \text{ Amp.}, \quad (866)$$

wenn die Eisenabmessungen und Induktionen festliegen. Da das jedoch hier noch nicht der Fall ist, nimmt man vorläufig $\mathfrak{M}_p = (1,6 \div 1,3) \cdot \mathfrak{M}_l$ an und ändert später ab. Der Läufer gibt dann insgesamt den voreilenden Feldstrom

$$J_{2c} = J_{1c}'' + J_{0c} \text{ Amp.} \quad (867)$$

und den gesamten Läuferstrom

$$J_2 = \sqrt{J_{2i}^2 + J_{2c}^2} \text{ Amp.} \quad (868)$$

an den Gleichstromanker ab.

Zwischen den EMKen des Ständers und Läufers läßt sich ferner das Übersetzungsverhältnis folgendermaßen feststellen:

Es ist im Ständer [Gl. (411)]:

$$E_1 = 4 \cdot f_{\mathfrak{B}} \cdot f_1 \cdot \nu \cdot w_1 \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot \sigma_1 \cdot 10^{-8} \text{ Volt}$$

und im Läufer, gemäß Gl. (458) mit σ_2 für Nennlast:

$$E_2 = 4 \cdot f_{\mathfrak{B}} \cdot f_2 \cdot \nu_2 \cdot w_2 \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sigma_2} \cdot 10^{-8} \text{ Volt.} \quad (869)$$

Setzt man aus Gl. (838) für ν_2 den Wert ein, so ergibt sich:

$$E_2 = \frac{p_g}{p_i + p_g} \cdot \frac{f_2 \cdot w_2}{f_1 \cdot w_1} \cdot \frac{E_1}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} = u_{ek} \cdot E_1 \text{ Volt.} \quad (870)$$

Für die Umrechnung von Widerständen des Ständers auf den Läufer besteht dann nach Gl. (865) und (869) das Übersetzungsverhältnis:

$$u_{w_k} = \frac{W_2}{W_1} = \frac{u_{ek}}{u_{ik}} = \frac{p_g}{p_i + p_g} \cdot \frac{m_2 \cdot f_2^2 \cdot w_2^2}{m_1 \cdot f_1^2 \cdot w_1^2 \cdot \sigma_1 \cdot \sigma_2}. \quad (871)$$

Um die Klemmenspannung E_{k_2} zu erhalten, muß im Läufer eine EMK E_2 induziert werden, die sich gemäß Gl. (410a) berechnet aus

$$E_2 = E_{k_2} + J_{2l} \cdot R_2 - J_{2e} \cdot S_2 = E_{k_2} \cdot (1 + k_{v_2}) \text{ Volt,} \quad (872)$$

worin $k_{v_2} = -(0,09 \div 0,03)$ gewählt werden kann. Damit ist man nun in der Lage, die Windungszahl je Phase w_2 im Läufer zu bestimmen aus Gl. (869):

$$w_2 = \frac{\sigma_2 \cdot E_2 \cdot 10^8}{4 \cdot f_3 \cdot f_2 \cdot \nu_2 \cdot \mathfrak{N}_{\max}} \text{ Windungen/Phase.} \quad (873)$$

Die weiteren Berechnungen der Nutenzahl, Drähte einer Nut usw. werden nach den bei den Induktionsmaschinen angegebenen Formeln ausgeführt.

5. Die Gleichstrommaschine.

Wie im 1. Abschnitt angegeben, formt die Gleichstrommaschine von dem gesamten abgegebenen Gleichstrom J einen Teil

$$J_u = \frac{p_g}{p_i + p_g} \cdot J \text{ Amp.} \quad (874)$$

wie in einem Einankerumformer um und erzeugt den anderen Teil

$$J_g = \frac{p_i}{p_i + p_g} \cdot J \text{ Amp.} \quad (875)$$

wie in einem Generator. Demgemäß kann man auch für die Berechnung der Verluste im Anker ähnliche Beziehungen wie beim Umformer aufstellen.

Der Anker führt in der Wicklung gemäß Gl. (860) einen Leistungsstrom J_{a_l} und außerdem einen voreilenden Feldstrom

$$J_{a_e} = \frac{J_{2e}}{2 \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}} \text{ Amp.} \quad (876)$$

Für die Berechnung der Leistungsverluste im Widerstand R_a des Ankers können wir nun ebenso wie bei dem Einankerumformer die Beziehungen aufstellen:

$$J_{a_l} = u_{i_g} \cdot \frac{J}{2} \text{ Amp.,} \quad (877)$$

$$J_{a_e} = v_{i_g} \cdot \frac{J}{2} \text{ Amp.,} \quad (878)$$

$$v_{i_g} = \frac{J_{a_e}}{J_{a_l}} \cdot u_{i_g} \quad (879)$$

und erhalten dafür den Faktor des Leistungsverlustes gemäß Gl. (823):

$$k_{u_g} = 1 + u_{ig}^2 + v_{ig}^2 - \frac{4}{\pi^2} \cdot \sqrt{2} \cdot u_{ig} \cdot m_2 \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}. \quad (880)$$

Setzt man nun in Gl. (860) $\frac{N_g}{E_a} = J_u$ und führt dafür den Wert aus Gl. (874) ein, so erhält man als Ausgleich für den Strom J_u den Wechselstrom im Anker

$$J_{a_1} = \frac{\sqrt{2} \cdot J}{m_2 \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}} \cdot \frac{p_g}{p_i + p_g} \text{ Amp.} \quad (881)$$

Mit Gl. (877) folgt dann daraus:

$$u_{ig} = \frac{2 \cdot J_{a_1}}{J} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{m_2 \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}} \cdot \frac{p_g}{p_i + p_g}. \quad (882)$$

Führt man diesen Wert im letzten Glied der Gl. (880) ein, so ergibt sich ähnlich wie in Gl. (824):

$$k_{u_g} = 1 + u_{ig}^2 + v_{ig}^2 - \frac{16}{\pi^2} \cdot \frac{p_g}{p_i + p_g} \quad (883)$$

und mit Berücksichtigung des Leistungsstromes bei Leerlauf:

$$k_{u_g} = 1 + (k_0 \cdot u_{ig})^2 + v_{ig}^2 - \frac{16}{\pi^2} \cdot k_0 \cdot \frac{p_g}{p_i + p_g}. \quad (884)$$

Die Gleichstrommaschine ist nun für eine Leistung von $N \cdot \sqrt{k_{u_g}}$ kWatt bei einer Spannung E_k Volt und einem Strom $\frac{N \cdot \sqrt{k_{u_g}}}{E_k} = J \cdot \sqrt{k_{u_g}}$ Amp. zu berechnen, wie es im Teil I A angegeben ist. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, daß bei einem kleinen gewünschten Spannungsabfall der Luftspalt δ nicht zu klein gemacht und die Zähne stark gesättigt ($\mathfrak{B}_z \geq 22\,000$) werden sollen. Zur Berechnung des Ankerkraftflusses $\mathfrak{N}$ gemäß Gl. (22) ist noch die Kenntnis der im Anker zu induzierenden EMK E_a erforderlich, die sich bestimmt aus:

$$E_a = E_k + 2 \cdot e_b + J \cdot \sqrt{k_{u_g}} \cdot R_a \text{ Volt.} \quad (885)$$

Ihr entspricht eine EMK des zugeführten Wechselstromes:

$$E_w = \frac{E_a}{\sqrt{2}} - J_a \cdot S_a \text{ Volt.} \quad (886)$$

Hierin ergibt sich der Feldwiderstand für die Windungen einer Phase nach Gl. (570):

$$S_a = \frac{4\pi \cdot \nu_2 \cdot \left(\frac{s_a}{2a \cdot m_2}\right)^2 \cdot l}{\sin \frac{180^\circ}{m_2} \cdot p_g \cdot g_a} \cdot (\lambda_n + \lambda_k + \lambda_s) \cdot 10^{-8} \text{ Ohm} \quad (887)$$

oder, wenn man $g_a = \frac{Z}{2p_g \cdot m_2}$ einsetzt,

$$S_a = 2\pi \cdot \nu_2 \cdot \frac{s_a^2 \cdot l \cdot (\lambda_n + \lambda_k + \lambda_s)}{a^2 \cdot m_2 \cdot Z \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}} \cdot 10^{-8} \text{ Ohm.} \quad (888)$$

Die Erregerwicklung ermittelt man aus der für die Nennlast erforderlichen MMK:

$$\mathfrak{M}_b = \mathfrak{M}_0 + \mathfrak{M}_r + \mathfrak{M}_e \text{ Amperewindungen.} \quad (889)$$

Darin wird $\mathfrak{M}_0$ wie bei Gleichstrommaschinen (I, A, 5) berechnet. Um $\mathfrak{M}_r + \mathfrak{M}_e$ zu bestimmen, müssen wir erst die Einwirkung des Gleichstromanteils J_g und des Feldstromes J_{a_c} auf das Magnetfeld untersuchen.

Der Gleichstromanteil J_u erzeugt im Anker kein Querfeld, weil er durch den Wechselstrom J_{a_t} [Gl. (881)] in seiner Wirkung aufgehoben wird. Dagegen ruft J_g wie in einem Generator ein Ankerquerfeld hervor, das eine Verschiebung der neutralen Zone um einen $\times \beta$ bewirkt und deswegen eine Bürstenverschiebung im Sinne der Drehrichtung verlangt. Infolge der Sättigung des Eisens, besonders der Zähne, tritt nun eine Schwächung des Hauptfeldes auf, die wir durch einen Faktor k_{z_q} berücksichtigen wollen, der mit steigender Zahninduktion $\mathfrak{B}_z$ wächst. Durch die Verschiebung der Bürsten wird außerdem von dem Strombelag innerhalb des $\times 2\beta$ eine Gegen-MMK erzeugt, die proportional $\sin \beta \approx \frac{\beta}{180^\circ} \cdot \pi$ gesetzt werden kann, und mit zunehmender Sättigung des Eisens abnimmt. Demnach kann die gesamte Rückwirkung für einen Pol dargestellt werden durch

$$\mathfrak{M}_r = \frac{1}{2p_g} \cdot k_{z_q} \cdot \frac{\beta}{180^\circ} \cdot \pi \cdot \frac{J_g \cdot s_a}{4a} \text{ Amperewindungen.} \quad (890)$$

Man kann nun das nahezu gleichbleibende Produkt $k_{z_q} \cdot \beta \approx 12^\circ$ setzen, so daß man als rückwirkende MMK erhält:

$$\mathfrak{M}_r = \frac{1}{2p_g} \cdot \frac{J_g \cdot s_a}{20 \cdot a} = \frac{1}{2p_g} \cdot \frac{p_i}{p_i + p_g} \cdot \frac{J \cdot s_a}{20 \cdot a} \text{ Amperewindungen.} \quad (891)$$

Auch der Feldstrom J_{a_e} wirkt mit seiner MMK auf das Hauptfeld zurück, wie wir es bei den Synchronmaschinen (Teil IV, A) kennen gelernt haben. Danach kann man seine längsmagnetisierende MMK für einen Pol bestimmen aus

$$\mathfrak{M}_e = \frac{k_e}{2 p_g} \cdot \frac{J_{a_e} \cdot s_a}{4 a} \text{ Amperewindungen.} \quad (892)$$

Bei einem mittleren Polbedeckungsfaktor $\alpha = \frac{2}{3}$ kann man $k_e \approx 0,75$ gleich dem MMK-Faktor der synchronen Wechselstrommaschinen einsetzen. Da allgemein der Anker bei Nennlast einen voreilenden Feldstrom führen wird, ist $\mathfrak{M}_e$ positiv einzuführen.

Für Leerlauf dagegen ergibt sich bei Untererregung ein nach-eilender Feldstrom J_{a_s} , dessen MMK $\mathfrak{M}_e$ negativ einzuführen ist, so daß die gesammte MMK bei Leerlauf $\mathfrak{M}_0' = \mathfrak{M}_0 - \mathfrak{M}_e$ wird.

Damit der Umformer nicht zum Pendeln neigt, darf man die Magnetkerne und das Joch nicht zu hoch sättigen, sondern wählt $\mathfrak{B}_m \leq 16000$, $\mathfrak{B}_j \leq 14000$ Gauß. Andernfalls werden die Polschuhe mit einem Dämpferkäfing versehen.

Bisweilen ist es erwünscht, eine mit dem Belastungsstrom J von Leerlauf an steigende Klemmenspannung E_k zu erhalten, z. B. bei Straßenbahnumformern. Dann ordnet man eine zusätzliche Haupt-schlußwicklung auf den Magnetpolen an, von der die Nebenschlußwicklung unterstützt wird. Beim Parallelarbeiten mit Pufferbatterien dagegen soll der Umformer die Belastungsstöße der Batterie abnehmen. Dann läßt man die Zusatzwicklung der Hauptwicklung entgegenwirken.

Zur Verbesserung der Stromwendung ordnet man zweckmäßig Wendepole an. Da die Bürsten hierbei in der neutralen Zone stehen bleiben, wird $\mathfrak{M}_r = 0$. Die MMK eines Hauptpols wird dann

$$\mathfrak{M}_{b_w} = \mathfrak{M}_0 + \mathfrak{M}_e. \quad (893)$$

Für den Wendepol setzt sich die MMK eines Pols zusammen aus derjenigen zur Beseitigung des vom Ankerstromanteil J_g erzeugten Querfeldes [gemäß Gl. (182)]

$$\mathfrak{M}_{w_1} = \frac{s_a}{8 p_g \cdot a} \cdot \frac{p_i}{p_i + p_g} \cdot J \text{ Amperewindungen} \quad (894)$$

und einer solchen zur Hervorrufung des für die Stromwendung notwendigen Feldes, die sich ebenso wie bei Gleichstrommaschinen für den ganzen Ankerstrom bestimmt zu

$$\mathfrak{M}_{w_2} = \mathfrak{M}_{w_0} \quad (895)$$

gemäß Tabelle 3. Die gesamte MMK des Wendepols eines Kaskadenumformers ist dann

$$\mathfrak{M}_{w_k} = \mathfrak{M}_{w_1} + \mathfrak{M}_{w_2} \text{ Amperewindungen.} \quad (896)$$

Alle weiteren Berechnungen der Verluste, Erwärmung usw. erfolgen in derselben Weise, wie es bei den betreffenden Maschinenarten angegeben ist.

VII. Wechselstrom-Kommutatormotoren (WKM).

Die Vorzüge der Induktionsmotoren betr. Einfachheit der Bauart und Betriebssicherheit kommen nicht mehr zur Geltung in Betrieben, die eine möglichst große und dazu wirtschaftliche Regelung der Drehzahl erfordern. Diese Lücke füllen nun die Wechselstrommotoren aus, deren Läufer eine Gleichstromwicklung mit Stromwender und Bürsten enthält. Es ist dafür eine große Anzahl mannigfaltigster Ausführungsformen¹⁾ angegeben worden, von denen aber nur ein kleiner Teil praktische Bedeutung erlangt hat. Dazu rechnet man:

1. Ein- und dreiphasige Hauptschlußmotoren (direkt gespeist),
2. Einphasige Repulsionsmotoren (indirekt und doppelt gespeist).
3. Ein- und dreiphasige Nebenschlußmotoren (doppelt gespeist).

Eine neuzeitliche Darstellung des Baues, der Wirkungsweise und Eigenschaften dieser Motoren mit ausführlichem Literaturverzeichnis ist von M. Schenkel²⁾ veröffentlicht worden.

Als Hauptanwendungsgebiete kommen dabei in Frage:

Einphasige Hauptschlußmotoren für Vollbahnen³⁾ mit $\nu = 16\frac{2}{3}$ He, deren Leistung allerdings von der Frequenz unabhängig ist, dreiphasige für $\nu = 40 \div 60$ He bei Spinnereien wegen ihres guten Leistungsfaktors und Wirkungsgrades und bei Schachtfördermaschinen wegen ihrer einfachen Regelung.

Für Kleinbahnen mit $\nu = 25$ He, Krane, Aufzüge, Kompressoren, Pumpen, Ventilatoren, Spinnmaschinen mit $\nu = 40 \div 60$ He verwendet man wegen der Einfachheit der Regelung Repulsionsmotoren, dagegen Nebenschlußmotoren für Werkzeugmaschinen mit beliebig einstellbarer von der Belastung unabhängiger Drehzahl.

Das Anzugsmoment ist bei allen Kommutatormotoren sehr hoch und beträgt etwa das 2,5fache des Nenndrehmoments beim

¹⁾ Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 461.

²⁾ Die Kommutatormaschinen, 1924.

³⁾ Wist, E.: D. Lokomotivantriebe b. Einph.-W. Berlin: Julius Springer. 1925.

2fachen Anlaufstrom. Das Anlassen geschieht dabei meistens durch Bürstenverschiebung mit Ausnahme der einphasigen Hauptschluß- und Nebenschlußmotoren, sowie der dreiphasigen Nebenschlußmotoren mit Ständeranschluß, die Stufentransformatoren und Schaltwalzen erfordern. Kleine Maschinen bis etwa 7,5 kW können auch ohne Anlasser direkt an Netz gelegt werden, wobei sie allerdings den $3 \div 4$ fachen Nennstrom aufnehmen. Zur Sicherung gegen unerwünscht hohe Drehzahlen der Motoren mit Hauptschlußcharakteristik legt man besondere Zentrifugalschalter mit beweglichen Kontakten an, wodurch die Maschinen das Verhalten der Induktionsmotoren annehmen. (Vgl. auch in C, 1 die Anordnung von Bergmann.)

Alle Motoren, deren Stromwender mit dem Netz in direkter Verbindung steht, insbesondere die einphasigen Hauptschlußmotoren, können mit Rücksicht auf eine gute Stromwendung nur für niedrige Spannungen gebaut werden, alle anderen Arten lassen sich auch für Hochspannung wickeln. Während die einphasigen Hauptschlußmotoren für jede beliebige Drehzahl (möglichst hoch über Synchronismus zur Erzielung eines guten Leistungsfaktors) entworfen werden können, soll man die andern Motoren möglichst für die synchrone Drehzahl n_1 bauen, doch wählt man bei einphasigen Repulsionsmotoren die Nenndrehzahl etwa 10% unter dem Synchronismus, da dies für eine gute Stromwendung erwünscht ist, ebenso geht man nicht über $n_{\max} = 1,1 \cdot n_1$ hinaus.

Der Leistungsfaktor hat den Wert

$$\begin{array}{ll} \cos \varphi = 0,95 \div 1 & \text{bei Dreiphasenmotoren,} \\ 0,8 \div 0,95 & \text{„ Einphasen-Hauptschlußmotoren,} \\ 0,7 \div 0,85 & \text{„ Repulsionsmotoren.} \end{array}$$

Der Wirkungsgrad liegt etwa $10 \div 40\%$ unter dem anderer Motoren.

Für den Läufer verwendet man zweckmäßig Schleifenwicklungen mit möglichst nur einer Windung je Spule zwecks guter Stromwendung. Die Ausgleichsverbindungen legt man vorteilhaft dicht am Stromwender oder in seiner Nähe so an, daß die Stromwendung nicht durch die Ausgleichsströme beeinflußt wird. Bei Einphasen-Bahnmotoren und anderen Arten kleiner Leistung kommen auch Wellenwicklungen vor. Wendepole erhalten allgemein nur Einphasenmotoren.

Die Berechnung der Kommutatormotoren ist nach anderen Gesichtspunkten als bei den bisherigen Maschinen angegeben auszuführen. Denn bezüglich der Stromwendung zeigen sich besonders störende Erscheinungen beim Anlauf, da hierbei in den durch die

Bürsten kurzgeschlossenen Spulen infolge des sie durchdringenden Kraftflusses des Hauptfeldes transformatorisch eine EMK induziert wird, die wir in Anlehnung an die bei der Stromwendung der Gleichstrommaschinen sich abspielenden Vorgänge ebenfalls als „Kurzschlußspannung e_k “ bezeichnen wollen.

Da diese EMK bei Stillstand auch nicht durch die sonst gebräuchlichen Wendepolwicklungen aufgehoben werden kann, erzeugt sie in den kurzgeschlossenen Spulen bei dem geringen Widerstande einen verhältnismäßig hohen Strom, der besonders die Bürsten stark belastet. Die Größe der EMK e_k ist demnach ein Maß für die Funkenbildung am Stromwender beim Anlauf. Es ist deswegen zweckmäßig, von der zulässigen Kurzschlußspannung e_k auszugehen und dafür die Abmessungen des Stromwenders und der Läuferwicklung zu ermitteln.

A. Allgemeine Betrachtungen.

1. Die Kurzschlußspannung.

Hat der Läufer s_a Drähte am Umfang, die an K Stromwenderstege angeschlossen sind, so werden von der Bürste zwischen 2 Stegen $\frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{2K}$ Windungen kurzgeschlossen. Bei einem Polkraftfluß von $\mathfrak{N}$ Maxwell, der bei Mehrphasenmaschinen infolge der Drehung mit der Schlüpfungsfrequenz $\nu_s = s \cdot \nu$ die Windungen der Spule schneidet, entsteht in ihr durch Induktion wie in einer Transformatorspule eine EMK e_{ks} , die sich gemäß Gl. (263) berechnet aus

$$e_{ks} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot s \cdot \nu \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}, \quad (897)$$

Beim Stillstand ($s = 1$) und in Einphasenmaschinen wird diese EMK dann

$$e_k = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \nu \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot \frac{p}{a} \cdot w_k \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}, \quad (898)$$

wenn man die Windungszahl eines Stegs $w_k = \frac{s_a}{2K}$ einführt. Sie ist in der Phase gegenüber dem Kraftfluß um 90° nacheilend. Erfahrungsgemäß soll

$$\begin{aligned} e_k &\leq 6 \text{ Volt bei Nebenschlußmotoren,} \\ &\leq 3 \div 5 \text{ " " Hauptschluß- und Repulsionsmotoren} \end{aligned}$$

gehalten werden, wenn man harte Bürsten von großem Widerstande mit einer Übergangsspannung $e_b = 0,9 \div 1,3$ Volt verwendet. Höhere

Werte von e_k erfordern besondere Hilfsmittel (Widerstandsverbindungen) zur Verringerung des Kurzschlußstromes beim Anlauf. Zwischen den Bürstenspitzen tritt dann bei einer Bürstendeckung

$k_b = \frac{b_b}{t_k}$ eine Bürstenspitzenspannung

$$e_{k_b} = k_b \cdot e_k \text{ Volt} \quad (899)$$

auf.

2. Die im Läufer induzierten EMKe.

In Einphasen-Hauptschlußmotoren, die mit einem einachsigen Wechselfeld arbeiten, erzeugt der Hauptkraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$ mit dem Läuferstrom J_a das Drehmoment; man nennt ihn daher auch den „Drehmomentfluß“ oder das Treibfeld. Damit das möglich ist, muß der Kraftfluß beim größtmöglichen Drehmoment senkrecht zur Bürstenachse des Läufers gelegen sein (1. Hauptlage), wie es bei Gleichstrommaschinen der Fall ist. Bewegt sich nun der Läufer in diesem Felde mit der Drehzahl n Umdr./min, so tritt gemäß Gl. (22), wenn wir zur Berücksichtigung der Phasenlage entsprechend dem Lenzschen Gesetz das negative Zeichen hinzunehmen, zwischen den Bürsten eine EMK der Drehung auf

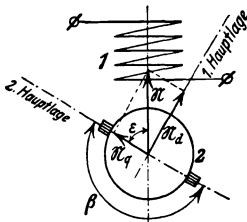


Fig. 101.

$$\begin{aligned} E_2 &= -s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-8} \\ &= -2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{p \cdot n}{60} \cdot w_2 \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8} \text{ Volt,} \end{aligned} \quad (900)$$

wenn w_2 die Windungszahl eines Zweiges im Läufer bedeutet. Danach ist diese EMK gegenüber dem Feld um 180° in der Phase verschoben.

Ist die Bürstenachse nicht um 90° , sondern einen $\angle \varepsilon < 90^\circ$ gegen die Polmitte verschoben (Fig. 101), so kann man bei räumlich sinusförmiger Verteilung des Kraftflusses über den Polbogen das Feld in die beiden Teile $\mathfrak{N}_{d\max} = \mathfrak{N}_{\max} \cdot \sin \varepsilon$ senkrecht zur Bürstenachse und $\mathfrak{N}_{a\max} = \mathfrak{N}_{\max} \cdot \cos \varepsilon$ parallel zu ihr zerlegen. In diesem Falle wird dann

$$E_{2_n} = E_2 \cdot \sin \varepsilon \text{ Volt.} \quad (901)$$

Besitzt das Feld räumlich keine sinusförmige Verteilung, so kann man

$$E_{2_n} = E_2 \cdot k_\varepsilon \quad (902)$$

setzen. k_ε läßt sich in diesem Fall nur dadurch bestimmen, daß man die Feldkurve aufzeichnet und das Verhältnis des innerhalb des doppelten $\angle \varepsilon$ beiderseits der Polmitte gelegenen Kraftflusses $\mathfrak{N}_\varepsilon$

zu dem gesamten $\mathfrak{N}_{\max}$ bildet, also

$$k_{\varepsilon} = \frac{\mathfrak{N}_{\varepsilon}}{\mathfrak{N}_{\max}}. \quad (903)$$

Das Wechselfeld $\mathfrak{N}_{q_{\max}} = \mathfrak{N}_{\max} \cdot \cos \varepsilon$ in der Richtung der Bürstenachse (2. Hauptlage) kann durch Drehung zwischen den Bürsten keine EMK erzeugen, dagegen ruft es durch seine Pulsation mit der Periodenzahl ν eine EMK $E_{2\nu}$, wie in einem Transformator hervor. Nach dem Induktionsgesetz

$$E_{i_t} = -w \cdot \frac{d\mathfrak{N}_q}{dt} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}$$

ergibt sich dafür [Gl. (263)], wenn f_q der Spulenfaktor für das Feld $\mathfrak{N}_q$ ist,

$$E_{2\nu} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot w_2 \cdot f_q \cdot \mathfrak{N}_{q_{\max}} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}$$

oder, wenn man $w_2 = \frac{s_a}{4a}$ einsetzt,

$$E_{2\nu} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{s_a}{a} \cdot \nu \cdot f_q \cdot \mathfrak{N}_{q_{\max}} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}. \quad (904)$$

Diese EMK eilt dem induzierenden Feld $\mathfrak{N}_{q_{\max}}$ um 90° in der Phase nach. Für eine sinusförmige Verteilung des Feldes und einen Bürstenwinkel von $\beta = 180^\circ$ ist der von diesen beiden Größen abhängige Faktor $f_q = \frac{2}{\pi} = 0,637$. Bei anderen Feldformen und verschiedenen Bürstenwinkeln entnimmt man f_q der Tabelle 24.

Tabelle 24. Werte von f_q .

Feldverteilung:		sinusförmig	dreieckig	rechteckig
Bürstenwinkel β	180°	0,637	0,667	0,500
	150°	0,616	0,640	0,486
	135°	0,591	0,610	0,468
	120°	0,552	0,568	0,445
	90°	0,450	0,458	0,375
	60°	0,318	0,320	0,278

Man kann demnach über die Wirkung der Wechselfelder auf die Ankerwicklung folgende Regeln aufstellen:

1. Ein Feld in der 1. Hauptlage ($\mathfrak{N}_d$) erzeugt zwischen den Bürsten eine EMK nur durch Drehung (Index n).

2. Ein Feld in der 2. Hauptlage ($\mathfrak{N}_q$) ruft zwischen den Bürsten eine EMK nur durch gegenseitige Induktion, d. h. transformatorisch hervor (Index ν).

Dabei müssen wir jedoch berücksichtigen, daß in jeder einzelnen Windung des Ankers entsprechend der Lage zum Felde beide Arten von EMKen erzeugt werden, die sich aber bezogen auf die Bürstenlage teilweise aufheben, dagegen beim Kurzschluß von Windungen zur Geltung kommen.

Bewegt sich nun der Läufer in einem Drehfeld, so können wir es uns am einfachsten durch 2 räumlich und zeitlich um 90° verschobene Wechselfelder $\mathfrak{N}_d$ und $\mathfrak{N}_q$ ersetzt denken. Ist $\mathfrak{N}_d = \mathfrak{N}_q$, so hat das Drehfeld zeitlich gleiche Größe und Winkelgeschwindigkeit (kreisförmiges Feld), für $\mathfrak{N}_d \neq \mathfrak{N}_q$ dagegen ändert es seine Größe und Winkelgeschwindigkeit zwischen einem Höchst- und Niedrigstwert (elliptisches Feld, Fig. 102).

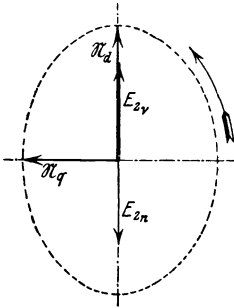


Fig. 102.

In dem Läufer wird nun von dem Feld $\mathfrak{N}_d$ gemäß Gl. (901) die EMK E_{2n} zeitlich um 180° dagegen verschoben induziert. $\mathfrak{N}_q$ ruft nach Gl. (904) die um 90° nacheilende EMK E_{2v} hervor. Von dem Drehfeld wird dann insgesamt zwischen den Bürsten die EMK in jeder Phase

$$E_{2d} = E_{2n} + E_{2v} \quad (905)$$

induziert. Ersetzt man darin die rechte Seite und führt $\nu = \frac{p \cdot n_1}{60}$ ein, so ergibt sich

$$E_{2d} = \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{60} \cdot \frac{\mathfrak{N}_{d\max}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-8} \cdot \left(\frac{\mathfrak{N}_{q\max}}{\mathfrak{N}_{d\max}} \cdot n_1 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot f_q - n \right) \text{ Volt/Phase.} \quad (906)$$

Diese EMK wird Null für $\mathfrak{N}_q = \mathfrak{N}_d$ (kreisförmiges Drehfeld), bei sinusförmiger Verteilung $\left(\frac{\pi}{2} \cdot f_q = 1 \right)$ und $n = n_1$, d. h. bei synchronem Lauf, was sich auch schon physikalisch dadurch erklären läßt, daß das Drehfeld bei Synchronismus relativ zum Läufer stillsteht. Für Drehfeldmaschinen erhält man daher allgemein beim Kraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$ des Drehfeldes und m_2 Phasen mit m_2 Bürsten je Polpaar die induzierte EMK [gemäß Gl. (900)] zwischen 2 Bürsten.

$$\begin{aligned} E_{2d} &= -s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s \cdot n}{60} \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2} \cdot 10^{-8} \\ &= -s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s \cdot n}{60} \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot f_2 \cdot \frac{\pi}{m_2} \cdot 10^{-8} \text{ Volt,} \end{aligned} \quad (907)$$

worin

$$f_2 = \frac{\sin \frac{180^\circ}{m_2}}{\frac{\pi}{m_2}} \quad (907a)$$

gesetzt ist. Die Kurzschlußspannung e_k [Gl. (898)] begrenzt den Kraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$ und dadurch auch die EMK des Läufers E_2 bzw. E_{2d} . Es besteht daher zwischen beiden Größen ein wichtiger Zusammenhang, der nun bestimmt werden soll.

Für Wechselfeldmaschinen mit $\beta = 180^\circ$ Bürstenwinkel erhält man durch Division der Gln. (900) und (898):

$$\frac{E_2}{e_k} = \frac{1}{\pi \cdot \nu} \cdot \frac{K \cdot n}{60}. \quad (908)$$

Nun ist [Gl. (103) und (104)]

$$\frac{K \cdot n}{60} = \frac{100 \cdot v_k}{t_k},$$

somit wird die EMK im Läufer:

$$E_2 = \frac{e_k}{\pi \cdot \nu} \cdot \frac{v_k}{t_k} \cdot 100 \text{ Volt}. \quad (909)$$

Für Drehfeldmaschinen mit m_2 Phasen und m_2 Bürsten je Polpaar im Läufer ist die EMK E_{2d} nicht maßgebend für die Zugkraft und Stromstärke im Läufer, sondern die EMK E_{2d_0} bei Stillstand ($s = 1$). Wir haben daher in Gl. (907) die synchrone Drehzahl n_1 statt $s \cdot n$ einzusetzen und erhalten

$$\begin{aligned} E_{2d_0} &= \frac{e_k}{\pi \cdot \nu} \cdot \frac{v_{k_1}}{t_k} \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2} \cdot 100 = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{K}{2p} \cdot e_k \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2} \\ &= \sqrt{2} \cdot \nu \cdot \frac{s_a}{2a} \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8} \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2} \text{ Volt}, \end{aligned} \quad (910)$$

worin

$$v_{k_1} = \frac{\pi \cdot D_k \cdot n_1}{6000} = \frac{t_k \cdot K \cdot n_1}{6000} \quad (911)$$

gesetzt ist. Bei $2m_2$ Bürsten je Polpaar in Durchmesserstellung fällt der Faktor $\sin \frac{180^\circ}{m_2}$ fort.

Man kann

$t_k = 0,4 \div 0,7$ cm, $v_k = 15 \div 25$ m/sec normal, $v_{k_{\max}} = 40 \div 45$ m/sec wählen.

Aus den Gl. (909) und (910) ersieht man, daß bei den engen Grenzen, die der Wahl von e_k , v_k und t_k gezogen sind, die Läufer-EMK im allgemeinen nur niedrige Werte annehmen kann, und zwar etwa 500 Volt für Einphasen- und 350 Volt bei Dreiphasenmotoren für $\nu = 16^{2/3}$ He. Bei großen Leistungen der Bahnmotoren ergeben sich dadurch große Ankerströme J_a , lange Stromwender mit vielen schmalen Stegen und damit ein umfangreicher Bürstenapparat. Durch den Gleichstromanker wird aber die Drehzahl n von der Periodenzahl ν unabhängig, und an den Bürsten hat die EMK die gleiche Frequenz wie das Feld, wenn auch in den einzelnen Spulen die Periodenzahl von der Läuferdrehzahl abhängt. Da nun von der Drehzahl die Läufer EMK ihrer Größe nach beeinflusst wird, so ergibt sich dadurch besonders bei den Einphasen-Hauptschlußmotoren die Möglichkeit, in einfacher Weise durch Änderung der Läufer-EMK bzw. Maschinenspannung die Drehzahl in wirtschaftlicher Weise zu regeln, wie es im Bahnbetriebe gefordert wird.

3. Der Stromwender.

Durch die Annahme von v_k und t_k ist gemäß Gl. (104) auch der Durchmesser $D_k = \frac{6000 \cdot v_k}{\pi \cdot n}$ cm und mit Gl. (103) bzw. (911) die Stegzahl

$$K = \frac{6000}{n} \cdot \frac{v_k}{t_k} \quad (912)$$

bestimmt. Die nutzbare Länge des Stromwenders L_{k_n} ist von der Wechselstromleistung des Läufers N_{w_2} abhängig. Dafür gilt nun:

$$N_{w_2} = m_2 \cdot E_{2d_0} \cdot J_2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (913)$$

Außerdem ist bei einem gesamten Spannungsverlust in der Erregerwicklung (1), Läufer (2), Kompensationswicklung (3), Wendepolwicklung (4) $E_v = k_v \cdot E_2$ und für $\cos \psi_2 \approx 1$

$$N_{w_2} \approx \frac{N}{\eta \cdot (1 + k_v)} \text{ kWatt,} \quad (914)$$

worin

$$k_v = k_{v_1} + k_{v_2} + k_{v_3} + k_{v_4} \quad (915)$$

ist.

Weiter ist zu berücksichtigen, daß die Oberfläche des Stromwenders $\pi \cdot D_k \cdot L_{k_n}$ eine genügende Größe besitzen muß, um bei einer Erwärmung $\Delta \vartheta_k$ die durch Stromwärme N_u infolge der Bürstenübergangsspannung e_b und der Bürstenreibung N_b erzeugte Wärmeleistung fortzuführen.

Sind S_b Bürstenstifte vorhanden, von denen jeder vollbesetzt [gemäß Gl. (106)] eine Bürstenfläche

$$F_b = z_b \cdot l_b \cdot k_b \cdot t_k \text{ qcm}$$

enthält, so erzeugen die Bürsten einen Leistungsverlust durch Reibung [Gl. (209)] und Stromwärme:

$$N_k = S_b \cdot F_b \cdot (9,81 \cdot \mu_b \cdot p_b \cdot v_k + e_b \cdot j_b) \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (916)$$

Von der Oberfläche des Stromwenders [Gl. (216)]

$$O_k = \pi \cdot D_k \cdot L_{k_n} \cdot (1 + 0,1 \cdot v_k) \text{ qcm}$$

wird bei einer spezifischen Wärmeabgabe $\frac{1}{C_k} \frac{\text{Watt}}{^\circ \text{C, qcm}}$ und der Erwärmung $\Delta \vartheta_k$ die Wärmeleistung

$$N_\vartheta = O_k \cdot \frac{1}{C_k} \cdot \Delta \vartheta_k \cdot 10^{-3} = \frac{\pi \cdot D_k \cdot L_{k_n}}{C_k} \cdot \Delta \vartheta_k \cdot (1 + 0,1 \cdot v_k) \cdot 10^{-3} \text{ kW} \quad (917)$$

fortgeführt. Bei stationärem Zustand mit gleichbleibender Erwärmung $\Delta \vartheta_k$ wird $N_\vartheta = N_k$ oder

$$\frac{\pi \cdot D_k \cdot L_{k_n}}{C_k} \cdot \Delta \vartheta_k \cdot (1 + 0,1 \cdot v_k) = S_b \cdot F_b \cdot v_k \cdot \left(9,81 \cdot \mu_b \cdot p_b + \frac{e_b \cdot j_b}{v_k} \right). \quad (918)$$

Da jede Phase für 1 Polpaar 2 Bürstenstifte braucht, so wären im ganzen $2 \cdot m_2 \cdot p$ erforderlich. Doch kann man durch Verkettung der Phasen oder infolge der bei Wellenwicklungen bestehenden Verbindungen gleichnamiger Bürsten einige Stifte fortfallen lassen oder jeden Stift mit weniger Bürsten besetzen, so daß man

$$z_b \cdot l_b = L_{k_n} \quad (919)$$

und

$$S_b = 2 \cdot m_2 \cdot p \cdot f_b \quad (920)$$

setzen kann, worin f_b den Bürstenstift-Füllfaktor bedeutet. Führt man diese Werte, sowie $\frac{2 v_k}{\pi \cdot D_k} = \frac{n}{3000}$ und F_b aus Gl. (106) in obige Gl. (918) ein und ordnet, so ergibt sich der Füllfaktor:

$$f_b = \frac{3000 \cdot \Delta \vartheta_k \cdot (1 + 0,1 \cdot v_k)}{m_2 \cdot p \cdot k_b \cdot n \cdot t_k \cdot C_k \cdot \left(9,81 \cdot \mu_b \cdot p_b + \frac{e_b \cdot j_b}{v_k} \right)}. \quad (921)$$

Wählen wir hierin die Formelgrößen zahlenmäßig nach den im Teil I, A gemachten Angaben, so ergibt sich

$$f_b = 0,5 \div 0,7.$$

Die Ankerstromstärke J_2 einer Phase bestimmt sich nun aus der Zahl der vollbesetzten Bürstenstifte der gleichnamigen Zuleitungen

je Phase $p \cdot f_b$ und dem Strom eines Stifts $L_{k_n} \cdot k_b \cdot t_k \cdot j_b$ zu

$$J_2 = p \cdot f_b \cdot k_b \cdot j_b \cdot L_{k_n} \cdot t_k \text{ Amp.} \quad (922)$$

Ersetzt man in Gl. (913) die Größen aus Gl. (910), (914) und (922), so ergibt sich die Länge des Stromwenders

$$L_{k_n} = \frac{10 \cdot \pi \cdot \nu \cdot N}{\eta \cdot (1 + k_v) \cdot \sin \frac{\pi}{m_2} \cdot m_2 \cdot v_{k_1} \cdot e_k \cdot p \cdot f_b \cdot k_b \cdot j_b} \text{ cm} \quad (923)$$

oder, wenn man für f_b den Wert aus Gl. (921) einführt

$$L_{k_n} = \frac{20 \cdot \nu \cdot t_k \cdot n \cdot N \cdot C_k \cdot \left(9,81 \cdot \mu_b \cdot p_b + \frac{e_b \cdot j_b}{v_k} \right)}{\eta \cdot (1 + k_v) \cdot \sin \frac{\pi}{m_2} \cdot D_k \cdot n_1 \cdot e_k \cdot j_b \cdot \Delta \vartheta_k \cdot (1 + 0,1 \cdot v_k)} \text{ cm.} \quad (924)$$

Für einphasige Hauptschlußmotoren mit $n > n_1$ setzt man $\frac{n}{n_1} = 1$ ein.

