

Ueber die charakteristischen Kurven von Drehstrommotoren mit Stufenregelung der Umdrehungszahl für die Bedürfnisse der elektrischen Traktion

Autor(en): **Kummer, W.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Schweizerische Bauzeitung**

Band (Jahr): **49/50 (1907)**

Heft 12

PDF erstellt am: **20.09.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-26781>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

L-Form und enthalten ihrer Zweckbestimmung zufolge teils Säle mit Seitenlicht, teils solche mit Oberlicht. Durch einen Vorraum zwischen Garderobe und Kasse hindurch gelangt man in die Treppenhalle, von der aus die verschiedenen grossen und hohen Seitenlichtsäle des Erdgeschosses der beiden Seitenflügel in ununterbrochenem Rundgang durchschritten werden können. In der Hauptachse liegt, um einige Stufen vertieft und dadurch für den Eintretenden von vermehrter Raumwirkung der grosse Oberlichtsaal, der durch beide Geschosse reicht und als Hauptausstellungsraum der ganzen Anlage gedacht ist.

Zwei Treppen führen in der kuppelbedeckten Treppenhalle nach dem Obergeschoss und münden auf seitlichen Umgängen, die rings um die Halle gelegt sind, als Galerie einen Blick in den grossen Oberlichtsaal gewähren und vorn über dem Haupteingang zu einem Leseraum sich weiten.

An die Mittelhalle schliessen sich die Oberlichtsäle in den beiden Seitenflügeln an, wiederum von wechselnder Grösse und Höhe, um möglichst abwechslungsreiche Innenwirkungen zu erzielen.

An den grossen Oberlichtsaal wurden zu Zwecken der Jubiläums-Kunstaussstellung provisorisch eingeschossige Anbauten mit Sälen von verschiedenen Abmessungen an-

gegliedert. Seitlich davon sind als Abschlüsse gegen die Strasse und zur Ergänzung der Gesamtanlage Schmuckhöfe geplant, die noch nicht ausgeführt sind, aber das Gesamtbild des Aeussern wesentlich beeinflussen werden.

Der Bedeutung der einzelnen Teile der Grundrissanordnung entspricht der Aufbau des Aeussern. Eine breit gelagerte Freitreppe, auf den Wangen mit liegenden Löwen geschmückt, führt zum Eingang des Hauses empor, der in

einen von zwei Gruppen kranzhaltender Figuren bekrönten Vorbau eingeschnitten ist. Hinter der teilweise konkaven Fassade desselben entwickelt sich die Halle als Hauptmotiv der gesamten Anlage zu beherrschender Höhe, überragt von vierseitiger Kuppel. Die zu beiden Seiten sich anschliessenden Flügelbauten bringen den Gegensatz eines Seitenlicht-Erdgeschosses und eines Obergeschosses mit Oberlichtsälen zu eigenartigem Ausdruck

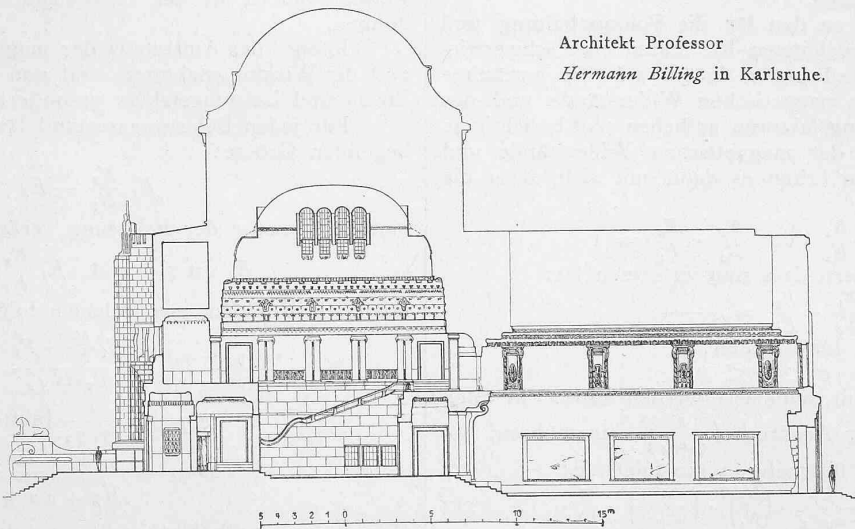


Abb. 25. Schnitt durch Halle und Oberlichtsaal der neuen städtischen Kunsthalle. — 1:400.

und sind mit den ruhigen, lisenengegliederten Mauerflächen in ihrer künstlerischen Haltung derart abgestimmt, dass durch sie die Wirkung des wuchtigen, auch durch Plastik betonten Mittelteils wesentlich unterstützt und ergänzt wird. Als Baumaterial fand in Rücksicht auf die übrigen, den Friedrichsplatz umschliessenden Gebäudegruppen und die auch farbig harmonische Geschlossenheit der Platzwirkung kräftig roter Mainsandstein auf dunklem Porphysockel Verwendung. Aus diesem satten Rot der Steinflächen leuchtet das weisse Rahmenwerk der in tiefen, schattenwerfenden Nischen liegenden Erdgeschossfenster belebend hervor.

