

Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 48 (1957)
Heft: 14

Artikel: Einsattelung der Drehmomentkurve von Synchronmotoren beim asynchronen Anlauf
Autor: Kovács, K.P. / Rácz, S.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1058686>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 18.01.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Du fait que $\Delta\sigma \ll 2\sigma_0$, et de la possibilité de négliger par conséquent le terme $\Delta\sigma^2$, on a finalement:

$$\begin{aligned} \Delta E_s &= \frac{a A \sigma_0}{E} \Delta\sigma = -\frac{A}{E} \cdot \frac{a}{f_0} \left(\frac{a^2 \gamma}{8 f_0} \right)^2 \Delta f = \\ &= \frac{1}{4} g a \frac{\gamma}{E f_0} \left[\frac{\left(\frac{a}{2} \right)^2}{f_0} \right]^2 \Delta f \quad (8) \\ \text{car } A\gamma &= g \end{aligned}$$

Selon la loi de l'énergie, il faut que

$$E_b = \Delta E_p + \Delta E_s \quad (9)$$

ou

$$\begin{aligned} 2 E J a \left[\frac{f_0}{\left(\frac{a}{2} \right)^2} \right]^2 &= -\frac{2}{3} g a \cdot \\ &\cdot \left\{ 1 + \frac{3}{8} \cdot \frac{\gamma}{E f_0} \left[\frac{\left(\frac{a}{2} \right)^2}{f_0} \right]^2 \right\} \Delta f \end{aligned}$$

On obtient de la sorte, pour la différence cherchée entre les flèches

$$\begin{aligned} \Delta f &= -\frac{3 \frac{E J}{g} \left[\frac{f_0}{\left(\frac{a}{2} \right)^2} \right]^2}{1 + \frac{3}{8} \frac{\gamma}{E f_0} \left[\frac{\left(\frac{a}{2} \right)^2}{f_0} \right]^2} \quad (10) \end{aligned}$$

La seconde expression au dénominateur de l'équation (10) est généralement si petite, que l'on peut la négliger par rapport à 1; mais, même sans cela, on a certainement

$$|\Delta f| < 3 \frac{E J}{g} \left[\frac{f_0}{\left(\frac{a}{2} \right)^2} \right]^2 \quad (10a)$$

La différence des flèches est donc inversement proportionnelle à environ la quatrième puissance de la portée (ordre de grandeur 10^{-2}), de sorte qu'elle n'est surtout notable que pour les petites portées.

Admettons, par exemple, que $a = 50 \text{ m} = 5000 \text{ cm}$, $f_0 = 100 \text{ cm}$, $E = 1,3 \times 10^6 \text{ kg/cm}^2$, $g = 0,03 \text{ kg/cm}$ et $J \approx 1 \text{ cm}^4$ (cuivre d'environ 300 mm^2 de section). Nous aurons ainsi $\Delta f = 3 \times 1,3 \times 10^6 \times 1 \times (100/2500)^2 / 0,03 = 0,034 \text{ cm} = 0,34 \text{ mm}$.

Ainsi donc, l'influence de la rigidité du conducteur câblé sur la forme de la courbe du conducteur est si faible qu'elle ne peut pas du tout être mesurée dans le cas des lignes aériennes. Rien ne s'oppose toutefois, à ce point de vue, à l'utilisation illimitée de la chaînette de conducteurs absolument souples.

Il reste encore à déterminer la tension de flexion supplémentaire et sa valeur maximum au point le plus bas de la parabole. Avec une précision suffisante, on a dans ce cas, en tenant compte de l'équation (5) et en utilisant le paramètre p de la courbe du conducteur câblé

$$p = \frac{\sigma_0}{\gamma} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\left(\frac{a}{2} \right)^2}{f_0} \quad (11)$$

le moment de flexion

$$M = E J y''(0) = \frac{E J}{p} \quad (12)$$

et la tension de flexion

$$\sigma_b = \frac{M}{w_b} = \frac{M}{J} = \frac{r E}{p} \quad (13)$$

(w_b moment s'opposant à la flexion, r rayon de la section).

Dans l'exemple traité ci-dessus, on obtient avec $r = 1 \text{ cm}$ et $p = 3,125 \times 10^4 \text{ cm}$, un σ_b de $1 \times 1,3 \times 10^6 / 3,125 \times 10^4 = 41,6 \text{ kg/cm}^2 = 0,416 \text{ kg/mm}^2$ et ainsi un résultat qui est moins négligeable que l'influence sur la forme de la courbe du conducteur câblé.