Wählt man nun aus den für die Gleichstrommaschinen angegebenen Größen als Mittelwerte:

$$\begin{aligned} k_v &\approx 0,1, & \eta &= 0,85, & \mu_b &= 0,25, & p_b &= 0,25 \text{ kg/qcm}, \\ j_b &= 8 \text{ A/qcm}, & e_b &= 1,2 \text{ Volt}, & v_k &= 20 \text{ m/sec}, & C_k &= 120 \frac{^\circ\text{C} \cdot \text{qcm}}{\text{Watt}}, \\ \Delta \vartheta_k &= 60 \text{ }^\circ\text{C}, & t_k &= 0,5 \text{ cm}, & \nu &= 50 \text{ He}, & e_k &= 3,0 \text{ Volt}, \end{aligned}$$

so erhält man für Dreiphasenmotoren ($m_2 = 3$) als nutzbare Länge des Stromwenders:

$$L_{k_n} \approx 19 \cdot \frac{N}{D_k} \text{ cm} \quad (925)$$

und als nutzbare spezifische Oberfläche:

$$o_n = \frac{O_k}{N} = \frac{\pi \cdot D_k \cdot L_{k_n}}{N} \approx \pi \cdot 19 = 60 \text{ qcm/kW.} \quad (926)$$

4. Das Drehmoment.

a) Einphasen-Motoren.

Unter der Annahme eines zeitlich sinusförmigen Verlaufs des Stromes in einem Ankerzweig

$$i_{2t} = i_{2\max} \cdot \sin \omega t \text{ Amp.}, \quad (927)$$

des Kraftflusses

$$\mathfrak{R}_t = \mathfrak{R}_{\max} \cdot \sin(\omega t - \psi_2) \text{ Maxwell}, \quad (928)$$

worin ψ_2 die Phasenverschiebung zwischen Feld bzw. davon induzierter

EMK E_{2d_0} und Strom ist, und einer beliebigen räumlichen Verteilung $\mathfrak{B}_x = f(x)$ wird nach dem Gesetz von Biot-Savart [Gl. (388)] auf einen Ankerleiter von l cm Länge, der sich an einer Stelle x mit der Induktion

$$\mathfrak{B}_{x_t} = \mathfrak{B}_l \cdot f(x) \cdot \sin(\omega t - \psi_2) \text{ Gauß} \quad (929)$$

befindet, die Zugkraft

$$P_{x_t} = \frac{\mathfrak{B}_{x_t} \cdot i_{2_t} \cdot l}{9,81 \cdot 10^8} \text{ kg} \quad (930)$$

oder

$$P_{x_t} = \mathfrak{B}_l \cdot f(x) \cdot i_{2_{\max}} \cdot \frac{l}{9,81 \cdot 10^8} \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \psi_2) \text{ kg} \quad (931)$$

ausgeübt.

Der räumliche Mittelwert der Zugkraft, der sich aus dem Mittelwert der räumlichen Verteilung des Feldes

$$f_m \cdot \mathfrak{B}_l = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \mathfrak{B}_l \cdot f(x) \cdot dx$$

ergibt, wird dann (allerdings zeitlich veränderlich)

$$P_t = f_m \cdot \mathfrak{B}_l \cdot i_{2_{\max}} \cdot \frac{l}{9,81 \cdot 10^8} \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \psi_2) \text{ kg}. \quad (932)$$

Bildet man davon, den zeitlichen Mittelwert zwischen den Grenzen $\omega t = 0$ und $\omega t = \pi$, so erhält man

$$P = f_m \cdot \mathfrak{B}_l \cdot i_{2_{\max}} \cdot \frac{l}{9,81 \cdot 10^8} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \psi_2) \cdot d\omega t \text{ kg} \quad (933)$$

$$\text{oder} \quad P = f_m \cdot \mathfrak{B}_l \cdot i_{2_{\max}} \cdot \frac{l}{9,81 \cdot 10^8} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos \psi_2 \text{ kg}. \quad (934)$$

Setzt man darin

$$i_{2_{\max}} = \frac{J_{2_{\max}}}{2a} = \frac{J_2}{\sqrt{2} \cdot a},$$

so berechnet sich für s_a Drähte am Läufer mit dem Durchmesser $D_3 = D_2$ cm das mittlere Drehmoment

$$M_d = \frac{D_2 \cdot P \cdot s_a}{2 \cdot 100} = J_2 \cdot \frac{s_a}{2a} \cdot f_m \cdot \frac{\mathfrak{B}_l}{\sqrt{2}} \cdot l \cdot \frac{D_2}{2} \cdot \frac{\cos \psi_2}{9,81 \cdot 10^8} \text{ kgm}. \quad (935)$$

Nun war nach Gl. (412)

$$\mathfrak{N}_{\max} = f_m \cdot \mathfrak{B}_l \cdot l \cdot \frac{\pi \cdot D_2}{2 \cdot p \cdot k_m}$$

oder

$$f_m \cdot \mathfrak{B}_l \cdot l \cdot \frac{D_2}{2} = \frac{p}{\pi} \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot k_m.$$

Führt man diesen Wert ein, so ergibt sich bei einem Bürstenwinkel von $\beta = 180^\circ$

$$M_d = J_2 \cdot s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{\mathfrak{R}_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot k_m \cdot \frac{\cos \psi_2}{9,81 \cdot 2 \pi \cdot 10^8} \text{ kgm.} \quad (936)$$

Sind die Bürsten um den $\sphericalangle \varepsilon$ symmetrisch gegen die Polmitte verschoben, so wird [Gl. (902) und (903)] allgemein:

$$M_d = J_2 \cdot s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{\mathfrak{R}_{\max} \cdot k_\varepsilon}{\sqrt{2}} \cdot k_m \cdot \frac{\cos \psi_2}{9,81 \cdot 2 \pi \cdot 10^8} \text{ kgm.} \quad (937)$$

Diese Gleichung gilt für Repulsionsmotoren, Gl. (936) für Hauptschluß- und Nebenschlußmotoren mit $\varepsilon = 90^\circ$.

Wie man aus dem veränderlichen Sinusprodukt der Gl. (932) durch Umformen in $\frac{1}{2} [\cos \psi_2 - \cos (2 \omega t - \psi_2)]$ erkennt, zeigt das Drehmoment eines Einphasenmotors zeitlich eine periodische Schwingung um den mittleren Wert mit der doppelten Frequenz des Stromes.

Dabei besitzt es außerdem in der Zeit $t = \frac{\psi_2}{\omega}$ ein vom Phasenwinkel ψ_2 abhängiges Gegendrehmoment. Es ist daher erwünscht, möglichst $\psi_2 = 0$ zu machen. Bei der Drehzahl n Umdr./min wird durch das Drehmoment M_d auf den Läufer eine Leistung übertragen

$$N_d = 9,81 \cdot \frac{2 \pi \cdot n}{60} \cdot M_d \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}$$

$$\text{oder} \quad N_d = J_2 \cdot s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{\mathfrak{R}_{\max} \cdot k_\varepsilon}{\sqrt{2}} \cdot k_m \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{\cos \psi_2}{10^{11}} \text{ kWatt.} \quad (938)$$

Führt man darin die Werte der Gl. (901) und (902) ein, so erhält man

$$N_d = J_2 \cdot E_{2n} \cdot k_m \cdot \cos \psi_2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt.} \quad (939)$$

b) Mehrphasen-Motoren.

Im allgemeinen kann man bei $m_2 \geq 3$ Phasen die Annahme machen, daß die räumliche Verteilung der Stromstärke i_{2x} im Läufer und der Induktion $\mathfrak{B}_x$ sinusförmig verläuft. Dann bestehen die Beziehungen

$$i_{2x} = i_{2\max} \cdot \sin x \quad \text{und} \quad \mathfrak{B}_x = \mathfrak{B}_l \cdot \sin x.$$

Gemäß Gl. (931) wird dann die Zugkraft

$$P_x = i_{2\max} \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \frac{l}{9,81 \cdot 10^6} \cdot \sin^2 x \text{ kg} \quad (940)$$

und das Drehmoment

$$M_d = \frac{J_2}{2a} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{s_a \cdot \mathfrak{B}_l \cdot l \cdot D_2}{9,81 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 100} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_{x=0}^{x=\pi} \sin^2 x \cdot dx \quad (941)$$

oder, wenn man

$$\mathfrak{N}_{\max} = \frac{2}{\pi} \cdot \mathfrak{B}_l \cdot l \cdot \pi \cdot \frac{D_2}{2p \cdot k_m}$$

bzw. daraus

$$\mathfrak{B}_l \cdot l \cdot D_2 = p \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot k_m$$

und $\int_0^\pi \sin^2 x \cdot dx = \frac{\pi}{2}$ einführt und $\varepsilon = \frac{\pi}{m_2}$, sowie die Phasenverschiebung ψ_2 zwischen Feld und Strom annimmt,

$$M_d = J_2 \cdot s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot k_m \cdot \cos \psi_2 \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{m_2}}{9,81 \cdot 4 \cdot 10^8} \text{ kgm}. \quad (942)$$

Da wir es hier mit einem reinen Drehfeld zu tun haben, dem gegenüber die räumliche Stromverteilung im Läufer immer die gleiche Lage beibehält, so bleibt die Zugkraft in jeder Stellung unverändert auf ihrem Höchstwert.

B. Der Einphasen-Hauptschlußmotor (EHM).

Diese Motorart kommt hauptsächlich in Frage bei Lokomotiven für Bahnzwecke. Dafür ist meistens die Stundenleistung, aus der die Dauerleistung N kW ermittelt wird, und die Periodenzahl ν Hertz gegeben. Aus Fahrgeschwindigkeit (km/h), Triebraddurchmesser und gegebenenfalls Zahnradübersetzung wird dann die Drehzahl n Umdr./min ermittelt, die etwa $(2 \div 3) \cdot n_1$ beträgt.

Weiter wählt man erfahrungsgemäß den Wirkungsgrad η , Leistungsfaktor $\cos \varphi$ und Spannungsverlust k_v .

1. Stromwender und Läuferwicklung.

Hierfür nimmt man

$$e_k = 3 \div 5 \text{ Volt}, \quad v_k = 15 \div 25 \text{ m/sec}, \quad t_k = 0,35 \div 0,7 \text{ cm}$$

an und berechnet [Gl. (912)] die Stegzahl K , sowie den Durchmesser D_k [Gl. (103)] und die Länge L_{k_n} [Gl. (924)].

Wählt man die Windungszahl eines Stegs w_k (bei großen Leistungen kommt man auf $w_k = 1$), so ergibt sich mit Gl. (103) für die Drahtzahl des Läufers

$$s_a = 2 w_k \cdot K = \frac{12000 \cdot w_k \cdot v_k}{n \cdot t_k}. \quad (943)$$

Weiter ermittelt man [Gl. (898)] nach Annahme von $\frac{p}{a}$ den Kraftfluß

$$\mathfrak{N}_{\max} = \frac{e_k \cdot 10^8}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot w_k \cdot \frac{p}{a}} \text{ Maxwell}. \quad (944)$$

Daraus folgt dann gemäß Gl. (900) die EMK des Läufers E_2 , die Klemmenspannung des Motors (s. Fig. 107)

$$E_{k_m} = E_2 \cdot \frac{(1 + k_v)}{\cos \varphi} \text{ Volt} \quad (945)$$

und die Stromstärke

$$J = J_2 = \frac{N \cdot 10^3}{E_{k_m} \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{N \cdot 10^3}{E_2 \cdot \eta \cdot (1 + k_v)} \text{ Amp.} \quad (946)$$

Allgemein verwendet man Schleifenwicklungen $\left(\frac{p}{a}=1\right)$, wobei es zweckmäßig ist, die Ständerwicklung aus p parallelen Zweigen herzustellen, um auch bei ungleicher Größe des Luftspalts δ gleichen Kraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$ für jeden Pol zu erhalten. Außerdem sind Ausgleichsverbindungen anzuordnen. Wird aber $\frac{p}{a} > 1$, aber ganzzahlig gewählt, dann muß man Wellenwicklungen benutzen, die mechanisch und elektrisch sorgfältig symmetrisch (keine blinden Spulen) ausgeführt und mit Ausgleichsverbindungen über jeden a -ten Steg versehen werden müssen. Deswegen soll $\frac{Z_2}{a}$ eine ganze Zahl sein, aber nicht $\frac{Z_2}{2a}$. Der Vorzug der Wellenwicklungen besteht darin, daß man bei höherer zulässiger Kurzschlußspannung e_k eine geringere Anzahl von Ankerzweigen erhält, so daß der Stromwender im Verhältnis $\frac{a}{p}$ verkürzt wird.

Außerdem sind sie unempfindlich gegen Verschiedenheiten der Polkraftflüsse infolge ungleichmäßiger Beschaffenheit des Werkstoffs, ungleicher Luftspalte δ usw. Es empfiehlt sich daher, u. U. auch bei $\frac{p}{a} = 1$ eine Wellenwicklung zu verwenden.

2. Zahl der Ankerzweige, Pole und Bürstenstifte.

In der Leistungsgleichung [Gl. (946)]

$$N = \eta \cdot E_{k_m} \cdot J \cdot \cos \varphi \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}$$

führen wir gemäß Gl. (945) und (900)

$$E_{k_m} \cdot \cos \varphi = (1 + k_v) \cdot s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-8}$$

und die Größen aus Gl. (5) und (8) ein und erhalten:

$$N = \eta \cdot (1 + k_v) \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-8} \cdot 2a \cdot \pi \cdot D_2 \cdot B \cdot 10^{-3}. \quad (947)$$

Setzen wir darin aus Gl. (898)

$$\frac{p}{a} \cdot \frac{\mathfrak{N}_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-8} = \frac{e_k}{\pi \cdot \nu \cdot 2 w_k}$$

und

$$\frac{\pi \cdot D_2 \cdot n}{60} = 100 \cdot \nu$$

ein, so ergibt sich

$$N = \frac{\eta \cdot (1 + k_v) \cdot B \cdot v}{10 \cdot \pi \cdot \nu \cdot w_k} \cdot a \cdot e_k \text{ kWatt} \quad (948)$$

Den Ausdruck

$$n_h = \frac{\eta \cdot (1 + k_v) \cdot B \cdot v}{10 \cdot \pi \cdot \nu \cdot w_k} \frac{\text{kW}}{\text{Volt, 2 Ankerzweige}} \quad (949)$$

bezeichnet man als die spezifische Leistung des Motors. Er ist für Einphasen-Bahnmotoren eine charakteristische Größe und hält sich innerhalb enger Grenzen.

Somit wird

$$N = n_h \cdot a \cdot e_k \text{ kWatt.} \quad (950)$$

Entsprechend einer großen Anzahl praktisch ausgeführter Motoren großer Leistung kann man als Mittelwert der spezifischen Leistung $n_h = 25 \text{ kW}$ annehmen, wofür dann bei

$$\nu = 16\frac{2}{3} / \text{s He}, \quad w_k = 1, \quad B \cdot v \approx 12500$$

sich ergibt. Zu der Läufer-Umfangsgeschwindigkeit $v = 25 \text{ m/sec}$ würde dann ein Strombelag $B = 500 \text{ Amp.}$ gehören. Nachdem man die Kurzschlußspannung gewählt hat, ist die Anzahl $2a$ der Ankerzweige auch festgelegt.

Bezüglich der Polzahl ist zu bemerken, daß das Eisengewicht mit höherer Polzahl abnimmt und die Stirnverbindungen der Ständerwicklung kürzer werden. Da hiermit auch die Streuung der Spulenköpfe verringert wird, steigt der Leistungsfaktor. Weiter nimmt mit größerer Polzahl der Kraftfluß eines Pols ab, wodurch man niedrige Kurzschlußspannungen e_k erhält und deshalb ohne besondere Hilfsmittel zur Erzielung eines guten Anlaufs bei Motoren für die größten vorkommenden Leistungen auskommen kann. Bezogen auf gleiche Kurzschlußspannung e_k und Stromstärke i_2 eines Ankerzweiges ergibt die größte Polzahl die kleinste Länge des Stromwenders bei gleicher Zahl der Bürstentifte. Dabei soll aber die Polteilung nicht kleiner als $t_p = 15 \text{ cm}$ bei Leistungen über 400 kW und der Abstand benachbarter Bürsten auf dem Stromwender nicht unter $t_b = 13 \text{ cm}$ gehalten werden.

Nun sollen die Einphasen-Hauptschlußmotoren zur Erzielung eines guten Leistungsfaktors, für den die Beziehung gilt $\operatorname{tg} \varphi \sim \frac{60 \cdot \nu}{p \cdot n}$, mit etwa 2 ÷ 3facher synchroner Drehzahl, im Mittel mit $n \approx 2,5 n_1$ laufen. Setzt man $n_1 = \frac{60 \cdot \nu}{p}$ ein, so kann die Gleichung

$$p \approx 150 \cdot \frac{\nu}{n} \quad (950a)$$

als Anhaltspunkt für die Wahl der Pole dienen.

Die Zahl der Bürstenstifte wählt man auch bei $a < p$ gleich der Polzahl $2p$.

3. Die Läuferabmessungen.

Ersetzen wir in der Gl. (947) $\mathfrak{N}_{\max}$ aus Gl. (412), so ergibt sich

$$N = \eta \cdot (1 + k_v) \cdot \pi^2 \cdot \frac{D_2^2 \cdot l \cdot n}{\sqrt{2} \cdot 60} \cdot \frac{f_m}{k_m} \cdot B \cdot \mathfrak{B}_l \cdot 10^{-11}$$

und daraus

$$\frac{D_2^2 \cdot l \cdot n}{N} = \frac{k_m \cdot 8,6 \cdot 10^{11}}{\eta \cdot (1 + k_v) \cdot f_m \cdot B \cdot \mathfrak{B}_l} = M_{K_h}. \quad (951)$$

Die Maschinenkonstante M_{K_h} liegt etwa zwischen $350 \cdot 10^4$ und $40 \cdot 10^4$. Sie ist von der elektrischen Beanspruchung B und magnetischen $\mathfrak{B}_l$ abhängig, während f_m (bei sinusförmiger Feldverteilung $= \frac{2}{\pi}$) und k_m wie bei Induktionsmotoren zu wählen sind.

Für den Strombelag B kann man folgende Werte annehmen:

$$\begin{array}{ll} \nu = 16^2/2 & 50 \text{ He,} \\ B = 200 \div 300 & 120 \div 200 \text{ A/cm ohne Wendepole,} \\ & 300 \div 500 \quad 200 \div 350 \quad \text{„ mit „} \end{array}$$

und für die Luftinduktion $\mathfrak{B}_l$:

$$\begin{array}{ll} \nu = 16^2/3 & 50 \text{ He,} \\ \mathfrak{B}_l = 6000 \div 10000 & 4000 \div 6000 \text{ Gauß.} \end{array}$$

Nachdem man nun gemäß Gl. (1) den Ständerdurchmesser D_2 ermittelt hat, erhält man die Eisenlänge

$$l = M_{K_h} \cdot \frac{N}{n \cdot D_2^2} \text{ cm.} \quad (952)$$

Den Luftspalt δ wählt man zur Erzielung eines guten Leistungsfaktors und geringen Kupferverbrauchs möglichst klein, und zwar

wie bei den Induktionsmotoren. Für Bahnmotoren soll jedoch zur Vermeidung des Schleifens

$$\begin{aligned}\delta &= 0,1 \div 0,2 \text{ cm für } D_2 \leq 50 \text{ cm,} \\ &= 0,2 \div 0,4 \text{ " bei größerem Durchmesser}\end{aligned}$$

gemacht werden.

Nun ist auch [Gl. (438)] der Läuferdurchmesser $D_3 = D_2 - 2\delta$ bestimmt. Die Nutenzahl Z_2 soll möglichst groß sein, damit die Durchflutung einer Nut D_{eN} mit Rücksicht auf eine gute Stromwendung klein wird. Man macht deswegen zweckmäßig

$$Z_2 \geq (8 \div 12) \cdot 2p. \quad (953)$$

Wählt man dann die Stromdichte $j_2 = 6 \div 3 \text{ A/qmm}$, so ergibt sich bei einem Leiterstrom [Gl. (5)] $i_2 = \frac{J_2}{2a} \text{ Amp.}$ der Leiterquerschnitt [Gl. (32)] $q_2 = \frac{i_2}{j_2} \text{ qmm.}$

Nachdem man nun die induzierten Seiten einer Nut angenommen hat, findet man die Nutengröße. Wegen der Herstellung von Schablonen sind offene Nuten günstig, doch wird dadurch die Streuung erhöht, und besonders entsteht noch die Möglichkeit, daß sich Oberwellen in der Zuleitung ausbilden, die zu Störungen der Fernsprechanlagen führen können. Dieser Nachteil läßt sich durch Schrägstellen der Zähne um eine Zahnteilung vermeiden. Zur Verringerung der Verluste verwendet man halbgeschlossene Nuten (IV, A, 3).

Die übrigen Abmessungen werden wie bei den Gleichstrommaschinen bzw. Induktionsmotoren ermittelt.

4. Der Ständer.

Wie Fig. 103a, b, c zeigt, trägt der Ständer außer der Erregerwicklung $E(1)$ noch die zur Vernichtung des Läuferfeldes dienende

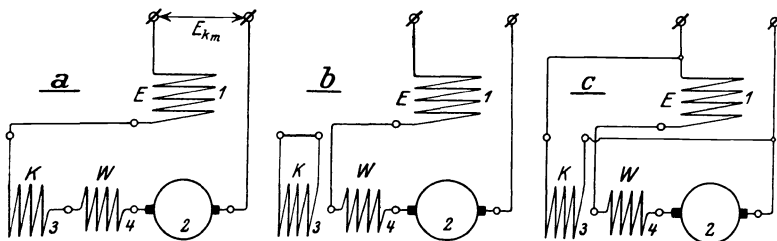


Fig. 103.

Kompensationswicklung $K(3)$ und bei größeren Motoren gegebenenfalls noch die Wendepolwicklung $W(4)$. Dabei kann die Erreger-

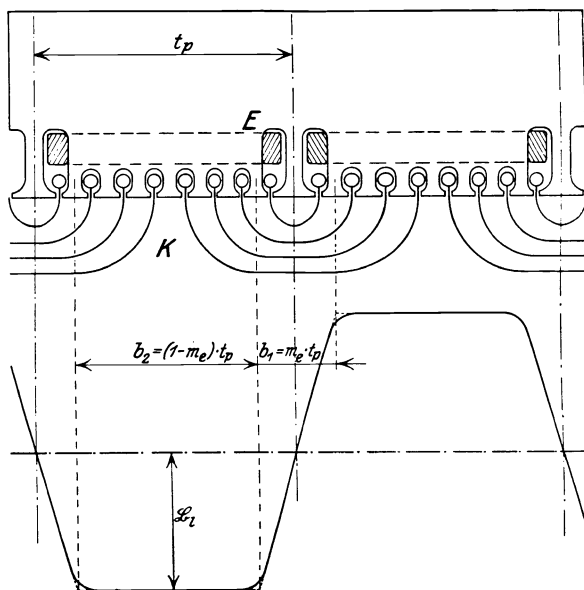


Fig. 104.

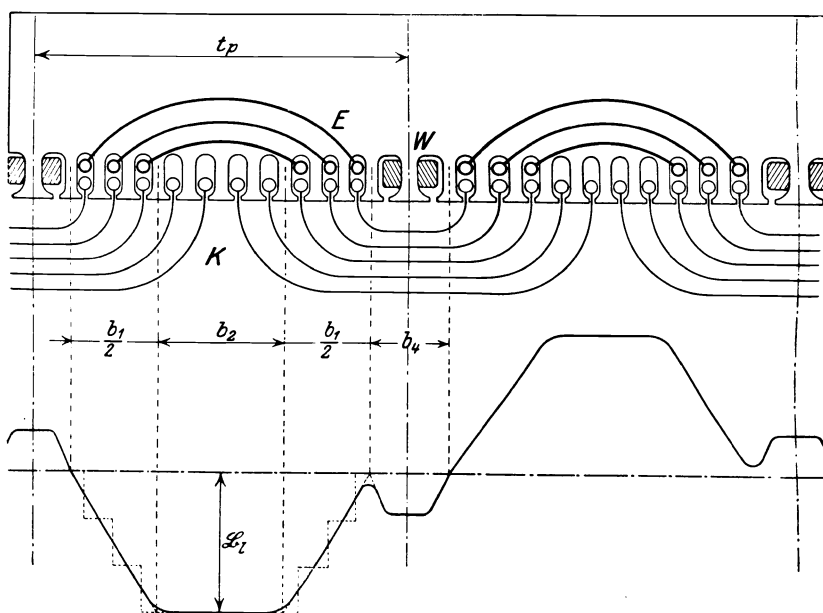


Fig. 105.

wicklung in einer Spule vereinigt über ausgeprägte Pole gewickelt oder wie in einem Induktionsmotor als verteilte Wicklung ausgeführt sein. Die Kompensationswicklung wird in gleichmäßig und den Läufer angeordneten Nuten als verteilte Wicklung untergebracht, während die Wendepolwicklung einen besonderen Wendezahn umschließt. Somit ergeben sich folgende Blechschnitte (Fig. 104 und 105) mit der dazugehörigen Feldverteilung. Fig. 104 enthält nur die einpolige Erregerwicklung E und die gleichmäßig verteilte Kompensationswicklung K zur Aufhebung des Läuferquerrfeldes $\mathfrak{N}_q$. Erhöht man ihre EMK um einen gewissen Betrag, so kann der Überschuß dazu dienen, in der Wendezone ein Feld zu erzeugen, welches in der kurzgeschlossenen Spule eine EMK zur Beseitigung der bei der Strom-

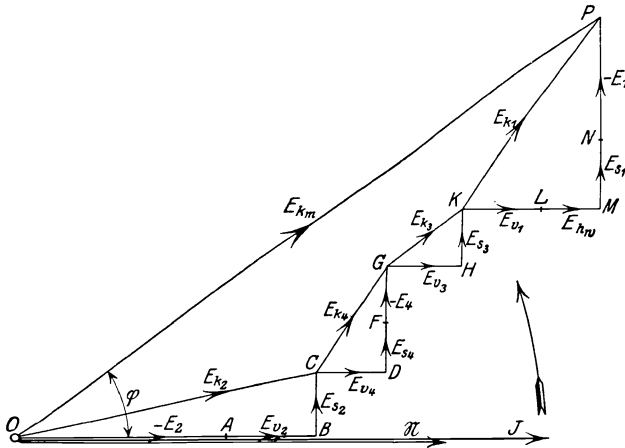


Fig. 106.

wendung auftretenden Eigenfeldspannung e_i und der transformatorisch erzeugten Kurzschlußspannung e_k hervorrufen soll. Fig. 105 enthält noch eine besondere Wendepolwicklung W , während die Erregerwicklung E auf mehrere Teilspulen verteilt ist.

Zur Bestimmung der Erregerwicklung ist es zweckmäßig, das Spannungsdiagramm des Motors aufzustellen (Fig. 106). Da die Berechnung des Kraftflusses $\mathfrak{N}_{\max}$ mit Ungenauigkeiten behaftet ist, kann man zwecks Vereinfachung der Darstellung eine durch die Hysteresis bedingte Nacheilung gegenüber dem Strom J vernachlässigen. Dann liegt das Treibfeld $\mathfrak{N}$ in Phase mit J . Das Feld $\mathfrak{N}$ induziert im Läufer bei der Drehzahl n die um 180° verschobene EMK E_2 [Gl. (900)], die durch einen Teil $-E_2 = OA$ der Motorspannung E_{k_m} in Phase mit J ausgeglichen wird. Dazu addiert man den Spannungsverlust im Läufer $E_{v_s} = J \cdot R_2 = AB$ und, um 90° voreilend,

den Teil $E_{s_2} = J \cdot S_2 = BC$ zur Überwindung der Streuspannung des Läufers. In gleicher Weise gelten für die Wendepolwicklung die Spannungen $E_{v_4} = J \cdot R_4 = CD$, $E_{s_4} = J \cdot S_4 = DF$ und die von dem Wendekraftfluß $\mathfrak{N}_{w\max}$ in ihr induzierte Eigenfeldspannung [Gl. (263)]

$$E_4 = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot w_4 \cdot f_4 \cdot \mathfrak{N}_{w\max} \cdot \sigma_4 \cdot 10^{-8} \text{ Volt}, \quad (954)$$

die um 90° gegen $\mathfrak{N}_{w\max}$ bzw. J nacheilt. Daher ist $FG = -E_4$ einzutragen. Für die Kompensationswicklung mit ausgeglichenem Querschnitt ($\mathfrak{N}_q = 0$) ergeben sich die Spannungen $E_{v_3} = J \cdot R_3 = GH$, und $E_{s_3} = J \cdot S_3 = HK$. Schließlich bleiben noch in der Erregerwicklung $E_{v_1} = J \cdot R_1 = KL$, die den Eisenverlusten N_{hw} gleichwertige Spannung $E_{hw} = \frac{N_{hw}}{J} \cdot 10^3 = LM$, die Streuspannung $E_{s_1} = J \cdot S_1 = MN$ und die Eigenfeldspannung

$$E_1 = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot w_1 \cdot f_1 \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot \sigma_1 \cdot 10^{-8} \text{ Volt}, \quad (955)$$

wofür $NP = -E_1$ eingetragen ist.

Die Strecken $OC = E_{k_2}$, $CG = E_{k_4}$, $GK = E_{k_3}$, $KP = E_{k_1}$ geben die an den einzelnen Wicklungen meßbaren Spannungen und $OP = E_{k_m}$ die Klemmenspannung des Motors an.

Fassen wir die Spannungsverluste zusammen, nämlich

$$\begin{aligned} E_v &= E_{v_1} + E_{hw} + E_{v_2} + E_{v_3} + E_{v_4} \\ &= (k_{v_1} + k_{v_2} + k_{v_3} + k_{v_4}) \cdot E_2 = k_v \cdot E_2 \text{ Volt}, \end{aligned} \quad (956)$$

und die Streuspannungen, zu denen wir die kleine Spannung E_4 mit einrechnen wollen, da $E_{s_4} \approx 0$ ist,

$$\begin{aligned} E_s &= E_{s_1} + E_{s_2} + E_{s_3} + E_{s_4} + E_4 \\ &= (k_{s_1} + k_{s_2} + k_{s_3} + k_{s_4}) \cdot E_2 = k_s \cdot E_2 \text{ Volt}, \end{aligned} \quad (957)$$

so ergibt sich das vereinfachte Spannungsdiagramm (Fig. 107). Für Stillstand ($E_2 = 0$) ist beim Nennstrom J die Spannung $AP = E_k = \sum (E_v, E_s, E_1)$ erforderlich. Zieht man die Linien DF und AF , dann ist $AF = -E_1$, und man kann daraus die Gleichung bilden:

$$-\operatorname{tg} \varphi = \frac{E_1 + E_s}{E_2 + E_v} = \frac{E_1 + k_s \cdot E_2}{E_2 + k_v \cdot E_2}. \quad (958)$$

Kürzt man die rechte Seite durch E_2 , so erhält man

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{E_1}{E_2} + k_s}{1 + k_v}. \quad (959)$$

so ist damit der Maßstab für die Drehzahl gegeben und es ist

$$n = \frac{OA}{TA} \cdot n_1 \text{ Umdr./min.} \quad (966)$$

Um den Spulenfaktor f_x zu bestimmen, müssen wir das Verhältnis bilden zwischen der wirklichen Kraftlinienverkettung $\mathfrak{B}_u$ bei unterteilter Spule und einer Verkettung $\mathfrak{B}_g$ der gesamten in einer Spule vereinigten Windungen für gleichen Gesamtkraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$, also

$$f_x = \frac{\mathfrak{B}_u}{\mathfrak{B}_g}. \quad (967)$$

Nehmen wir eine trapezförmige räumliche Verteilung des Kraftflusses an, so haben wir hier dieselbe Erscheinung, wie sie bei der Streuung von Transformatorspulen behandelt ist (II, 6, a). Wenn nun auch in dem allgemeinen Fall (Fig. 105) die wirkliche Kraftflußverteilung treppenförmig (gestrichelt) ist, so genügt es, dafür einen geradlinigen Verlauf anzunehmen. Bezeichnen wir nun die Breite des von den beiden Spulenseiten der Wicklung eingenommenen Bogens mit b_1 , den unbewickelten Teil mit b_2 , so ist die Verkettung

$$\mathfrak{B}_u = \mathfrak{B}_{u_1} + \mathfrak{B}_{u_2} = w_1 \cdot f_1 \cdot \mathfrak{N}_{\max}. \quad (968)$$

Nach den dortigen Betrachtungen kann man nun sinngemäß einführen:

$$\mathfrak{B}_{u_1} = w_1 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \frac{b_1}{3} \cdot l \quad (969)$$

und nach Gl. (305) und (304):

$$\mathfrak{B}_{u_2} = w_1 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot b_2 \cdot l. \quad (970)$$

Weiter ist

$$\mathfrak{B}_g = w_1 \cdot \mathfrak{N}_{\max} = w_1 \cdot \mathfrak{B}_l \cdot \left(\frac{b_1}{2} + b_2 \right) \cdot l \quad (971)$$

und nach Einsetzen in Gl. (967)

$$f_x = \frac{\frac{b_1}{3} + b_2}{\frac{b_1}{2} + b_2} = \frac{2 \cdot (b_1 + 3 b_2)}{3 \cdot (b_1 + 2 b_2)}. \quad (972)$$

Führen wir in Fig. 105, bezogen auf die Polteilung, die bewickelte Breite der Erregerspulen $b_1 = m_e \cdot t_p$ und für die Wendepolwicklung $b_4 = m_w \cdot t_p$ ein, so wird der unbewickelte Bogen der Erregerwicklung $b_2 = (1 - m_e - m_w) \cdot t_p$ und der Spulenfaktor der Erregerwicklung

$$f_x = f_1 = \frac{2 \cdot [m_e + 3 \cdot (1 - m_e - m_w)]}{3 \cdot [m_e + 2 \cdot (1 - m_e - m_w)]} = \frac{1 - \frac{2}{3} \cdot m_e - m_w}{1 - \frac{1}{2} \cdot m_e - m_w}. \quad (973)$$

Die Kompensationswicklung soll das Läuferfeld möglichst vollständig aufheben, infolgedessen müßte ihre MMK $\mathfrak{M}_3 = -\mathfrak{M}_2$ sein, aber wegen des Streufeldes entsprechend der Streuziffer $\sigma_3 = 1,05 - 1,02$ macht man

$$\mathfrak{M}_3 = -\sigma_3 \cdot \mathfrak{M}_2 \text{ Amperewindungen.} \quad (974)$$

Führt man für

$$\mathfrak{M}_3 = J \cdot w_3 \quad \text{und} \quad \mathfrak{M}_2 = p \cdot t_p \cdot B = i_2 \cdot \frac{s_a}{2} = J \cdot \frac{s_a}{4a} \quad (975)$$

ein, so erhält die ganze Kompensationswicklung ($2p$ Pole)

$$w_3 = -\sigma_3 \cdot \frac{s_a}{4a} = -\sigma_3 \cdot p \cdot t_p \cdot \frac{B}{J} \text{ Windungen,} \quad (976)$$

d. h. die Kompensationswicklung ist dem Läufer entgegengesetzt zu schalten.

Wenn möglich, sollen die Windungen aller Pole hintereinandergeschaltet sein, damit das Läuferfeld unabhängig vom Luftspalt am ganzen Umfang gleichmäßig aufgehoben wird, doch zerlegt man die Wicklung in mehrere parallele Zweige, um kleinere Querschnitte zu erhalten. Man hat nun die Möglichkeit, die Kompensationswicklung entweder im Hauptschluß oder im Nebenschluß zum Läufer anzuordnen. Im ersteren Falle (Fig. 103a) kann man, wie bei Gleichstrommaschinen, durch eine Überkompensation noch ein geeignetes Wendefeld erzeugen. Dagegen bei Anordnung nach Fig. 103c wirkt die Kompensationswicklung nur transformatorisch auf den Läufer ein, so daß man kein Wendefeld erhält. Da aber ein beiden Wicklungen gemeinsames Feld $\mathfrak{M}_q$ vorhanden ist, kann es zur Beseitigung der Kurzschlußspannung e_k dienen, weil es um 90° gegen den Strom J in der Phase verschoben ist.

Die Wendepolwicklung können wir erst bestimmen, nachdem die Kurzschlußvorgänge und ihr Zweck zur Erzielung einer guten Stromwendung erläutert worden sind.