(Schluss folgt.)

Ueber die charakteristischen Kurven von Drehstrommotoren mit Stufenregelung der Umdrehungszahl für die Bedürfnisse der elektrischen Traktion.

Von Dr. W. Kummer, Ingenieur.

(Schluss.)

Wir behandeln nun die Kaskadenschaltung unter den gleichen Voraussetzungen wie bisher, und definieren den Umschaltmodus β derart, dass für die höchste synchrone Winkelgeschwindigkeit ω_0 aller parallel geschalteten Motoren und für die bei einer Anzahl β in Kaskade geschalteter Motoren entstehende niedrigere synchrone Winkelgeschwindigkeit $(\omega_0)_\beta$ der Zusammenhang:

$$(\omega_0)_\beta = \beta \cdot (\omega_0)$$

gelten soll. Wenn dann E_2 die sekundäre elektromotorische Kraft der parallel laufenden Motoren ist, so ist für die Anzahl β in Kaskade geschalteter Motoren pro Motor die sekundäre elektromotorische Kraft $(E_2)_\beta$ wirksam, wobei

$$E_2 = \beta \cdot (E_2)_\beta;$$

wenn wir voraussetzen, dass sämtliche für die Kaskadenschaltung zu verwendenden Motoren übereinstimmende elektrische Konstanten besitzen. Die Gleichung 6 erhält dann, weil auch primär $E_1 = \beta (E_1)_\beta$ gesetzt werden darf, die Form:

$$(D_{max})_\beta = \frac{m \left(\frac{E_1}{\beta}\right)^2}{2 \cdot x_2 \cdot \left(\frac{\omega_0}{\beta}\right)} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \frac{1}{9.81} = \frac{m \cdot E_1^2}{2 \cdot x_2 \cdot \omega_0} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \frac{1}{9.81}$$

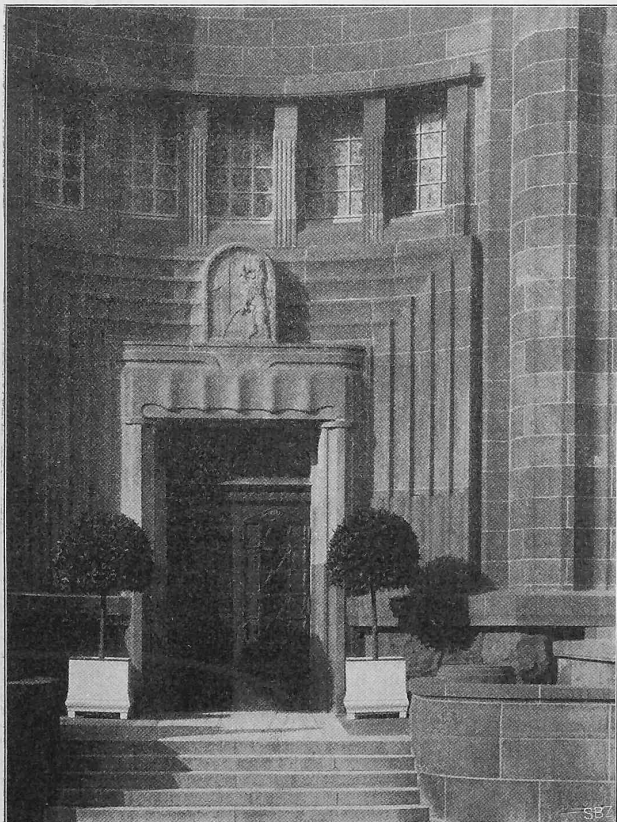


Abb. 26. Hauptportal der neuen städtischen Kunsthalle in Mannheim. Architekt Professor Hermann Billing in Karlsruhe.

sodass also $(D_{max})_{\beta}$ dem Modul β verkehrt proportional ist. Die Anwendung der Gleichung 5 ergibt dann bei konstantem E_1 für alle Kaskadenzahlen ein Schaubild, das für $\beta = 2, = 3, = 4, = 6$ genau dem der Abbildung 6 (S. 114) entspricht, wobei einfach β an Stelle von α zu setzen ist.