Bibliographie

- [1] Kohler, K.: Die Gleichgewichtslinie des elastischen vollschmiegsamen Seils. Stahlbau t. 26(1957), n° 3, p. 89.
- [2] Tolle, M.: Die steife Kettenlinie. Z. VDI t. 41(1897), p. 855.

Adresse de l'auteur:

K. Kohler, Dr., privat-docent, 8, Putlitzstrasse, Karlsruhe (Baden) (Allemagne).

Einsattelung der Drehmomentkurve von Synchronmotoren beim asynchronen Anlauf

Von K. P. Kovács und S. Rácz, Budapest

621.313.323

Die als Asynchronmotor angelassenen Synchronmotoren weisen in der Umgebung der halben Synchrondrehzahl infolge der Asymmetrie des Läufers Unregelmässigkeiten im Verlauf des Drehmomentes auf, die darin bestehen, dass im asynchronen Beschleunigungsmoment etwas unter der halben Drehzahl ein plötzlicher Drehmomentanstieg, über der halben Drehzahl aber ein Drehmomentabfall auftritt. Das im Aufsatz beschriebene einfache graphische Verfahren ermöglicht die Bestimmung des beim Anlassen in der Umgebung der halben Drehzahl zu erwartenden kleinsten Drehmomentwertes.

Les moteurs synchrones démarrés en asynchrones présentent des irrégularités de couple pendant la marche, aux environs de la moitié de la vitesse de rotation synchrone, par suite de l'asymétrie du rotor. Ces irrégularités sont constituées, pendant l'accélération du couple asynchrone et pour une vitesse de rotation légèrement inférieure à la moitié de la vitesse synchrone, par un brusque accroissement du couple; pour une vitesse légèrement supérieure, par un décroissement du couple. Le simple procédé graphique décrit dans cet article permet de déterminer la plus petite valeur du couple à prévoir lors du démarrage aux environs de la moitié de la vitesse de rotation synchrone.

Benützte Buchstabensymbole

a, b, c Bezeichnung der Phasen
Frequenz

f_N Netzfrequenz
 I, i Statorstrom; I_1 bzw. I_2 Mit- bzw. Gegenkomponente; I_d bzw. I_q (i_d bzw. i_q) Längs-

- bzw. Querkomponente; $I_{m\bar{d}}$ bzw. I_{mq} die Werte von $I_{\bar{d}}$ bzw. I_q bei $s = 0$; i_s totaler Statorstrom
- k Koeffizient, s. Gl. (26) und (27)
- m Drehmomentabschnitt; m_1 bzw. m_2 Drehmoment des mit- bzw. gegenlaufenden Systems; m_1^* Drehmoment bei $s = 0,5$ ohne Berücksichtigung des Statorwiderstandes; Δm_1 Drehmomentabweichung des mitlaufenden Systems; Δm resultierende Drehmomentabweichung
- M Drehmoment; M_a asynchrones Drehmoment; M_1^* Drehmoment bei $s = 0,5$ ohne Berücksichtigung des Statorwiderstandes; ΔM resultierende Drehmomentabweichung; M_n Nenndrehmoment
- p reeller Parameter
- P_{l1} bzw. P_{l2} Luftspaltleistung des mit- bzw. gegenlaufenden Systems
- R Wirkwiderstand; R_c Wirkwiderstand des Erregerkreises samt Anlasswiderstand; $R_{\bar{d}}$ bzw. R_q Wirkwiderstand der Dämpferwicklung in Längs- bzw. Querrichtung; R_D bzw. R_Q Wirkwiderstand von der Impedanz $\bar{Z}_{\bar{d}}$ bzw. \bar{Z}_q ; R_s Wirkwiderstand der Statorwicklung
- s Schlupf
- U_1, U_s Klemmenspannung des Stators
- U_{s0} Spannung der Ersatzstromquelle, s. Gl. (18)
- X Reaktanz (bei der Frequenz f_1); $X_{cl\bar{d}}$ Streureaktanz der Erregerwicklung; $X_{rl\bar{d}}$ bzw. X_{rlq} Streureaktanz der Dämpferwicklung in Längs- bzw. Querrichtung; $X_{m\bar{d}}$ bzw. X_{mq} Magnetisierungsreaktanz in Längs- bzw. Querrichtung; X_D bzw. X_Q Reaktanz der Impedanz $\bar{Z}_{\bar{d}}$ bzw. \bar{Z}_q ; X_{sl} Streureaktanz des Stators
- $\bar{Y}_{\bar{d}}$ bzw. \bar{Y}_q resultierende Admittanz der Längs- bzw. Querersatzschaltung bei $s = 0,5$
- \bar{Z} Impedanz; $\bar{Z}_{\bar{d}}$ bzw. \bar{Z}_q resultierende Impedanz der Längs- bzw. Querersatzschaltung bei $s = 0,5$; \bar{Z}_M an zwei Klemmen der Ständerwicklung bei der Frequenz $f_1/2$ gemessene Impedanz ($Z_{Mbc}, Z_{Mca}, Z_{Mab}$) im Stillstand
- α Phasenwinkel von $\bar{Y}_{\bar{d}} + \bar{Y}_q$
- φ_1 Phasenwinkel des Stromes \bar{I}_1
- ω_1 mechanische Synchron-Winkelgeschwindigkeit des Motors