5. Die Vorgänge beim Spulenkurzschluß.

Werden einzelne Spulen durch die Bürsten kurzgeschlossen, so treten in ihnen folgende EMKe auf:

1. Die Kurzschlußspannung e_k , hervorgerufen von dem wechselnden Hauptfeld $\mathfrak{M}_{\max}$, welches die Spule durchdringt. Sie wird nach Gl. (898) berechnet und ist zeitlich um 90° gegenüber dem Kraftfluß bzw. dem Läuferstrom J nachteilend und unabhängig von der Drehzahl n .

2. Die Eigenfeldspannung e_i infolge Umkehrung des Stromes in den kurzgeschlossenen Spulen. Von ihrer Größe hängt die funken-

freie Stromwendung ab, infolgedessen muß man sie durch eine in den Spulen von einem Wendefeld induzierte Gegen-EMK beseitigen, die der Stromwendespannung $e_s = -e_i$ bei Gleichstrommaschinen dann entspricht, wenn die Frequenz der Stromwendung $\nu_k \geq 40 \cdot \nu$ ist, und daher nach Gl. (130) berechnet werden kann. Daraus erkennt man den Vorteil niedriger Periodenzahlen ν . Da unter dieser Voraussetzung e_i den Größen A und ν und damit dem Augenblickswert J_t proportional ist, besitzt sie die Phase des Läuferstroms J und ändert sich mit der Drehzahl n .

3. EMKe höherer Periodenzahl, hervorgerufen durch die Nutung des Eisens und Verteilung der Wicklungen. Da ihre Wirkungen nicht durch äußere Hilfsmittel (Wendefeld), sondern nur durch zweckentsprechende Bauart (Sehnen- und Treppenwicklungen, große Nutenzahl, Schrägstellung der Zähne, Widerstandsverbindungen zum Stromwender, Nutenkeile) verringert werden können, scheiden wir sie aus der weiteren Betrachtung aus.

Die beiden Spannungen e_k und e_i stehen nahezu senkrecht zueinander, ergeben also zusammen die Funkenspannung [vgl. Gl. (115)]

$$e_f' = \sqrt{e_k^2 + e_i^2} \text{ Volt} \quad (977)$$

und für die ganze Bürstenbreite [Gl. (116)]

$$e_f = k_b \cdot e_f'.$$

Bei kleinen Maschinen wird e_f' keine schädlichen Werte annehmen. Allgemein soll $e_f' \leq 3$ Volt bleiben. Kommt man darüber hinaus, so müssen besondere Anordnungen (Überkompensierung oder Wendepole) getroffen werden, um e_f' aufzuheben oder niedrig zu halten.

6. Beseitigung der Funkenspannung.

Um die Funkenspannung e_f' aufzuheben, ordnet man eine Überkompensierung oder Wendepole an, je nachdem man e_i allein oder e_f' beseitigen will. Liegt die Kurzschlußspannung e_k innerhalb der zulässigen Grenzen, so genügt es, in der Kurzschlußzone ein Wendefeld vom Höchstwert $\mathfrak{B}_i$ zu erzeugen, welches in den bewegten Spulen eine EMK gleich der Stromwendespannung $e_s = -e_i$ induziert. Nach Gl. (136) ergibt sich dafür

$$\mathfrak{B}_i = -2 \cdot \sqrt{2} \cdot B \cdot \psi \cdot \lambda_N \text{ Gauß.} \quad (978)$$

Das Wendefeld ist also unabhängig von der Drehzahl n und muß mit einer negativen MMK proportional B , d. h. dem Läuferstrom J erregt werden, wie es bei der entgegengesetzt zur Läufer-MMK geschalteten Kompensationswicklung der Fall ist.

Nun ist bei einem Luftspalt δ_w der Wendepole bei geringer Sättigung des Eisens ($k_z = 1,1 \div 1,2$) für die Stromwendung eine MMK

$$\mathfrak{M}_i = 0,8 \cdot \frac{\mathfrak{B}_i}{\sqrt{2}} \cdot \delta_w \cdot k_m \cdot k_z \cdot 2 p \cdot \sigma_3 \text{ Amperewindungen} \quad (979)$$

erforderlich. Führt man darin für $\mathfrak{B}_i$ den Wert aus Gl. (978) ein, so erhält man

$$\mathfrak{M}_i = -3,2 \cdot \delta_w \cdot k_m \cdot k_z \cdot p \cdot \sigma_3 \cdot B \cdot \psi \cdot \lambda_N \text{ Amperewindungen.} \quad (980)$$

Insgesamt erhält also die Kompensationswicklung eine MMK

$$\mathfrak{M}_{3_i} = \mathfrak{M}_3 + \mathfrak{M}_i,$$

oder mit Gl. (974) und (975)

$$\mathfrak{M}_{3_i} = - \left(1 + 3,2 \cdot k_m \cdot k_z \cdot \psi \cdot \lambda_N \cdot \frac{\delta_w}{t_p} \right) \cdot \sigma_3 \cdot p \cdot t_p \cdot B \text{ Amperewindg.} \quad (981)$$

Hierbei kann man wegen der benachbarten Eisenteile

$$\lambda_N = 5 \div 8 \frac{\text{Maxwell}}{\text{A, cm}}$$

annehmen.

Will man auch die Kurzschlußspannung e_k beim Lauf beseitigen, was bei großen Maschinen allgemein zwecks besserer Ausnutzung geschieht, so verwendet man Wendepole oder besondere Wendezähne. In diesem Fall erhält die Kompensationswicklung nur die EMK $\mathfrak{M}_3$ nach Gl. (974). Die Wendepole dagegen erhalten eine EMK $\mathfrak{M}_w$ zur Aufhebung der Funkenspannung e'_f , die sich aus den aufeinander senkrecht stehenden MMKen $\mathfrak{M}_i$ und $\mathfrak{M}_k$ zusammensetzt. $\mathfrak{M}_i$ berechnet sich nach Gl. (979), wobei man σ_4 statt σ_3 einsetzt.

Gemäß Gl. (135) entspricht der Kurzschlußspannung

$$e_k = - \frac{\mathfrak{B}_k}{\sqrt{2}} \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot l \cdot v \cdot 10^{-6} = - \sqrt{2} \cdot \mathfrak{B}_k \cdot \frac{p}{a} \cdot w_k \cdot l \cdot v \cdot 10^{-6} \text{ Volt} \quad (982)$$

eine Induktion

$$\mathfrak{B}_k = - \frac{e_k \cdot 10^6}{\sqrt{2} \cdot w_k \cdot l \cdot v} \cdot \frac{a}{p} \text{ Gauß,} \quad (983)$$

wofür auf den Wendepolen eine MMK [s. Gl. (979)]

$$\begin{aligned} \mathfrak{M}_k &= 0,8 \cdot \frac{\mathfrak{B}_k}{\sqrt{2}} \cdot \delta_w \cdot k_m \cdot k_z \cdot 2 p \cdot \sigma_4 = \\ &= - \frac{0,8 \cdot \delta_w \cdot k_m \cdot k_z \cdot p \cdot \sigma_4 \cdot a \cdot e_k}{w_k \cdot l \cdot v} \cdot 10^6 \text{ Amperewindungen} \end{aligned} \quad (984)$$

notwendig ist. Insgesamt erhalten also die Wendepole eine MMK

$$\mathfrak{M}_4 = \sqrt{\mathfrak{M}_i^2 + \mathfrak{M}_k^2} \text{ Amperewindungen} \quad (985)$$

und erzeugen dabei einen Wendekraftfluß in den Luftspalten

$$\mathfrak{M}_{w\max} = b_w \cdot l_{p_w} \cdot \mathfrak{B}_{l_w} \quad (986)$$

mit der Induktion

$$\mathfrak{B}_{l_w} = \sqrt{\mathfrak{B}_i^2 + \mathfrak{B}_k^2} \text{ Gauß,} \quad (987)$$

woraus auch direkt

$$\mathfrak{M}_4 = 0,8 \cdot \frac{\mathfrak{B}_{l_w}}{\sqrt{2}} \cdot \delta_w \cdot k_m \cdot k_z \cdot 2 p \cdot \sigma_4 \text{ Amperewindungen} \quad (988)$$

berechnet werden kann.

Um die Phase dieses Kraftflusses gegenüber dem Läuferstrom J festzustellen, zeichnen wir das Diagramm der Wendezone (Fig. 108).

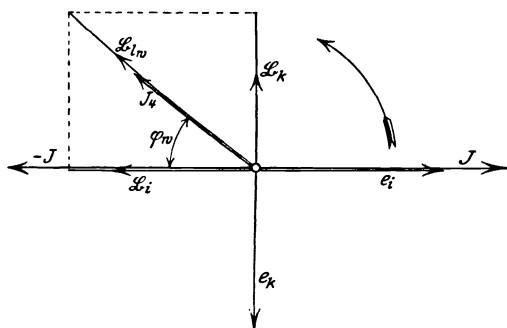


Fig. 108.

In Phase mit J liegt e_i , senkrecht dazu e_k . Beide Spannungen erfordern zum Ausgleich die Induktionen $\mathfrak{B}_i$ und $\mathfrak{B}_k$ in entgegengesetzter Richtung mit dem Gesamtwert $\mathfrak{B}_{l_w}$. Das Wendefeld ist nun gegen den negativen Läuferstrom um den $\angle \varphi_w$ verschoben. Demnach mußte es mit einem Teilstrom J_4 von

J erregt werden, der gegenüber $-J$ um den $\angle \varphi_w$ verschoben ist, für den die Beziehung $\cos \varphi_w = \frac{\mathfrak{B}_i}{\mathfrak{B}_{l_w}}$ gilt.

Um das zu bewerkstelligen, kann man nach Behn-Eschenburg zu der induktiven Wendepolwicklung einen induktionsfreien Widerstand r_w parallel schalten (Fig. 109), wodurch die Ströme J_4 und J_r die in Fig. 110 dargestellte Lage gegen J erhalten.

Dafür gilt nun bei der Spannung E_{k_4} an der Wendepolwicklung bei $2p$ Polen und a_4 parallelen Zweigen

$$J_4 = \frac{E_{k_4}}{\sqrt{R_4^2 + \omega^2 \cdot \mathfrak{S}_4^2}} \text{ Amp.,} \quad (989)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_e = \frac{\omega \cdot \mathfrak{S}_4}{R_4} = \frac{S_4}{R_4}, \quad (990)$$

$$J_r = \frac{E_{k_4}}{r_w} \text{ Amp.,} \quad (991)$$

$$J_4 = OD - DB = J \cdot \cos \varphi_w - \sqrt{J_r^2 - J^2 \cdot \sin^2 \varphi_w} \text{ Amp.} \quad (992)$$

Je kleiner R_4 gegen $S_4 = \omega \cdot \mathfrak{S}_4$ gemacht wird, um so mehr nähert sich $\varphi_e = 90^\circ$, wofür $DB = \sqrt{J_r^2 - J^2 \cdot \sin^2 \varphi_w} = 0$ würde. Man kann dann

$$J_4 \approx J \cdot \cos \varphi_w = J \cdot \frac{\mathfrak{S}_i}{\mathfrak{S}_{l_w}} \text{ Amp.} \quad (993)$$

annehmen und erhält, wenn man wegen der Verringerung von J_4 durch den Widerstand R_4 etwa 10% zuzschlägt,

$$w_4 = 1,1 \cdot \frac{\mathfrak{M}_4}{J_4} \text{ Windungen} \quad (994)$$

und für einen Pol

$$w_w = \frac{w_4}{2} \cdot a_4. \quad (995)$$

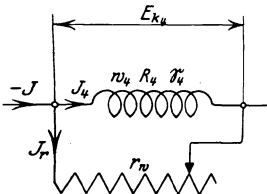


Fig. 109.

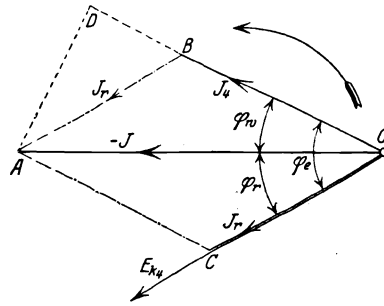


Fig. 110.

Wählt man nun die Stromdichte $j_w = 2 \div 1 \text{ A/qmm}$, so ergibt sich bei einem Strom $J_w = \frac{J_4}{a_4}$ der Kupferquerschnitt $q_w = \frac{J_w}{j_w} \text{ qmm}$ und bei der Breite b_w und Länge l_{pn} des Wendepols auch der Widerstand R_w .

Der induktive oder Feld-Widerstand wird folgendermaßen gefunden: Entsprechend der Gleichung

$$E_s = J \cdot \omega \cdot \mathfrak{S} = w \cdot \omega \cdot \frac{\mathfrak{M}_{w \max}}{\sqrt{2}} \cdot \sigma \cdot 10^{-8}$$

ergibt sich mit Gl. (986) für einen Wendepol einschließlich der Streuung:

$$E_{s_n} = J_w \cdot \omega \cdot \mathfrak{S}_w = w_w \cdot \omega \cdot b_w \cdot l_{pn} \cdot \frac{\mathfrak{S}_{l_w}}{\sqrt{2}} \cdot \sigma_w \cdot 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Setzt man darin

$$\mathfrak{S}_{l_w} = \frac{4 \pi}{10} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot J_w \cdot w_w}{\delta_w \cdot k_m \cdot k_z}$$

ein, so wird der Feldwiderstand eines Pols

$$S_w = 2 \pi \cdot r \cdot \frac{4 \pi}{10} \cdot b_w \cdot l_p \cdot \frac{\sigma_w \cdot w_w^2}{\delta_w \cdot k_m \cdot k_z} \cdot 10^{-8} \text{ Ohm} \quad (996)$$

und für alle $2p$ Pole mit a_4 parallelen Zweigen

$$S_4 = \frac{2p}{a_4} \cdot S_w \text{ Ohm}, \quad (997)$$

$$\text{ebenso} \quad R_4 = \frac{2p}{a_4} \cdot R_w \text{ Ohm}. \quad (998)$$

Berechnet man nun den Zweigstrom

$$J_r = \sqrt{J^2 - J_4^2} \text{ Amp.}, \quad (999)$$

so erhält man für den induktionsfreien Zweigwiderstand [Gl. (991) u. (989)]

$$r_w = \frac{J_4}{J_r} \cdot \sqrt{R_4^2 + S_4^2} \text{ Ohm}. \quad (1000)$$

Diese Anordnung ergibt das einfachste Mittel zur Beseitigung der Funkenspannung e_f' für einen bestimmten Belastungsstrom J und Drehzahl n . Bei anderen Werten von J und n wird zwar die Eigenfeldspannung e_i durch das Feld $\mathfrak{F}_i$ immer aufgehoben, dagegen die Kurzschlußspannung e_k , die nach Gl. (898) nur vom Feld $\mathfrak{H}_{\max}$, aber nicht von der Drehzahl n abhängt, nur teilweise beseitigt. In diesem Falle bleibt also eine gewisse Funkenspannung bestehen.

Da der Zweigwiderstand r_w Leistungsverluste verursacht, die etwa $3 \div 1\%$ betragen, wird der Wirkungsgrad verringert.

Um die zur Erregung der Wendepole notwendigen Spannungen und Ströme zu ermitteln, kann man eine Methode anwenden, wie sie von O. Bloch¹⁾ mit Hilfe komplexer Darstellungen behandelt ist. Nach dieser Methode ist von Th. Kopczynski²⁾ ein Beispiel durchgerechnet unter der Annahme, daß die Erregung des Wendepols von einem Stromwandler erfolgt.

Will man die Leistungsverluste im Zweigwiderstand r_w vermeiden, so läßt man nur e_i allein durch die Wendepolwicklung aufheben. Damit sie aber keine induktiven Wirkungen mit ihrem Kraftfluß auf die Kompensationswicklung ausübt, läßt man durch Schwächung der Kompensations-MMK ein Restquerfeld im Läufer bestehen, welches gleiche Größe, aber entgegengesetzte Richtung wie das Wendefeld hat.

Zur Aufhebung von e_k wird dann, wie früher erwähnt, der Kompensationswicklung außerdem noch im Nebenschluß durch einen

¹⁾ Die Ortskurven d. graph. Wechselstromtechnik. Zürich, Rascher & Co.

²⁾ Siemens-Zeitschr. 1922, Heft 4, S. 163.

Teil der Klemmenspannung ein um nahezu 90° verschobener Feldstrom zugeführt, wodurch ein passendes Feld $\mathfrak{B}_k$ nach Größe und Phase erzeugt wird, um auch bei allen Betriebszuständen die Kurzschlußspannung zu beseitigen.

C. Der Einphasen-Repulsionsmotor (ERM).

1. Bauart und Wirkungsweise.

Die von El. Thomson¹⁾ eingeführte Bezeichnung Repulsionsmotor ist für die neueren Formen nicht mehr zutreffend, so daß man diese Form von Motoren als indirekt gespeiste Hauptschlußmotoren bezeichnen kann. Denn der zur Leistung notwendige Arbeitsstrom im Läufer wird diesen indirekt von der Ständerarbeitswicklung transformatorisch durch statische Induktion zugeführt. Dazu ist es dann notwendig, daß neben dem Drehmomentfluß oder

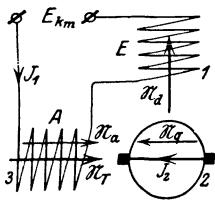


Fig. 111.

Treibfeld $\mathfrak{N}_d$ noch ein dazu senkrechtes Transformator-Querfeld $\mathfrak{N}_T$ vorhanden ist.

Bei den verschiedenen Möglichkeiten zur Erzeugung des Treibfeldes ergeben sich nun folgende Ausführungen:

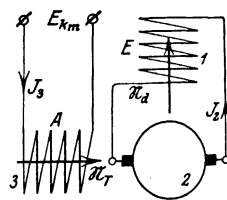


Fig. 112.

1. Außer der Arbeitswicklung A (3) hat der Ständer noch eine vom Ständerstrom gespeiste Erregerwicklung E (1). Bürsten kurzgeschlossen und feststehend in der 1. Hauptlage zu $\mathfrak{N}_d$ (Fig. 111) (Atkinson, Déri).

2. Die Erregerwicklung E (1) im Ständer wird vom Läufer (2) gespeist (Fig. 112) (P. Nipkow).

3. Das Treibfeld $\mathfrak{N}_d$ wird mittels Bürstenverschiebung ε aus der 2. Hauptlage zu $\mathfrak{N}_d$ von einem Teil der Läuferwicklung, den Erregerwindungen, erzeugt, während der andere Teil die Arbeitswindungen (2ε) bildet, (Fig. 113) E. Thomson, E. Arnold, (Fig. 114) (Déri, M. Latour, J. Lundell).

Der Atkinson-Motor (Bauart 1) zeigt infolge der Hintereinschaltung der Ständerwicklungen 1 und 3 die Eigenschaften der Hauptschlußmotoren und ihre Charakteristik bezüglich Drehzahl n und Drehmoment M_d . Da die Wicklung A (3) mit Hilfe des Transformatorflusses die zur Arbeitsleistung notwendige Energie auf den

¹⁾ USA-Pat. Nr. 363155 von 1887.

Läufer überträgt, bezeichnet man sie auch als Arbeitswicklung, während E die Erregerwicklung zur Erzeugung des Treibfeldes $\mathcal{N}_d$ darstellt. Von der MMK des Läuferstromes J_2 wird das Querfeld $\mathcal{N}_q$ hervorgerufen, zu dessen Aufhebung die Arbeitswicklung ein Feld $\mathcal{N}_a$ unter Aufbringung einer Gegen-MMK erzeugt. Da J_2 und $\mathcal{N}_d$ nahezu gleiche Phase besitzen, entsteht ein Drehmoment in der Richtung der Verschiebung der Bürstenachse gegenüber dem Gesamtfeld $\Sigma(\mathcal{N}_d, \mathcal{N}_T)$.

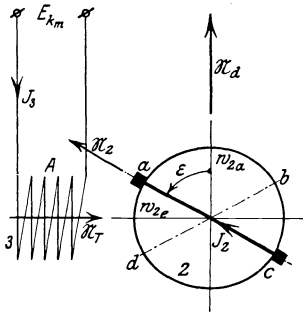


Fig. 113.

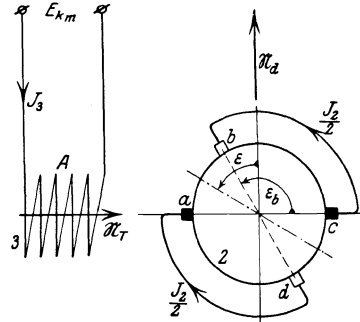


Fig. 114.

Die beiden Wicklungen A und E können auch in einer einzigen gleichmäßig über den Ständerumfang verteilten Wicklung vereinigt werden (Fig. 113). Dabei bestimmt sich das Verhältnis der Erreger- zur Arbeitswicklung durch die Lage der Bürstenachse zur Ständerachse. Steht die Bürstenachse, bezogen auf 2 Pole, senkrecht zur Ständerachse, sog. Anlauf oder Leerstellung ($\varepsilon = 0$), dann kann weder ein Strom im Läufer entstehen, noch ein Drehmoment. Verschiebt man die Bürsten um einen ε in irgendeiner Richtung, so bewegt sich der Läufer gegen die Bewegung der Bürsten. Das Drehmoment steigt allmählich bis zu einem Höchstwert vom 4 ÷ 5-fachen Nenndrehmoment für etwa $\varepsilon = 85^\circ$ und fällt von da ziemlich schnell bis zum Wert Null bei $\varepsilon = 90^\circ$, trotzdem hierbei der Läuferstrom am größten ist. Man bezeichnet diese Lage als Kurzschlußstellung ($\varepsilon = 90^\circ$). Verschiebt man bei leerlaufendem Motor die Bürsten in diese Stellung, so geht der Motor durch. Normal liegen die Bürsten etwa bei $\varepsilon = 70^\circ$. Es bilden dann die Ständerwindungen innerhalb des Winkels 2ε die Arbeitswicklung, die außerhalb liegenden die Erregerwicklung. Läßt man die Bürsten in der Leerstellung ($\varepsilon = 0$) und macht einen symmetrisch zur Achse der Ständerwicklung gelegenen Teil der Windungen umschaltbar, so kann durch einfache Hilfsmittel eine Umsteuerung des Motors erfolgen,

da der umschaltbare Teil die Achse des Ständerfeldes entsprechend verschiebt (Aufzugsmotor).

Bewickelt man den Ständer nur über eine Breite des Pols

$$b_1 = m_a \cdot t_p,$$

worin $m_a = 0,75 \div 0,8$ ist, und verschiebt die Bürsten um den

$$\sphericalangle \varepsilon \approx m_a \cdot \frac{\pi}{2} = 70 \div 75^\circ,$$

dann hätte der Ständer gar keine oder nur eine sehr geringe Erregerwicklung. Da aber der Läufer eine MMK besitzt, die gegen die Ständerachse um den $\sphericalangle 90 - \varepsilon$ geneigt ist, können wir sie in die Richtung dieser Achse und eine dazu senkrechte zerlegt denken und ersehen, daß die innerhalb des $\sphericalangle 180 - 2\varepsilon$ auf dem Läufer gelegenen Erregerwindungen w_{2_e} auf dem Bogen $a \div d$ und $b \div c$ eine MMK zur Erzeugung des Treibfeldes $\mathfrak{N}_d$ liefern, während die übrigen Windungen im Bogen $a \div b$ und $c \div d$ über dem $\sphericalangle 2\varepsilon$ die Arbeitswindungen w_{2_a} darstellen. Das Treibfeld wird also hierbei vom Läufer erzeugt. Diese Anordnung ergibt einfachsten Anlauf und Drehzahlregelung durch Bürstenverschiebung.

Wenn auch der Motor in der Leerstellung ($\varepsilon = 0$) einen kleinen Strom, den Feldstrom J_{ϕ} , aufnimmt, so können doch bei zu großen Werten der Kurzschlußspannung e_k die Bürsten stark beansprucht werden, so daß man beim Stillsetzen des Motors den Ständer vom Netz abschalten muß. Außerdem zeigt diese Bauart die Eigenschaft der Unstabilität, die sich darin äußert, daß der Motor bei niedrigen Drehzahlen und großem Drehmoment gegen kleine Belastungsschwankungen sehr empfindlich ist und dann plötzlich stehen bleibt.

Diese Nachteile vermeidet der Déri-Motor (Fig. 114) durch den doppelten Bürstensatz, bei dem nur die Bürsten b, d gegenüber den in der Ständerachse feststehenden a, c von $\varepsilon_b = 0$ aus bewegt werden. Dadurch verschiebt sich die Läuferachse um den $\sphericalangle \varepsilon = \frac{\varepsilon_b}{2}$, wodurch eine feine Drehzahlregelung möglich ist (Ringspinmaschine). Allerdings ist der Stromwender doppelt so lang wie bei der Bauart mit einfachem Bürstensatz.

Alle Repulsionsmotoren haben den Vorzug, daß ihre Ständerwicklung auch für Hochspannung ausgeführt werden kann, da sie keine elektrische Verbindung mit dem Läufer besitzt und man die Läuferspannung beliebig wählen kann. Im Gegensatz zum Hauptschlußmotor ist die Stromwendung des Repulsionsmotors bei übersynchronem Lauf ungünstig, dagegen besser bei Untersynchronismus, so daß er sich für alle Antriebe mit veränderlicher Drehzahl mit

Ausnahme des Vollbahnbetriebes besonders gut eignet. Weitere Ausführungen sind eingehend in einem Aufsatz von M. Schenkel¹⁾ behandelt worden.

Um das Durchgehen der Repulsionsmotoren bei Leerlauf zu vermeiden, ordnet S. R. Bergmann²⁾ unter der Läuferwicklung noch eine Kurzschlußwicklung an. Damit wird auch eine Verbesserung des Wirkungsgrades, Leistungsfaktors und der Stromwendung erzielt.

2. Das Spannungsdiagramm.

Wir betrachten die einfachste und gebräuchlichste Ausführung mit einer Wicklung im Ständer, die nur über einen Teil des Umfangs $b_1 = m_a \cdot t_p$ gewickelt ist (Fig. 115). Sind die Bürsten um den $\angle \varepsilon$

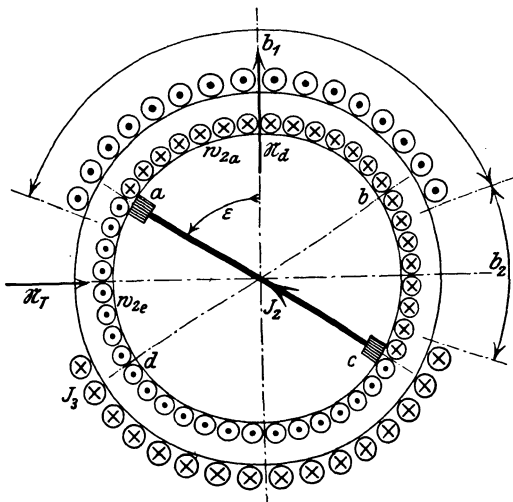


Fig. 115.

aus der Leerstellung verschoben, so können wir uns die Durchflutung des Läufers in 2 Teile zerlegt denken, von denen der eine die Arbeitswindungen w_{2a} zwischen $a \div b$ und $c \div d$ umfaßt, während der andere über die Erregerwindungen w_{2e} zwischen $b \div c$ und $a \div d$ verteilt ist, deren MMK das Treibfeld N_d hervorruft, so daß es in Phase mit dem Läuferstrom J_2 ist. Beide schwingen mit der Periodenzahl ν des Ständers.

Zur Erregung des Feldes N_T ist ein Feldstrom $J_{0_s} = OA$ (Fig. 116) erforderlich. Vom Feld N_T wird nun in den Arbeitswindungen w_{2a} statisch eine EMK $E_{T\nu_a} = OB$ und in den Erregerwindungen w_{2e} bei der Drehzahl n die EMK $E_{Tn_e} = BC$ induziert. Das Treibfeld N_d ruft in w_{2e} die EMK $E_{d\nu_e} = CF$ und in w_{2a} die EMK $E_{dn_a} = GO$ hervor. Diese vier EMKe sind in der Läuferwicklung hintereinandergeschaltet. Ihre geometrische Summe muß daher die Spannung $E_{w_s} = GF$ ergeben, die notwendig ist, um den Strom J_s durch den Ohmschen Widerstand R_s und induktiven Widerstand S_s des Läufers

¹⁾ ETZ. 1920, S. 26.

²⁾ Journ. AJEE. Bd. 43, S. 509; ETZ. 1925, S. 351.

kreisförmig sein, wenn der Spannungsabfall im Läufer $E_{w_2} \approx 0$ wäre. Setzt man

$$k_{v_2} = \frac{E_{v_2}}{E_{d_{n_a}}} [= 0,08 \div 0,03], \quad (1001 a)$$

so ist die auf den Läufer übertragene Leistung

$$N_2 = (E_{d_{n_a}} + E_{v_2}) \cdot J_2 \cdot 10^{-3}, = (1 + k_{v_2}) \cdot E_{d_{n_a}} \cdot J_2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt}, \quad (1002)$$

die von dem Transformatorfeld $\mathfrak{N}_T$ durch Vermittlung der von ihm in den Arbeitswindungen w_a induzierten Arbeitsspannung

$$E_{T_{r_a}} \approx (1 + k_v) \cdot E_{d_{n_a}} \quad (1002 a)$$

geliefert wird.

Die Erregerleistung würde proportional der Spannung $E_{d_{v_e}}$ sein, wenn diese nicht in der Nähe des Synchronismus zum größten Teil durch die EMK $E_{T_{n_e}}$ aufgehoben würde. Dadurch wird die Erregerleistung proportional $E_{d_{v_e}} - E_{T_{n_e}}$ sehr klein, wodurch der Leistungsfaktor $\cos \varphi$ mit Hilfe der Läufererregung verbessert wird.

Auch in den durch die Bürste kurzgeschlossenen Spulen werden in ähnlicher Weise wie in der ganzen Wicklung 4 EMKe hervorgerufen, die in ihrer geometrischen Summe die Kurzschlußspannung

$$e_{k_s} = \sum (e_{T_n}, e_{d_n}, e_{T_v}, e_{d_v})$$

ergeben. Da infolge der Bewegung im Drehfeld bei Synchronismus ($s = 0$) $e_{k_s} = 0$ sein muß, wird hierbei die Funkenspannung

$$e_f' = \sum (e_{k_s}, e_i) = e_i.$$

Unterhalb der synchronen Drehzahl $n_1 = \frac{60 \cdot \nu}{p}$ wird $e_{k_s} \neq 0$ und besitzt noch eine Teilspannung entgegen e_i , so daß $e_f' < e_i$ wird. Bezüglich der Stromwendung ist also eine Drehzahl $n = 0,9 \cdot n_1$ am günstigsten.

Oberhalb des Synchronismus wird die Funkenspannung $e_f' > e_i$, so daß man nicht gut über $n = 1,1 \cdot n_1$ hinausgehen soll. Man könnte hierbei auch Wendepole zur Aufhebung der Eigenfeldspannung e_i benutzen, dürfte dann aber die Bürsten nicht verschiebbar anordnen, wodurch der Hauptvorteil des Motors, seine einfache Drehzahlregulierung, verloren ginge. Man ist aber bei der nicht umfangreichen Drehzahländerung imstande, auch ohne Wendepole die Größe von e_i so zu gestalten, daß die Bürsten beim Lauf die Kurzschlußströme aushalten. Außerdem muß beim Anlauf die Kurzschlußspannung e_k innerhalb der zulässigen Grenzen liegen.

3. Die Größe der induzierten EMKe.

Da die Ständer- und Erregerwicklung nicht über den ganzen Umfang, sondern nur über einen gewissen Bogen verteilt sind, fehlen in den unbewickelten Teilen die Spitzen der MMKe, so daß die räumliche Verteilung der Felder eine Trapezform annimmt und dadurch sich der Sinusform am meisten nähert (Fig. 117). Bei Sinus-

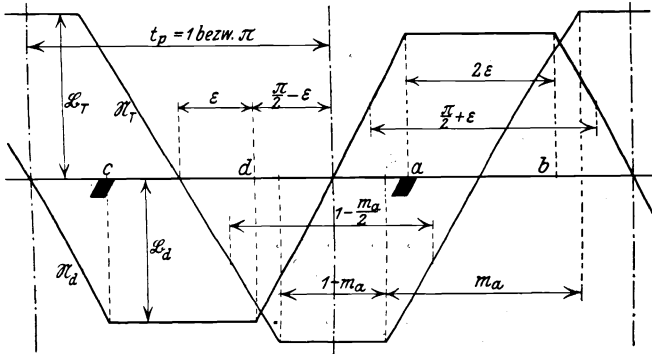


Fig. 117.

form hätten wir die schon bei den Induktionsmotoren angegebenen Spulenfaktoren einzuführen. Für die Trapezform dagegen berechnen sich die induzierten EMKe folgendermaßen:

Es ist die Luftinduktion des Transformatorfeldes

$$\mathfrak{B}_{l_T} = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot J_{0s} \cdot w_s}{2 p \cdot \delta \cdot k_m \cdot k_z} \text{ Gauß} \quad (1003)$$

und der Transformator-Kraftfluß [Gl. (412)]

$$\mathfrak{N}_{T_{\max}} = \left(1 - \frac{m_a}{2}\right) \cdot t_p \cdot \frac{l}{k_m} \cdot \mathfrak{B}_{l_T} \text{ Maxwell.} \quad (1004)$$

Ebenso erhält man bei

$$w_e = \frac{s_a}{4a} \left(1 - \frac{2\varepsilon}{\pi}\right) \text{ Windungen} \quad (1005)$$

die Treibfeld-Induktion

$$\mathfrak{B}_{l_d} = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot J_2 \cdot s_a \cdot \left(1 - \frac{2\varepsilon}{\pi}\right)}{2 p \cdot 4 a \cdot \delta \cdot k_m \cdot k_z} \text{ Gauß} \quad (1006)$$

und den Treibfeld-Kraftfluß:

$$\mathfrak{N}_{d_{\max}} = \left(\frac{1}{2} + \frac{\varepsilon}{\pi}\right) \cdot t_p \cdot \frac{l}{k_m} \cdot \mathfrak{B}_{l_d} \text{ Maxwell.} \quad (1007)$$

Berücksichtigen wir weiter, daß bei der Drehung von dem gesamten Kraftfluß $N_{T_{\max}}$ nur der Teil

$$\mathfrak{N}_T = \frac{1 - m_a + \frac{\pi - 2\varepsilon}{\pi}}{2 \cdot \left(1 - \frac{m_a}{2}\right)} \cdot \mathfrak{N}_{T_{\max}} = \frac{2 - m_a - \frac{2\varepsilon}{\pi}}{2 - m_a} \cdot \mathfrak{N}_{T_{\max}} \quad \text{Maxwell} \quad (1008)$$

von den Erregerwindungen w_{2_e} und von $\mathfrak{N}_{d_{\max}}$ nur

$$\mathfrak{N}_d = \frac{\frac{2\varepsilon}{\pi}}{\frac{\pi}{2} + \varepsilon} \cdot \mathfrak{N}_{d_{\max}} \quad \text{Maxwell} \quad (1009)$$

von den Arbeitswindungen w_{2_a} geschnitten wird, so berechnen sich die EMKe [Gl. (900)] der Drehung:

$$E_{T_{n_e}} = s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{\mathfrak{N}_T}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-8} \quad \text{Volt} \quad (1010)$$

$$\text{und} \quad E_{d_{n_a}} = s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{\mathfrak{N}_d}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-8} \quad \text{Volt.} \quad (1011)$$

Die transformatorisch induzierten EMKe bestimmen sich folgendermaßen, wenn f_x gemäß Gl. (972) eingeführt wird,

$$\begin{aligned} E_{T_{\nu_a}} &= 2\pi \cdot \nu \cdot w_{2_a} \cdot f_a \cdot \frac{\mathfrak{N}_{T_{\max}}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{-8} \\ &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot \frac{s_a}{4a} \cdot \frac{2\varepsilon}{\pi} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{\frac{2\varepsilon}{\pi} + 3 \cdot \frac{1 - m_a + 1 - \frac{2\varepsilon}{\pi}}{2}}{\frac{2\varepsilon}{\pi} + 2 \cdot \frac{1 - m_a + 1 - \frac{2\varepsilon}{\pi}}{2}} \cdot \mathfrak{N}_{T_{\max}} \cdot 10^{-8} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \nu \cdot \frac{s_a}{a} \cdot \varepsilon \cdot \frac{6 - 3 \cdot m_a - \frac{2\varepsilon}{\pi}}{4 - 2m_a} \cdot \mathfrak{N}_{T_{\max}} \cdot 10^{-8} \quad \text{Volt,} \end{aligned} \quad (1012)$$

$$\begin{aligned} E_{d_{\nu_e}} &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot w_{2_e} \cdot f_e \cdot \mathfrak{N}_{d_{\max}} \cdot \sigma_2 \cdot 10^{-8} \\ &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \nu \cdot \frac{s_a}{4a} \cdot \left(1 - \frac{2\varepsilon}{\pi}\right) \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1 - \frac{2\varepsilon}{\pi} + 3 \cdot \frac{2\varepsilon}{\pi}}{1 - \frac{2\varepsilon}{\pi} + 2 \cdot \frac{2\varepsilon}{\pi}} \cdot \mathfrak{N}_{d_{\max}} \cdot \sigma_2 \cdot 10^{-8} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \nu \cdot \frac{s_a}{2a} \cdot \frac{(\pi - 2\varepsilon) \cdot (\pi + 4\varepsilon)}{(\pi + 2\varepsilon)} \cdot \mathfrak{N}_{d_{\max}} \cdot \sigma_2 \cdot 10^{-8} \quad \text{Volt.} \end{aligned} \quad (1013)$$

Die in den kurzgeschlossenen Spulen induzierten EMKe berechnen sich gemäß Gl. (982) und (898) und besitzen die gegenseitige Lage nach Fig. 116:

$$e_{T_n} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot \frac{n}{60} \cdot \mathfrak{B}_{l_T} \cdot \frac{2\varepsilon}{\pi \cdot m_a} \cdot l \cdot D_2 \cdot 10^{-8} \text{ Volt}, \quad (1014)$$

$$e_{d_n} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot \frac{n}{60} \cdot \mathfrak{B}_{l_d} \cdot l \cdot D_2 \cdot 10^{-8} \text{ Volt}, \quad (1015)$$

$$\begin{aligned} e_{T_v} &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \frac{p}{a} \cdot w_k \cdot \nu \cdot \mathfrak{N}_T \cdot 10^{-8} \\ &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{2K} \cdot \nu \cdot \frac{2 - m_a - \frac{2\varepsilon}{\pi}}{2 - m_a} \cdot t_p \cdot \frac{l}{k_m} \cdot \mathfrak{B}_{l_T} \cdot 10^{-8} \\ &= \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot \nu \cdot \mathfrak{B}_{l_T} \cdot \frac{l}{k_m} \cdot D_2 \cdot \frac{2\pi - \pi \cdot m_a - 2\varepsilon}{4} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}, \end{aligned} \quad (1016)$$

$$\begin{aligned} e_{d_v} &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \frac{p}{a} \cdot w_k \cdot \nu \cdot \mathfrak{N}_d \cdot 10^{-8} \\ &= \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{2K} \cdot \nu \cdot \frac{2\varepsilon}{\frac{\pi}{2} + \varepsilon} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\varepsilon}{\pi} \right) \cdot t_p \cdot \frac{l}{k_m} \cdot \mathfrak{B}_{l_d} \cdot 10^{-8} \\ &= \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot \nu \cdot \mathfrak{B}_{l_d} \cdot \frac{l}{k_m} \cdot D_2 \cdot \varepsilon \cdot 10^{-8} \text{ Volt}. \end{aligned} \quad (1017)$$

Nehmen wir an, daß der Motor durch Bürstenverschiebung angelassen wird, so stehen die Bürsten beim Anlauf in der Leerstellung ($\varepsilon = 0$). Die kurzgeschlossene Spule befindet sich also gegenüber dem Treibfeld $\mathfrak{N}_d$ in der 1. Hauptlage, gegenüber dem Transformatorfeld $\mathfrak{N}_T$ in der 2. Hauptlage, wird also bei Stillstand nur von diesem induziert. Die Kurzschlußspannung e_k entspricht also der EMK e_{T_v} für $\varepsilon = 0$, nämlich

$$e_k = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot \nu \cdot \mathfrak{B}_{l_T} \cdot \frac{l}{k_m} \cdot D_2 \cdot \frac{2\pi - \pi \cdot m_a}{4} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}. \quad (1018)$$

Die im Läufer induzierte EMK $E_{T_{va}}$ erfordert als Ausgleich im Ständer (Fig. 116) die EMK E_3 . Es ist demnach, wenn $f_3 \approx f_{2a}$ gesetzt wird,

$$E_3 = \frac{w_3}{w_{2a}} \cdot \frac{f_3}{f_{2a}} \cdot E_{T_{va}} = \frac{w_3}{\frac{s_a}{4a} \cdot \frac{2\varepsilon}{\pi}} \cdot E_{T_{va}} = \frac{2\pi}{\varepsilon} \cdot a \cdot \frac{w_3}{s_a} \cdot E_{T_{va}} \text{ Volt}. \quad (1019)$$

Weiter kann man die Beziehung aufstellen:

$$E_{k_m} = OS + SR + RN = E_s \cdot \cos \Theta + E_{v_3} \cdot \cos \varphi + E_{s_3} \cdot \sin \varphi \approx E_3 + E_{v_3}$$

oder
$$E_{k_m} \approx \frac{E_3}{1 - k_{v_3}} \text{ Volt,} \quad (1020)$$

worin
$$k_{v_3} = \frac{E_{v_3}}{E_{k_m}} [= 0,05 \div 0,02] \quad (1021)$$

gesetzt werden kann.