Auch für die Kaskadenschaltung kann eine Regelung der primären Spannung E_1 zur Anwendung kommen und sind dann entsprechende Resultate wie für den Fall der Polumschaltung erhältlich.

Wir haben nun an den für die Polumschaltung und Kaskadenschaltung abgeleiteten Resultaten eine schwerwiegende Korrektur anzubringen, indem wir die vorläufige Vernachlässigung der magnetischen Widerstände und des Einflusses der Wicklungsfaktoren aufheben und berichtigen. Die Berücksichtigung der magnetischen Widerstände und der Wicklungsfaktoren bringt es dann mit sich, dass die Beziehung:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \text{ oder } \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{E_2}{E_1} = 1$$

nicht mehr gilt, sondern dass nun zu setzen ist:

$$\frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{E_2}{E_1} = \frac{1}{1 + \sigma}$$

wo der Koeffizient σ , für welchen:

$$0 < \sigma < 1$$

als Streukoeffizient aufgefasst werden kann. In Gleichung 6 ist dann der Ausdruck $\left(\frac{1}{1 + \sigma}\right)^2$ einzuführen, sodass diese Gleichung übergeht in die folgende:

$$D_{max} = \frac{m \cdot E_1^2}{2 \cdot \omega_0 x_2} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{1 + \sigma}\right)^2 \cdot \frac{1}{9,81} \quad (7)$$

Für die Stufenregelung mittels Polumschaltung und Kaskadenschaltung bleibt nun σ nicht unveränderlich von Stufe zu Stufe.

Hingegen kann unter der Voraussetzung günstiger Wicklungsanordnungen das für die Verhältnisse der Praxis mit genügender Genauigkeit geltende Gesetz für die Aenderung von σ von Stufe zu Stufe angegeben werden.

Für die Polumschaltung darf man nämlich, wenn der niedersten Polzahl P der Koeffizient σ entspricht, für die gemäss dem Modul α höhere Polzahl αP den Koeffizienten σ_{α} berechnen aus:

$$\left(1 + \frac{1}{\sigma}\right)^{\alpha} = \alpha \left(1 + \frac{1}{\sigma_{\alpha}}\right)$$

Analog darf man für die Cascadenschaltung, wenn jedem der parallel geschalteten Motoren der Koeffizient σ entspricht, für die gemäss dem Modul β entstehenden Koeffizienten σ_{β} der β -Motoren den Ansatz machen:

$$\left(1 + \frac{1}{\sigma}\right) = \beta^2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_{\beta}}\right)$$

Die Ausdrücke, die dann in der Gleichung 7 für die Berücksichtigung der magnetischen Widerstände und Wicklungsfaktoren vorkommen, lauten dann:

$$\left(\frac{1}{1 + \sigma_{\alpha}}\right)^2 = \left(1 - \frac{\alpha \cdot \sigma}{1 + \sigma}\right)^2$$

und

$$\left(\frac{1}{1 + \sigma_{\beta}}\right)^2 = \left(1 - \frac{\beta^2 \cdot \sigma}{1 + \sigma}\right)^2$$

Die Gleichung 7 liefert also hinsichtlich des Einflusses der Streuung wesentlich andere Resultate für die Polumschaltung und die Kaskadenschaltung und dieser Unterschied ist an Hand eines Beispiels besonders gut nachweisbar.

Wir betrachten das Beispiel: $\alpha = \beta = 1, = 2, = 3, = 4, = 6$ und setzen voraus, es sei:

$$\sigma = 0,05$$

Dann liefert die Ausrechnung

$\alpha = \beta = 1,$	$\left(1 - \frac{\alpha \cdot \sigma}{1 + \sigma}\right) = 0,91,$	$\left(1 - \frac{\beta^2 \cdot \sigma}{1 + \sigma}\right)^2 = 0,91$
$= 2$	$= 0,82$	$= 0,66$
$= 3$	$= 0,73$	$= 0,33$
$= 4$	$= 0,66$	$= 0,06$
$= 6$	$= 0,51$	$= \text{negativ}$

Dieses Beispiel zeigt schlagend, in wie grossem Nachteil die Methode der Kaskadenschaltung sich der Methode der Polumschaltung gegenüber befindet. Das Resultat lässt sich für die Kaskadenschaltung etwas verbessern, indem

man Motoren mit ungleichen elektrischen Konstanten in Kaskade schaltet. Trotzdem ist jedoch das Resultat so schlecht, dass andere Schaltungen als mit $\beta = 1$ und $\beta = 2$ d. h. mit bloss zwei Stufen praktisch nie benutzt werden konnten.