1. Einleitung

Bei der Untersuchung der Anlassverhältnisse von mit Anlasskäfig versehenen oder Massivläufer besitzenden Vollpol- oder Schenkelpol-Synchronmotoren kann in vielen Fällen die bei der halben Synchrondrehzahl auftretende Einsattelung in der Drehmomentkurve nicht vernachlässigt werden. Diese Erscheinung besteht bekanntlich darin, dass die Drehmomentkurve unterhalb der halben Synchrondrehzahl einen plötzlichen Anstieg, oberhalb dieser dagegen einen Drehmomentabfall aufweist (Fig. 1).

Diese Unregelmässigkeit folgt daraus, dass der Läufer des Synchronmotors in der Richtung der Längsachse d der Erregerpule (Polrichtung) und in der darauf senkrechten Richtung q nicht symmetrisch ist (Fig. 2)¹⁾. Bei Synchronmotoren, deren Läufer in Längs- und Querrichtung vollkommen

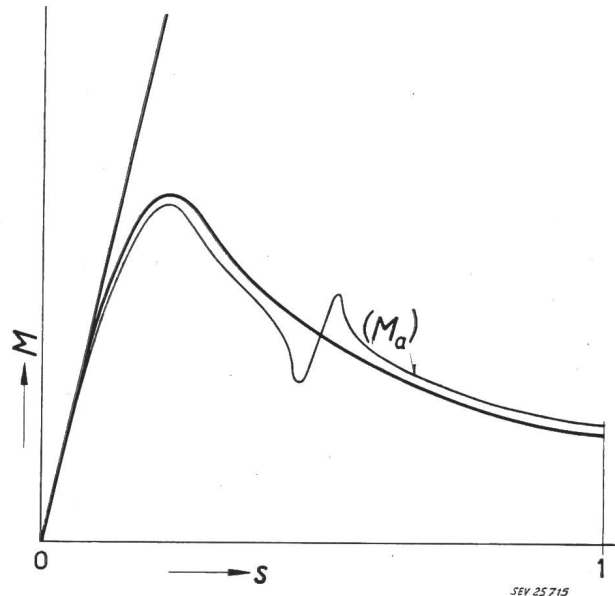


Fig. 1
Einsattelung der Drehmomentkurve bei der halben synchronen Drehzahl
Bezeichnungen siehe im Text

symmetrisch sind, tritt die erwähnte Erscheinung nicht auf. Der Drehmomentabfall unmittelbar über der halben Drehzahl kann je nach der Asymmetrie des Läufers kleiner oder grösser sein. Bei Maschinen, z. B. mit lamelliertem Vollpoläufer ohne Dämpfer-

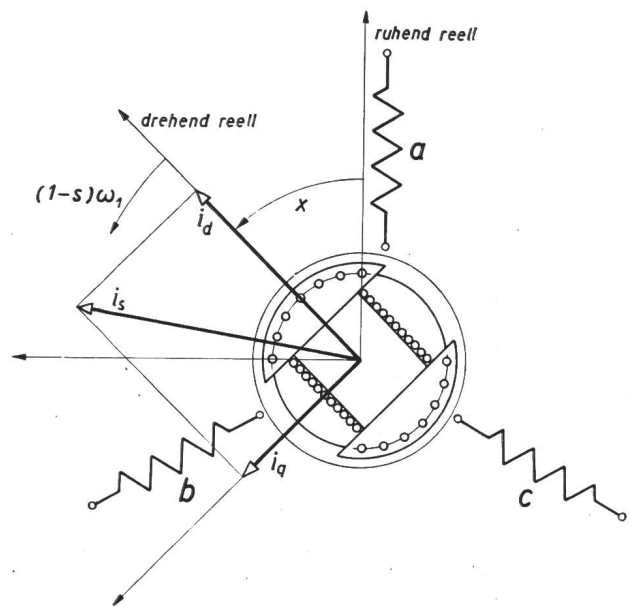


Fig. 2
Die Rotorstromkreise in Längs- und Querrichtung
Bezeichnungen siehe im Text