Aus Gl. (1019) und (1020) folgt weiter

$$E_{k_m} = \frac{\pi}{\varepsilon} \cdot \frac{2 a \cdot w_3}{(1 - k_{v_3}) \cdot s_a} \cdot E_{T_{v_a}} \text{ Volt.} \quad (1022)$$

4. Bestimmung der Abmessungen.

Gegeben sind allgemein:

- die Leistung N kWatt,
- „ Klemmenspannung E_{k_m} Volt,
- „ Periodenzahl ν Hertz.

Nun wählt man die Polzahl $2p$ wie bei den Induktionsmotoren und erhält daraus die Nenndrehzahl

$$n = 0,9 \cdot \frac{60 \cdot \nu}{p} \text{ Umdr./min.} \quad (1023)$$

Nach Annahme der Läuferwicklung ist auch $2a$ bestimmt.

Nun nimmt man weiter an:

$$\eta, \cos \varphi, m_a, \varepsilon, k_{v_3}, k_{v_2}, k_m, k_z, \nu.$$

Dann ergibt sich der Ständerstrom

$$J_3 = \frac{N \cdot 10^3}{E_{k_m} \cdot \eta \cdot \cos \varphi} \text{ Amp.} \quad (1024)$$

Nach Gl. (1) bestimmt sich der Durchmesser D_3 . Um die Eisenlänge l zu ermitteln, müssen wir erst die Maschinenkonstante des Repulsionsmotors M_{K_r} berechnen:

Setzt man

$$k_e = \frac{N_e}{N} \left[\begin{array}{ll} = 0,04 \div 0,02 & \text{bei Gleitlagern} \\ 0,015 \div 0,008 & \text{„ Wälzlageren} \end{array} \right], \quad (1025)$$

so ist die auf den Läufer übertragene Leistung

$$N_2 = (1 + k_e) \cdot N \text{ kWatt} \quad (1026)$$

und mit Gl. (1002)

$$N = \frac{1 + k_{v_2}}{1 + k_e} \cdot E_{d_{n_a}} \cdot J_2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (1027)$$

Ersetzt man darin $E_{d_{n_a}}$ aus Gl. (1011), (1009) und (1007) und nach Gl. (5) und (8)

$$J_2 = \frac{2 a \cdot \pi \cdot D_2 \cdot B}{s_a} \text{ Amp.}, \quad (1028)$$

so erhält man

$$N = \frac{1 + k_{v_2}}{1 + k_e} \cdot s_a \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{10^{-11}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4 \varepsilon}{\pi + 2 \varepsilon} \cdot \frac{\pi + 2 \varepsilon}{2 \pi} \cdot \frac{\pi \cdot D_2}{2 p} \\ \cdot \frac{l}{k_m} \cdot \mathfrak{B}_{i_d} \cdot \frac{2 a}{s_a} \cdot \pi \cdot D_2 \cdot B$$

$$\text{oder} \quad N = \frac{\pi}{30 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{1 + k_{v_2}}{1 + k_e} \cdot \varepsilon \cdot D_2^2 \cdot \frac{l}{k_m} \cdot n \cdot B \cdot \mathfrak{B}_{i_d} \cdot 10^{-11} \text{ kWatt} \quad (1029)$$

und daraus

$$\frac{D_2^2 \cdot l \cdot n}{N} = \frac{1 + k_e}{1 + k_{v_2}} \cdot \frac{13,5 \cdot 10^{-11} \cdot k_m}{\varepsilon \cdot B \cdot \mathfrak{B}_{i_d}} = M_{K_r}. \quad (1030)$$

Die Maschinenkonstante M_{K_r} liegt etwa zwischen $300 \cdot 10^4$ und $35 \cdot 10^4$. Darin können die Größen B und $\mathfrak{B}_{i_d}$ wie bei den Hauptschlußmotoren gewählt werden.

Nun findet man die Eisenlänge:

$$l = M_{K_r} \cdot \frac{N}{n \cdot D_2^2} \text{ cm.} \quad (1031)$$

Luftspalt δ und Nutenzahl Z_2 berechnen sich ebenfalls wie bei den Hauptschlußmotoren, wodurch auch der Läuferdurchmesser D_3 bekannt ist.

Man nimmt nun die Stegteilung t_k und den Durchmesser des Stromwenders D_k an, woraus sich dann auch die Stegzahl K [Gl. (103)] und Geschwindigkeit v_k [Gl. (104)] ergibt. Nach Annahme der Induktion $\mathfrak{B}_{i_T} \approx \mathfrak{B}_{i_D}$ und der zulässigen Kurzschlußspannung e_k berechnet man nun die Drahtzahl im Läufer s_a aus Gl. (1018) und bringt sie auf einen passenden Wert mit Rücksicht auf Z_2 und die Läufer-schaltung (2a). Damit ist auch gemäß Gl. (1028) die Läufer-stromstärke J_2 und aus Gl. (1027) die Läufer-EMK

$$E_{d_{n_a}} = \frac{1 + k_e}{1 + k_{v_2}} \cdot \frac{N \cdot 10^3}{J_2} \text{ Volt} \quad (1032)$$

gegeben. Nun nimmt man die Stromdichte j_2 an und bestimmt mit i_2 [Gl. (5)] den Leiterquerschnitt q_2 und dafür die Nutenform im Läufer. Die Länge des Stromwenders, Bürstenzahl und Abmessungen findet man wie bei den Hauptschlußmotoren.

Für den Ständer läßt sich die Windungszahl w_3 aus Gl. (1022) berechnen, wobei man noch $E_{T_{\nu a}}$ aus Gl. (1002a) einführt. Dann ergibt sich:

$$w_3 = \frac{1 - k_{v_3}}{1 + k_{v_2}} \cdot \frac{\varepsilon}{\pi} \cdot \frac{s_a \cdot E_{k_m}}{2 a \cdot E_{d_{n_a}}} \text{ Windungen.} \quad (1033)$$

Diese werden nun über eine Nutenzahl $m_a \cdot Z_3 \mp Z_2$ verteilt und nach Annahme der Stromdichte $j_3 = 4,5 \div 2 \text{ A/qmm}$ für den Ständerstrom J_3 [Gl. (1024)] der Leiterquerschnitt q_3 und dafür die Nutenform ermittelt. Die Jochhöhen im Ständer h_3 und Läufer h_2 , sowie die Zahninduktionen $\mathfrak{B}_{z_3}$ und $\mathfrak{B}_{z_2}$ und Eisenverluste N_{hw} sind von dem gesamten das Eisen durchdringenden Kraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$ abhängig.

Wie nun aus Fig. 116 ersichtlich, sind die Felder $\mathfrak{N}_T$ und $\mathfrak{N}_d$ bei Nennlast zeitlich nahezu um 90° gegeneinander verschoben, so daß wir das Gesamtfeld unter Vernachlässigung der Streuung

$$\mathfrak{N}_{\max} = \sqrt{\mathfrak{N}_{T_{\max}}^2 + \mathfrak{N}_{d_{\max}}^2} \text{ Maxwell} \quad (1034)$$

erhalten. Allgemein wird für synchrone Drehzahl $\mathfrak{N}_{T_{\max}} \approx \mathfrak{N}_{d_{\max}}$ und hierfür $\mathfrak{N}_{\max} = \sqrt{2} \cdot \mathfrak{N}_{T_{\max}}$. Wählen wir dann die Induktionen im Joch $\mathfrak{B}_{j_3}$ bzw. $\mathfrak{B}_{j_2}$ wie bei Induktionsmotoren, so lassen sich die Jochhöhen und damit die Eisendurchmesser D_1 und D_4 berechnen.

5. Der Leerlaufsstrom und Leistungsfaktor.

Führen wir in Gl. (1004) für $\mathfrak{B}_{l_T}$ den Wert aus Gl. (1003) ein, so ergibt sich

$$\mathfrak{N}_{T_{\max}} = \frac{2 - m_a}{2} \cdot \frac{\pi \cdot D_2}{2 p} \cdot \frac{4 \pi}{10} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot J_{0_s} \cdot w_3}{2 p \cdot \delta \cdot k_m^2 \cdot k_z}, \quad (1035)$$

und wenn wir Gl. (1012) und (1022) vereinigen:

$$\mathfrak{N}_{T_{\max}} = \frac{3 \cdot (1 - k_{v_3}) \cdot (4 - 2 m_a) \cdot E_{k_m} \cdot 10^8}{2 \pi \cdot \sqrt{2} \cdot \nu \cdot \left(6 - 3 m_a - \frac{2 \varepsilon}{\pi}\right) \cdot w_3}. \quad (1036)$$

Durch Gleichsetzen von Gl. (1035) und (1036) und Fortheben gemeinsamer Größen erhält man schließlich den Feldstrom

$$J_{0_s} = 0,97 \cdot 10^8 \cdot \frac{(1 - k_{v_3}) \cdot k_m^2 \cdot k_z \cdot \delta \cdot p^2 \cdot E_{k_m}}{\left(6 - 3 m_a - \frac{2 \varepsilon}{\pi}\right) \cdot \nu \cdot l \cdot D_2 \cdot w_3^2} \text{ Amp.} \quad (1037)$$

Mit dem Leistungsanteil für die Eisenverluste N_{h_w} im ganzen Motor

$$J_{0_l} = \frac{N_{h_w} \cdot 10^3}{E_{k_m}} \text{ Amp.} \quad (1038)$$

wird dann der Leerlaufsstrom [Gl. (362)]

$$J_0 = \sqrt{J_{0_s}^2 + J_{0_l}^2} \text{ Amp.}$$

Der Leistungsfaktor $\cos \varphi$ läßt sich aus Fig. 116 ermitteln. Darin ist nämlich, wenn wir $\sphericalangle OKP \approx \varphi$ setzen,

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \frac{OP}{PK} = \frac{J_{0_s} + J_2' \cdot \sin y}{J_{0_l} + J_2' \cdot \cos y}. \quad (1039)$$

Vernachlässigt man J_{0_l} gegen $J_2' \cdot \cos y$, so wird

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \frac{J_{0_s}}{J_2'} + \operatorname{tg} y. \quad (1040)$$

Nun kann man für Nennlast $E_{T_{n_e}} \approx E_{d_{v_e}}$ annehmen, so daß Punkt F etwa auf der Linie OB gelegen ist. Dann ergibt sich aus dem rechtwinkligen Dreieck ODF die Beziehung:

$$\operatorname{tg} y \approx \frac{E_{s_2}}{(1 + k_{v_2}) \cdot E_{d_{na}}}. \quad (1041)$$

Setzt man diesen Wert und J_2' aus Gl. (1001) in Gl. (1040) ein, so erhält man zusammen mit Gl. (1033)

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \frac{J_{0_s}}{J_2} \cdot \frac{1 - k_{v_2}}{1 + k_{v_2}} \cdot \frac{E_{k_m}}{E_{d_{na}}} + \frac{E_{s_2}}{(1 + k_{v_2}) \cdot E_{d_{na}}}$$

oder

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \frac{(1 - k_{v_2}) \cdot J_{0_s} \cdot E_{k_m} + J_2 \cdot E_{s_2}}{(1 + k_{v_2}) \cdot J_2 \cdot E_{d_{na}}}. \quad (1042)$$

Daraus bestimmt sich der Leistungsfaktor

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}} \\ &\approx \frac{(1 + k_{v_2}) \cdot J_2 \cdot E_{d_{na}}}{\sqrt{[(1 + k_{v_2}) \cdot J_2 \cdot E_{d_{na}}]^2 + [(1 - k_{v_2}) \cdot J_{0_s} \cdot E_{k_m} + J_2 \cdot E_{s_2}]^2}}. \end{aligned} \quad (1042a)$$

Das Stromdiagramm¹⁾ ist ein Kreis und läßt sich aus den berechneten Daten leicht darstellen.

¹⁾ Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 468.

D. Der Einphasen-Nebenschlußmotor (ENM).

1. Bauart und Wirkungsweise.

Von den verschiedenen Ausführungsformen¹⁾ wollen wir nur die einfachste Anordnung behandeln, die in Fig. 118 dargestellt ist. Da ein den Gleichstrommotoren nachgebildeter, direkt gespeister Nebenschlußmotor mit Ständererregung wegen der sehr großen Phasen-

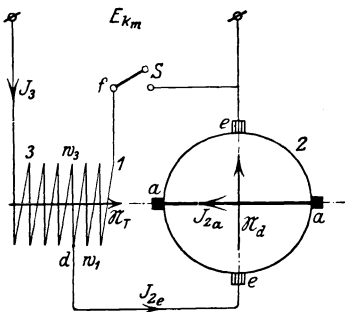


Fig. 118.

verschiebung zwischen Drehmoment-Kraftfluß und Läuferstrom nur ein kleines Drehmoment beim Lauf besitzen würde, wählt man besser die Erregung durch den Läufer mit Hilfe der Bürsten e , während der Arbeitsstrom J_{2a} durch das Transformatorfeld $\mathcal{N}_T$ über die kurzgeschlossenen Arbeitsbürsten a im Läufer induziert wird. Der Nebenschlußmotor (Schalter S geschlossen) gehört daher zu den indirekt gespeisten Motoren mit Läufererregung, so daß er in der

Wirkungsweise dem Repulsionsmotor ähnelt. Da aber die Erregung von einem Teil der Netzspannung bestritten wird und daher von der Belastung unabhängig ist, hält sich die Drehzahl fast unverändert innerhalb der durch den Spannungsverlust im Läufer bedingten Grenzen.

Damit der Erregerstrom J_1 und hiermit auch der von ihm erzeugte Drehmomentfluß $\mathcal{N}_d$ möglichst in Phase mit der Netzspannung E_{km} bleibt, muß der induktive Widerstand der Erregerwindungen w_{3e} zwischen den Bürsten e möglichst verschwinden, was nur dadurch möglich ist, daß der Erregerstrom mit Hilfe des Stromwenders eine möglichst niedrige Periodenzahl erhält. Die Frequenz des Läuferstromes wird aber Null bei Synchronismus, d. h. der Erregerstrom wird ein Gleichstrom. Die Erregerspannung E_1 braucht also hierbei nur gering zu sein, um den Läuferwiderstand und den induktiven Widerstand durch Läuferstreuung zu überwinden, so daß wir sie durch Abzweigung von einem Teil df der Ständerwicklung abnehmen können. Infolge der geringen Feldleistung wird demnach auch der Leistungsfaktor sehr hoch sein. Der Motor arbeitet demgemäß am günstigsten bei Synchronismus, wobei auch, wie aus dem Spannungsdiagramm ersichtlich, ein Drehfeld vorhanden ist.

Will man das Feld und damit die Drehzahl auf andere Werte

¹⁾ Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 471.

einstellen, so verwendet man in der Erregerachse eine besondere Hilfswicklung (Doppelschlußmotor von E. Arnold, V. Fynn, Osnos). Beim Anlauf besteht im Läufer die volle Periodenzahl und damit ein großer induktiver Widerstand, deswegen ist das Anlaufmoment klein. Aus diesem Grunde läßt man den Nebenschlußmotor mit geöffnetem Schalter S als kompensierten Repulsionsmotor oder mit Bürstenverschiebung als einfachen Repulsionsmotor anlaufen.

Infolge der verschiedenen Zusatzvorrichtungen (Transformator, Hilfswicklung, Schaltwalze) und der umständlichen Handhabung hat der Einphasen-Nebenschlußmotor nur wenig Verbreitung gefunden.

2. Das Spannungsdiagramm.

Bei einer gleichbleibenden Klemmenspannung E_{km} behält das Transformatorfeld N_T ebenfalls gleiche Größe, wozu ein Feldstrom $J_{0s} = OA$ (Fig. 119) erforderlich ist. Hierdurch wird in den Ständerwindungen $df(1)$ die um 90° nacheilende Erreger-EMK $E_1 = OB$ statisch und in den Erregerwindungen w_{2e} des Läufers die mit $\mathcal{N}$ gleichphasige EMK $E_{Tn_e} = BC$ durch Drehung induziert. Von dem Feld N_d , dessen Richtung wir jetzt feststellen wollen, wird in denselben Windungen die EMK $E_{d_{ve}} = CF$ transformatorisch hervorgerufen. Diese 3 EMKe müssen gemeinsam die im Läufer wirksame Erregerwindungsspannung $E_{2e} = OF$ zur Überwindung des Spannungsverlustes

$$E_{v_e} = E_{v_{2e}} + E_{v_1} = OD$$

und der Streuspannung $E_{s_e} = E_{s_{2e}} + E_{s_1} = DF$ ergeben. Da nun $E_{d_{ve}}$, E_{s_e} und E_{v_e} ein rechtwinkliges Dreieck über OC bilden, ist die Richtung des Erregerstromes $J_1 = J_{2e}$ in Phase mit $E_{v_e} = OD$ bestimmt und dadurch auch die Lage von N_d .

Beide Felder rufen weiter in den zu beiden Seiten der kurz-

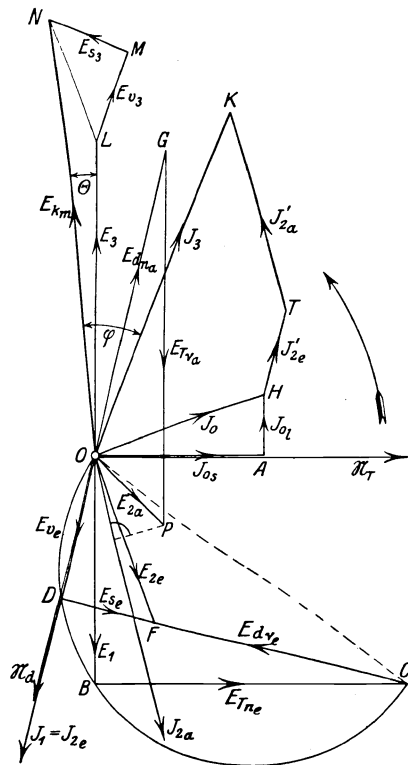


Fig. 119.

geschlossenen Bürsten a liegenden Arbeitswindungen w_{3_a} die EMKe $E_{a_{n_a}} = OG$ um 180° gegen N_a verschoben und $E_{T_{v_a}} = GP$ um 90° gegen N_T nachteilend hervor, die gemeinsam die Arbeitswindungsspannung $E_{2_a} = OP$ ergeben. Um einen durch die Widerstände der Arbeitswindungen bedingten Winkel nachteilend liegt der Arbeitsstrom J_{2_a} im Läufer.

Um den Ständerstrom $J_3 = OK$ zu erhalten, tragen wir an J_{0_s} , um 90° voreilend, den Leistungsanteil des Leerlaufstroms $J_{0_l} = AH$,

$$\text{daran } J'_{2_e} = -\frac{J_{2_e}}{u_{3_e}} = -\frac{w_{2_e} \cdot f_{2_e}}{w_3 \cdot f_3} \cdot J_{2_e} = HT \text{ und weiter } J'_{2_a} = -\frac{J_{2_a}}{u_{3_a}}$$

$$= -\frac{w_{2_a} \cdot f_{2_a}}{w_3 \cdot f_3} \cdot J_{2_a} = TK \text{ an. Das Feld } N_T \text{ verbraucht von der}$$

Klemmenspannung E_{k_m} den um 90° voreilenden Anteil $E_3 = -u_3 \cdot E_1$

$$= -\frac{w_3}{w_1} \cdot E_1 = OL. \text{ Daran tragen wir } E_{v_3} = LM \text{ in Phase mit } J_3$$

und um 90° voreilend $E_{s_3} = MN$ an, dann ist die Klemmenspannung $E_{k_m} = ON$ und der Phasenwinkel $\sphericalangle NOK = \sphericalangle \varphi$.

Aus dem Diagramm können wir nun folgende Eigenschaften des Motors ersehen: Wir erkennen aus der zeitlichen und räumlichen Verschiebung der Felder N_T und N_a , daß der Motor mit einem Drehfeld wie ein einfacher und kompensierter Repulsionsmotor arbeitet. Weiter ist ersichtlich, welchen Einfluß die Spannung E_1 ausübt. Verringert man sie, so wird der $\sphericalangle AOF$ und ebenso $\sphericalangle AOD$ zwischen N_T und N_a kleiner. Dadurch dreht $E_{a_{n_a}} = OG$ nach links (vorwärts). Da nun GP dieselbe Größe und Richtung behält, wird $E_{2_a} = OP$ kleiner und der $\sphericalangle AOP$ bzw. der Winkel zwischen J_{2_a} und N_T größer. Dadurch verschiebt sich $J_3 = OK$ nach rechts, d. h. der Leistungsfaktor wird schlechter, während sich die Drehzahl nur wenig ändert. Durch die Veränderung von E_1 wird also hauptsächlich der Phasenwinkel φ in umgekehrtem Sinne beeinflußt.

Will man aber die Drehzahl n verändern, so muß man auf die EMK $E_{a_{v_e}}$ einwirken, was durch die in der Erregerachse liegende Hilfswicklung (1) geschieht. In ihr wird nämlich durch das Feld N_a eine EMK in Phase mit $E_{a_{v_e}}$ induziert, wenn die Hilfswicklung gleichsinnig mit den Erregerwindungen geschaltet ist. Dadurch wird mit E_{2_e} der Erregerstrom J_{2_e} und sein Feld N_a verringert. Demzufolge muß zum Ausgleich die EMK $E_{T_{n_e}}$ durch Steigen der Drehzahl n zunehmen, ebenso wie $E_{a_{n_a}}$ bei kleinerem Feld N_a nur durch Erregerstromes J_{2_e} durch die Hilfswicklung gibt also Zunahme der

größere Drehzahl n erhalten werden kann. Eine Verringerung des Drehzahl und umgekehrt. Diese Wirkung ließe sich jedoch nicht etwa durch Einschalten eines induktionsfreien Widerstandes in den Erregerkreis erzeugen, sondern nur durch Einführung einer EMK, die um $+90^\circ$ gegen J_{2e} bzw. die Klemmenspannung E_{k_m} verschoben ist. Eine solche erhält man aber durch Einschaltung einer Drosselspule mit veränderlicher Induktivität.

Da der Nebenschlußmotor nahezu das gleiche Diagramm wie der (kompensierte) Repulsionsmotor zeigt, ist seine Berechnung nach den in den früheren Kapiteln angegebenen Darlegungen auszuführen.

E. Der Dreiphasen-Hauptschlußmotor (DHM).

1. Bauart und Wirkungsweise.

Von den mehrphasigen Hauptschlußmotoren hat nur der dreiphasige Motor praktische Bedeutung erlangt, so daß nur dieser hier behandelt werden soll. In der einfachsten Schaltung (Fig. 120) ist

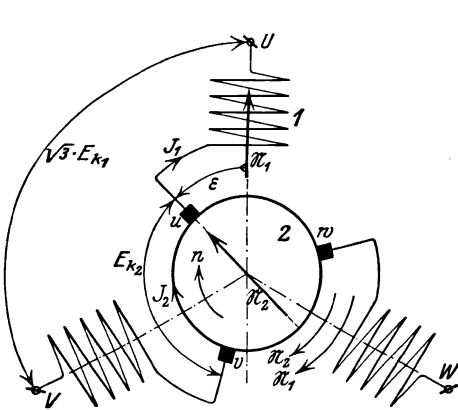


Fig. 120.

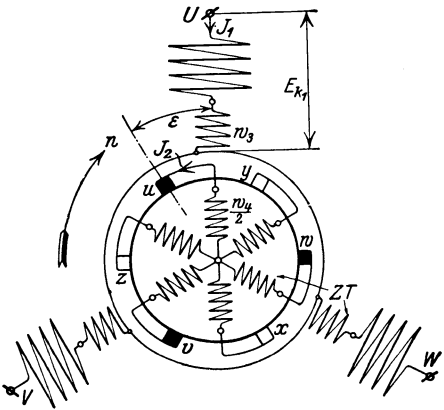


Fig. 121.

Ständer (1) und Läufer (2) direkt gespeist. Das ergibt den Nachteil, daß bei der niedrigen zulässigen Läuferspannung der ganze Motor nur für eine niedrige Spannung E_{k_1} gebaut werden kann und deshalb bei höheren Spannungen eines Vordertransformators bedarf.

Vorteilhafter ist die Anordnung (Fig. 121) mit Zwischentransformator (ZT). Hierbei kann der Ständer für Hochspannung gewickelt werden und die Stromzuführung zum Läufer durch 6 Phasen erfolgen, wodurch bei dem kleineren Strom einer Bürste die Stromwendung günstiger wird. Da nach Gl. (907) die im Läufer indu-

zierte EMK bei Synchronismus ($s = 0$) null wird, überträgt der Zwischentransformator hierbei keine Leistung. Erst beim Abweichen von der synchronen Drehzahl n_1 nimmt seine Leistung zu. Man braucht ihn daher nur entsprechend der Drehzahlregelung für eine Leistung von $\frac{1}{3}$ bis $\frac{1}{2}$ der Motorleistung zu bauen, so daß er im allgemeinen keine großen Abmessungen annimmt. Wird der Zwischentransformator mit hoher Sättigung gebaut, so ändert sich seine Spannung an der Läuferseite nur wenig mit der Belastung. Dadurch wird die Geschwindigkeitskurve $f(n, J_1)$ abgeflacht, d. h. bei geringer Leistung wenig stark ansteigen.

Um die Stabilität zu verbessern, verwendet man bei 3 Phasen im Läufer 2 Bürsten für jede Phase und Polpaar und ordnet die eine Hälfte der Bürsten u, v, w in der Ständerachse fest, die andere beweglich an, wie es in Fig. 114 dargestellt ist. Für die normale Leistung ist hierbei eine Verschiebung der beweglichen Bürsten um einen $\sphericalangle \beta \approx 120^\circ$ erforderlich gegenüber dem Motor mit einfachem Bürstensatz, für den die Bürsten um den $\sphericalangle \varepsilon \approx 150^\circ$ aus der Leerstellung verschoben werden müssen.

Betrachten wir nun die Wirkungsweise des Motors in der einfachen Schaltung, Fig. 120, so erkennen wir, daß bei der doppelten Speisung das wirksame Feld des Motors $\mathfrak{N}$ gemeinsam vom Ständerfeld $\mathfrak{N}_1$ und Läuferfeld $\mathfrak{N}_2$ bzw. dem MMKe $\mathfrak{M}_1$ und $\mathfrak{M}_2$ erzeugt wird. Nun tritt bei einer Mehrphasenwicklung nach Fig. 68 der Höchstwert der MMK bzw. des Kraftflusses $\mathfrak{N}$ in der Achse derjenigen Spule auf, die gerade den zeitlichen Höchstwert des Stromes führt. Nehmen wir diesen Augenblick für die Phase U an, so haben $\mathfrak{N}_1$ und $\mathfrak{N}_2$ gleichzeitig ihren Höchstwert und $\mathfrak{N}_2$ ist außerdem entsprechend der Bürstenverschiebung ε um den gleichen Winkel (in elektr. Grad bezogen auf 2 Pole) räumlich gegen $\mathfrak{N}_1$ verschoben.

Für die Bürstenstellung $\varepsilon = 0$ liegen $\mathfrak{N}_1$ und $\mathfrak{N}_2$ in gleicher Richtung. Das Treibfeld $\mathfrak{N}$ liegt in der Läuferachse, so daß das Drehmoment null wird (Leerstellung). Die Spannung E_{k_1} verteilt sich im Verhältnis der MMKe bzw. Windungszahlen auf Ständer und Läufer. Verschiebt man die Bürsten um $\varepsilon = 180^\circ$, so wirken die Felder $\mathfrak{N}_1$ und $\mathfrak{N}_2$ einander entgegen, so daß nur das Streufeld übrig bleibt (Kurzschlußstellung). Auch hierbei wird das Drehmoment $M_d = 0$.

Bei anderen Bürstenstellungen ε zwischen 0 und 180° entsteht ein Drehmoment entgegen dem Sinne der Bürstenverschiebung, so daß man hierdurch imstande ist, eine wirtschaftliche Drehzahlregelung des Motors zu erzielen. Am besten arbeitet dabei der Motor mit etwa $\varepsilon \approx 150^\circ$, wobei die MMKe und das Treibfeld die in Fig. 122 dargestellte räumliche Lage besitzen. Gehen wir dabei vom

Ständerstrom J_1 bzw. seiner MMK $\mathfrak{M}_1 = OA$ aus, so ist $\mathfrak{M}_2 = OB$ um den $\angle \varepsilon$ gegen den Sinn der Drehung n räumlich verschoben. Beide ergeben die MMK $\mathfrak{M} = OD$ des Treibfeldes $\mathfrak{N}$. Da dieses bei großem $\angle \varepsilon$ fast um 90° gegen $\mathfrak{M}_2$ bzw. die Läuferachse räumlich versetzt ist, so entsteht ein kräftiges Drehmoment, dessen Höchstwert sich nach Gl. (942) berechnet, aber wegen des Bürstenwinkels ε bei Nennlast etwa mit dem Faktor 0,95 zu multiplizieren ist. Die vorteilhafteste Schaltung ergibt sich nun, wenn beide Felder gleiche Drehrichtung haben.

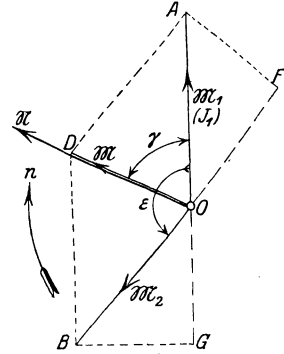


Fig. 122.

Um das Spannungsdiagramm aufzustellen, denken wir uns die Bürsten um den $\angle \varepsilon$ in die Betriebsstellung verschoben und den Läufer vorläufig festgehalten. Das Treibfeld $\mathfrak{N}$ bewegt sich dann mit der Periodenzahl ν über die Ständer- und Läuferwicklungen und induziert in ihnen die EMKe E_1 und E_2 , die entsprechend der räumlichen Verschiebung der Wicklungsachsen um den $\angle \varepsilon$ eine zeitliche Phasenverschiebung um den gleichen Winkel erhalten. Demnach wird E_2 früher von dem Höchstwert des Feldes $\mathfrak{N}$ getroffen, eilt also der EMK E_1 um den $\angle \varepsilon$ voraus. Die Lage von E_1 ergibt sich folgendermaßen: Läge das Feld $\mathfrak{N}$ in der Ständerachse, so würde die in-

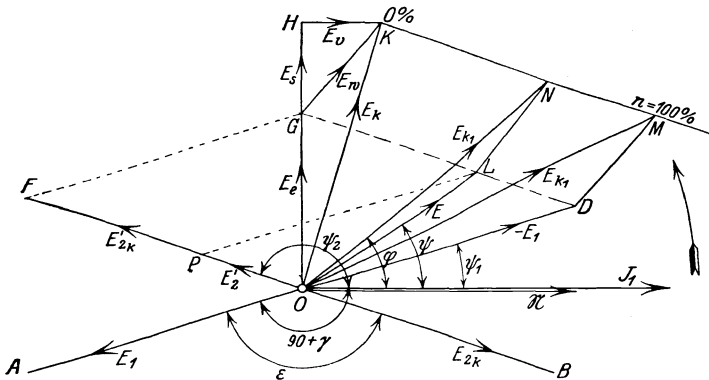


Fig. 123.

duzierte EMK der Drehung null sein und erst nach einer Drehung von 90° in der Drehrichtung seinen Höchstwert erreichen. Nun ist aber $\mathfrak{N}$ gegen die Ständerachse räumlich um den $\angle \gamma$ zurückverschoben (Fig. 122), infolgedessen muß die EMK E_1 zeitlich um den $\angle (90 + \gamma)$ gegen das Feld $\mathfrak{N}$ nacheilen.

Gehen wir also (Fig. 123) von dem Strom J_1 bzw. (bei Vernachlässigung des Hysteresisverzögerungswinkels) Feld $\mathfrak{N}$ als Richtlinie aus und tragen $E_1 = OA$ um den $\sphericalangle (90 + \gamma)$ nacheilend an und $E_{2k} = OB$ um den $\sphericalangle \varepsilon$ gegen E_1 voreilend an, so ergibt sich aus der im Ständer wirkenden Gegen-EMK $E'_{2k} = u \cdot E_{2k} = OF$ und dem Anteil $-E_1 = OD$ der Klemmenspannung die EMK $E_e = OG$ und mit der Streuspannung $E_s = J_1 \cdot (S_1 + S_2') = GH$ und dem Spannungsverlust $E_v = J_1 \cdot (R_1 + R_2' + R_{hw}) = HK$ die Klemmenspannung $E_k = OK$ bei Stillstand für den Strom J_1 . Da hierbei keine mechanische Leistung erzeugt wird, muß E_e als Erregerspannung des Feldes $\mathfrak{N}$ auf J_1 senkrecht stehen.

Bewegt sich nun der Läufer, so ändert sich E'_{2k} in $E'_2 = OP$ entsprechend Gl. (907) nur der Größe nach, so daß der Punkt F sich proportional der Drehzahl n nach P verschiebt. In gleicher Weise bewegt sich G nach L . Die Strecken GD bzw. die zu ihr parallele und gleich große KM sind also ein Maß für die synchrone Drehzahl n_1 . Für irgendeine Drehzahl n ergibt sich also der Linienzug OLN mit der Klemmenspannung $E_{k_1} = ON$, worin $KN = \frac{n}{n_1} \cdot KM$

ist. Dabei zeigt sich die Verbesserung des Leistungsfaktors $\cos \varphi$ durch die Wirkung des Läufers mittels der mit steigender Drehzahl abnehmenden und bei $n > n_1$ negativ werdenden EMK E'_2 , wobei $\cos \varphi = 1$ für etwa $n = 1,1 \cdot n_1$ werden soll.

Aus dem Diagramm ist jetzt auch die Verteilung der elektrischen Leistung auf Ständer und Läufer und ihre Richtung zu entnehmen. Bezeichnet man mit u_h das Übersetzungsverhältnis der MMKe von Läufer und Ständer, dann ist

$$u_h = \frac{\mathfrak{M}_2}{\mathfrak{M}_1}. \quad (1043)$$

Sieht man von den Verlusten ab, so wird dem Ständer die elektrische Leistung

$$N_{1_e} = -m_1 \cdot E_1 \cdot J_1 \cdot \cos \psi_1 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (1044)$$

dem Läufer

$$N_{2_e} = m_1 \cdot E'_2 \cdot J_1 \cdot \cos \psi_2 \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (1045)$$

zugeführt. Da aber $\psi_2 > 90^\circ$ ist, wird N_{2_e} negativ, d. h. bei Untersynchronismus gibt der Läufer eine elektrische Leistung proportional der Schlüpfung s an das Netz ab. Die Summe beider Leistungen ist

$$N_e = N_{1_e} + N_{2_e} = m_1 \cdot E \cdot J_1 \cdot \cos \psi \cdot 10^{-3} \text{ kWatt} \quad (1046)$$

die als mechanische Leistung auf den Läufer übertragen wird.