Auch für die Polumschaltung werden zwar meistens nur zwei Stufen für dieselbe Wicklung benutzt, jedoch liegt der Grund dafür nicht in der unbefriedigenden Arbeitsweise, sondern in der Komplikation der Schalterverbindungen.

Infolge des Auftretens der magnetischen Widerstände und der Wicklungsfaktoren sind nun die primären Grössen Strom und Leistungsfaktor gesondert zu berechnen.

Für jeden Belastungszustand lässt sich über der festliegenden Grösse:

$$E_1 \frac{N_2}{N_1} - E_2$$

und den gemäss der Belastung veränderlichen Grössen:

$$E_2 \sin \varphi_2 \text{ und } E_1 \frac{N_2}{N_1} \sin \varphi_1$$

ein Dreieck bilden, aus welchem folgt:

$$\frac{\sin(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sin(90 - \varphi_1)} = \frac{E_1 \frac{N_2}{N_1} - E_2}{E_2 \sin \varphi_2} = \frac{\sigma}{\sin \varphi}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{1}{\cos \varphi_2} \left(\sin \varphi_2 + \frac{\sigma}{\sin \varphi_2} \right)$$

$$\cos \varphi_1 = \frac{\cos \varphi_2}{\sqrt{1 + 2\sigma + \sigma^2 \cdot \frac{1}{\sin^2 \varphi_2}}}$$

Da wir ferner alle Verluste ausser den sekundären Kupferverlusten vernachlässigen, so gilt:

$$N_1 J_1 \cos \varphi_1 = N_2 J_2 \cos \varphi_2$$

woraus folgt:

$$J_1 = J_2 \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\cos \varphi_2}{\cos \varphi_1}$$

$$= J_2 \frac{N_2}{N_1} \sqrt{1 + 2\sigma + \sigma^2 \cdot \frac{1}{\sin^2 \varphi_2}}$$

womit die primären Grössen auf die sekundären zurückgeführt sind. Mittels der Beziehungen:

$$\cos \varphi_2 = \frac{sm}{\sqrt{s^2 m^2 + s^2}}, \quad \frac{1}{\sin^2 \varphi_2} = 1 + \left(\frac{sm}{s}\right)^2$$

folgt nun:

$$\cos \varphi_1 = \frac{sm}{\sqrt{(sm^2 + s^2)(1 + 2\sigma + \sigma^2 \cdot [1 + \frac{sm^2}{s^2}])}} \quad (8)$$

in Funktion der Schlüpfung s . Es besitzt $\cos \varphi_1$ ein

Maximum, das aus: $\frac{\partial(\cos \varphi_1)}{\partial s} = 0$

für die Schlüpfung: $s = sm \sqrt{\frac{\sigma}{1 + \sigma}}$

zu: $\cos(\varphi_1)_{max} = \frac{1}{1 + 2\sigma}$ folgt.

Weiter gilt mit Hülfe der Beziehung: $\frac{N_2}{N_1 E_2} = \frac{1 + \sigma}{E_1}$

$$J_1 = \frac{\omega_0 D}{m E_1} \cdot (1 + \sigma) \cdot \sqrt{1 + 2\sigma + \sigma^2 \left(1 + \frac{sm^2}{s^2}\right) \cdot \frac{\sqrt{s^2 + sm^2}}{sm^2} \cdot 9,81}$$

woraus folgt:

$$J_1 = \frac{2 \cdot D_{max} \cdot \omega_0}{m \cdot E_1} \cdot \frac{1 + \sigma}{\sqrt{1 + \frac{sm^2}{s^2}}} \cdot \sqrt{1 + 2\sigma + \sigma^2 \left(1 + \frac{sm^2}{s^2}\right) \cdot 9,81} \quad (9)$$

ebenfalls in Funktion der Schlüpfung s . Aus dieser Gleichung ergibt sich für $s = 0$ der Strom J_1 in der unbestimmten Form $\frac{0}{0}$; man kann daher aus der Gleichung den sog. Leerlaufstrom nicht berechnen, was übrigens auch aus der Entstehungsweise der Gleichung naheliegender erscheint.