Für Synchronismus ($s = 0$) steht der Läufer gegenüber dem Drehfeld still und es wird

$$E_2' = 0, \quad E = -E_1 \quad \text{und} \quad E_{k1} = OM.$$

Der Ständer setzt also seine ganze elektrische Leistung N_{1_e} in mechanische um, während die Läuferleistung nur zur Deckung der Verluste dient. Bei übersynchronem Lauf wird E_2' negativ, d. h. die Leistung N_{2_e} positiv dem Netz entnommen, so daß Ständer und Läufer ihre Anteile zur mechanischen Leistung liefern. Das größte Drehmoment tritt dann auf, wenn (Fig. 122) $\mathfrak{N}$ und $\mathfrak{M}_2$ senkrecht aufeinander stehen. Es muß dann $OF = OB$ werden, oder

$$\mathfrak{M}_1 \cdot \cos \varepsilon = -\mathfrak{M}_2 \text{ Amperewindungen,} \quad (1047)$$

die sich gegenseitig aufheben. Da ferner $AF = \mathfrak{M}$ ist, so wird hierbei das Verhältnis der Erreger-MMK zur MMK des Läufers

$$\frac{\mathfrak{M}}{\mathfrak{M}_2} = \operatorname{tg}(180 - \varepsilon) = -\operatorname{tg} \varepsilon. \quad (1048)$$

Setzt man in Gl. (1047) für die linke Seite den Wert aus Gl. (1043) ein, so folgt

$$\cos \varepsilon = -u_h. \quad (1049)$$

Für die Bedingung größten Drehmoments müßte dann

$$-\cos \varepsilon = \sin \varepsilon \quad \text{oder} \quad \varepsilon = 90 + \gamma = 135^\circ \quad \text{und} \quad u_h = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2} \quad \text{sein.}$$

Dafür würde dann $\frac{\mathfrak{M}}{\mathfrak{M}_2} = -\operatorname{tg} 135^\circ = 1$ werden und in Fig. 123 $E_{2_k} = OB$ bzw. OF in die Richtung von J_1 fallen. Nun würde bei Synchronismus $\psi = \psi_1 = 180 - \varepsilon = 45^\circ$ werden, was einen schlechten Leistungsfaktor $\cos \varphi$ ergäbe. Damit nun φ möglichst klein würde, müßte der Läufer stark übersynchron laufen, was aber wegen der großen EMKe in den kurzgeschlossenen Spulen nicht möglich ist, so daß man über

$$n_{\max} = 1,3 \cdot n_1 \quad (1050)$$

nicht hinausgehen soll. Außerdem müßte $\varepsilon > 135^\circ$ gemacht werden,

womit $\frac{\mathfrak{M}}{\mathfrak{M}_2} < 1$ würde.

Zeichnen wir nun in Fig. 122 den in die Richtung von $\mathfrak{M}_1$ fallenden Anteil OG der Läufer-MMK $\mathfrak{M}_2$ ein, so würde $OA > OG$ sein, d. h. der Ständer lieferte also die Erreger-MMK $\mathfrak{M}$.

Vergrößert man nun $\mathfrak{M}_2$ gegenüber $\mathfrak{M}_1$ bei unveränderlichem Winkel ε , so wird $\mathfrak{M}$ größer und infolge des größeren Feldes $\mathfrak{N}$ die Drehzahl kleiner. Der Winkel zwischen $\mathfrak{M}$ und $\mathfrak{M}_2$ wird dann

kleiner als 90° . Dadurch wird ein Teil der MMK $\mathfrak{M}_2$ zur Erregung des Feldes $\mathfrak{N}$ verbraucht und der Rest zur Erzeugung des Drehmoments. Mit weiterer Vergrößerung von $\mathfrak{M}_2$ tritt ein Fall ein, bei dem $\gamma = 90^\circ$ wird. Dann liefert nur der Läufer die Erreger-MMK $\mathfrak{M}$, der Ständer hat keine Eigenfeldspannung, so daß infolge der Streuspannungen nur wenig über Synchronismus $\cos \varphi \approx 1$ wird. Es wird $OG = OA$. Will man Phasenkompensation unterhalb Synchronismus erhalten, so muß $OG > OA$ werden und $\gamma > 90^\circ$.

Als Ergebnis dieser Betrachtungen finden wir nun folgendes: Wir müssen zur Erzielung von $\cos \varphi \approx 1$ und günstigem Wirkungsgrad annähernd bei Synchronismus die MMK $\mathfrak{M}_2$ so groß machen, daß der Läufer allein einerseits die Erreger-MMK $\mathfrak{M}$ liefert, andererseits die MMK $\mathfrak{M}_1$ des Ständers aufhebt, also $\gamma \approx 90^\circ$ wird. Dafür wird dann das Verhältnis [Gl. (1048)]

$$\frac{\mathfrak{M}}{\mathfrak{M}_2} \approx 0,6 \div 0,4 \quad \text{und} \quad \varepsilon = 149 \div 158^\circ,$$

im Mittel $\varepsilon = 150^\circ$, und als größter Wert des Übersetzungsverhältnisses für die Kurzschlußlage der Bürsten

$$u_h \approx 1,17 \div 1,08, \text{ im Mittel } 1,12. \quad (1051)$$

Die Wahl der Drehzahl $n \approx n_1$ bietet auch den Vorteil, daß die Kurzschlußspannung e_{ks} gemäß Gl. (897) fast Null wird. Erst bei doppeltem Synchronismus ($n = 2n_1$) wird $e_{ks} = -e_k$ wie bei Stillstand. Die Eigenfeldspannung e_i kann jedoch nicht beseitigt werden, insbesondere nicht bei Läufererregung, da die kurzgeschlossene Spule sich im Läuferfelde bewegt, während zur Aufhebung von e_i ein entgegengesetzt gerichtetes Feld (etwa vom Ständer) erforderlich sein würde. Man muß daher $e_f' \gtrsim 3$ Volt halten, wofür noch der Bürstenwiderstand ausreicht. Wendepole werden nicht angeordnet, da man sonst auf die Regelung durch Bürstenverschiebung verzichten müßte und die Ausnutzbarkeit verringert werden würde.

2. Bestimmung der Abmessungen.

Gegeben sind:

- die synchrone Leistung N kWatt,
- „ Periodenzahl ν Hertz,
- „ synchrone Drehzahl n_1 Umdr./min.

Dazu wählt man oder berechnet in bekannter Weise:

Die Polpaarzahl $2p$, Schaltung der Läuferwicklung und Zahl der Ankerzweige $2a$, den Wirkungsgrad η , Leistungsfaktor $\cos \varphi$, Kurzschlußspannung e_k , Stegteilung t_k , höchste Drehzahl $n_{\max}$ [Gl. (1050)],

Geschwindigkeit $v_{k_{\max}}$ bzw. v_{k_1} am Stromwender, Stromdichte j_b . Dazu bestimmt man nun wie bei dem Einphasen-Hauptschlußmotor (B, 1) und nach A, 3 die Abmessungen des Stromwenders, die Läuferdrahtzahl s_a und den Kraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$.

Zur Ermittlung des Ständerdurchmessers D_2 und der Eisenlänge l könnte man die für Dreiphasen-Induktionsmotoren geltende Gl. (414) verwenden. Es ist jedoch vorteilhafter, D_2 und l in Abhängigkeit von der wichtigen Kurzschlußspannung e_k darzustellen. Gemäß Gl. (982) oder (983) findet man für die synchrone Drehzahl n_1 die Eisenlänge

$$l = \frac{\sqrt{2} \cdot e_k \cdot 10^6}{\frac{p}{a} \cdot \frac{s_a}{K} \cdot \mathfrak{B}_l \cdot v_1} = \frac{e_k \cdot 10^6}{\sqrt{2} \cdot w_k \cdot \mathfrak{B}_l \cdot v_1} \cdot \frac{a}{p} \text{ cm.} \quad (1052)$$

Ersetzt man darin v_1 nach Gl. (1) und führt diesen Wert von l in Gl. (414) ein, so ergibt sich der Ständerdurchmesser

$$D_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot (1 - k_{v_1}) \cdot k_m}{\pi \cdot f_{\mathfrak{B}} \cdot f_m \cdot f_1 \cdot \sigma_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi} \cdot \frac{w_k \cdot N \cdot 10^3}{e_k \cdot B_w} \cdot \frac{p}{a} \text{ cm,} \quad (1053)$$

oder mit den Mittelwerten $k_{v_1} = 0,05$, $f_{\mathfrak{B}} = 1,11$, $f_m = \frac{2}{\pi}$, $f_1 = 0,95$, $k_m = 1,25$, $\sigma_1 = 1,04$, $\eta = 0,82$, $\cos \varphi = 0,95$ wird

$$D_2 \approx \frac{w_k \cdot N \cdot 10^3}{e_k \cdot B_w} \cdot \frac{p}{a} \text{ cm.} \quad (1054)$$

Hierin ist der wirksame Strombelag $B_w = B$ bei 2 um 180 elektrische Grade auseinanderliegenden Bürsten einer Phase (Sechsbürstenschaltung). Dagegen führen bei Dreibürstenschaltung bzw. doppeltem Bürstensatz die induzierten Leiter einer Nut Ströme mit 120° Phasenunterschied in Ober- und Unterschicht. Jede Schicht hat den Strombelag $\frac{B}{2}$, also wird hierfür der wirksame Strombelag

$$B_w = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot B \text{ Amp./cm.} \quad (1055)$$

Für B und $\mathfrak{B}_l$ kann man Werte wählen, die für Einphasen-Hauptschlußmotoren mit Wendepolen (B, 3) angegeben sind.

Da nun in den Gl. (1052) und (1054) die Länge l und der Durchmesser D_2 bei gegebener Leistung N hauptsächlich durch die innerhalb enger Grenzen liegenden Größen e_k , $\mathfrak{B}_l$, B_w , v_1 festgelegt ist, wird eine wesentliche Änderung nur durch die Wahl von $\frac{p}{a}$, d. h. der Läuferwicklung, ermöglicht. Es gibt daher eine Grenze der Leistung

für ein gewisses Modell oder mit Rücksicht auf einen Vergleich für ein Polpaar, die sich aus Gl. (1054) bestimmt, wenn man

$$D_2 = \frac{p}{\pi} \cdot \frac{v_1}{\nu} \cdot 100$$

einführt. Somit erhält man als Grenzleistung

$$N_g = \frac{e_k \cdot v_1 \cdot B_w}{10 \cdot \pi \cdot \nu \cdot w_k} \cdot \frac{a}{p} \quad \text{kWatt/Polpaar,} \quad (1056)$$

die nur durch Vergrößerung von a (mehrfache Parallel- und Reihenschaltung) erhöht werden kann.

Für die Grenzwerte $e_k = 4$ Volt, $w_k = 1$, $v_1 = 25$ m/sec, $B_w = 300$ A/cm, $\nu = 50$ He, $\frac{p}{a} = 1$ erhalte man

$$N_g = 20 \text{ kWatt/Polpaar.}$$

Die Größe des Luftspalts δ wählt man etwa 50 bis 60 % größer als bei Induktionsmotoren und findet damit auch den Läuferdurchmesser D_3 [Gl. (438)].

Zur Berechnung der Ständerwicklung haben wir erst den Zusammenhang zwischen dem Übersetzungsverhältnis der MMKe u_h und den Windungszahlen w_1 und w_3 bzw. s_a festzustellen. Nun verhalten sich die MMKe wie die EMKe der zugehörigen Wicklungen, bezogen auf die gleiche Stromstärke.

Bezeichnen nun E_1 und E_2 die EMKe, J_1 und J_2 die Stromstärken im Ständer und Läufer für eine Phase, w_3 und w_4 die Windungszahlen des Zwischentransformators, so ergeben sich folgende Beziehungen:

Läuferstrom einer Phase:

$$J_2 = \frac{J_1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{w_3}{w_4} \text{ Amp.} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{ bei Dreibürsten-} \quad (1057)$$

Läuferzweigstrom:

$$i_2 = \frac{J_2}{a} = \frac{J_1 \cdot w_3}{a \cdot \sqrt{3} \cdot w_4} \text{ Amp.} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{ anordnung,} \quad (1058)$$

$$J_2 = J_1 \cdot \frac{w_3}{w_4} \text{ Amp.,} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{ bei Sechsbürsten-} \quad (1059)$$

$$i_2 = \frac{J_2}{a} = \frac{J_1}{a} \cdot \frac{w_3}{w_4} \text{ Amp.,} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} \text{ anordnung.} \quad (1060)$$

Das Übersetzungsverhältnis ist nun:

$$u_h = \frac{E_{2d0}}{E_1} \cdot \frac{J_2}{J_1}. \quad (1061)$$

Ersetzt man darin $E_{2_{d_0}}$ nach Gl. (910) und E_1 nach Gl. (955), so wird für Dreibürstenanordnung mit Gl. (1057):

$$u_{h_3} = \frac{\sqrt[3]{2} \cdot \nu \cdot \frac{s_a}{2a} \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt[3]{3}}{\sqrt[3]{2} \cdot \nu \cdot \pi \cdot w_1 \cdot f_1 \cdot \sigma_1 \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8}} \cdot \frac{J_1 \cdot w_3}{\sqrt[3]{3} \cdot w_4 \cdot J_1}$$

oder

$$u_{h_3} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{s_a}{f_1 \cdot \sigma_1 \cdot 2a \cdot w_1} \quad (1062)$$

und für Sechsbürstenanordnung $\left(\sin \frac{180^\circ}{m_2} = 1\right)$ mit Gl. (1059)

$$u_{h_6} = \frac{\sqrt[3]{2} \cdot \nu \cdot \frac{s_a}{2a} \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8}}{\sqrt[3]{2} \cdot \nu \cdot \pi \cdot w_1 \cdot f_1 \cdot \sigma_1 \cdot \mathfrak{N}_{\max} \cdot 10^{-8}} \cdot \frac{J_1 \cdot w_3}{w_4 \cdot J_1}$$

oder

$$u_{h_6} = \frac{1}{\pi \cdot f_1 \cdot \sigma_1} \cdot \frac{s_a}{2a \cdot w_1} = 2 \cdot u_{h_3}. \quad (1063)$$

Für Doppelbürstenanordnung (Index d) mit dem Bürstenwinkel β ist $\sin \frac{\beta}{2}$ statt $\sin \frac{180^\circ}{m_2}$ einzuführen, so daß man erhält:

$$u_{h_d} = u_{h_6} \cdot \sin \frac{\beta}{2}. \quad (1064)$$

Aus Gl. (1062) bis (1064) ergeben sich nun für die betreffenden Bürstenanordnungen die Windungszahlen einer Phase im Ständer

$$w_{1_3} = \frac{1}{2\pi \cdot f_1 \cdot \sigma_1} \cdot \frac{s_a}{2a \cdot u_{h_3}}, \quad (1065)$$

$$w_{1_6} = \frac{1}{\pi \cdot f_1 \cdot \sigma_1} \cdot \frac{s_a}{2a \cdot u_{h_6}}, \quad (1066)$$

$$w_{1_d} = \frac{1}{\pi \cdot f_1 \cdot \sigma_1} \cdot \frac{s_a \cdot \sin \frac{\beta}{2}}{s_a \cdot u_{h_d}}. \quad (1067)$$

Dabei ist für $u_{h_3} = u_{h_6} = u_{h_d} = u_h$ der Wert nach Gl. (1051) zu wählen.

Mit Hilfe der Gl. (910) wird nun die Klemmenspannung des Läufers (bei $k_{v_2} = 0,07 \div 0,03$)

$$E_{k_2} = (1 + k_{v_2}) \cdot E_{2_{d_0}} \text{ Volt} \quad (1068)$$

und entsprechend Gl. (945) die Klemmenspannung einer Phase des Motors (bei $k_v = 0,12 \div 0,06$)

$$E_{k_1} = \frac{(1 + k_v)}{\cos \varphi} \cdot E_{2_{d_0}} \text{ Volt}. \quad (1069)$$

Im Ständer tritt dann eine Stromstärke auf [Gl. (946)]

$$J_1 = \frac{N \cdot 10^3}{3 \cdot E_{k_1} \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{N \cdot 10^3}{3 \cdot (1 + k_v) \cdot E_{2d_0} \cdot \eta} \text{ Amp.} \quad (1070)$$

Wählt man nun die Stromdichte j_1 , so findet man q_1 und die Nutenform.

Der Feldstrom J_{0_s} zur Erregung des Kraftflusses $\mathcal{H}_{\max}$ fließt nicht wie bei Induktionsmotoren im Ständer allein, sondern verteilt sich, wie wir vorher gesehen haben, auf Ständer und Läufer, wenn man eine Phasenkompensierung erhalten will. Bei Synchronismus und $\cos \varphi \approx 1$ führt nur der Läufer den gesamten Feldstrom $J_{0_{s_2}} = J_{0_s}$. Mit übersynchroner Drehzahl wird $J_{0_{s_2}} < J_{0_s}$ und im Ständer fließt der Rest $J_{0_{s_1}}$. Unterhalb der synchronen Drehzahl wird $J_{0_{s_2}} > J_{0_s}$ und $J_{0_{s_1}}$ negativ. Die Teil-Feldströme sind also von der Schlüpfung s abhängig.

Der gesamte Feldstrom J_{0_s} , bezogen auf die Windungszahl w_1 des Ständers, läßt sich nach Gl. (557) bzw. (558) berechnen. Für die Teilströme $J_{0_{s_1}}$ und $J_{0_{s_2}}$ muß nun für $\cos \varphi \approx 1$ die gesamte Feldleistung beider Ströme Null sein, also

$$E_1 \cdot J_{0_{s_1}} + E_2 \cdot J_{0_{s_2}} = 0. \quad (1071)$$

Daraus folgt mit Gl. (907) und (955)

$$\frac{J_{0_{s_1}}}{J_{0_{s_2}}} = - \frac{E_2}{E_1} = - \frac{s_a \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}}{2a \cdot w_1 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \sigma_1} \cdot s = - \frac{s}{u}, \quad (1072)$$

wenn man als Übersetzungsverhältnis der Spannungen (II, 15) für Dreibürstenanordnung

$$u = \frac{2a \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \sigma_1 \cdot w_1}{s_a \cdot \sin \frac{180^\circ}{m_2}} \quad (1073)$$

einsetzt, während für Sechsbürstenanordnung $\sin \frac{180^\circ}{m_2}$ fortfällt.

Aus Gl. (1072) folgt weiter

$$J_{0_{s_1}} = - \frac{s}{u} \cdot J_{0_{s_2}} \text{ Amp.} \quad (1074)$$

Ferner gilt die Beziehung

$$J_{0_s} = J_{0_{s_1}} + J'_{0_{s_2}} = J_{0_{s_1}} + \frac{J_{0_{s_2}}}{u} \text{ Amp.} \quad (1075)$$

Ersetzt man J_{0s_1} aus Gl. (1074), so folgt

$$J_{0s} = \frac{J_{0s_2}}{u} \cdot (1 - s) \quad \text{oder} \quad J_{0s_2} = \frac{u}{1 - s} \cdot J_{0s} \text{ Amp.} \quad (1076)$$

und
$$J_{0s_1} = \frac{s}{1 - s} \cdot J_{0s} \text{ Amp.} \quad (1077)$$

Die weitere Berechnung kann nach den Angaben für die Induktionsmotoren erfolgen. Für die Untersuchung der Kurzschlußvorgänge gelten die Ausführungen für Einphasen-Hauptschlußmotoren (B, 5).

F. Der Dreiphasen-Nebenschlußmotor (DNM).

1. Bauart und Wirkungsweise.

Wie der Gleichstrom-Nebenschlußmotor im Feld und Anker vom Netz aus gespeist wird, so zählt auch der Dreiphasen-Nebenschlußmotor zu den doppelt gespeisten Motoren, allerdings mit dem Unterschied, daß beim Gleichstrommotor die Drehzahl durch Veränderung des Feldes eingestellt wird, während beim Dreiphasenmotor das von einer Wicklung erzeugte Treibfeld unverändert durch die gleichbleibende Netzspannung gehalten, dagegen die Einstellung der Drehzahl durch Veränderung der Spannung der anderen Wicklung bewirkt wird. Nun ist es für die Wirkungsweise gleichgültig, ob die Ständer- oder Läuferwicklung an das Netz angeschlossen wird. Demgemäß gibt es zwei verschiedene Ausführungsformen von Dreiphasen-Nebenschlußmotoren, je nachdem der Ständer oder Läufer von der unveränderten Netzspannung gespeist wird. Beiden Arten ist aber gemeinsam, daß ihre Drehzahl sich nur in geringem Maße mit der Belastung infolge des Spannungsverlustes ändert (Nebenschlußcharakteristik).

Betrachten wir zuerst den im Ständer gespeisten Motor, so ergibt sich folgende Schaltung (Fig. 124), wobei statt eines besonderen Nebenschluß-Transformators zur Lieferung der Arbeitsspannung des Läufers E_{s_2} die Ständerwicklung (1) in Stern-Dreieckschaltung nach F. Eichberg¹⁾ Anzapfungen erhält, denen verschiedene Drehzahlen zukommen. Für Ständerspannungen über 250 Volt empfiehlt es sich, den zur Regelung der Drehzahl dienenden Teil (3) zwischen den Anschlüssen $a_1 \div f_1$ der Ständerwicklung (1) $U \div a_1$ als gesonderte Wicklung auszuführen und in den gleichen Nuten wie die Ständerwicklung zu verlegen (Allmänna Svenska Elektriska A.-B., Vesterås).

Die Wirkungsweise dieses Motors ist nun folgende: Liegen die veränderlichen Zuleitungen zum Läufer (2), dessen Windungszahl je

¹⁾ D.R.P. Nr. 180112.

Phase w_2 ist, auf den Abzweigungen f_1, f_2, f_3 , wobei die Windungszahl/Phase bis zum Spannungsmittelpunkt O (etwa bei Abzweigung c) bzw. bei einem Nebenschlußtransformator auf der Läuferseite gleich w_3 sein soll, so wird dem Läufer entsprechend dem Übersetzungsverhältnis

$$u_n = \frac{w_3}{w_2} \quad (1078)$$

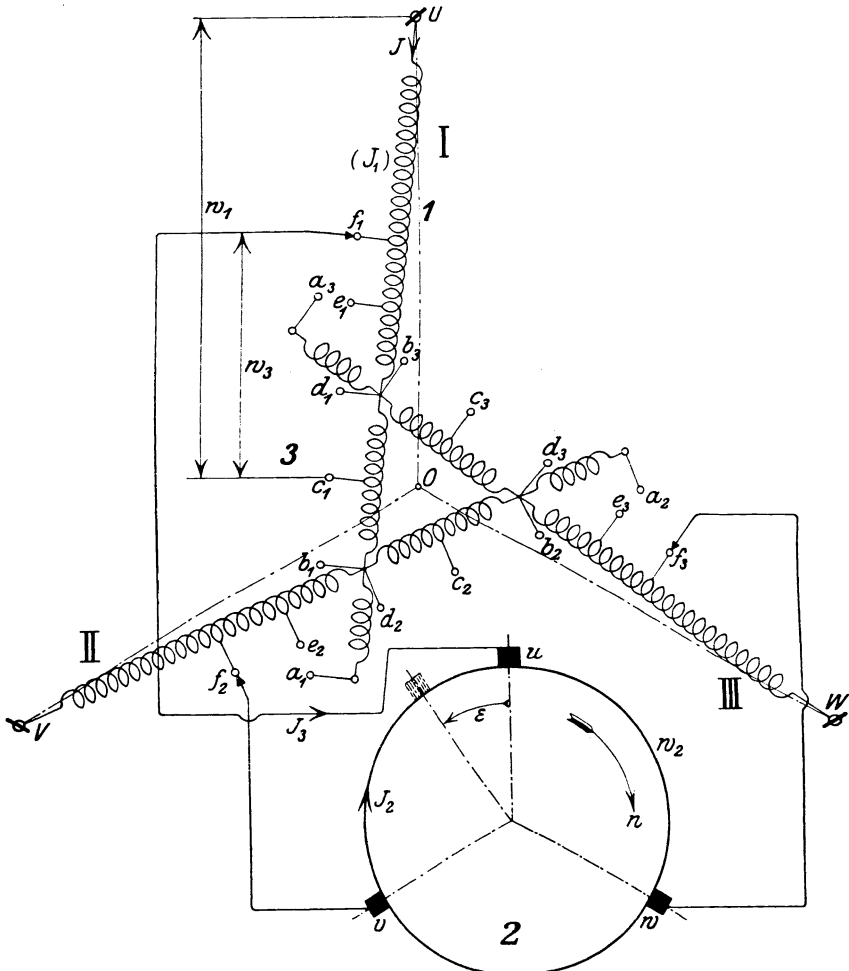


Fig. 124.

eine Spannung $E_3 = Of$ aufgedrückt, die mit ihrem Leistungsanteil $E_{3f} \approx E_3$ der im Läufer nach Gl. (907) vom Hauptfeld $N_{\max}$ induzierten EMK $E_2 (= E_{2d})$ entgegenwirkt, da sie nahezu um 180° gegen E_2 ver-

schoben ist (Fig. 125), wobei die Bürsten in der Ständerachse ($\varepsilon = 0$) liegen sollen. Ist $u_n = 1$, d. h. $E_3 = E_2$, so wird die wirksame Spannung $E_{w_2} = E_2 - E_{3_l} = 0$ und der Läufer steht still ($s = 1$).

Verschiebt man die Läuferzuleitungen nach e , so wird $E_3 < E_2$ und der Läufer nimmt eine gewisse Drehzahl n an ($s < 1$) entsprechend $E_{w_2} = E_2 - E_{3_l}$ als Differenz der Spannung E_2 , die mit kleinerer Schlüpfung ebenfalls abgenommen hat und der Arbeitsspannung E_{3_l} als Anteil von $E_3 = O_e$, der in die Richtung von E_2 fällt. Der andere, senkrecht zu E_2 stehende Anteil von E_3 , nämlich E_{3_s} , ruft einen Strom im Läufer hervor, dessen MMK einen Teil des Hauptfeldes erzeugt und dadurch den Ständer von einem Teil des Magnetisierungs- oder Feldstromes $J_{0_{s_1}}$ entlastet. Diese Kompensations- oder Phasenausgleichsspannung E_{3_s} kann bei gewöhnlicher Ständerwicklung und Nebenschlußtransformator durch Verschiebung des ganzen Bürstensatzes um einen $\times \varepsilon$ gegenüber der Ständerachse gegen die Drehrichtung erhalten werden.

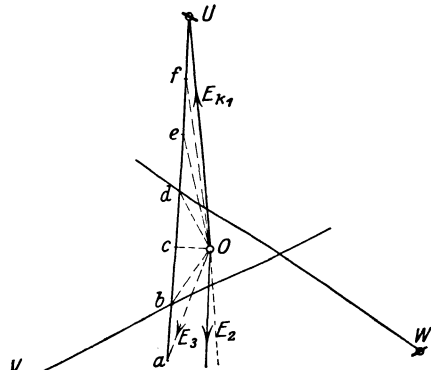


Fig. 125.

Je weiter wir nun die Zuleitungskontakte in der Richtung nach a hin verschieben, um so mehr steigt die Drehzahl n und der Leistungsfaktor $\cos \varphi$. Beim Übersetzungsverhältnis $u_n = 0$ wird $E_{3_l} = 0$ und die zur Erzeugung des Läuferzweigstromes i_2 [Gl. (1058) bzw. (1060)] erforderliche wirksame Spannung

$$E_{w_2} = i_2 \cdot \sqrt{R_2^2 + S_2^2} = E_2$$

wird allein vom Läufer wie in einem Induktionsmotor hervorgerufen. Da sie verhältnismäßig klein (etwa 5% bei Nennlast) ist, so wird auch die Drehzahl nur um etwa $s = 5\%$ unter der synchronen liegen. Dieser Zustand würde durch Anschluß des Läufers an die Punkte c auftreten, wofür $E_3 = Oc$ fast senkrecht zu E_2 steht, also eine reine Phasenausgleichsspannung darstellt.

Wollen wir nun die Drehzahl weiter steigern, so müßte E_{3_l} seine frühere Richtung umkehren und mit E_2 gleichgerichtet werden, da $E_2 < E_{w_2}$ wird und allein den Strom i_2 nicht mehr aufrechterhalten kann. Bei Synchronismus ($s = 0$) wird $E_2 = 0$ und E_{w_2} am kleinsten,

da $S_2 = 0$ wird. Für übersynchronen Lauf kehrt E_2 seine Richtung um, so daß $E_{w_2} = E_{s_2} - E_2$ und u_n negativ wird (Stellung b). Um den Synchronismus herum muß also E_3 seine Phase sehr stark ändern. Dazu ist es bei Verwendung eines Nebenschlußtransformators vorteilhaft, die Bürsten entsprechend zu verschieben. Diese Maßnahme ist jedoch bei der Ständerwicklung in Fig. 124 durch Anwendung einer Stern-Dreieckschaltung vermieden, da die EMK E_3 beim Übergang der Läuferzuleitung von d über c nach b ihre Phase stark (um den $\sphericalangle dOb$ in Fig. 125) ändert. Stellung a gibt die höchste Drehzahl n für einen negativen Wert von u_n .

Allgemein ändert man das Übersetzungsverhältnis zwischen den Grenzen $u_n = +0,5$ und $u_n = -0,5$ für $n_0 \approx 0,5 n_1$ bis $n_0 \approx 1,5 \cdot n_1$ bei Leerlauf. Infolge des Spannungsabfalls E_{w_2} bei Belastung wird die Drehzahl n um die hierdurch bedingte Schlüpfung von $5 \div 8\%$ kleiner. Andererseits bewirken die Kurzschlußströme eine Erhöhung der Leerlaufdrehzahl n_0 um etwa 10% bei $u_n = +0,5$ und eine Erniedrigung um etwa 4% bei $u_n = -0,5$. Weiter tritt noch eine Erhöhung der Drehzahl n_0 auf durch die Feldspannung $J_{0_2} \cdot S_2$ des Leerlaufstromes J_{0_2} im Läufer unter der Einwirkung der Phasenausgleichsspannung E_{s_2} . Gegenüber dem Hauptschlußmotor brauchen hierbei die Ströme im Ständer und Läufer nicht die gleiche Phase zu haben. Der Dreiphasen-Nebenschlußmotor kann also bei geeigneter Größe und Phase der dem Läufer zugeführten Spannung (E_3) mit beliebiger Drehzahl n laufen.

Die umgekehrte Anordnung mit Läuferspeisung, bei der Ständer und Läufer ihre Rollen vertauschen, zeigt Fig. 126. Der Anschluß ans Netz erfolgt dabei über die Schleifringe S mit den Zuleitungen U, V, W der dreiphasigen Läuferwicklung 1 (bis 550 Volt). Der Läufer enthält noch eine Gleichstrom-Kommutatorwicklung 3, die bei älteren Ausführungen zwecks Kupferersparnis mit der Wicklung 1 verkettet ist, dagegen bei der neueren Bauart getrennt ist, um keine gefährlichen Spannungen am Stromwender zu erhalten. Auf dem Stromwender K befindet sich für jede Phase ein doppelter Bürstensenatz, mit denen eine nach Größe und Phase veränderliche EMK E_3 von den Windungen w_3 zur Speisung der Ständerwicklung 2 abgegriffen werden kann. Beim Anlauf stehen die Bürsten einer Phase in a auf einem Durchmesser um den $\sphericalangle \varepsilon$ gegen die Achse der Wicklung 1 verschoben, wobei die Bürsten des einen Satzes in der Mitte zwischen denen des anderen Satzes liegen.

Zur Steigerung der Drehzahl werden die mit u, v, w verbundenen Bürsten (schwarz) in der Drehrichtung, die an x, y, z angeschlossenen gegen dieselbe verschoben. Die eingezeichnete Stellung der Bürsten

gilt für Untersynchronismus. Da nun mit Änderung der Drehzahl auch der Leistungsfaktor und umgekehrt sich ändert, müßte zur Erzielung von $\cos \varphi = 1$ die Phase von E_3 durch verschiedene Bürstenwinkel ε bzw. verschiedene Geschwindigkeiten der beiden Bürstensätze eingestellt werden. Doch genügt es, zur Erzielung eines möglichst hohen Leistungsfaktors, den in der Drehrichtung verschobenen Bürstensatz etwa um 10% schneller als den anderen zu bewegen, wozu Zahnradantriebe mit verschiedenem Übersetzungsverhältnis dienen¹⁾. Liegen die Bürsten einer Phase auf demselben Stromwendersteg, so ist die Ständerwicklung 2 kurzgeschlossen und der

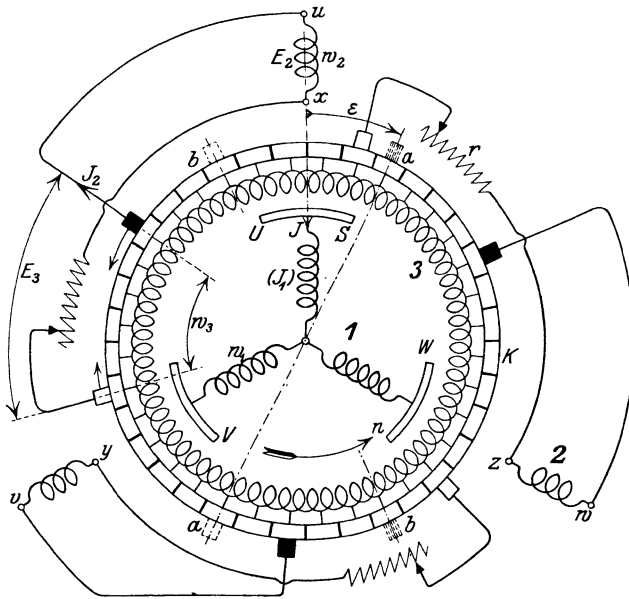


Fig. 126.

Motor arbeitet dann in der Nähe des Synchronismus wie ein Induktionsmotor. Bei weiterer Drehung der Bürsten steigt die Drehzahl weiter, wobei E_3 und E_3 ihre Richtung umkehren, bis in der um den ε nach der anderen Seite der Wicklungsachse 1 verschobenen Stellung b der Bürsten der Motor die höchste Drehzahl besitzt, Zwecks größerer Änderung der Drehzahl und zum Anlassen wird auch ein Schlupf Widerstand r eingeschaltet.

Während der Motor mit Ständerspeisung (Fig. 124) zur Regelung der Drehzahl einen umfangreichen Schaltapparat und gegebenen-

¹⁾ Vgl. SSW. 1923, TWL. 589 und Mitteilung. 2099.

falls einen Transformator erfordert, besitzt die im Läufer gespeiste Anordnung (Fig. 126) verschiedene Vorzüge infolge des Fortfalls alles Zubehörs. Auch die Schaltung ist einfacher und die Drehzahl stufenlos regelbar durch Änderung des Abstandes der beiden Bürstensäetze gegeneinander. Will man aber den Leistungsfaktor verändern, so ist der ganze Bürstenapparat gegenüber der Wicklungsachse 1 zu verstellen.

Da nun bei Einstellung eines Leistungsfaktors $\cos \varphi \approx 1$ die Läuferwicklung 2 bei $u_n = \pm 0,5$ und $J_2 = -J_3$ für Ständerspeisung (Fig. 124) infolge ihrer größeren Windungszahl gegenüber 3 die größere MMK besitzt, also die Erregung des Hauptfeldes $\mathfrak{N}_{\max}$ besorgt, zeigt sich beim Nebenschlußmotor mit Läuferpeisung (Fig. 126), daß die feststehende Wicklung des Ständers wie bei einem Gleichstrommotor das Hauptfeld erzeugt.

Schließlich wäre noch auf einen Unterschied in der Wirkungsweise der beiden Ausführungen hinzuweisen. Nehmen wir in beiden Fällen den Drehsinn des Drehfeldes gleich (z. B. Uhrzeigersinn) an, dann bewegt sich bei Ständerspeisung der Läufer in gleicher, bei Läuferpeisung in entgegengesetzter Richtung. Nun besitzt bei Läuferpeisung das Drehfeld gegenüber dem Läufer die gleiche Relativgeschwindigkeit n_1 unabhängig von seiner eigenen Drehzahl n . Da beide gegeneinander laufen, wird die absolute Drehzahl des Feldes gegenüber dem Ständer oder Raum $n_s = n_1 - n$. Bei Synchronismus steht also das Feld still, so daß $E_2 = 0$ wird. Steigt die Drehzahl weiter, so wird n_s negativ, d. h. das Feld bewegt sich im Raume in gleicher Richtung wie der Läufer.

Die Bauart des Nebenschlußmotors ist weiter von großem Einfluß auf die Abmessungen des Stromwenders. Bei Ständerspeisung muß er für die ganze Leistung gebaut werden. Dagegen hat er bei Läuferpeisung nur die der Schlüpfung entsprechende Leistung auf die Ständerwicklung zu übertragen. Da aber die Schlüpfung vom Übersetzungsverhältnis u_n und dieses von dem Umfang der Regelung abhängig ist, also $u_n = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{n_s}{n_1}$ gemacht wird, erhält der Stromwender kleinere Abmessungen. Für den gebräuchlichen Fall, daß $u_n = \pm 0,5$ nicht überschreitet, wird die Länge des Stromwenders höchstens für die halbe Motorleistung berechnet, was ein weiterer Vorzug der Läuferpeisung ist.

Um nun die Vorgänge im Motor übersehen zu können, stellen wir uns das Spannungsdiagramm (Fig. 127) für Untersynchronismus dar. Das Feld $\mathfrak{N}$, hervorgerufen durch den Feldstrom $J_{0,} = 0,4$, induziert im Läufer gemäß Gl. (907) die mit der Schlüpfung

veränderliche EMK $E_2 = OB$. Von der Abzweigung der Ständerwicklung mit w_3 Windungen bzw. einem Nebenschlußtransformator wird dem Läufer eine EMK

$$E_3 = E_1 \cdot \frac{w_3}{w_1} = OD \quad (1079)$$

aufgedrückt, deren Phase gegenüber der Klemmenspannung E_{k_1} bei Stern-Dreieckschaltung des Ständers einem gleichwertigen Bürstenverschiebungswinkel ε entspricht.

Beide EMKe E_2 und E_3 ergeben die wirksame EMK im Läufer $E_{w_3} = OF$, die sich nach $E_{v_2} = OG$ und $E_{s_2} = GF$ zerlegt. In Richtung von E_{v_2} liegt die Läuferstromstärke $J_2 = OP$. Aus $J_{0_s} = OA$ und $J_{0_l} = J_{hw} = AH$ findet man dann den Leerlaufstrom $J_0 = OH$.