Die zahlenmässige Bedeutung der Gleichungen 8 und 9 wollen wir nun für denjenigen Fall der Polumschaltung, der bei Vernachlässigung der Streuung der Abbildung 5, also analytisch beispielsweise der Bedingung einer variablen Windungszahl $\left(\frac{\alpha}{\alpha_{max}} N_1\right)$ bei konstanter Spannung E_1 ent-

spricht, besprechen, wobei wir jedoch den Einfluss der Streuung mitberücksichtigen. Wir beziehen dann auch noch die Werte des Drehmoments D , der Leistung L und der magnetischen Induktion B in die Vergleichung ein, wobei D aus dem D_{max} der Gleichung 7 und der Gleichung 4 folgt und auch, wie leicht ersichtlich, L proportional dem Wert $\left(\frac{1}{1 + \sigma_\alpha}\right)^2$ und B proportional dem Wert $\frac{\alpha}{1 + \sigma_\alpha}$ werden. Wir vergleichen also die Grössen D , L , B , J_1 , $\cos \varphi_1$ und zwar für die verschiedenen Geschwindigkeitsstufen für einen unveränderlichen Wert der Schlüpfung; wir haben für diese Grössen dann nicht die vollständigen Ausdrücke, sondern nur die variablen Faktoren, die sie enthalten, hinzuschreiben, um die Vergleichung durchzuführen. Es haben dann für eine durch den Modul α bestimmte Geschwindigkeitsstufe α die Grössen D , L und B Vergleichsfaktoren, die unabhängig von der Schlüpfung sind, nämlich:

D den Ausdruck $\frac{\alpha}{(1 + \sigma_\alpha)^2}$
 L den Ausdruck $\left(\frac{1}{1 + \sigma_\alpha}\right)^2$
 B den Ausdruck $\frac{\alpha}{1 + \sigma_\alpha}$;

andererseits haben die Grössen J_1 und $\cos \varphi_1$ mit der Schlüpfung veränderliche Vergleichsfaktoren für eine durch den Modul α bestimmte Schlüpfungszahl, nämlich:

J_1 den Ausdruck: $\frac{1 + \sigma_\alpha}{\sqrt{1 + \frac{\sigma_\alpha^2}{s^2}}} \cdot \sqrt{1 + 2\sigma_\alpha + \sigma_\alpha^2 \left(1 + \frac{\sigma_\alpha^2}{s^2}\right)}$

$\cos \varphi_1$ den Ausdruck: $\frac{s_m}{\sqrt{(s_m^2 + s^2) \left(1 + 2\sigma_\alpha + \sigma_\alpha^2 \left[1 + \frac{\sigma_\alpha^2}{s^2}\right]\right)}}$

Die für alle Geschwindigkeitsstufen gleichbleibenden Schlüpfungswerte, für die wir diese Vergleichung durchführen, sind: $s = 1$, $s = s_m$ und der noch zu erläuternde Wert: $s = s_n$. Wir definieren den Schlüpfungswert s_n derart, dass ihm bei der höchsten Geschwindigkeitsstufe ungefähr der halbe Wert der maximalen Leistung, den man für Drehstrommotoren allgemein als den nominellen oder normalen Leistungswert bezeichnet, entspricht und setzen:

$s_n = s_m \cdot \sqrt{\frac{1}{63}}$

wobei das entsprechende Drehmoment gemäss Gleichung 4 den Ausdruck:

$(D)_{s_n} = D_{max} \cdot 0,248$

erhält und die entsprechende Leistung angenähert dem halben Leistungsmaximum entspricht.

Wir stellen eine Vergleichung an für ein Zahlenbeispiel mit $\alpha = 1, = 1,5, = 2, = 3, = 4, = 6$ entsprechend 4, 6, 8, 12, 16, 24 Polen, wobei für $\alpha = 1$ oder $P = 4$:

$\sigma = 0,05$

und für alle α und P :

$s_m^2 = 0,2$

sein soll. Die oben angeschriebenen Vergleichsfaktoren ergeben dann die Zahlentafel:

α	1	1,5	2	3	4	6	
für alle s	D	0,91	1,29	1,64	2,19	2,64	3,06
	L	0,91	0,86	0,82	0,73	0,66	0,51
	B	0,95	1,39	1,81	2,57	3,24	4,28
$s = s_n = \sqrt{\frac{0,2}{63}}$	J_1	0,13	0,14	0,16	0,19	0,23	0,31
	$\cos \varphi_1$	0,88	0,80	0,72	0,56	0,44	0,28
$s = s_m = \sqrt{0,2}$	J_1	0,71	0,71	0,71	0,72	0,72	0,73
	$\cos \varphi_1$	0,67	0,66	0,63	0,60	0,56	0,49
$s = 1,0$	J_1	0,91	0,91	0,91	0,91	0,91	0,91
	$\cos \varphi_1$	0,36	0,33	0,30	0,23	0,18	0,12

Für dasselbe Zahlenbeispiel stellen wir nun auch die Werte von $(\cos \varphi_1)_{max}$ für jede Geschwindigkeitsstufe nebst

den zugeordneten Werten der Schlüpfung zusammen und erhalten die Zahlentafel:

α	1	1,5	2	3	4	6
$(s)_{\cos \varphi_1 max}$	0,10	0,12	0,14	0,17	0,20	0,24
$\cos (\varphi_1)_{max}$	0,91	0,87	0,83	0,75	0,68	0,56

Die Zusammenstellung der Stromstärkewerte für dieselbe Schlüpfung bei den verschiedenen Stufen lehrt das interessante Resultat, dass für die Schlüpfung $s = 1$ bei allen Stufen praktisch derselbe Strom resultiert, dass für die Schlüpfung $s = s_m$ der Strom nur wenig mit dem Modul α der Stufenzahl zunimmt und dass endlich für die Schlüpfung $s = s_n$ der Strom mit dem Modul α der Stufenzahl erheblich wächst. Aus der Konstanz der Stromstärke bei $s = 1$, welches Resultat für praktische Verhältnisse von s_m unabhängig ist und also auch für Drehstrommotoren mit Kurzschlussankern gilt, ist zu entnehmen, dass der Anlauf von Stufenmotoren mit sog. Kurzschlussankern auf allen Stufen denselben ersten Stromstoss ergibt; ist die betreffende Stromstärke also bei voller oder reduzierter konstanter Spannung dem Motor zuträglich, so kann auf diese Tatsache eine Anfahrtsmethode gegründet werden. Für die Traktion wird indess von diesem Verfahren nicht viel zu erwarten sein, indem man so wie so die Stufenzahl möglichst zu beschränken hat, um nicht zu umständliche Schaltungsschemata zu erhalten.

Man wird in der Praxis der elektrischen Traktion wohl kaum mehr als vier Stufen verwenden und empfehlen sich dann die Module $\alpha = 1, 1,5, 2, 3$, bei $P = 4, = 8, = 12, = 16$ oder bei $P = 8, = 16, = 24, = 32$ usw., je nach der verwendeten Frequenz und anzustrebenden Bahngeschwindigkeit. Um einfache Schaltungen zu erhalten, wird man dann mit Vorteil den Stator mit zwei Wicklungssystemen, wovon eines für $\alpha = 1$ und $\alpha = 2$, das andere für $\alpha = 1,5$ und $\alpha = 3$ ausrüsten.

Es muss nun darauf hingewiesen werden, dass auch die Kaskadenschaltung, für welche wir einzig die Module $\beta = 1$ und $\beta = 2$ als zulässig erkannt haben, eine Verbesserung der Regelbarkeit der Stufen zulässt, indem man nicht Motoren gleicher Polzahl, sondern Motoren der Polzahlen P_1 und P_2 verwendet. Man kann dann die drei Geschwindigkeiten proportional $\frac{1}{P_1}, \frac{1}{P_2}$ und $\frac{1}{P_1 + P_2}$ erreichen, indem man erstens die Motoren der Polzahl P_1 allein betreibt, zweitens diejenigen der Polzahl P_2 allein betreibt und drittens je einen Motor der Polzahl P_2 in Kaskade zu je einem Motor der Polzahl P_1 schaltet. Sind die Motoren dann, abgesehen von der Polzahl, übereinstimmend in ihrem elektrischen Aufbau, dann kann mit grosser Annäherung der Ansatz gelten:

$P_1 \left(1 + \frac{1}{\sigma_1}\right) = P_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_2}\right)$

$\left(1 + \frac{1}{\sigma_{1,2}}\right) = \frac{P_1}{P_1 + P_2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\sigma_1}\right)$

wobei σ_1 der Polzahl P_1 , σ_2 der Polzahl P_2 und $\sigma_{1,2}$ der Kaskadenschaltung von Motoren der Polzahlen P_1 und P_2 zugeordnet sind.

Unter der Annahme: $P_1 = 8, \sigma_1 = 0,05$ erhält man für ein $P_2 = 12$ die vergleichende Tafel:

	$P_1 = 8$	$P_2 = 12$	$P_1 + P_2 = 20$
σ	0,050	0,077	0,312
$\left(\frac{1}{1 + \sigma}\right)^2$	0,91	0,86	0,58
$(\cos \varphi_1)_{max}$	0,91	0,87	0,62

Die Verhältnisse, die für die Kaskadenschaltung auch hier nicht günstig sind, werden verbessert, indem die Mo-

toren P_1 mit den Motoren P_2 elektrisch nicht übereinstimmend, sondern nach besonderen Grundsätzen voneinander abweichend entworfen sind. Diese Lösung ist bei der letzten zur Ablieferung gelangten Serie der Lokomotiven der Veltlinbahn angewendet worden, worüber in der Zeitschrift „Elektrische Kraftbetriebe und Bahnen“ Seite 101 von 1907 ein Bericht zu finden ist.