Trägt man daran den zum Ausgleich der MMK des Läufers im Ständer erforderlichen Strom

$$J_2' = -\frac{w_2 \cdot f_2}{w_1 \cdot f_1} \cdot J_2 = HK \quad (1080)$$

an, so wird die Stromstärke im Ständer $J_1 = OK$. Addieren wir nun dazu geometrisch unter dem $\times \varepsilon$ den Ständerstrom

$$J_3 = J_2 \cdot \frac{E_3}{E_{k_1}} = KR, \quad (1081)$$

so ergibt sich die dem Netz entnommene Stromstärke $J = OR$. Zum Ausgleich der Läufer-Spannung

E_2 bzw. zur Erzeugung des Feldes $\mathfrak{R}$ wird von der Klemmenspannung der Anteil

$$E_1 = \frac{E_2}{s} \cdot \frac{w_1 \cdot f_1}{w_2 \cdot f_2} = OL \quad (1082)$$

verbraucht. Trägt man daran $E_{v_1} = LM$ in Phase mit J_1 und $E_{s_1} = MN$ senkrecht dazu an, so erhält man die Klemmenspannung des Motors $E_{k_1} = ON$ und die Phasenwinkel

$$\times \varphi_1 = \times NOK \quad \text{und} \quad \times \varphi = \times NOR.$$

Mit steigender Drehzahl n wird E_2 immer kleiner. Damit nun E_{w_3} bzw. J_2 ihre Größe und nahezu auch die Richtung bei gleichem

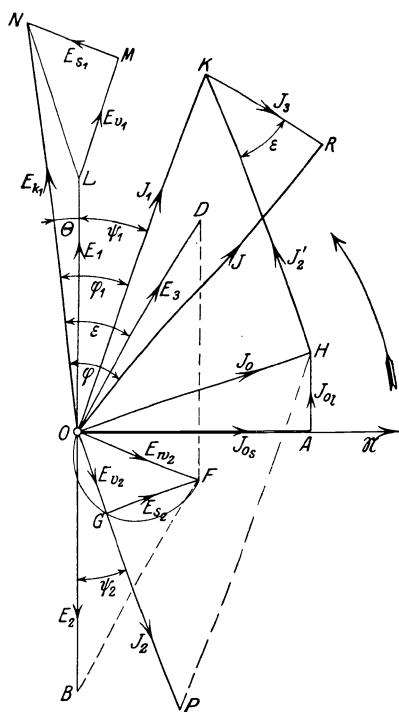


Fig. 127.

Drehmoment beibehalten, muß die Spannung E_3 ihre Phase ändern, so daß $\angle \varepsilon$ größer wird. Bei Übersynchronismus fällt E_2 in die um 180° verschobene Richtung, und $\angle \varepsilon$ wird $> 90^\circ$. Dadurch ist man instande, auch die Phase φ_1 bzw. φ so zu verändern, daß der Leistungsfaktor gleich 1 und φ sogar voreilend werden kann, wie wir es auch schon beim Einphasen-Nebenschlußmotor kennengelernt haben.

Will man die Arbeitsweise des Motors für unveränderliche Klemmenspannung bei verschiedenen Belastungen untersuchen, so stellt man sich das Stromdiagramm¹⁾ in Form eines Kreises dar und kann daraus die Eigenschaften des Motors entnehmen.

2. Bestimmung der Abmessungen.

Gegeben sind:

- die synchrone Leistung N kWatt,
- „ Periodenzahl ν Hertz,
- „ synchrone Drehzahl n_1 Umdr./min.

Nun wählt man entsprechend der Regelung der Drehzahl das Übersetzungsverhältnis u_n (allgemein $\pm 0,5$) und ermittelt dann in gleicher Weise, wie es für den Dreiphasen-Hauptschlußmotor ($E, 2$) angegeben ist, die Polzahl $2p$, Läuferdrahtzahl s_a , Kraftfluß $\mathfrak{N}_{\max}$, Ständerdurchmesser D_2 , Eisenlänge l und die zugehörigen Wicklungen. In welcher Weise die beiden Motorenarten sich nach gleichen Grundsätzen aufbauen und berechnet werden, ist von R. Rüdenberg²⁾ gezeigt worden.

3. Phasenausgleich von Induktionsmotoren.

Die Ursachen der Phasenverschiebung zwischen Stromstärke und Spannung eines Induktionsmotors liegt in der Aufnahme eines zur Erzeugung des Drehfeldes notwendigen Magnetisierungs- oder Feldstromes J_{0g} aus dem Netz mit der vollen Spannung und Periodenzahl und in dem Vorhandensein der Streuung der Wicklungen, wodurch eine große Feldleistung verbraucht wird, die eine Verringerung des Leistungsfaktors bedingt.

Es gibt nun zwei Hilfsmittel, um den Leistungsfaktor zu verbessern bzw. auf die Einheit zu bringen. Das eine beruht in der Verwendung eines Kondensators, der die Eigenschaft besitzt, einen gegenüber der Klemmenspannung phasenvoreilenden Strom aufzunehmen. Hat der Kondensator eine solche Kapazität C , daß sein

¹⁾ Linker: El. Meßkunde, 3. Aufl., S. 478.

²⁾ ETZ. 1920, S. 265, 289.

Ladestrom J_c ebenso groß ist wie der nacheilende Feldstrom J_{0s} des Motors, so heben sich beide Ströme bezüglich des Netzes auf und der Motor nimmt nur einen Leistungsstrom zur Deckung der aufgenommenen Leistung und der Kondensatorverluste auf. Andererseits läßt sich der Vorgang auch dahin auslegen, daß der Energieinhalt des Magnetfeldes, der bisher zwischen Motor und Netz hin- und herpendelte, jetzt in dem durch Motorwicklung und Kondensator gebildeten Schwingungskreis auf- und niederwogt, wodurch der Motor gewissermaßen „selbsterregend“ arbeitet.

Würde man nun bei Motoren für niedrige Spannung den Kondensator direkt an die Klemmen anschließen, so müßte seine Kapazität C unverhältnismäßig hoch und seine Abmessungen demgemäß groß werden, um einen genügenden Ladestrom aufzunehmen.

Weiter hätte diese Anordnung den großen Nachteil, daß große Stromstöße beim Einschalten bzw. bei Kurzschlüssen auftreten und dazu bei Abweichungen der Spannungskurve von der Sinusform sich starke Oberwellen der Ladeströme ausbilden.

Alle diese Übelstände lassen sich nun dadurch beseitigen, daß man den Kondensator an eine höhere Spannung anschließt und induktive Zuleitungen verwendet. Das wird erreicht durch eine Schaltung, die der Verfasser im Januar 1924 ausgearbeitet hat. Sie besteht aus der normalen Ständerwicklung, in deren Nuten sich noch eine zusätzliche Hilfswicklung befindet. Diese ist nach Art eines Spartransformators mit der Hauptwicklung verbunden und liefert die erhöhte Spannung für den Kondensator. Ihre Induktivität wirkt weiter dämpfend auf die Ausbildung der Oberwellen des Ladestroms. Die Berechnungen haben ergeben, daß man mit Ladespannungen von 3000 bis 4000 Volt brauchbare Abmessungen erhält. Die praktischen Untersuchungen haben jedoch gezeigt, daß es schwierig ist, die hierfür notwendigen Kondensatoren in nicht zu großen Abmessungen und genügend betriebssicherer Ausführung herzustellen, so daß ein derartiger Phasenausgleich für Motoren von größerer Leistung nicht als wirtschaftlich betrachtet werden kann. Daher ist eine praktische Verwertung dieses Gedankens unterblieben.

Inzwischen ist von der Firma Neufeldt & Kuhnke, Kiel, ein mit gleicher Schaltung¹⁾ gebauter Motor auf den Markt gebracht, der zufriedenstellend arbeiten soll.

Das andere Hilfsmittel zum Phasenausgleich besteht darin, daß der Strom zur Erregung des Feldes von dem Motor selbst erzeugt wird, wofür im allgemeinen eine besondere Hilfswicklung mit Stromwender als Frequenzwandler zur Verwendung kommt.

¹⁾ DRP. 410873, veröff. März 1925.

Nun ist es für die Wirkungsweise des Motors gleichgültig, ob sein Magnetfeld $\mathfrak{N}$ vom Ständer oder Läufer erregt wird, da ja zu seiner Erzeugung nur eine unausgeglichene MMK $\mathfrak{M}_0 = 2p \cdot \mathfrak{M}_p$ erforderlich ist, die sich als Gesamtwirkung der MMK $\mathfrak{M}_1$ des Ständers und $\mathfrak{M}_2$ des Läufers ausbildet.

Wir haben nun beim ein- und mehrphasigen Nebenschlußmotor festgestellt, daß eine Verbesserung des Leistungsfaktors möglich ist, wenn man die Erregung des Feldes durch den Läufer bzw. den Teil bewirkt, in welchem der Strom nur mit einer geringen Periodenzahl wechselt. Da nämlich die Feldleistung bestimmt ist durch die Gleichung

$$N_{0s} = c \cdot E_i \cdot \mathfrak{M}_0, \quad (1083)$$

und die in einer Windung induzierte Spannung E_i Volt/Windung bei gleichbleibendem Feld $\mathfrak{N}$ und MMK $\mathfrak{M}_0$ im Läufer im Verhältnis der Schlüpfung s gegenüber der im Ständer erzeugten vermindert ist, wird die Feldleistung N_{0s} nur einen kleinen Wert annehmen, wenn man den Erregerstrom dem Läufer (Sekundärteil) zuführt. Nun ist die Läuferspannung E_2 um 90° gegenüber dem Feld $\mathfrak{N}$ nachteilig verschoben, während der Erregerstrom des Feldes J_{0s} in Phase mit ihm ist, also um 90° gegen E_2 voreilt. Es muß demnach dem Läufer ein um 90° gegenüber der EMK E_2 voreilender Strom zugeführt werden, wozu eine EMK E_3 gehört, die nahezu gleiche Phase mit dem Erregerstrom besitzt, da bei der geringen Frequenz des Erregerstromes die Streuspannung sehr klein ist. Gegenüber dem Läuferstrom J_2 ist E_3 nahezu um 90° voreilend verschoben. Diese Möglichkeit ist uns aber gegeben in der Verwendung einer Schaltungsweise, wie wir sie vom Dreiphasen-Nebenschlußmotor her kennen.

Die erste derartige Ausführung ist von A. Heyland¹⁾ angegeben worden. Dabei wird der mit Stromwender versehenen Läuferwicklung der Erregerstrom mit Hilfe von 3 Bürsten für 1 Polpaar aus einer kleinen Hilfswicklung des Ständers oder Anzapfungen der Ständerwicklung selbst zugeführt. Die Bürsten sind dabei um 90 elektr. Grad gegen die Drehrichtung des Feldes aus der Ständerachse verschoben. Damit der Arbeitsstrom des Läufers von den Bürsten und andererseits die Oberwellen des Erregerstromes von der Erregerwicklung ferngehalten werden, wurden die Verbindungen zum Stromwender durch induktionsfreie Widerstände geschlossen, so daß bei der geringen Stegzahl die Stromwendung funkenfrei verlief. Diese Anordnung besaß aber den Nachteil, daß die Widerstände größere Bürstenströme als die Erregerströme verlangten und die Verluste damit erhöht wurden.

¹⁾ ETZ 1901, S. 633; 1902, S. 28, 533; 1903, S. 51, 72, 95; El. 1901, 16. Aug., S. 623; Ecl. El. 1901, 26. Okt., S. 113.

Nach der gleichen Grundschaltung, nur mit kleinen Abänderungen, sind neuere Formen gebaut worden von den Volta-Werken, Ziehl-Abegg¹⁾, den Siemens-Schuckert-Werken²⁾ (bis 5,5 kW), Maffei-Schwartzkopf-Werken und Deutschen Werken nach einer von F. Kade³⁾ angegebenen Bauart.

Eine andere Ausführung, bei der die Wirkungsweise von Ständer und Läufer vertauscht ist, wurde von Osnos⁴⁾ bekannt gegeben. Hierbei liegt der Läufer über Schleifringe am Netz, während der Ständerwicklung der Feldstrom über Stromwender und Bürsten zugeführt wird, ähnlich wie beim Dreiphasen-Nebenschlußmotor (Fig. 126), nur mit einfachem Bürstensatz.

In dieser Form wird er auch von den Siemens-Schuckert-Werken⁵⁾ mit außerhalb des Lagerschildes liegenden, gekapselten Schleifringen über 5,5 kW Leistung hinaus gebaut.

Eine kleine Abänderung dieser Bauart zeigt der kompensierte Motor des Sachsenwerk⁶⁾. Er besitzt im Läufer eine besondere Hilfswicklung (Kompensationswicklung) mit Stromwender, mit der ebenfalls über einen einfachen Bürstensatz die Ständerwicklung hintereinander geschaltet ist. Da die Spannung an den Bürsten nur 6 bis 15 Volt beträgt, arbeitet der Motor funkenfrei und zeigt auch bezüglich Wirkungsgrad und Überlastung günstige Werte. Nun hat die Läufer speisung den Nachteil, daß eine Wicklung für Hochspannung nicht möglich ist. Deshalb werden die Motoren für Leistungen über 150 kW mit Ständerspeisung ausgeführt, um einen Transformator zu vermeiden.

Auch die Allgemeine El.-Gesellschaft baut ihren Motor nach Weiler⁷⁾ in gleicher Weise, aber mit einer für die günstige Stromwendung erwünschten starken Schrittkürzung von $\frac{1}{6}$ bis $\frac{1}{9}$ Polteilung in der Hilfswicklung.

Eine der Schaltung von Osnos ähnliche Läuferwicklung enthält der kompensierte Motor der Firma Neufeldt & Kuhnke, Kiel, wobei die Hilfswicklung im Sternpunkt der Läuferhauptwicklung gelegen ist (vgl. Fig. 126). Eine einfachere Bürstenausführung mit 2 Bürsten je Polpaar zeigt eine andere Konstruktion (Fynn-Motor) der Firma, wodurch aber die Erregung in Form von Gleichstrom erfolgt und der Motor einen synchronen Lauf annimmt.

Einen anderen Grundgedanken des Phasenausgleichs findet man verwirklicht bei einem von F. und L. Torda⁸⁾ gebauten Motor mit

¹⁾ ETZ 1924, S. 321.

²⁾ Siemens-Zeitschr. 1924, Heft 11/12, S. 457.

³⁾ Bergmann-Mitt. 1923, Nr. 2, S. 34; ETZ 1924, S. 456, 697.

⁴⁾ ETZ 1902, S. 919, 1050; 1903, S. 967.

⁵⁾ Siemens-Zeitschr. 1924, S. 458.

⁶⁾ ETZ 1924, S. 321.

⁷⁾ ETZ, Sonderheft z. Leipz. Frühjahrsmesse 1924, S. 8.

⁸⁾ Mitt. V. El.-Werke 1924, Nr. 352/53; ETZ. 1924, S. 595, 1421.

Ständerspeisung (Fig. 128). Dadurch ist ein Motor mit selbsterregter Kompensation geschaffen, der manche Vorzüge gegenüber den vorher beschriebenen Anordnungen besitzt. Vor allem bleibt seine Ständerwicklung (1) die gleiche wie bei allen anderen Induktionsmotoren. Auch der Läufer (2) behält, von kleinen Änderungen der Stromdichte abgesehen, die sonst übliche Wicklung bei. Nur der innere Eisenkörper trägt eine einfache Gleichstrom-Hilfswicklung H mit einem Stromwender K aus wenigen Stegen. Diese ist im Lauf über feste Bürsten xyz und Anlaßwiderstand r mit den Bürsten uvw und Schleifringen S leitend verbunden. Der Läuferstrom J_2 erzeugt nun in der

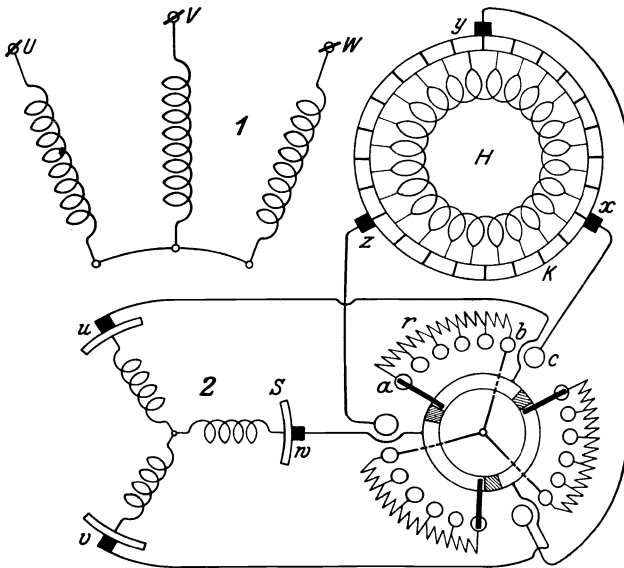


Fig. 128.

Wicklung H das umlaufende Kompensationsfeld, so daß an den Bürsten xyz eine mit der Schlüpfung wechselnde Spannung E_2 entsteht, deren Phase durch Verschieben des ganzen Bürstensatzes so eingestellt werden kann, daß sie um 90° gegenüber dem Strome J_2 voreilt. Damit nun die Hilfswicklung H der Einwirkung des Hauptfeldes entzogen wird, ist um sie herum ein Luftschlitz im Läuferisen angeordnet. Der Motor wird wie ein gewöhnlicher Induktionsmotor (Kontakt a im Widerstand r) angelassen. Nachdem der Widerstand r auf Null (Kontakt b) verringert ist, wird erst beim nächsten Kontakt c die Kompensation angeschlossen, so daß die Bürsten den sonst üblichen schweren Belastungen des Anlaufs nicht ausgesetzt sind und beim Lauf nur wenig beansprucht werden, da man mit Rücksicht auf die Strom-

wendung die Polzahl und Größe des Kompensationskraftflusses gleich einem kleinen Teil des Hauptflusses wählen kann. Ein Fehler in der Hilfswicklung gibt keine Betriebsstörung, da der Motor durch Verschiebung des Anlaßwiderstandes r auf Kontakt b ohne Kompensation weiterlaufen kann.

Der Verfasser hat Gelegenheit gehabt, in der Fabrik¹⁾ selbst den Bau verschiedener Motoren kennen zu lernen und einen Motor von 6 PS, 380/220 Volt, 50 He, 4 Pole einer eingehenden Untersuchung und Belastungsprobe zu unterziehen. Daraus konnte der Schluß gezogen werden, daß der Tordamotor bezüglich Anschaffung und Betrieb die billigste und einfachste Form der kompensierten Motoren darstellt.

Ähnlich in der Bauart und Wirkungsweise der Phasenausgleichsvorrichtung ist der Motor der Pöge El.-Akt.-Ges. mit dem Unterschied, daß der innere Eisenkern des Läufers mit Hilfswicklung und Stromwender herausgezogen und neben dem Läufer angeordnet ist.

Was die Berechnung der Kompensationswicklung anbetrifft, so muß im allgemeinen auf die beim Dreiphasen-Nebenschlußmotor gemachten Ausführungen hingewiesen werden. Dabei ist die Bedingung zu erfüllen, daß in der Hilfswicklung durch den Hauptfluß bzw. Kompensationsfluß eine EMK induziert werden muß, die imstande ist, den Feldstrom durch die Erreger- und Hilfswicklung zu treiben, deren Ohmscher Widerstand bei der geringen Periodenzahl allein berücksichtigt werden kann.

¹⁾ Watt: Budapest VI, útek utca 28.

Abgekürzte Bezeichnungen für elektrische Maschinen.

DD = Doppelschluß-Maschine (Dynamo)	EU = Einphasen-Umformer
DG = " Generator	GD = Gleichstrom-Maschine
DHM = Dreiphasen-Hauptschluß-Motor	GDD = " Doppelschluß-Maschine
DID = " Induktions-Maschine	GDG = " " Generator
DIG = " " Generator	GDM = " " Motor
DIM = " " Motor	GG = " Generator
DKM = " Kommutator-Motor	GHG = " Hauptschluß-Generator
DKT = " Kern-Transformator	GHM = " " Motor
DKU = " Kaskaden-Umformer	GM = " Motor
DM = Doppelschluß-Motor	GND = " Nebenschluß-Maschine
DMT = Dreiphasen-Mantel-Trans- formator	GNG = " " Generator
DND = " Nebenschluß-Maschine	GNM = " " Motor
DNG = " " Generator	HD = Hauptschluß-Maschine
DNM = " " Motor	HG = " Generator
DSD = " Synchron-Maschine	HM = " Motor
DSG = " " Generator	ID = Induktions-Maschine
DSM = " " Motor	IG = " Generator
DT = " Transformator	IM = " Motor
DU = " Umformer	KT = Kern-Transformator
EHM = Einphasen-Hauptschluß-Motor	MT = Mantel-Transformator
EID = " Induktions-Maschine	ND = Nebenschluß-Maschine
EIG = " " Generator	NG = " Generator
EIM = " " Motor	NM = " Motor
EKM = " Kommutator-Motor	SD = Synchron-Maschine
EKT = " Kern-Transformator	SG = " Generator
EKU = " Kaskaden-Umformer	SM = " Motor
EMT = " Mantel-Transformator	T = Transformator
END = " Nebenschluß-Maschine	U = Umformer
ENG = " " Generator	WD = Wechselstrom-Maschine
ENM = " " Motor	WG = " Generator
ERM = " Repulsions-Motor	WKD = " Kommutator- Maschine
ESD = " Synchron-Maschine	WKG = " Kommutator- Generator
ESG = " " Generator	WKM = " Kommutator- Motor
ESM = " " Motor	WM = " Motor
ET = " Transformator	

Abgekürzte Zeichen der Maßeinheiten.

A = Ampere	kW = Kilowatt
AW = Amperewindungen	M = Maxwell
cm = Zentimeter	m = Meter
°C = Celsiusgrad	mm = Millimeter
G = Gauß	m/sec = Meter in 1 Sekunde
g = Gramm	qmm = Quadratmillimeter
h = Stunde (Zeitraum)	sec = Sekunde (Zeitraum)
He = Hertz	U/min = Umläufe in 1 Minute
kg = Kilogramm	V = Volt
kV = Kilovolt	W = Watt

Anhängezeichen.

max = Höchstwert	min = Niedrigstwert
mi = Mittelwert	t = mit der Zeit veränderlich

Zusammenstellung der Wechselstromgrößen.

1. Wechselspannung E , Wechselstromstärke J .
2. Wechselstrom-

Leistung	$N_n = E \cdot J$
Widerstand	$W = \frac{E}{J} = \sqrt{R_l^2 \cdot S_f^2} \text{ bzw. } \sqrt{R^2 + S^2}.$
3. Leistung $N = E \cdot J \cdot \cos \varphi = E_l \cdot J = E \cdot J_l = J^2 \cdot R_l$

Leistungs-	Spannung	$E_l = E \cdot \cos \varphi = \frac{N}{J} = J \cdot R_l$
	Stromstärke	$J_l = J \cdot \cos \varphi = \frac{N}{E}$
	Widerstand	$R_l = \frac{N}{J^2} = \frac{E_l^2}{N} = \frac{E_l}{J}.$
4. Feld-

Leistung	$N_f = E \cdot J \cdot \sin \varphi = E_f \cdot J = E \cdot J_f = J^2 \cdot S_f$
Spannung	$E_f = E \cdot \sin \varphi = \frac{N_f}{J} = J \cdot S_f$
Stromstärke	$J_f = J \cdot \sin \varphi = \frac{N_f}{E}$
Widerstand	$S_f = \frac{N_f}{J^2} = \frac{E_f^2}{N} = \frac{E_f}{J} = S - S_c$

bzw. für magnetische (s)	elektrische (c) Felder
Leistung $N_s = E_s \cdot J = E \cdot J_s = J^2 \cdot S$	$N_c = E_c \cdot J = E \cdot J_c = J^2 \cdot S_c$
Spannung $E_s = \frac{N_s}{J} = J \cdot S$	$E_c = \frac{N_c}{J} = J \cdot S_c$
Stromstärke $J_s = \frac{N_s}{E}$	$J_c = \frac{N_c}{E}$
Widerstand $S = \frac{N_s}{J^2} = \frac{E_s^2}{N} = \frac{E_s}{J} = \frac{1}{C \cdot \omega}$	$S_c = \frac{N_c}{J^2} = \frac{E_c^2}{N} = \frac{E_c}{J} = \frac{1}{C \cdot \omega}$

Formelzeichen und -größen.

Die Ziffern geben die Seitenzahlen an, auf denen das Zeichen zuerst vermerkt ist.

- A_n = Widerstands-Anlaßarbeit 129.
 A_1, A_2 = Auflagedrücke 42.
 a = halbe Anzahl der Ankerzweige 3, bewickelte Kerne 55, parallele Drahtzahl 56.
 a_e = Abstand des Spulenkopfes vom Eisen 178.
 a_i = Abstand zwischen Wicklung und Eisen 100.
 a_k = mittlerer Kernabstand 55.
 a_l = Mittenabstand zweier Leiter einer Stirnverbindung 30.
 a_s = Anzahl der Luftschlitze 7.
 a_w = Abstand der Wicklungsköpfe 179.
 a_x = untere Breite einer Kraftöhre in x 173.
 a_β = Temperaturkonstante 48.
 a_1 = Breite des Streuflusses innerhalb der Polschuhe 17; Abstand 42; parallele Leiter 93.
 a_2 = Abstand 42; parallele Leiter 93.
 a_3 = Breite des Streuflusses innerhalb der Pole 17.
 a_5 = Breite des Streuflusses zwischen Innenfläche Pol und Joch 17.
 α = Polbedeckungsfaktor 5; Winkel 17; Temperaturkoeffizient 18; spezifische Biegekräft 43; Konstante 81.
 α_f = Feldfaktor 166.
 B = Strombelag 3.
 $\mathfrak{B}_w$ = wirksamer Strombelag 261.
 $\mathfrak{B}$ = Induktion im Kern eines Transformators 55.
 $\mathfrak{B}_a$ = Induktion im Ankerkern 12.
 $\mathfrak{B}'_{a_n}, \mathfrak{B}''_{a_n}$ = Induktion im Anker bei Wendepolen 32.
 $\mathfrak{B}_i$ = Induktion zur Vernichtung der Eigenfeldspannung 234.
 $\mathfrak{B}_j$ = Induktion im Joch 13. 55.
 $\mathfrak{B}'_{j_n}, \mathfrak{B}''_{j_n}$ = Induktion im Joch bei Wendepolen 32.
 $\mathfrak{B}_k$ = Induktion in der Wendezone 25; — zur Vernichtung der Kurzschlußspannung 235.
 $\mathfrak{B}_l$ = Induktion im Luftspalt 6.
 $\mathfrak{B}_{l_D}$ = Induktion im Luftspalt des Drehmomentfeldes 245.
 $\mathfrak{B}_{l_T}$ = Induktion im Luftspalt des Transformatorfeldes 245.
 $\mathfrak{B}_{i_n}$ = Induktion im Luftspalt bei Wendepolen 31.
 $\mathfrak{B}_{l_v}$ = Induktion im Luftspalt für eine Periodenzahl ν 96.
 $\mathfrak{B}_m$ = Induktion im Magnetkern 13.
 $\mathfrak{B}_p$ = Induktion des pulsierenden Feldes 112.
 $\mathfrak{B}_s$ = Induktion der Streuung eines Transformators 68; — im Nutensteg 167.
 $\mathfrak{B}_{s_1}$ = Induktion des stillstehenden Feldes eines Spulenkopfs 30.
 $\mathfrak{B}_z$ = Induktion im Zahn (mittlere) 9.
 $\mathfrak{B}_{z_{s_1}}, \mathfrak{B}_{z_{s_2}}, \mathfrak{B}_{z_{s_{ml}}}$ = Induktion im Zahn (scheinbare) 9.
 $\mathfrak{B}_{z_{s_1 a \div c}}$ = Induktion im Zahn (scheinbare) des Ständers in a, b, c 102.
 $\mathfrak{B}_{z_{s_2 a \div c}}$ = Induktion im Zahn (scheinbare) des Läufers in a, b, c 106.
 $\mathfrak{B}_{z_n}$ = Induktion im Zahn (mittlere) bei Wendepolen 31.

- $\mathfrak{B}_{z_{n_1}}, \mathfrak{B}_{z_{n_2}}, \mathfrak{B}_{z_{n_{ml}}}$ = Induktion im Zahn bei Wendepolen 35.
 $\mathfrak{B}_{z_1}, \mathfrak{B}_{z_2}, \mathfrak{B}_{z_{ml}}$ = Induktion im Zahn 10. 159.
 $\mathfrak{B}_{z_1 a \div c}$ = Induktion im Zahn des Ständers in a, b, c 102.
 $\mathfrak{B}_{z_2 a \div c}$ = Induktion im Zahn des Läufers in a, b, c 106.
 $\mathfrak{B}_0$ = Induktion in einer Nut 9.
 $\mathfrak{B}_0'$ = Induktion in einer Nut bezogen auf den Zahnquerschnitt 10.
 b = Polbogen 5.
 b_D = Bürstenbreite, auf den Durchmesser bezogen 23.
 b_b = Bürstenbreite 20.
 b_j = axiale Breite des Jochs 13.
 b_k = Breite der Wendezone 24.
 b_l = Breite des Leiters 168.
 b_m = Breite des Magnetkerns 13.
 b_n, b_{n_1}, b_{n_2} = Breite der Nuten 8. 101. 105.
 b_s = Breite der Luftschlitze 7.
 b_w = Breite des Wendepols 17.
 b_x = Breite einer Kraftröhre (mittlere) 173.
 b_α = Breite des über den Pol hinausragenden Jochs 17.
 b_ϕ = Konstante 48.
 b_1 = Breite der Erregerwicklung eines ERM 232.
 b_2 = Breite des unbewickelten Raumes der Erregerwicklung 232.
 b_1, b_2 = Breite des Kerns eines Transformators 60.
 b_4 = Breite der Wendepolwicklung eines ERM 232.
 β = Verhältniszahl 56; Konstante 81; Bürstenverschiebungswinkel 209.
 β_o = Ölziffer 41.
 β_s = Faktor des Feldstromes 144.
 β_w = Ausbreitungsfaktor der Kraftlinien des Wendepols 32.
 β_z = Lagerziffer 41.

 C_a = Erwärmungszahl des Ankers 40.
 C_k = Erwärmungszahl des Stromwenders 40.
 C_m = Erwärmungszahl der Magnetwicklung 40.
 C_1 = Erwärmungszahl des Ständers 127.
 C_2 = Erwärmungszahl des Läufers 128.
 c = Proportionalitätsfaktor 5. 12. 45; spezifische Wärme 80.
 $c_a, c_j, c_l, c_m, c_{m_1}, c_{z_1}, c_{z_2}$ = Proportionalitätsfaktoren 45.
 c_b, c_e, c_k, c_o = spezifische Wärme für Baumwolle, Eisen, Kupfer, Öl 80.
 c_n, c_{n_1}, c_{n_2} = Faktor der Leitfähigkeit der Nut 12. 111.
 c_1 = Verhältniszahl 12. 111.

 D = Durchmesser des Ankers 2; — des Kerns 60.
 D_a = Durchmesser des Ankerkerns außen 9.
 D_e = Durchflutung 27.
 D_{e_N} = Durchflutung einer Nut 8. 98. 156.
 D_{e_P} = Durchflutung eines Pols 15.
 D_i = Durchmesser des Ankerkerns innen 13.
 D_k = Durchmesser des Stromwenders 19.
 D_r = Durchmesser der Kurzschlußbringe (mittlerer) 115.
 D_w = Durchmesser der Welle 43.

- D_z, D_{z_1}, D_{z_2} = Durchmesser der Zapfen 39.
 D_1, D_2, D_3, D_4 = Durchmesser der Bleche des ID 93.
 $D_1, D_2, D_{3a}, D_{3c}, D_{6a}, D_{6c}$ = Durchmesser an den geradlinigen Enden der Zähne 101. 105. 159.
 D_3 = Durchmesser des Blechs außen des SG 169.
 D_5, D_6 = Durchmesser am Nutengrund des ID 101. 105.
 Δ = Dicke der Arbeitsleiste am Joch 17.
 d, d_1, d_2 = Durchmesser von Drähten 61. 63.
 d_a = Durchmesser eines Drahts im Anker 7.
 d_l = Durchmesser eines dem Umfang eines Leiters gleichwertigen Kreises 30.
 d_m = Durchmesser des Magnetpolkerns 13.
 d_{mn} = Durchmesser des Magnetpolkerns eines Wendepols 32.
 d_{m_1}, d_{m_2} = Durchmesser der Spulen (mittlerer) eines Transformators 71.
 δ = Luftspaltlänge 10.
 δ_b = Blechstärke 113.
 δ_θ = Luftspaltlänge eines gleichwertigen glatten Ankers 15.
 δ_i = Dicke der Drahtumspinnung 7. 64; — der Isolation im Stromwender 19.
 δ_{i_2} = Dicke der Isolation zwischen Eisen und Wicklung 65.
 δ_l = Dicke des Luftraums zwischen Kern und Joch eines Transformators 78.
 δ_{r_s} = Dicke des reduzierten Luftspalts bei Scheibenwicklung 69.
 δ_{r_z} = Dicke des reduzierten Luftspalts bei Zylinderwicklung 72.
 δ_s = Stegbreite im Stromwender 19; Abstand zwischen den Spulen benachbarter Kerne eines Transformators 66; Nutenstegdick 167.
 δ_n = Luftspaltlänge eines Wendepols 29.
 δ_z = Abstand zwischen Ober- und Unterspannungswicklung eines Transformators 65.
 δ_1, δ_2 = Spulenbreiten eines Transformators 68. 69; Teile des Luftspalts eines ID. 111.

 E = Spannung 154.
 E'' = Spannung eines Transformators in Zickzackschaltung 85.
 E_a = induzierte EMK im Anker 5.
 E_{a_1}, E_{b_2} = Spannungen einer Teilspule eines Transformators 85.
 $E_{a_k}, E_{e_k}, E_{q_k}, E_{s_k}, E_{v_k}, E_{0_k}$ = EMKe bzw. Spannungen bei Kurzschluß 174.
 E_d = Spannungsabfall 74.
 E_{d_n} = EMK der Arbeitswindungen durch Drehung (n) im Drehmomentfluß (d) 242.
 E_{d_v} = EMK der Erregerwindungen durch Induktion (v) im Drehmomentfluß (d) 242.
 E_e = Entmagnetisierungsspannung 163.
 E_g = Elektromotorische Gegenkraft (EMGK) 46; Gleichspannung eines Umformers 189.
 E_{hv} = den Eisenverlusten gleichwertige Spannung 230.
 E_i = induzierte Windungsspannung eines Transformators 62.
 $E_{i_1}, E_{i_2}, E_{i_3}$ = induktive Spannungen des Streuflusses eines SG 160.
 E_k = Klemmenspannung eines GD 2.
 E_{k_a} = Klemmenspannung der Arbeitswicklung 147.

- E_{kc} = Klemmenspannung der Erregermaschine 183.
 E_{kh} = Klemmenspannung der Hilfswicklung 147.
 E_{km} = Klemmenspannung des WKM 224.
 E_{kI} = Oberspannung eines Transformators 55.
 E_{kII} = Unterspannung eines Transformators 55.
 E_{k_1}, E_{k_2} = Klemmenspannungen je Phase eines Transformators 55; — eines ID 94;
 $E_{k_1}, E_{k_2}, E_{k_3}, E_{k_4}$ = Klemmenspannungen in der Erreger-Läufer-Kompensations-(Arbeits-)Wendepolwicklung eines EHM 230.
 ΔE_{k_2} = Spannungsänderung im Läufer eines KU 204.
 $E_{k_{20}}$ = Unterspannung bei Leerlauf eines Transformators 61.
 E_l, e_l = Lagenspannung 64. 100. 156.
 E_N = Spannung der Drähte einer Nut 156.
 E_q = Quermagnetisierende Spannung 162.
 E_{rc} = Spannung an der Erregerwicklung 171.
 E_s, E_{s_1}, E_{s_2} = Streuspannungen 70. 74. 160.
 E'_s = zusätzliche Streuspannung 167.
 E_{s_c} = Streuspannung im Erregerkreis eines ERM 253.
 E_{s_m} = Feldspannung eines Wendepols 237.
 E_{s_z} = Streuspannung einer Zylinderwicklung 72.
 $E_{s_1}, E_{s_2}, E_{s_3}, E_{s_4}$ = Streuspannungen in der Erreger-Läufer-Kompensations-(Arbeits-)Wendepolwicklung eines EHM 230.
 $E_{s_{2c}}$ = Streuspannung in den Läufer-Erregerwindungen eines ERM 253.
 E_{T_n} = EMK der Erregerwindungen durch Drehung (n) im Transformatorfluß (T) 242.
 E_{T_r} = EMK der Arbeitswindungen durch Induktion (r) im Transformatorfluß (T) 242.
 E_v, E_{v_1}, E_{v_2} = Spannungsverluste 73. 114.
 E_{v_a} = Spannungsverlust im Anker 196.
 E_{v_e} = Spannungsverlust im Erregerkreis eines ERM 253.
 $E_{v_1}, E_{v_2}, E_{v_3}, E_{v_4}$ = Spannungsverluste in der Erreger-Läufer-Kompensations-(Arbeits-)Wendepolwicklung eines EHM 230.
 $E_{v_{2e}}$ = Spannungsverlust in den Läufer-Erregerwindungen eines ERM 253.
 E_w = Elastizitätsmodul der Welle 42; Wicklungsspannung 63.
 E_{wm} = Wechsellspannung eines m -Phasen-Umformers 190.
 E_{w_0} = Sternspannung eines EU 189.
 E_{w_1} = Wechsellspannung eines EU 189.
 E_{w_2} = Spannung im Wechselstromwiderstand des Läufers 243.
 E_{w_3} = Wechsellspannung eines DU 190.
 E_{w_4} = Wechsellspannung eines Vierphasen-Umformers 190.
 E_z = Potentialdifferenz zwischen Ober- und Unterspannungsspulen 65.
 E_0 = EMK bei Leerlauf 161.
 E_1, E_2 = EMKe eines Transformators 74; — eines Induktionsmotors 94. 104.
 E_{2a}, E_{2d_0} = von einem Drehfeld erzeugte EMK im Läufer 216. 217.
 E_{2e} = Erregerwicklungsspannung des Läufers eines ENM 253.
 E_{2n} = EMK durch Drehung (n) im Läufer 214.
 E_{2r} = Läuferspannung zwischen den Schleifringen bei Stillstand 94.

- E_{2v} = EMK durch Induktion (v) im Läufer 215.
 E_{20} = Läuferspannung/Phase bei Stillstand 103.
 e = Exzentrizität 43; Basis des natürlichen Logarithmensystems 80.
 e_b = Bürstenwiderstandsspannung 19.
 e_a, e_a', e_a'' = bezogene Spannungsänderung 75.
 $e_{2n}, e_{T_n}, e_{2v}, e_{T_v}$ = EMKe in den kurzgeschlossenen Spulen eines ERM 244. 247.
 $e_f, e_f', e_{f_1}, e_{f_2}$ = Funkenspannungen am Stromwender 22. 23.
 e_i = Eigenfeldspannung einer kurzgeschlossenen Spule 21.
 e_k = Kurzschlußspannung einer Spule 25; bezogene Kurzschlußspannung eines Transformators 74.
 e_{kb} = Bürstenspitzenspannung bei Kurzschluß 214.
 $e_{kr_{\max}}$ = Rundfeuerspannung (Höchstwert) 34.
 $e_{kr_{\text{ml}}}$ = Rundfeuerspannung (Mittelwert) 24.
 e_{ks} = Kurzschlußspannung einer Spule bei der Schlüpfung s. 213.
 e_{k_0} = Kurzschlußspannung einer Spule bei unverschobenen Bürsten 25.
 e_{ml} = mittlere Stromwender-Stegspannung 5.
 e_s = Stromwendespannung bei einer Spule 23; bezogene Streuspannung 70. 176.
 e_s' = Stromwendespannung bei mehreren Spulen 24.
 e_{sm} = bezogene Streuspannung eines Manteltransformators 70.
 e_{sz} = bezogene Streuspannung einer Zylinderwicklung 72.
 e_{s_1} = EMK eines Spulenkopfes im stillstehenden Feld 30.
 e_{s_2} = EMK eines Spulenkopfes im Streufeld 30.
 e_u = Bürsten-Übergangsspannung 26.
 e_v = bezogener Spannungsverlust 73. 176.
 ε = Dielektrizitätskonstante 66; Verschiebung der Bürstenachse gegen Polmitte 214.
 ε_b = Verschiebung einer beweglichen gegen eine feste Bürste 241.
 ε_g = Faktor der Spannungsänderung in dem GD eines KU 204.
 ε_k = Schrittverkürzung 23.
 ε_1 = Faktor der Spannungsänderung im Ständer eines KU 204.
 η = Wirkungsgrad 39.
 η_e = Wirkungsgrad der Erregermaschine 183.
 η_j = Jahreswirkungsgrad 58.
 η_3 = Wirkungsgrad eines DIM 150.

 F = Kernquerschnitt eines Transformators 55.
 F_b = Bürstenfläche eines Stifts 19.
 F_g = Gehäusequerschnitte, die Wärme fortleiten 40. 123.
 F_j = Querschnitt des Jochs 13. 55.
 F_m = Querschnitt des Magnetkerns 13.
 F_{m_m} = Querschnitt des Magnetkerns eines Wendepols 32.
 F_p = Fläche der Stirnseite eines Polschuhs 17.
 $F_{z_1 a \div c}$ = Zahnquerschnitte des Ständers in a, b, c 101. 102.
 $F_{z_2 a \div c}$ = Zahnquerschnitte des Läufers in a, b, c 106.
 f = Durchbiegung einer Welle 41; Formfaktor der Spannungskurve 55.
 $f_{\mathfrak{B}}$ = Formfaktor der Feldkurve 94.
 f_b = Bürstenstift-Füllfaktor 219.

- f_e = Eisenfüllfaktor 55.
 f_h = Spulenfaktor der Hilfswicklung 146.
 f_k = Kupferfüllfaktor 55. 67.
 f_m = Mittelwertsfaktor 35. 97. 151.
 f_n = Nutenfüllfaktor 8.
 f_p = Wirbelstromfaktor der Pole 12.
 f_q = Spulenfaktor des Querfeldes 215.
 f_s = Scheitelfaktor 35.
 f_v = Spulenfaktor bei verteilter Wicklung 154.
 f_x, f_1, f_2 = Spulenfaktoren 96. 150.
 f_{2a} = Spulenfaktor der Arbeitswindungen im Läufer 254.
 f_{2e} = Spulenfaktor der Erregerwindungen im Läufer 254.
 f_3 = Spulenfaktor der Arbeitswicklung im Ständer 254.
 φ_k = Phasenwinkel bei Kurzschluß 74.
 φ_w = Phasenwinkel der Wendepolwicklung 236.
 φ_0 = Phasenwinkel bei Leerlauf 120.
 φ_1, φ_2 = Phasenwinkel beim Transformator 56.

 G = Gewicht 42; wirksames Transformatorgewicht 82.
 G_A = Gewicht des Ankers 42.
 G_a = Gewicht des Ankerkerns 36. 182.
 G_e = Gewicht des Eisens eines Transformators 55.
 G_{j_1}, G_{j_2} = Gewicht der Joche im ID 110.
 G_k = Gewicht des Stromwenders 42; — des Kupfers eines Transformators 55.
 G_{k_1}, G_{k_2} = Gewicht des Kupfers einzelner Wicklungen 76.
 G_z = Gewicht der Zähne 36. 182.
 G_{z_1}, G_{z_2} = Gewicht der Zähne im ID 110.
 g = Erdbeschleunigung 41; Nuten je Pol und Phase 150. 156.
 g_s = Nuten eines Spulenkopfes 167.
 g_1, g_2 = Nuten je Pol und Phase 93.
 γ = spezifisches Gewicht 41.
 γ_e = spezifisches Gewicht des Eisens 55.
 γ_k = spezifisches Gewicht des Kupfers 55.
 γ_l = spezifisches Gewicht der Luft 82.

 H = elektrische Feldstärke 63.
 H_d = Durchschlagsfeldstärke oder elektrische Festigkeit 62.
 $H_{d_l}, H_{d_0}, H_{d_p}$ = elektrische Festigkeit für Luft, Öl, Hartpapier 66.
 $\mathfrak{H}_a$ = Feldstärke (magnetische) im Ankereisen 14.
 $\mathfrak{H}_j$ = Feldstärke (magnetische) im Joch 14.
 $\mathfrak{H}_l$ = Feldstärke (magnetische) im Luftspalt 14. 15.
 $\mathfrak{H}_w$ = Feldstärke (magnetische) im Luftspalt eines Wendepols 33.
 $\mathfrak{H}_m$ = Feldstärke (magnetische) im Magnetpol 14.
 $\mathfrak{H}_z$ = Feldstärke (magnetische) im Zahn (mittlere) 10. 14.
 $\mathfrak{H}_{z_w}$ = Feldstärke (magnetische) im Zahn (mittlere) bei Wendepolen 33.
 $\mathfrak{H}_{z_{w_1}}, \mathfrak{H}_{z_{w_2}}, \mathfrak{H}_{z_{w_{mi}}}$ = Feldstärke (magnetische) im Zahn bei Wendepolen 33.
 $\mathfrak{H}_{z_1}, \mathfrak{H}_{z_2}, \mathfrak{H}_{z_{mi}}$ = Feldstärke (magnetische) im Zahn 14.
 $\mathfrak{H}_{z_1 a \div c}$ = Feldstärken im Zahn des Ständers in a, b, c 102.
 $\mathfrak{H}_{z_2 a \div c}$ = Feldstärken im Zahn des Läufers in a, b, c 106.

- h = Kernhöhe im Anker 12. 169; — eines Transformators 55.
 h_j, h_{j_1}, h_{j_2} = Höhe (radial) des Jochs 13. 101. 105.
 h_l = Pressung der Luft 81; Leiterhöhe 168.
 h_{lk} = kritische Leiterhöhe 169.
 h_m = Höhe des Magnetpolkerns 13.
 h_3 = mittlerer Abstand des Streufusses innerhalb der Pole vom Joch 17.
 h_5 = mittlerer Abstand des Streufusses zwischen Innenfläche Pol und Joch vom Joch 17.

 J = Leitungsstrom 3. 94; Phasenstrom eines SG 154.
 J', J'' = Teilströme 163.
 J_{a_c} = kapazitiver Feldstrom im Anker eines KU 207.
 J_{a_l} = Leistungsstrom im Anker eines KU 207.
 J_e = Erregerstrom 44. 160. 171.
 $J_{e_a}, J_{e_b}, J_{e_r}$ = Erreger-Teilströme eines SG 180.
 J_g = Gleichstrom eines Umformers 191; Generator-Gleichstrom eines KU 207.
 J_h = Hauptschluß-Erregerstrom 17.
 J_k = Kurzschlußstrom eines ID 123.
 J_{k_i} = ideeller Kurzschlußstrom eines ID 123.
 J_{k_p} = plötzlicher oder Stoßkurzschlußstrom 176.
 J_L = Luftstromstärke 82.
 J_l = Leistungsstrom 186.
 $J_{\max}, J_{1\max}$ = Anlaß-Spitzenstrom 47. 129.
 $J_{\min}, J_{1\min}$ = Schaltstrom 47. 129.
 J_n = Nebenschluß-Erregerstrom 3.
 $J_{n\min}$ = Nebenschluß-Erregerstrom (niedrigster) 18.
 J_{r_l} = Leistungsstrom einer Phase (Ringstrom) eines Umformers 190.
 J_{r_s} = Feldstrom einer Phase eines Umformers 194.
 J_s = Feldstrom 186.
 J_u = umgeformter Strom eines KU 207.
 J_w = Wendepol-Erregerstrom 34; Trägheitsmoment einer Welle 42.
 J_{t_1} = Leistungsstrom in den inneren Zuleitungen eines KU 205.
 J_0, J_{0_1}, J_{0_2} = Leerlaufsströme 78.
 J_{0_l} = Leistungs-Leerlaufsstrom 78.
 $J_{0_s}, J_{0_{s_1}}, J_{0_{s_2}}$ = Feld-Leerlaufsströme eines Transformators 78; — eines DHM 264.
 J_1, J_2 = Phasenströme eines Transformators 55; — eines ID 94.
 J_{1_c} = kapazitiver Feldstrom im Ständer 203.
 J_{1_c}'' = kapazitiver Feldstrom im Ständer bezogen auf den Läufer 206.
 J_{1_l} = Leistungsstrom im Ständer 94.
 J_{1_s} = induktiver Feldstrom im Ständer 94.
 ΔJ_{1_s} = Änderung des Feldstroms J_{1_s} 204.
 J_2, J_3 = Ströme in der Läufer- und Arbeitswicklung eines ERM 243.
 J_2 = Strom im Spartransformator 88.
 J_{2_a} = Arbeitsstrom im Läufer 254.
 J_{2_a}' = Arbeitsstrom im Läufer bezogen auf den Ständer 254.
 J_{2_c} = kapazitiver Feldstrom im Läufer 206.

- J_{2e} = Erregerwindungsstrom des Läufers eines ENM 253.
 J_{2k} = Strom einer Phase im Käfigläufer 107.
 i = Kurzschlußstrom einer Spule 21.
 i_a = Ankerzweigstrom 3.
 i_{kp} = bezogener Stoßkurzschlußstrom 176.
 i_0 = bezogener Leerlaufsstrom 79.
 i_1 = Kurzschlußstrom an der auflaufenden Bürstenkante 21.
 i_2 = Kurzschlußstrom an der ablaufenden Bürstenkante 21; Strom in einem Stab des Käfigläufers 107.
 i_{2r} = Stromstärke im Kurzschlußring 107.

 j_a = Stromdichte im Ankerleiter 7.
 j_b = Stromdichte in der Bürste 19.
 j_{b_1}, j_{b_2} = Stromdichte an der Auflauf- bzw. Ablaufkante einer Bürste 23.
 j_e = Stromdichte der Erregerwicklung 171.
 j_h = Stromdichte der Hauptschlußwicklung 17.
 j_n = Stromdichte der Nebenschlußwicklung 18.
 j_s = Stromdichte im Stromwendersteg 20.
 j_w = Stromdichte in der Wendepolwicklung 34.
 j_0 = Stromdichte bei Leerlauf 77.
 j_1, j_2 = Stromdichte im Transformator 55; — im ID 99. 104.
 j_3 = Stromdichte in der Arbeitswicklung eines ERM 250.

 K = Stromwender-Stegzahl 5; Konstante 81.
 K_z = Zugfestigkeit 41.
 k_a = Faktor der Schwere des Anlaufs 129.
 k_b = Faktor der Bürstendeckung 22.
 k_c = Faktor des voreilenden Feldstroms 203.
 k_e = Faktor der Entmagnetisierung 170.
 k_f = Faktor der Zugkraft 42.
 k_i = spezifischer Leerlaufsstrom 120.
 k_l = Faktor der MMK des Eisens 15; — Erwärmung der Luft 82.
 k_m = Faktor des magnetischen Widerstandes der Nuten 94. 97. 111.
 k_n = Faktor des Nebenschlußstroms 3.
 k_o = spezifische Ölmenge 82.
 k_{p_1}, k_{p_2} = Konstanten der Feldpulsation 112.
 k_q, k_q' = Faktor des Querfeldes 15. 166.
 k_r = Faktor der Rückwirkung 11.
 k_s = Faktor der Streuung der Spulenköpfe 31.
 $k_{s_1}, k_{s_2}, k_{s_3}, k_{s_4}$ = Faktoren der Streuspannung in der Erreger-Läufer-Kompensations-(Arbeits-)Wendepolwicklung eines EHM 230.
 $k_u, k_{u\alpha}$ = Faktor der Stromwärmeverluste im Umformer 195.
 k_{ug} = Faktor der Stromwärmeverluste in dem GD eines KU 208.
 k_v = Faktor des Spannungsverlustes im Anker 5.
 k_{v_0} = Faktor des Spannungsverlustes bei offenem Läufer 103.
 $k_{v_1}, k_{v_2}, k_{v_3}, k_{v_4}$ = Faktor des Spannungsverlustes eines Transformators 55; — eines WHM 218.
 k_w = Faktor der Wirbelstromverluste in Kupfer 76. 114. 168.
 k_z = Faktor der Sättigung in den Zähnen und Ankereisen 15. 112.
 k_{zq} = Faktor der Zahnsättigung durch das Querfeld 209.

- k_ε = Faktor der Spannung bei Bürstenverschiebung ε 214.
 k_ρ = bezogener Reibungsverlust 248.
 k_0 = Faktor des Leerlaufstromes 191. 196.
 k_1 = Nutenfaktor 11.
 k_{1s}, k_{1l} = Nutenfaktor im Ständer und Läufer 111.
 k_2 = Blechfüllfaktor 9.
 k_3 = Nutenraumfaktor 9.
 k_4 = Faktor der Leitfähigkeit in den Zähnen 111.
 k_5, k_{5s}, k_{5l} = Faktor der Zahnstärke im Ständer und Läufer 113.
- L_j = Länge des Jochs eines Transformators 55.
 L_k = Länge des Stegs eines Stromwenders 20.
 L_{kn} = Länge des Stegs eines Stromwenders (nutzbare) 20.
 L_n = Länge des Drahtes der gesamten Nebenschlußwicklung 18.
 L_z, L_{z_1}, L_{z_2} = Länge der Zapfen einer Welle 39.
 $L_{1 \div 6}$ = Länge der Streuflüsse eines GD 17.
 A_m = Leitwert (magnetischer) 11.
 $A_{m\eta}$ = Leitwert (magnetischer) eines glatten Ankers 11.
 A_{mn} = Leitwert (magnetischer) eines Nutenankers 11.
 A_δ = Leitwert (magnetischer) des Luftspalts δ 173.
 $A_{1 \div 6}, A_{1m}, A_{3g}, A_{3p}, A_{3n}$ = Leitwert (magnetischer) des Streuflusses eines GD 17.
 l = Länge des Ankereisens einschließlich Lack oder Papier 7. 93.
 l_a = Länge des Kraftlinienwegs im Ankereisen 15.
 l_{an} = Länge des Kraftlinienwegs im Ankereisen bei Wendepolen 33.
 l_{a_1}, l_{a_2} = Länge des Ankerdrahts einschließlich Stirnverbindung 37. 114.
 l_B = Länge der auf einen Bändering wirkenden Kupfermasse 41.
 l_b = Länge einer Bürste 20.
 l_c = Länge im Eisen und Joch eines Transformators 55; — des Eisens ohne Lack oder Papier 93; — einer Erregerwindung 171.
 $l_{h_{ml}}$ = Länge der mittleren Windung einer Hauptschlußwicklung 38.
 l_i = Länge des aus dem Eisen ragenden Endes der Isolierhülsen 100.
 l_j, l_{j_1}, l_{j_2} = Länge des Kraftlinienweges im Joch 15. 119.
 l_{jn} = Länge des Kraftlinienweges im Joch bei Wendepolen 33.
 l_k = Länge des Polkerns 17.
 l_{kn} = Länge des Polkerns eines Wendepols 17.
 l_m = Länge des Kraftlinienweges im Magnetkern 15.
 l_{mn} = Länge des Kraftlinienweges im Magnetkern eines Wendepols 33.
 l_n = Länge der mittleren Windung der Nebenschlußwicklung 18.
 l_p = Länge des Polschuhs 13.
 l_{pn} = Länge des Polschuhs eines Wendepols 17.
 l_r = Länge eines Ringsegments im Käfigläufer 122.
 l_s = Länge der Stirnverbindung 30; — des Streulinienweges eines Transformators 68. 73.
 l_{st} = Länge des Stabes im Käfigläufer 115.
 $l_{n_{ml}}$ = Länge der mittleren Windung einer Wendepolwicklung 38.
 l_z, l_{z_1}, l_{z_2} = Länge der Zähne oder Nutentiefe 8. 101. 105.
 l_1 = Länge des gesamten Ankers einschließlich Luftschlitze 7. 93.

- l_1, l_2 = Länge der mittleren Windung einer Spule 55.
 λ_A, λ_B = Leitfähigkeit einer Spulenseite in A bzw. B 27.
 $\lambda_b, \lambda_{b_1}, \lambda_{b_2}$ = Leitfähigkeit eines geradlinigen Leiters 30. 120.
 λ_{bk} = Leitfähigkeit eines Ringsegments im Käfigläufer 122.
 $\lambda_k, \lambda_{k_1}, \lambda_{k_2}$ = Leitfähigkeit über den Zahnköpfen 28. 121.
 λ_{kw} = Leitfähigkeit über den Zahnköpfen bei Wendepolen 29.
 λ_N = Leitfähigkeit des Streufeldes einer Nut 26.
 $\lambda_n, \lambda_{n_1}, \lambda_{n_2}$ = Leitfähigkeit des Streufeldes im Nutenraum 26. 120.
 $\lambda_{n'}$ = Leitfähigkeit des Streufeldes im Nutenraum bei 2 Spulenseiten 28.
 $\lambda_{n_A}, \lambda_{n_B}$ = Leitfähigkeit des Streufeldes im Nutenraum für eine Spule A bzw. B 27.
 λ_{nr} = Leitfähigkeit des Streufeldes einer runden Nut 120.
 λ_q = Leitfähigkeit des Querfeldes 36.
 λ_{qv} = Leitfähigkeit des Querfeldes bei verschobenen Bürsten 25.
 λ_{q_0} = Leitfähigkeit des Querfeldes bei unverschobenen Bürsten 25.
 $\lambda_s, \lambda_{s_1}, \lambda_{s_2}$ = Leitfähigkeit der Spulenköpfe 29. 121.
 λ_{sk} = Leitfähigkeit der Spulenköpfe im Käfigläufer 122.
 λ_{s_1} = Leitfähigkeit der Spulenköpfe im stillstehenden Feld 29.
 λ_{s_2} = Leitfähigkeit der Spulenköpfe im Streufeld 30.

 M_d = Drehmoment 126. 221.
 M_g = Maschinenkonstante eines Gleichstromgenerators 2. 6.
 M_J = Maschinenkonstante eines Dreiphasen-Induktionsmotors 95.
 M_{J_1} = Maschinenkonstante eines Einphasen-Induktionsmotors 150.
 M_{K_h} = Maschinenkonstante eines Kommutator-Hauptschlußmotors 226.
 M_{K_r} = Maschinenkonstante eines Repulsionsmotors 249.
 M_m = Maschinenkonstante eines Gleichstrommotors 46.
 M_S = Maschinenkonstante eines Synchrongenerators 154.
 M_{S_m} = Maschinenkonstante eines Synchronmotors 186.
 M_T = Maschinenkonstante eines Transformators 57.
 $\mathfrak{M}$ = MMK 118, — der Erregung 260.
 $\mathfrak{M}_{\max}$ = MMK einer mehrphasigen Wicklung 118.
 $\mathfrak{M}_a$ = MMK des Ankers 14; — zur Erzeugung der EMK E_a 180.
 $\mathfrak{M}_{av}$ = MMK des Ankers bei Wendepolen 33.
 $\mathfrak{M}_b$ = MMK bei Belastung 16. 170.
 $\mathfrak{M}_{bv}$ = MMK bei Belastung bei Wendepolen 210.
 $\mathfrak{M}_e$ = MMK der Entmagnetisierung 170.
 $\mathfrak{M}_{ek}$ = MMK der Entmagnetisierung bei Kurzschluß 170.
 $\mathfrak{M}_i$ = MMK des Wendepols zur Beseitigung von e_i 235.
 $\mathfrak{M}_j$ = MMK des Jochs 14. 78.
 $\mathfrak{M}_{jw}$ = MMK des Jochs bei Wendepolen 33.
 $\mathfrak{M}_k$ = MMK der Wicklung zur Kompensation des Ankerfeldes 35; — des Kerns eines Transformators 78.
 $\mathfrak{M}_{kg}$ = MMK der Kompensationswicklung der ganzen Maschine 35.
 $\mathfrak{M}_{kw}$ = MMK der Kompensationswicklung bei Wendepolen 35.
 $\mathfrak{M}_l$ = MMK des Luftspalts 10. 14. 78.
 $\mathfrak{M}_{lw}$ = MMK des Luftspalts bei Wendepolen 33.

- $\mathfrak{M}_m$ = MMK des Magnetpols 14.
 $\mathfrak{M}_{m_m}$ = MMK des Magnetpols bei Wendepolen 33.
 $\mathfrak{M}_p$ = MMK eines Pols 118.
 $\mathfrak{M}_q$ = MMK des Querfeldes im GD 11. 33; — im SG 170.
 $\mathfrak{M}_r$ = MMK der Rückwirkung 15. 209.
 $\mathfrak{M}_w$ = MMK des Wendepols (gesamt) 34.
 $\mathfrak{M}_{w_k}$ = MMK des Wendepols eines KU 211.
 $\mathfrak{M}_{w_0}$ = MMK des Wendepols ohne Querfeld 33.
 $\mathfrak{M}_{w_1}, \mathfrak{M}_{w_2}$ = MMK des Wendepols für Querfeld (1) und Stromwindung (2) eines KU 210.
 $\mathfrak{M}_z$ = MMK der Zähne 10. 14.
 $\mathfrak{M}_{z_w}$ = MMK der Zähne bei Wendepolen 33.
 $\mathfrak{M}_\delta$ = MMK für eine Luftspaltlänge δ 173.
 $\mathfrak{M}_0, \mathfrak{M}_0'$ = MMK eines Pols bei Leerlauf 14. 170.
 $\mathfrak{M}_{1_{\max}}$ = MMK der Grundwelle 118.
 $\mathfrak{M}_1, \mathfrak{M}_2, \mathfrak{M}_3, \mathfrak{M}_4$ = MMK der Erreger-Läufer-Kompensations-(Arbeits-)Wendepolwicklung eines EHM 231. 233.
 $\mathfrak{M}_{3_i}$ = MMK zur Kompensation und Stromwindung eines EHM 235.
 m = Vielfaches der Parallelschaltung 4; Masse 43; Stufenzahl 47; Phasenzahl eines Transformators 55.
 m_a = von der Arbeitswicklung eingenommener Teil des Polbogens 241.
 m_e = von der Erregerwicklung eingenommener Teil des Polbogens 232.
 m_w = von der Wendepolwicklung eingenommener Teil des Polbogens 232.
 m_1, m_2 = Phasenzahl eines ID 93.
 μ = Permeabilität 11.
 μ_b = Reibungszahl der Bürsten 38.
 μ_z = Reibungszahl des Zapfens einer Welle 39.
 N = Leistung, abgegebene 2. 93.
 N_b = Leistungsverlust durch Bürstenreibung 37.
 N_d = Leistung des Drehmoments 129.
 N_E = Leistung der Erregermaschine 183.
 N_e = Leistung, eingeführte 39.
 N_g = Leistung des Gebläses 82; — eines KU auf die GD übertragen 205; Grenzleistung 262.
 N_h = Leistungsverlust der Hysterisis 36.
 $N_{hw}, N_{hw_1}, N_{hw_2}$ = Leistungsverlust in Eisen durch Hysterisis und Wirbelströme 36. 110.
 N_k = Leistungsverlust im Stromwender 37. 219.
 N_k, N_{k_1}, N_{k_2} = Leistungsverlust im Kupfer eines Transformators 73.
 N_l = Leistungsaufnahme der Luft 82.
 N_m = Leistungsverlust, mechanischer 38.
 N_n, N_{R_n} = Leistungsverlust der Nebenschlußwicklung 37.
 N_{R_a} = Leistungsverlust der Kupferwicklung im Anker 37. 183.
 N_{R_e} = Leistungsverlust der Erregerwicklung 37.
 N_{R_h} = Leistungsverlust der Hauptschlußwicklung 37.
 N_r = Leistungsverlust im Widerstand eines ID 116.
 N_{r_k} = Leistungsverlust im Widerstand eines Käfigläufers 115.

- N_{r_1} = Leistungsverlust im Widerstand des Ständers eines ID 114.
 N'_{r_1} = Leistungsverlust im eingebetteten Ständerkupfer 127.
 N_{r_2} = Leistungsverlust im Widerstand des Läufers eines ID 104. 115.
 N'_{r_2} = Leistungsverlust im eingebetteten Läuferkupfer 128.
 N_u = Leistungsverlust am Übergang der Bürsten zum Stromwender 37.
 N_v = Leistungsverlust, gesamter 39.
 N_{v_g} = durch das Gehäuse gehende Wärmeverluste 40.
 N_w = Wirbelstromverluste 36; Wechselstromleistung 154.
 N_{w_a} = Leistungsaufnahme beim Anlassen 129.
 N_{w_s} = Wechselstromleistung eines Transformators, abgegebene 55.
 N'_{w_s} = Eigenleistung eines Spartransformators 89.
 N_z = Leistungsverlust in den Zahnoberflächen 113.
 N_{ϑ} = Wärmeleistung 219.
 N_{e_1}, N_{e_2} = Leistungsverlust durch Reibung in den Zapfen 38.
 N_0 = Leistungsverlust bei Leerlauf 77.
 N_1 = Leistungsaufnahme eines Transformators 56.
 N_{1d} = Leistung des Drehfeldes 204.
 N_2 = Leistung eines Transformators, abgegebene 56.
 N_{2u} = Leistung, auf den Läufer übertragene 117.
 $\mathfrak{N}$ = Kraftfluß (magnetischer) im Luftspalt 5. 160.
 $\mathfrak{N}'$ = Kraftfluß im Ständer 123.
 $\mathfrak{N}''$ = Kraftfluß im Läufer 123.
 $\mathfrak{N}_a$ = Drehfeld einer Mehrphasenmaschine 160.
 $\mathfrak{N}_{a_s}$ = Streufeld des Ankers 160.
 $\mathfrak{N}'_{a_n}, \mathfrak{N}''_{a_n}$ = Kraftfluß im Anker bei Wendepolen 32.
 $\mathfrak{N}_d$ = Kraftfluß für das Drehmoment oder Treibfeld 239. 245.
 $\mathfrak{N}_e$ = Streufuß der Entmagnetisierung 160.
 $\mathfrak{N}'_{j_n}, \mathfrak{N}''_{j_n}$ = Kraftfluß im Joch bei Wendepolen 32.
 $\mathfrak{N}_m$ = Kraftfluß im Magnetspolkern 13.
 $\mathfrak{N}_{m_n}$ = Kraftfluß im Wendepolkern 32.
 $\mathfrak{N}_N$ = Kraftfluß des Streufeldes einer Nut 23.
 $\mathfrak{N}_q$ = Kraftfluß der Streuung des Querfeldes 161; — des Ankerquerfeldes 214.
 $\mathfrak{N}_s$ = Kraftfluß der Streuung 16. 160.
 $\mathfrak{N}'_s, \mathfrak{N}''_s$ = Kraftfluß der Streuung eines Transformators 68. 69.
 $\mathfrak{N}_{s1 \div 6}$ = Kraftfluß der Streuung eines GD 16; — eines ID 123.
 $\mathfrak{N}_T$ = Kraftfluß des Transformatorfeldes 239. 245.
 $\mathfrak{N}_w$ = Kraftfluß im Luftspalt des Wendepols 32.
 $\mathfrak{N}_z$ = Kraftfluß im Zahn 9.
 $\mathfrak{N}_{\delta}$ = Kraftfluß für die Luftspaltlänge δ 173.
 $\mathfrak{N}_0$ = Kraftfluß in einer Nut 9; — bei Leerlauf 160.
 n = Drehzahl 2; Zahl der Spulen je Phase eines Transformators 70.
 n_a = Leistungsänderung eines Spartransformators 89.
 n_h = spezifische Leistung eines EHM 225.
 $n_{hv}, n_m, n_n, n_{R_a}, n_u, n_v$ = bezogene Leistungsverluste 46.
 n_k = kritische Drehzahl 44; synchrone Drehzahl der k -ten Oberwelle 108.

- n_0 = bezogener Leerlaufsverlust 77.
 n_1 = synchrone Drehzahl 94.
 ν = Periodenzahl 36. 56.
 ν_g = Periodenzahl des GD eines KU 200.
 ν_{p_1}, ν_{p_2} = Periodenzahl des pulsierenden Feldes 113.
 ν_s = Periodenzahl der Schlüpfung 110.
 ν_2 = Periodenzahl im Läufer eines KU 200.

 O = Kühloberfläche eines Transformators 81.
 O_a = Kühloberfläche des Ankers 39. 184.
 O_g = Kühloberfläche des Gehäuses 40.
 O_k = Kühloberfläche des Stromwenders 40. 219.
 O_m = Kühloberfläche der Magnetwicklung 40. 184.
 O_{z_1}, O_{z_2} = Oberfläche der Zähne eines ID 111.
 O_1 = Kühloberfläche des Ständers 127.
 O_2 = Kühloberfläche des Läufers 128.
 o = spezifische Kühlfläche eines Transformators 81.
 o_a = spezifische Kühlfläche des Ankers 39. 184.
 o_k = spezifische Kühlfläche des Stromwenders 40.
 o_m = spezifische Kühlfläche der Magnetwicklung 40. 184.
 o_n = nutzbare spezifische Oberfläche 220.
 o_1 = spezifische Kühlfläche des Ständers 127.
 o_2 = spezifische Kühlfläche des Läufers 128.
 ω = Winkelgeschwindigkeit, Kreisfrequenz.
 ω_k = Winkelgeschwindigkeit, kritische 43.

 P = Zugkraft eines Pols 41; Stromkraft 83; Zugkraft eines EKM 221.
 P_b = Kraft, auf einen Bändering wirkend 41.
 P_f = Fliehkraft einer Welle 43.
 P_i = innere Stromkraft 85.
 P_{k_s} = Hauptstromkraft eines Transformators in der Scheibenwicklung 84.
 $P_{k_z}, P_{k_{z_1}}, P_{k_{z_2}}$ = Hauptstromkraft eines Transformators in der Zylinderwicklung 84.
 P_m = magnetische Zugkraft 42.
 P_n = elastische Kraft einer Welle 43.
 P_1, P_2 = Lagerdruck 39; Zugkraft der Pole 41.
 p = Zahl der Polpaare 2.
 p_b = spezifischer Bürstendruck 38.
 p_g = Polpaarzahl des GD eines KU 199.
 p_i = Polpaarzahl des ID eines KU 199.
 p_n = Zahl der weggelassenen Bürstenstifte 23.
 π = Ludolphsche Zahl = 3,14.
 ψ = Zeitfaktor des Kurzschlusses 24.
 ψ_1, ψ_2 = Phasenwinkel zwischen Feld und EMK 220.

 q_a = Querschnitt eines Ankerleiters 7.
 q_b = Querschnitt eines Bänderings 41.
 q_c = Querschnitt der Erregerwicklung 171.
 q_h = Querschnitt einer Windung im Hauptschluß 17; — in der Hilfswicklung des EIM 151.
 q_n = Querschnitt einer Windung im Nebenschluß 18.

- q_n = Querschnitt einer Windung im Wendepol 38.
 q_1, q_2 = Querschnitt einer Windung eines Transformators 55; — im ID 99. 104.
 R_a = Widerstand des Ankers 37.
 R_{a1} = Leistungswiderstand eines SG 160. 167.
 R_e = Widerstand der Erregerwicklung 171.
 R_h = Widerstand der Hauptschlußwicklung 38.
 R_k = Widerstand zwischen den Klemmen eines GD 47; — im Kurzschluß eines ID 123.
 R_n = Widerstand der Nebenschlußwicklung 18.
 R_r = Widerstand eines Ringsektors im ID 115.
 R_{st} = Widerstand des Stabes im ID 115.
 R_u = Widerstand des Bürstenüberganges 46.
 R_w = Widerstand der Wendepolwicklung 38.
 R_1, R_2 = Widerstand der Transformatorwicklung 73; im ID 94.
 R_1, R_2, R_3, R_4 = Widerstand der Erreger-Läufer-Kompensations-(Arbeits)-Wendepolwicklung eines EHM 230.
 R_{1g}, R_{2g} = Widerstand im ID bei Gleichstrom 114.
 R_2' = Widerstand des Läufers, bezogen auf den Ständer 114.
 R_{2k} = Widerstand des Käfigläufers 115.
 R_{2k}' = Widerstand des Käfigläufers, bezogen auf den Ständer 115.
 r = Widerstand der Kohlenbürste, quer 20; Leiterhöhe 27; Anlaßwiderstand 47. 147.
 r_n = Widerstand des Nebenschlußreglers 18.
 r_w = Widerstand parallel zur Wendepolwicklung 238.
 r_0 = Widerstand des ganzen Motors bei Anlauf 47. 130.
 r_1, r_2 = Widerstand an den Bürstenkanten 20; Schlitzbreite einer Nut 27; Halbmesser der Spulen eines Transformators 65.
 $r_1, r_2, \dots, r_m$ = Widerstandsstufen eines Anlassers 47. 131.
 r_3 = Nutenbreite bezüglich des Streufusses 27.
 r_4 = Nutenstegdickte 27.
 r_5 = Raum zwischen Wicklung und Keil 27.
 r_6 = Keilmaß 27; Abrundung der Nut am Steg 101.
 r_7 = Keilmaß 27.
 r_8 = Keilbreite 27.
 r_9 = Abrundung der Nut am Grunde 101.
 ϱ = spezifischer Widerstand 18.
 S = Spulenzahl 4.
 S_a = Feldwiderstand eines Ankers 209.
 S_b = Anzahl der Bürstenstifte 219.
 S_k = Anzahl der kurzgeschlossenen Spulen einer Bürste 22; Feldwiderstand im Kurzschluß eines ID 123.
 S_r = Feldwiderstand eines Ringes 122.
 S_{st} = Feldwiderstand eines Stabes 122.
 S_z = Feldwiderstand, zusätzlicher 153.
 S_1, S_2 = Feldwiderstand eines ID 94. 121; — in Erreger- und Läuferwicklung eines EHM 230.
 S_2' = Feldwiderstand des Läufers, bezogen auf den Ständer 122.
 S_{2k} = Feldwiderstand des Käfigläufers 122.

- S'_{2k} = Feldwiderstand des Käfigläufers, bezogen auf den Ständer 123.
 S_3 = Feldwiderstand der Kompensations-(Arbeits-)Wicklung eines EHM 230.
 S_4 = Feldwiderstand der Wendepolwicklung eines EHM.
 $\mathcal{E}$ = Koeffizient der Selbstinduktion 21.
 $\mathcal{E}_g$ = Koeffizient der gegenseitigen Induktion 21.
 $\mathcal{E}_w$ = Koeffizient der Selbstinduktion eines Wendepols 237.
 s = Schwerpunktsabstand der halben Stirnseite eines Polschuhs 17; Sicherheitszahl 41. 62; Schlüpfung 117.
 s_a = Stab- oder Drahtzahl im Anker 3; Verhältniszahl 47; Schlüpfung bei Anlauf 130.
 s_k = Stabzahl im Kurzschlußläufer 107.
 s_l = Drahtzahl einer Lage 100. 156.
 s_n, s_{n_1}, s_{n_2} = Drahtzahl einer Nut 99. 103. 156.
 s_1 = Verhältniszahl 47. 132; Schlüpfung 131.
 s_2 = Stäbe einer Phase im Kurzschlußläufer 107.
 σ = Streufaktor 13. 16; zulässige Beanspruchung 62.
 σ_a = spezifischer Eisenverlust im Anker 37.
 σ_b = Streuungskoeffizient bei Belastung 170.
 σ_c = spezifischer Eisenverlust 55.
 $\sigma_{j_1}, \sigma_{j_2}$ = spezifischer Eisenverlust im Joch 110.
 σ_k = spezifischer Kupferverlust 55.
 σ_p = Verlustziffer des pulsierenden Feldes 113.
 σ_w = Streufaktor des Wendepols 32.
 σ_z = spezifischer Eisenverlust in den Zähnen (Mittelwert) 37; Zugbeanspruchung der Wicklung eines Transformators 85.
 $\sigma_{z_1}, \sigma_{z_{1a \div c}}, \sigma_{z_2}, \sigma_{z_{2a \div c}}$ = spezifischer Eisenverlust in den Zähnen eines ID. 110.
 $\sigma_{z_1}, \sigma_{z_2}, \sigma_{z_{mi}}$ = spezifischer Eisenverlust in den Zähnen eines GD. 37.
 σ_1, σ_2 = Streufaktoren 94. 104.
 $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4$ = Streufaktoren der Erreger-Läufer-Kompensations-(Arbeits-)Wendepolwicklung eines EHM 233.
 σ_{10}, σ_{30} = Streufaktoren bei offenem Läufer 103.