Die Vergleichung der Leistungsfähigkeit der Methode der Polumschaltung und der Kaskadenschaltung ergibt sich zugunsten der erstern, welche mit demselben Gewicht an motorischer Ausrüstung vier Geschwindigkeiten gegenüber drei mit höherem mittlern Leistungsfaktor für alle Stufen zu erreichen gestattet.

Die abgeleiteten Resultate wären nun korrekter Weise noch durch die Berücksichtigung der bisher vernachlässigten elektrischen und mechanischen Verluste im Motor zu ergänzen. Wir brauchen hier darauf nicht einzutreten, da diese Berücksichtigung die gefundenen Resultate nur unbedeutend ändert. Für jede der einzelnen Stufen eines Stufenmotors kann diese Berücksichtigung mittels eines strengen Diagramms des Drehstrommotors, wie dieselben von verschiedener Seite mit Erfolg abgeleitet und entwickelt wurden, geschehen; die Vergleichung der einzelnen Stufen würde dann analytisch unübersichtlich werden und würde auch ein spezielles Zahlenbeispiel nichts Neues bieten.

Es soll nun noch der Zusammenhang des maximalen und des nominellen Motordrehmoments mit den Motordimensionen gezeigt werden. Das nominelle Motordrehmoment kann ohne weiteres aus dem maximalen Drehmoment hergeleitet werden, für das sich aus Gleichung 9 der gewünschte Zusammenhang, wie folgt, ergibt:

$$D_{max} = \frac{E_1 \cdot (I_1)_m \cdot m}{2 \omega_0} \cdot \frac{\sqrt{2}}{1 + \sigma} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 2\sigma + 2\sigma^2}} \cdot \frac{1}{9,81}$$

wenn: $s = s_m$ gesetzt wird.

$$\text{Es folgt: } D_{max} = \frac{E_1 (I_1)_m \cdot m}{2 \omega_0} \cdot \frac{1}{(1 + \sigma)} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1 + 2\sigma)^2 + 1}} \cdot \frac{1}{9,81}$$

Durch Einführung des bekannten Zusammenhangs:

$$E_1 = 4,44 B \cdot N_1 \cdot v \cdot f \cdot \frac{\pi \cdot d \cdot l}{P} \cdot \alpha \cdot (1 + \sigma) 10^{-8},$$

wo B die magnetische Induktion im Eisen, f ein Wicklungsfaktor, d der Durchmesser und l die Länge des Motorankers, α den Verhältnisfaktor des Polbogens zur Polteilung bedeuten; ferner durch Einführung der linearen Strombelastung Q_m des Stators pro 1 cm im Luftraum beim Maximaldrehmoment:

$$Q_m = \frac{m \cdot 2 N_1 \cdot (J_1)_m}{\pi \cdot d}$$

wobei im Stator dieselbe Phasenzahl $m = 3$ wie im Rotor angenommen ist. Durch die Einführung von: $\omega_0 = \frac{4 \pi v}{P}$ bekommt man schliesslich:

$$D_{max} = \frac{1,11 \cdot B \cdot Q_m \cdot f \cdot \pi \cdot d^2 \cdot l \cdot a}{4 \sqrt{(1 + 2\sigma)^2 + 1}} \cdot \frac{10^{-8}}{9,81}$$

Man kann nun das Volumen V_m des Motorankers pro Einheit des maximalen Drehmoments einführen und schreiben:

$$V_m = \frac{\frac{\pi}{4} d^2 l}{D_{max}} = \frac{\sqrt{(1 + 2\sigma)^2 + 1}}{1,11 \cdot B \cdot Q_m \cdot f \cdot a} \cdot 9,81 \cdot 10^8$$

Für den gewöhnlichen Drehstrommotor wird:

$$V_m = 100 \text{ cm}^3 \text{ pro mkg}$$

ein brauchbarer Mittelwert sein. Da nach den Darlegungen auf Seite 155 bei der nominellen oder normalen Leistung das Drehmoment $(D)_{sn}$ ungefähr gleich dem vierten Teil des maximalen Drehmoments ist, so setzen wir für das Volumen V_1 des Motorankers pro Einheit des normalen Drehmoments:

$$V_1 = \frac{\frac{\pi}{4} d^2 l}{\frac{1}{4} D_{max}} = 4 V_m$$

und bekommen für den gewöhnlichen Drehstrommotor:

$$V_1 = 400 \text{ cm}^3 \text{ pro mkg}$$

also ungefähr denselben Wert, den der Verfasser früher für den Wechselstromseriemotor ableitete.