 T = Kurzschlußzeit einer Bürste 20; Zeitkonstante 80.
 $\Theta, \Theta_1, \Theta_2$ = Phasenwinkel 165.
 t, t_1, t_2 = Zeit; Zahn- oder Nutenteilung 8. 9. 93. 159.
 t_k = Stegteilung des Stromwenders 19.
 t_{kD} = Stegteilung des Stromwenders, bezogen auf den Durchmesser D 23.
 t_p, t_{p_1}, t_{p_2} = Polteilung 5. 93.
 t_p = Stunden der Vollbelastung eines Transformators 57.
 t_e = Stunden der Einschaltung eines Transformators 57.
 t_{1a}, t_{1c} = Nutenteilung im Ständer in a, c 101.
 t_{2a}, t_{2c} = Nutenteilung im Läufer in a, c 105.
 ϑ = Temperatur 80.
 ϑ_l = Lufttemperatur 41.
 $\vartheta_{\max}$ = Höchsttemperatur 80.
 ϑ_z = Zapfentemperatur 41.
 $\Delta \vartheta_a$ = Erwärmung des Ankers 39.
 $\Delta \vartheta_g$ = Erwärmung des Gehäuses 40. 128.
 $\Delta \vartheta_k$ = Erwärmung des Stromwenders 40.

- $\Delta \vartheta_l$ = Erwärmung der Luft 81.
 $\Delta \vartheta_m$ = Erwärmung der Magnetwicklung 40.
 $\Delta \vartheta_{n_a}$ = Übertemperatur über 15°C der Ankerwicklung 37.
 $\Delta \vartheta_{n_e}$ = Übertemperatur über 15°C der Erregerwicklung 171.
 $\Delta \vartheta_{m_h}$ = Übertemperatur über 15°C der Hauptschlußwicklung 38.
 $\Delta \vartheta_{n_n}$ = Übertemperatur über 15°C der Nebenschlußwicklung 18.
 $\Delta \vartheta_{n_w}$ = Übertemperatur über 15°C der Wendepolwicklung 38.
 $\Delta \vartheta_1$ = Erwärmung des Ständers 127.
 $\Delta \vartheta_2$ = Erwärmung des Läufers 128.
 τ = Streuungskoeffizient 124.
- U_r = Umfang eines Ringquerschnitts 122.
 U_s = Umfang eines Spulenkopfes 167.
 u = induzierte Seiten einer Spule 4; Umfang 48; Übersetzungsverhältnis eines Transformators 73; Übersetzungsverhältnis im DHM 264.
 u' = Übersetzungsverhältnis eines Spartransformators 89.
 u_{ek} = Übersetzungsverhältnis der Spannungen eines KU 206.
 u_h = Übersetzungsverhältnis der MMKe eines DHM 258.
 u_{h_d} = Übersetzungsverhältnis der MMKe eines DHM bei Doppelbürsten 263.
 u_{h_e} = Übersetzungsverhältnis der Spannungen in der Hilfswicklung eines EIM 146; — der MMKe eines EHM 231.
 u_{h_3} = Übersetzungsverhältnis der MMKe eines DHM bei Dreibürstenanordnung 263.
 u_{h_6} = Übersetzungsverhältnis der MMKe eines DHM bei Sechsbürstenanordnung 263. •
 u_i = Anteilfaktor des Leistungsstromes im Umformer 194.
 u_{ig} = Anteilfaktor des Leistungsstromes in dem GD eines KU 207.
 u_{ik} = Übersetzungsverhältnis der Ströme im KU 206.
 u_n = induzierte Seiten einer Nut 7; Stäbe einer Nut 107; Übersetzungsverhältnis der MMKe eines DNM 268.
 u_m = Überlastbarkeit eines Motors 125.
 u_{mk} = Übersetzungsverhältnis der Widerstände eines KU 206.
 u_3 = Übersetzungsverhältnis zwischen Ständer und Läufer eines ERM 243.
 u_{3_a} = Übersetzungsverhältnis bezüglich der Arbeitswindungen eines ERM 254.
 u_{3_e} = Übersetzungsverhältnis bezüglich der Erregerwindungen eines ERM 254.
- V_e = Rauminhalt des Eisens 55.
 V_k = Rauminhalt des Kupfers 55.
 V_o = Ölmenge 82.
 V_{z_1}, V_{z_2} = Rauminhalt der Zähne im Ständer und Läufer 113.
 $\mathfrak{B}$ = Kraftlinienverkettung oder Windungsfluß 27. 69.
 $\mathfrak{B}', \mathfrak{B}'', \mathfrak{B}_1, \mathfrak{B}_2$ = Kraftlinienverkettung 68. 69.
 $\mathfrak{B}_g$ = Kraftlinienverkettung der gesamten Windungen einer Spule 232.
 $\mathfrak{B}_u, \mathfrak{B}_{u_1}, \mathfrak{B}_{u_2}$ = Kraftlinienverkettung bei unterteilter Spule 232.
 v = Umfangsgeschwindigkeit am Anker 2.

- v_a = Verhältniszahl 47. 129.
 v_e, v_{e_1}, v_{e_2} = bezogener Eisenverlust 55. 204. 205.
 v_g = Geschwindigkeit der Luft gegen das Gehäuse 40. 128.
 v_i = Anteilfaktor des Feldstromes im Umformer 194.
 v_{i_g} = Anteilfaktor des Feldstromes in dem GD eines KU 207.
 v_k = Umfangsgeschwindigkeit am Stromwender 19.
 v_k, v_{k_1}, v_{k_2} = bezogener Kupferverlust 55. 204. 205.
 v_n = Verhältnisfaktor einer Nutenteilung 8.
 v_z = Umfangsgeschwindigkeit am Zapfen 41.
 v_1, v_2 = Verhältniszahlen 124.

 W_{hk} = Widerstand der Hilfswicklung im Kurzschluß 147.
 W_k = Widerstand des ID im Kurzschluß 123.
 W_{1k} = Widerstand der Arbeitswicklung im Kurzschluß 147.
 w = Windungen einer Spule 4; — einer Phase eines SG. 156.
 w'' = Windungen eines Transformators bei Zickzackschaltung 86.
 w_e = Windungen eines Erregerpols 171.
 w_h = Windungen eines Pols der Hauptschlußwicklung 17; — der Hilfswicklung eines EIM 146.
 w_k = Windungen eines Stromwenderstegs 213.
 w_l = Windungen einer Lage 64.
 w_n = Windungen eines Pols der Nebenschlußwicklung 18.
 w_s = Windungen eines Spulenkopfes 178.
 w_{s_1}, w_{s_2} = Windungen einer Transformatorspule 68.
 w_w = Windungen eines Wendepols 34. 238.
 w_1, w_2 = Windungen einer Phase im Transformator 55.
 w_1, w_2, w_3, w_4 = Windungen der Erreger-Läufer-Kompensations-(Arbeits)-Wendepolwicklung eines EHM 231.
 w_{1d}, w_{1s}, w_{1b} = Windungen einer Phase des Ständers eines DHM bei Doppelbürsten-, Dreibürsten-, Sechsbürstenanordnung 263.
 w_{2a} = Arbeitswindungen des Läufers eines ERM 242.
 w_{2e} = Erregerwindungen des Läufers eines ERM 242.

 x = Strecke 68.
 ξ = Induktionsfaktor 168.

 y = Wicklungsschritt 4; Durchbiegung einer Welle 43.
 y_k = Schritt am Stromwender 4.
 y_n = Nutenschritt 8.
 y_p = Potentialschritt 19.
 y_s = Spulenschritt.
 y_1 = 1. Teilschritt oder Spulenweite 4.
 y_2 = 2. Teilschritt 4.

 Z, Z_1, Z_2 = Zähne- oder Nutenzahl 7. 93. 156.
 Z_a = bewickelte Nutenzahl der Arbeitswicklung eines EIM 151.
 z_b = Zahl der Bürsten eines Stifts 19.
 z_n = Zahl der nebeneinander liegenden Stäbe 168.
 z_u = Zahl der übereinander liegenden Stäbe 168.
 z_1, z_2 = Zahnbreite 8. 9. 93.
 $z_{1a}, z_{1c}, z_{2a}, z_{2c}$ = Zahnbreite in a, c 101. 105.

Namen- und Sachverzeichnis.

Die Zahlen geben die Seiten an.

- Adler, L.** 185.
Andronescu, Pl. 67, 109.
Ankerdurchmesser:
— Gleichstrommaschine 2, 3.
— Induktionsmotor 95.
Ankereisenlänge:
— Einphasen-Hauptschlußmotor 226.
— Gleichstrommaschine 7.
— Induktionsmotor 95.
— Repulsionsmotor 249.
— Synchrongenerator 156.
Ankerkern:
— Durchmesser, außen 9.
— — innen 13.
— Eisengewicht 36, 110.
— Höhe 12, 101, 105.
— Induktion 12, 101, 105.
Ankerkonstante 24.
Ankerstrom:
— Gleichstrommaschine 3.
— Induktionsmotor 94.
— Synchrongenerator 154.
Ankerwiderstand:
— Gleichstrommaschine 37.
— Induktionsmotor 114.
— Synchrongenerator 167.
Anlaß-Arbeit 129.
— Aufnahme 129.
— Zeit 129.
Anlaßwiderstand:
— Gleichstrommotor 46.
— Induktionsmotor 128.
— Stufenzahl 48, 132.
Anlaufvorrichtung b. Einphasenmotor 145.
Arnold, E. 4, 11, 34, 97, 124, 144, 165, 198, 239, 253.
Atkinson 239.
Ausgleichsringe 19, 201.
Ausgleichsverbindungen 19, 201.
— Querschnitt 19.
Behn-Eschenburg 236.
Belastungscharakteristik 175.
Benischke, G. 91, 182.
Berechnungsbeispiel:
— Dreiphasen-Induktionsmotor 135.
— Gleichstrommotor 49.
Bergmann, S. R. 242.
Binderinge 41.
Blechfüllfaktor 9.
Bloch, O. 238.
Blondel 124, 144, 160.
Bohle, H. 67.
Booster-Transformator 89.
Bown, R. 178.
Bragstad, O. S. 108, 198.
Breslauer 60.
Bruchlochwicklungen 103.
Bürsten:
— Auflagefläche 19.
— Breite 20.
— Deckung 22.
— Länge 20.
— Potentialkurve 22.
— Reibungsverluste 38.
— Spannung 19.
— Spitzenspannung 22.
— Stromdichte 19.
— Übergangsspannung 26.
Bürstenstifte, Anzahl 19.
Carter, F. W. 11.
La Cour, J. L. 198.
Dauerkurzschlußstrom 175.
Déri 33, 35, 239, 241.
Doppelsternschaltung 85.
Doppelstrommaschine 188.
Drahtzahl:
— Gleichstromgenerator 3.
— einer Nut 99, 103, 151.
— im Läufer e. Einph.-Hauptschlußmotors 223.

- Drehfeldtheorie 144.
 Drehmoment:
 — Einphasen-Kommutatormotor 220.
 — Kurve e. Induktionsmotors 129.
 — Mehrphasen-Kommutatormotor 222.
 Drehzahl, kritische 43.
 Drehzahlkurve, Gleichstrommaschine 2.
 Dreieck v. Potier 175.
 Dreyfuß, L. 65, 168, 178.
 Durchflutung e. Nut 8, 98, 156.
 Durchgangsleistung e. Transformators 89.
 Durchschlagsfestigkeit 66.
 Eichberg, F. 144, 265.
 Eigenfeldspannung des Stromwenders:
 — Einphasen-Hauptschlußmotor 233.
 — Gleichstrommaschine 21.
 Eigenleistung e. Transformators 89.
 Eigenverbrauch v. Meßinstrumenten 90.
 Eingangswindungen 64.
 Eisengewicht:
 — Ankerkern 36, 182.
 — Induktionsmotor 110.
 — Transformator 57.
 — Zähne 36, 182.
 Eisenhöhe:
 — Induktionsmotor 101, 105.
 — Synchrongenerator 169.
 — Transformatorkern 65.
 s. auch Ankerkernhöhe.
 Eisenlänge:
 — Gleichstrommaschine 7.
 — Induktionsmotor 95.
 — Synchrongenerator 156.
 Eisenverluste:
 — Gleichstrommaschine 36.
 — Induktionsmotor 110.
 — Synchrongenerator 182.
 — Transformator 76.
 — zusätzliche 113.
 Emde, F. 168.
 EMK:
 — Anker, Gleichstromgenerator 5.
 — — Gleichstrommotor 46.
 — Induktionsmotor 94.
 — Repulsionsmotor 245.
 — Synchrongenerator 160, 165.
 — Transformator 56.
 — Umformer 189.
 — Wechselstrom-Kommutatormotor 214.
 Erregermaschine, Synchrongenerator 183.
 Erregerverluste, Synchrongenerator 183.
 Erregerwicklung:
 — Gleichstromgenerator 17.
 — Kaskadenumformer 209.
 — Synchrongenerator 171.
 Erwärmung:
 — Anker 39.
 — Gehäuse 40.
 — Gleichstrommaschine 39.
 — Induktionsmotor 127.
 — Lagerzapfen 41.
 — Magnetwicklung 40.
 — Stromwender 40.
 — Synchrongenerator 184.
 — Transformator 79.
 Erwärmungszahl 40, 127, 184.
 Esson 6.
 Feldstärke:
 — Luft 15, 33, 119.
 — Zähne 10, 33, 119.
 Feldstrom:
 — Dreiphasen-Hauptschlußmotor 264.
 — Induktionsmotor 118.
 — Transformator 79.
 Fensteröffnung 65.
 Ferguson, O. J. 192.
 Field, A. B. 168.
 Fischer, K. 66.
 Fischer-Hinnen 98, 168.
 Fleischmann, L. 157, 185.
 Formfaktor:
 — d. Feldkurve 97.
 — d. Spannungskurve 55.
 Funkenspannung:
 — Einphasen-Hauptschlußmotor 234.
 — Gleichstrommaschine 22.
 Fynn, V. 253.
 Gebläseleistung 82.
 Gewecke 92.
 Gleichstromgenerator 2.
 Gleichstrommaschine:
 — Binderinge 41.
 — Erwärmung 39.
 — Hauptabmessungen 2.
 — Kompensationswicklung 35.
 — kritische Drehzahl 43.
 — Leerlaufscharakteristik 44.

Gleichstrommaschine:

- Leistungsverluste 36.
- Luftspalt 10.
- Magnetfeld 13.
- Magnetwicklung 17.
- Nutenabmessungen 7.
- Schaltungsregeln 4.
- Streufaktor 16.
- Streufeld e. Nut 26.
- Stromwender 18.
- Stromwendung 20.
- Wellendurchmesser 41.
- Wendepole 31.

Gleichstrommotor 45.

- Berechnungsbeispiel 49.

Goldschmidt 184.

Görges, J. 97, 144.

Görges-Phänomen 109.

Grenzleistung 262.

Haage, W. 49.

Häfely 157.

Hansen 148.

Hauptabmessungen:

- Gleichstromgenerator 2.
- Gleichstrommotor 45.
- Induktionsmotor 94, 150.
- Synchrongenerator 154.

Hauptlage der Felder 215.

Hauptschlußmotor, Dreiphasen 255.

- Abmessungen 260.
- Bauart 255.
- Luftspalt 262.
- Spannungsdiagramm 257.
- Übersetzungsverhältnis 258.
- Wirkungsweise 255.

Hauptschlußmotor, Einphasen 223.

- Ankerzweige 224.
- Bürstenstifte 226.
- indirekt gespeist s. Repulsionsmotor.
- Kompensationswicklung 233.
- Läuferabmessungen 226.
- Läuferwicklung 223.
- Luftspalt 227.
- Pole 225.
- Spannungsdiagramm 229.
- Spulenfaktor 232.
- Ständer 227.
- Stromwender 223.
- Übersetzungsverhältnis 231.

Hauptschlußwicklung:

- Querschnitt 17.

Hauptschlußwicklung:

- Stromdichte 17.
 - Windungen 17.
- Hauptstromkraft e. Transf. 84.
 Heulen d. Ankers 8.
 Heyden, v. d. 83.
 Heyland, A. 93, 124, 274.
 Hillebrand 157, 168.
 Hooek, Th. 184.

Induktion:

- Ankerkern 12, 169.
- Joch 13, 101, 105, 169, 210.
- Luft 6, 96, 151, 155, 226.
- Magnetkern 13, 169, 210.
- Spannungswandler 90.
- Stromwandler 91.
- Transformatorkern 59.
- Zähne 10, 102, 106, 159.

Induktionsfaktor 168.

Induktionsmaschine 93.

- Phasenausgleich 272.

Induktionsmotor, Dreiphasen 93.

- Anlaßwiderstand 128.
- Erwärmung 127.
- Hauptabmessungen 94.
- Höchstleistung 123.
- Käfiganker 107.
- Kraftfluß 94.
- Läufer 102.
- Leerlaufstrom 118.
- Leistungsverluste 110.
- Luftspalt 98.
- Maschinenkonstante 95.
- Schlüpfung 117.
- Ständer 98.
- Streuung 120.
- Wirkungsgrad 116.

Induktionsmotor, Einphasen 143.

- Anlaufvorrichtungen 145.
- Grundeigenschaften 143.
- Hauptabmessungen 150.
- Kurzschlußwiderstände 152.

Isolationsdicke:

- Induktionsmotor 99.
- Synchrongenerator 157.
- Transformatorspulen 65.
- von Leitern 7, 64, 157.
- von Nutenhülsen 8, 100.

Jahrcswirkungsgrad 58.

- Kade, F.** 275.
Käfiganker 107, 115.
Kapp, G. 89, 98.
Kaskadenumformer 198.
 — Bauart und Eigenschaften 198.
 — Gleichstrommaschine 207.
 — Induktionsmaschine 202.
 — Polzahl 202.
 — Wicklungen 200.
 — Wirkungsgrad 202.
Kehse, W. 66.
Keile, lamellierte 158.
Keinath, G. 91.
Kettenstromwandler 91.
Kommutator s. Stromwender.
Kompensationswicklung.
 — Einphasen-Hauptschlußmotor 233
 — Gleichstrommaschine 35.
Kopeczynski, Th. 238.
Kraftfluß s. magnetischer Kraftfluß.
Kritische Drehzahl 43.
 — Leiterhöhe 168.
Kühlfläche, spezifische:
 — Anker 39.
 — Induktionsmotor 127.
 — Magnetwicklung 40.
 — Stromwender 40.
 — Transformator 81.
Kühlung e. Transformators 79.
Kupferfüllfaktor 59, 67.
Kupfergewicht:
 — Induktionsmotor 114.
 — Transformator 57.
Kupferverluste:
 — Gleichstrommaschine 37.
 — Induktionsmotor 114.
 — Synchrongenerator 183.
 — Transformator 76.
 — Umformer 192.
Kurvenform d. EMK 172.
Kurzschlußanker 106.
Kurzschlußcharakteristik 174.
Kurzschlußspannung:
 — Ankerspule 25.
 — Einphasen-Hauptschlußmotor 235.
 — Repulsionsmotor 247.
 — Transformator 74.
 — Wechselstrom-Kommutatormotor 213.
Kurzschlußstrom:
 — Bürsten 21.
 — dauernder 175.
Kurzschlußstrom, ideeller 123.
 — Induktionsmotor 123.
 — Stoß- 176.
Kurzschlußwiderstand 123, 152.
Lagenspannung:
 — Induktionsmotor 100.
 — Synchrongenerator 156.
 — Transformator 64.
Lagerströme 185.
Lagerziffer 41.
Lamellierte Keile 158.
Längsmagnetisierung 170.
Laßwitz, E. 43.
Latour, M. 239.
Leblanc 144.
Leerlaufscharakteristik:
 — Gleichstrommaschine 44.
 — Synchrongenerator 170.
Leerlaufsstrom:
 — Induktionsmotor 118, 144.
 — Repulsionsmotor 250.
 — Transformator 78.
Leerlaufsverlust e. Transformators 77.
Lehmann, Th. 11.
Leistungsfaktor 120, 124, 186, 212, 231, 251.
Leistungs-Leerstrom:
 — Induktionsmotor 118, 144.
 — Transformator 78.
Leistungsverluste:
 — Bürsten 38.
 — Eisen 36, 76, 110, 182.
 — Gleichstrommaschine 36.
 — Induktionsmotor 110.
 — Kupfer 37, 76, 182.
 — Lager 39.
 — Magnetwicklung 38, 182.
 — mechanische 39, 116.
 — Pulsation d. Zahninduktion 112.
 — Stromwender 38.
 — Synchrongenerator 182.
 — Transformator 76.
 — Umformer 192.
 — Wendepole 38.
 — Zahnoberflächen 110.
Leistungswiderstand 167.
Leiterhöhe, kritische 168.
Leitfähigkeit, magnetische:
 — Ankerquersfeld 25.
 — Spulenköpfe 29.
 — Streufeld e. Nut 26.

Leitfähigkeit, magnetische:

— Zahnköpfe 28.

Leitwert, magnetischer 11.

— Nutenanker 11.

Lenz 21.

Linienströme e. Umformers 191.

Linke, W. 178.

Liwschitz, M. 116, 185.

Luftspaltlänge:

— Dreiphasen-Hauptschlußmotor 262.

— Einphasen-Hauptschlußmotor 227.

— Gleichstrommaschine 10.

— Induktionsmotor 98.

— Kaskadenumformer 204.

— Synchrongenerator 159.

Luftstromstärke 82.

Lundell, J. 239.

Magnetischer Kraftfluß:

— Anker 5.

— Induktionsmotor 94.

— Pol 13.

— Synchrongenerator 154, 169.

Magnetwicklung:

— Gleichstromgenerator 17.

— Synchrongenerator 170.

Maschinenkonstante:

— Einphasen-Hauptschlußmotor 226.

— Einphasen-Induktionsmotor 150.

— Gleichstromgenerator 6.

— Gleichstrommotor 46.

— Induktionsmotor 95.

— Repulsionsmotor 249.

— Synchrongenerator 154.

— Synchronmotor 186.

— Transformator 57.

Menges, C. L. R. 35.

Meßwandler 89.

Mittelwertsfaktor 97, 151, 154.

MMK:

— Ankerquerfeld 11.

— Ankerrückwirkung 15.

— Belastung 16.

— Induktionsmotor 118.

— Luftspalt 10.

— Pol 14.

— Synchrongenerator 170.

— Transformator 78, 79.

— Zähne 10.

Möllinger 92.

Nebenschlußmotor, Dreiphasen 265.

— Abmessungen 272.

Nebenschlußmotor, Bauart 265.

— Spannungsdiagramm 271.

— Wirkungsweise 265.

Nebenschlußmotor, Einphasen 252.

— Bauart 252.

— Spannungsdiagramm 253.

— Wirkungsweise 252.

Nebenschlußregler 18.

Nebenschlußwicklung:

— Querschnitt 18.

— Stromdichte 18.

— Widerstand 18.

— Windungen 18.

Nipkow, P. 239.

Nutenfaktor 11, 97.

Nutenfüllfaktor 8.

Nutenschritt 8.

Nutenteilung:

— Gleichstrommaschine 8.

— Induktionsmotor 98.

— Synchrongenerator 159.

Nutenzahl:

— Einphasen-Induktionsmotor 151.

— Gleichstrommaschine 7.

— Induktionsmotor 98, 103.

— Käfiganker 109.

— Synchrongenerator 156.

Oberfläche e. Stromwenders, spezifische nutzbare 220.

Oberwellen d. Feldkurve eines Käfigankers 108.

Ölmenge e. Transformators 82.

Ölziffer 41.

Osnos 253, 275.

Ossanna, G. 11, 127.

Ott 184.

Palme, A. 77.

Parallelschaltung 4.

— mehrfache 4.

Parson 35.

Phasenausgleich b. Induktionsmotor 272.

Pichelmayer, K. 24.

Pohl, R. 157, 168.

Polbedeckungsfaktor 5.

Polbogen 5.

Polschuhe:

— Dicke 13, 170.

— Länge 13.

Polteilung 5, 95.

Polzahl:

- Gleichstromgenerator 3.
- Kaskadenumformer 202.

Polygonmethode 97.**Potentialdiagramm e. Transformators** 74.**Potentialschritt:**

- Schleifenwicklung 19.
- Wellenwicklung 19.

Potier 144.**Pulsationsverluste** 112.**Punga, F.** 109, 157.**Querfeldtheorie** 144.**Querkraftfluß** 161, 171.**Quermagnetisierung** 170.**Querschnitt d. Drähte:**

- Einphasen-Hauptschlußmotor 227.
- Einphasen-Induktionsmotor 151.
- Hauptschlußwicklung 17.
- Induktionsmotor 99, 104, 107.
- Nebenschlußwicklung 18.
- Transformator 61.
- Wendepolwicklung 34.

Reaktionsmaschine 182.**Regulierungskurve** 181.**Reihen Kondensator** 66.**Reihenschaltung** 4.

- mehrfache 5.

Repulsionsmotor, Einphasen 239.

- Abmessungen 248.
- Anlauf 240.
- Bauart 239.
- Doppelter Bürstensatz 241.
- EMKe, induzierte 245.
- Kurzschluß 240.
- Spannungsdiagramm 242.
- Unstabilität 241.
- Wirkungsweise 239.

Rezelmann 12.**Richter, R.** 4, 103, 157, 168.**Ringstrom e. Umformers** 191.**Rogowski** 73, 168.**Rückwirkungsfaktor** 11.**Rüdenberg, R.** 111, 178, 272.**Rundfeuerspannung** 34.**Ryan** 33, 35.**Schaltungsarten e. Transformators** 85.**Schaltungsregeln** 4.**Scheibenwicklung** 62, 68.**Schenkel, M.** 211, 242.**Schlagweite** 66.**Schleifenwicklung** 4, 201, 224.**Schleifringanker** 102.**Schlüpfung** 117.**Schnellregler** 172.**Schwaiger, A.** 172.**Sieber** 80.**Siebert** 85.**Spannungsabfall:**

- Synchrongenerator 180.
- Transformator 74.

Spannungsänderung:

- Kaskaden-Umformer 204.
- Synchrongenerator 179.
- Transformator 75.
- Umformer 198.

Spannungsverbrauch von Meßinstrumenten 92.**Spannungsverlust:**

- Anker e. Gleichstrommaschine 5.
- Einphasen-Hauptschlußmotor 230.
- Induktionsmotor 94, 114.
- Transformator 73.
- Umformer 196, 203.

Spannungswandler 89.**Spartransformator** 88.**Spulenfaktor** 96, 150, 154, 232.**Spulenschritt** 4.**Spulenweite** 4, 8.**Spulenzahl im Anker** 4.**Stäbe, verdrehte** 157.**Stäblein, F.** 48.**Stabwicklungen** 106.**Steinmetz, Ch. P.** 144, 148, 192.**Stiel, W.** 109.**Stoßkurzschlußstrom** 176.

- mechanische Wirkungen 178.

Streifenentladung 66.**Streufaktor** 13, 16, 94, 124, 150.**Streufluß:**

- Gleichstromgenerator 16.
- Synchrongenerator 160.

Streuspannung:

- Einphasen-Hauptschlußmotor 230.
- Synchrongenerator 161, 166.

Streuung:

- Induktionsmotor 120.
- Synchrongenerator 160.
- Transformator 67.

Streuungskoeffizient 124, 169.

Strombelag:

- Dreiphasen-Hauptschlußmotor 261.
- Einphasen-Hauptschlußmotor 226.
- Gleichstrommaschine 3, 8.
- Induktionsmotor 96.
- Kaskaden-Umformer 204.
- Synchrongenerator 155.
- Transformator 65.
- wirksamer 261.

Stromdichte:

- Anker e. Gleichstrommaschine 7.
- Bürsten 19.
- Bürstenkanten 22.
- Einphasen-Hauptschlußmotor 227.
- Hauptschlußwicklung 17.
- Induktionsmotor 99, 104.
- Kurzschlußring 108.
- Läuferstab 107.
- Nebenschlußwicklung 18.
- Repulsionsmotor 250.
- Schleifringe 106.
- Stromwendersteg 20.
- Synchrongenerator, Anker 157.
- — Erregerwicklung 171.
- Transformator 59.
- Wendepol 34, 237.

Stromkraft eines Transformators 83.

- innere 85.

Stromstärke:

- Ankerzweig 3.
- Einphasen-Hauptschlußmotor 224.
- Einphasen-Induktionsmotor 151.
- Gleichstromgenerator 3.
- Induktionsmotor 94, 104.
- Käfiganker 107.
- Nebenschlußmotor 46.
- Repulsionsmotor 248.
- Synchrongenerator 154.
- Synchronmotor 186.
- Transformator 56, 61.

Stromwandler 91.

Stromwender:

- Durchmesser 19.
- Einphasen-Hauptschlußmotor 223.
- spezifische nutzbare Oberfläche 220.
- Stege bei Wellenwicklung 19.
- Übergangsspannung 26.
- Umfangsgeschwindigkeit 19.
- Wechselstrom-Kommutatormotor 218.

Stromwenderschritt 4.

Stromwenderstege, Anzahl 5.

Stromwendespannung e. Gleichstrom-
maschine 23.

Stromwendung 20.

Stufen i. Anlaßwiderstand 48. 132.

Sumec, J. 10.

Tesla, N. 146.

Thomson, El. 239.

Torda, F. u. L. 275.

Transformator 55.

- Eisenabmessungen 60.
 - Eisenverluste 76.
 - Erwärmung 79.
 - Fensteröffnung 65.
 - Kernhöhe 65.
 - Kernquerschnitt 56.
 - Konstante 57.
 - Kühlung 80.
 - Kupferverluste 76.
 - Kupferwicklung 61.
 - Leerlaufsstrom 78.
 - Leerlaufsverluste 77.
 - Ölkasten 83.
 - Ölmenge 82.
 - Schaltungsarten 85.
 - Spannungsabfall 74.
 - Spannungsverlust 73.
 - Streuung 67.
 - Typenreihe 86.
 - Wicklungsanordnung 62.
 - Wirkungsgrad 77.
 - Zeitkonstante 80.
- Träufelwicklung 158.**
- Turbomaschinen 172.**
- Typenreihe e. Transformators 86.**
- Typke 83.**

Übergangsspannung a. Stromwender 26.

Überlastbarkeit e. Induktionsmotors
125.

Umformer 188.

- Spannungsschwankungen 197.
 - Spannungsverlust 196.
 - Stromwärmeverlust i. Anker 192.
 - Verhältnis d. EMKe und Ströme 189.
- Ummagnetisierung, Periodenzahl 36.**
- Umspinnung der Drähte 7, 99.**
- Unger, F. 173.**

Vektordiagramm:

- Einphasen-Hauptschlußmotor 229.
- — Nebenschlußmotor 253.

Vektordiagramm:

- Einphasen-Repulsionsmotor 242.
- Synchrongenerator 164.
- Synchronmotor 187.
- Verdrillte Stäbe 157.
- Verlustkurven 37.

Wechselstromgenerator, synchroner

- 153.
- Ankernuten 158.
- Ankerwicklung 156.
- Eisenhöhe im Anker 169.
- EMK bei Belastung 160.
- Erregerwicklung 171.
- Erwärmung 184.
- Hauptabmessungen 154.
- Kurvenform d. Feldes u. d. EMK 172.
- Kurzschlußcharakteristik 174.
- Lagerströme 185.
- Leistungswiderstand 167.
- Luftspalt 159.
- Magnetfeld 169.
- Spannungsänderung 179.
- Stoßkurzschlußstrom 176, 178.
- Streuspannung 166.
- Verluste 182.
- Wirkungsgrad 184.
- Wechselstrom-Kommutatormotor 211.
- Drehmoment 220.
- Kurzschlußspannung 213.
- Läufer-EMKe 214.
- Leistungsfaktor 212.
- Stromwender 218.
- Wechselstrommotor, synchroner 186.
- Weidig 109.
- Weiler 275.
- Wellendurchmesser 41.
- Wellenwicklung 4, 201, 224.
- Wendefeld 25, 31.
- Wendepole:
 - Einphasen-Hauptschlußmotor 235.
 - Gleichstrommaschine 31.
 - Induktion 32.
 - Kaskaden-Umformer 210.
 - Kraftfluß 33.

Wendepole, Leistungsverlust 38.

- Widerstand 38.
- Wicklungsschritt 4.
- Widerstandsvergrößerung, Faktor d. magnet. 11, 97, 111.
- Windungsspannung e. Transformators 64.
- Wirbelstromfaktor:
 - Gleichstrommaschine 12.
 - Induktionsmotor 114.
 - Synchrongenerator 168.
 - Transformator 76.
- Wirbelstromverluste:
 - Polschuhe 12.
 - Kupfer 76, 168.
- Wirkungsgrad:
 - Gleichstrommaschine 39.
 - Induktionsmotor 116.
 - Kaskadenumformer 202.
 - Synchrongenerator 184.
 - Transformator 77.
 - Umformer 192.
- Wist, E. 211.
- Wolf, W. 157.

Zahndicke:

- Gleichstrommaschine 8.
- Induktionsmotor 101, 105.
- Zähne:
 - Eisengewicht 36, 110.
 - Induktion, scheinbare 9, 102, 106, 159.
 - — wirkliche 10, 102, 106, 159.
- Zähnezahl:
 - Gleichstrommaschine 7.
 - Induktionsmotor 98.
- Zahnoberflächen, Verluste 110.
- Zahnteilung:
 - Gleichstrommaschine 8.
 - Induktionsmotor 98, 101, 105.
- Zederbohm, W. 158.
- Zeitkonstante e. Transformators 80.
- Zickzackschaltung 85.
- Zugkraft, magnetische 41.
- Zylinderwicklung 62, 71.

Elektrotechnische Meßkunde

Von

Dr.-Ing. P. B. Arthur Linker

Dritte, völlig umgearbeitete und erweiterte Auflage

Mit 408 Textfiguren

1920. Unveränderter Neudruck. (583 S.) 1923

Gebunden 11 Goldmark

Aus den zahlreichen Besprechungen:

Das vorliegende Werk kann als ein ausgezeichnetes Kompendium für den Gebrauch beim elektrotechnischen Praktikum bezeichnet werden. Es behandelt in ausführlicher Weise bei einem Textumfang von etwa 560 Seiten die verschiedensten elektrotechnischen und magnetischen Meßmethoden. Besondere Kapitel sind den Meßmethoden für die elektrischen Maschinen im Prüffeld gewidmet, wobei stets in entsprechenden Literaturhinweisen auf die betreffenden Originalarbeiten hingewiesen wird. Den Schluß des Buches bilden die Meßmethoden der Photometrie, nützliche Tabellen und ein ausführliches Namen- und Sachverzeichnis. *(Technische Rundschau und Anzeiger.)*

Elektrische Maschinen. Von Prof. **Rudolf Richter**, Direktor des Elektrotechnischen Instituts Karlsruhe. In zwei Bänden.
Erster Band: **Allgemeine Berechnungselemente. Die Gleichstrommaschinen.** Mit 453 Textabbildungen. (640 S.) 1924.

Gebunden 27 Goldmark

Ankerwicklungen für Gleich- und Wechselstrommaschinen. Ein Lehrbuch von Prof. **Rudolf Richter**, Direktor des Elektrotechnischen Instituts Karlsruhe. Mit 377 Textabbildungen. (436 S.) 1920.
Berichtigter Neudruck. 1922.

Gebunden 14 Goldmark

Die wissenschaftlichen Grundlagen der Elektrotechnik. Von Prof. Dr. **Gustav Benischke**, Berlin. Sechste, vermehrte Auflage. Mit 633 Abbildungen im Text. (698 S.) 1922.

Gebunden 18 Goldmark

Kurzes Lehrbuch der Elektrotechnik. Von Prof. Dr. **Adolf Thomälen**, Karlsruhe. Neunte, verbesserte Auflage. Mit 555 Textbildern. (404 S.) 1922.

Gebunden 9 Goldmark

Hilfsbuch für die Elektrotechnik. Unter Mitwirkung namhafter Fachgenossen bearbeitet und herausgegeben von Dr. **Karl Strecker**, Berlin. Zehnte, umgearbeitete Auflage. **Starkstromausgabe.** Mit 560 Abbildungen. (751 S.) 1925.

Gebunden 13.50 Goldmark

Elektrische Starkstromanlagen. Maschinen, Apparate, Schaltungen, Betrieb. Kurzgefaßtes Hilfsbuch für Ingenieure und Techniker sowie zum Gebrauch an technischen Lehranstalten. Von Studienrat Dipl.-Ing. **Emil Kosack**, Magdeburg. Sechste, durchgesehene und ergänzte Auflage. Mit 296 Textabbildungen. (342 S.) 1923.
5.50 Goldmark; gebunden 6.50 Goldmark

Elektrische Schaltvorgänge und verwandte Störungerscheinungen in Starkstromanlagen. Von Prof. Dr.-Ing. und Dr.-Ing. e. h. Privatdozent **Reinhold Rüdenberg**, Berlin. Mit 477 Abbildungen im Text und 1 Tafel. (512 S.) 1923.
Gebunden 20 Goldmark

Grundzüge der Starkstromtechnik. Für Unterricht und Praxis. Von Dr.-Ing. **K. Hoerner**. Mit 319 Textabbildungen und zahlreichen Beispielen. (262 S.) 1923.
4 Goldmark; gebunden 5 Goldmark

Der Quecksilberdampf-Gleichrichter. Von Ing. **Kurt Emil Müller**.
Erster Band: **Theoretische Grundlagen.** Mit 49 Textabbildungen und 4 Zahlentafeln. (226 S.) 1925.
Gebunden 15 Goldmark

Die Elektrotechnik und die elektromotorischen Antriebe. Ein elementares Lehrbuch für technische Lehranstalten und zum Selbstunterricht. Von Dipl.-Ing. **Wilhelm Lehmann**. Mit 520 Textabbildungen und 116 Beispielen. (458 S.) 1922.
Gebunden 9 Goldmark

Die asynchronen Wechselfeldmotoren. Kommutator- und Induktionsmotoren. Von Prof. Dr. **Gustav Benischke**, Berlin. Mit 89 Abbildungen im Text. (118 S.) 1920.
4.20 Goldmark

Die Elektromotoren in ihrer Wirkungsweise und Anwendung. Ein Hilfsbuch für die Auswahl und Durchbildung elektromotorischer Antriebe. Von **Karl Meller**, Oberingenieur. Zweite, vermehrte und verbesserte Auflage. Mit 153 Textabbildungen. (167 S.) 1923.
4.60 Goldmark; gebunden 5.40 Goldmark

Der Drehstrommotor. Ein Handbuch für Studium und Praxis. Von Prof. **Julius Heubach**, Direktor der Elektromotorenwerke Heidenau, G. m. b. H. Zweite, verbesserte Auflage. Mit 222 Abbildungen. (611 S.) 1923.
Gebunden 20 Goldmark

Die Transformatoren. Von Prof. Dr. techn. **Milan Vidmar**, Ljubljana. Zweite, verbesserte und vermehrte Auflage. Mit 320 Abbildungen im Text und auf einer Tafel.
Erscheint Ende 1925.