Für einen Stufenmotor mit 2 Polzahlen wird etwa:

$$V_1 = 450 \text{ cm}^3 \text{ pro mkg}$$

und für einen Stufenmotor mit 4 Polzahlen ebenso

$$V_1 = 500 \text{ cm}^3 \text{ pro mkg}$$

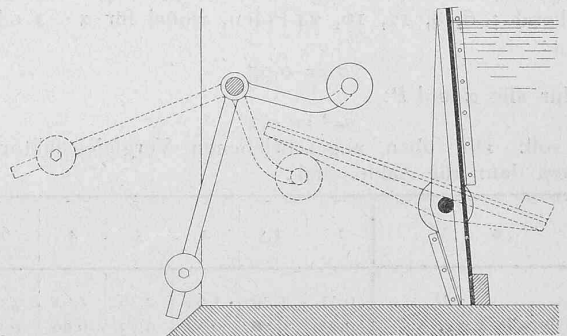
für die Stufe mit dem absolut grössten Drehmoment. Diese Werte, die wir als brauchbare Mittelwerte für wohldimensionierte Motoren mit Polumschaltung anzusehen haben, liegen erheblich über den entsprechenden Werten der Seriemotoren für Gleichstrom und Einphasenwechselstrom, die der früheren Studie des Verfassers entnommen werden können. Es ist freilich beizufügen, dass mit Rücksicht auf die Kommutationsverhältnisse die Seriemotoren für Gleichstrom und Wechselstrom für ein bestimmtes normales Drehmoment nur ein etwa doppelt so grosses maximales Drehmoment zulassen und nicht ein viermal so grosses, wie die Drehstrommotoren; die maximalen Drehmomente kommen jedoch mit Rücksicht auf die Erwärmung nur für augenblickliche und nicht für dauernde Wirkungen in Betracht.

Zusammenfassung.

Vom gewöhnlichen Drehstrommotor ausgehend, werden zunächst dessen charakteristische Kurven aus der Annahme eines nominellen, beziehungsweise maximalen, Drehmoments und der beigeordneten Umdrehungszahl hergeleitet und hinsichtlich der Bedürfnisse der elektrischen Traktion besprochen und wird gezeigt, dass eine Verbesserung dieser Kurven durch Anwendung einer Stufenregelung der Umdrehungszahl erforderlich ist. Es werden dann die bezüglichen Wirkungen der für die Traktion brauchbaren Verfahren der Polumschaltung und Kaskadenschaltung dargestellt und gezeigt, dass aus der zweckmässigen Ausbildung des Verfahrens der Polumschaltung die wirksamere Stufenregelung erhältlich ist.

Miscellanea.

Eine selbsttätig regulierende Wehrklappe, die bei Stauwehren den Wasserspiegel automatisch stets auf gleicher Höhe halten soll, ist durch *M. Mirza* in Bombay erfunden worden. Die Vorrichtung besteht, wie nebenstehende Skizze zeigt, aus einer um eine feste Welle drehbaren Klappe, die in ihrer Höchstlage unten und oben an seitlich befestigten Winkelschienen anschlägt. Der Drehpunkt befindet sich in $\frac{1}{3}$ der Stauhöhe, sodass die am Fusse durch ein Gegengewicht genau ausbalancierte Klappe bei jedem Wasserstand der die Höhe der Wehrkrone nicht erreicht, durch den Wasserdruck selbst an die Anschlagschienen angepresst und geschlossen gehalten wird. Steigt nun der Wasserspiegel über die Höhe des Ueberlaufes und mit ihm der Angriffspunkt der Resultierenden des Wasser-



druckes über die Drehachse der Klappe, so beginnt diese sich zu öffnen sobald die Ueberfallhöhe genügt um die Reibung der Drehachse zu überwinden. Ein mit verstellbarem Gegengewicht versehener Winkelhebel, an den die sich öffnende Klappe zu liegen kommt, verhindert einen zu starken Ausschlag. Wie die Zeitschrift «La houille blanche» berichtet, wird diese Einrichtung durch die englische Kolonialverwaltung bei Bewässerungsanlagen im Regierungsbezirk Bombay mit Vorteil angewendet. So öffnet sich z. B. eine 2,75 m hohe Klappe, sobald die Ueberfallhöhe 95 mm erreicht und schliesst sich wieder, sobald der Wasserspiegel um 127 mm unter die Wehrkrone gesunken ist. Die Stauhöhe von 2,75 m schwankt also im ganzen um nur $\pm 222 \text{ mm}$ oder 8%.