¹⁾ In Fig. 2 sind die für die Berechnungen notwendigen stehenden und mitlaufenden Koordinatensysteme aufgeführt. Für die Berechnung sei auf die Literatur hingewiesen.

wicklung, nimmt das Drehmoment auch negativen Wert an, diese Maschinen können also als Synchronmotoren über die halbe Drehzahl ohne besondere Massnahmen gar nicht beschleunigt werden.

Im folgenden sollen die Strom- und Spannungsverhältnisse der Synchronmaschine in der Umgebung der halben Drehzahl erörtert und ein neues Verfahren zur Feststellung der Ströme und der Drehmomente gegeben werden.

In der Literatur sind die Gleichungen des Synchronmotors, die gegen ein hohes Gegenmoment anlaufen müssen, zusammen mit den Ersatzschaltbildern ausführlich behandelt. Ohne auf die Ableitungen einzutreten, geben wir im folgenden die Hauptresultate an.

Wird der Statorwiderstand vernachlässigt, ergibt sich der Mittelwert des Drehmomentes bei einem ständigen Schlupf zu:

$$M = \frac{3U_s}{\omega_1} I_1 \cos \varphi_1 \quad (1)$$

Ausserdem tritt auch ein mit doppelter Schlupffrequenz pulsierendes Moment auf, das jedoch den asynchronen Anlauf nur in sehr geringem Masse und nur bei äusserst kleinem Schlupf beeinflusst (dieses Glied ergibt im Synchronlauf das Reluktanzmoment). Aus diesem Grunde übt es in der Nähe der halben Synchrondrehzahl auf das Beschleunigungsmoment keine Wirkung aus.

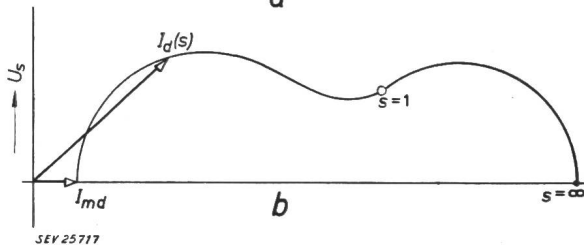
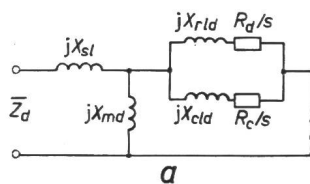


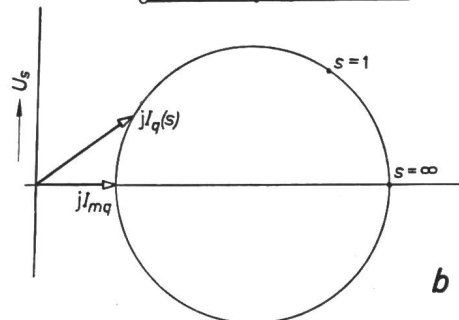
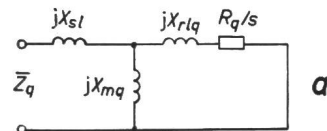
Fig. 3

Ersatzschaltbild a in Längsrichtung und Stromvektordiagramm (bzw. Admittanzdiagramm) b in Längsrichtung
Bezeichnungen siehe im Text

In Anbetracht des Stromes I_1 kann der Synchronmotor während des Anlaufes durch die gemeinsame Wirkung zweier Maschinen ersetzt werden. Die erste Ersatzmaschine ist ein Asynchronmotor, dessen Luftspalt jenem des Synchronmotors in Richtung d gleich ist, und an dessen Rotor die in der Synchronmaschine in Richtung d befindlichen Wicklungen angebracht sind (Erregerspule und Dämpferwicklung in Richtung d). Das Ersatzschaltbild (Eingangsadmittanz \bar{Y}_d) und das Stromvektordiagramm dieses virtuellen Motors sind, unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes, in Fig. 3a und b dargestellt. Da beim Synchronmotor in Richtung d im allgemeinen zweierlei Wicklungen vorhanden sind, weist das Stromvektordiagramm ziemlich grosse Ähnlichkeit mit jenem der Doppel-

käfigankermaschinen auf. Besitzt die Maschine in Richtung d nur eine Erregerspule, so wird das Diagramm selbstverständlich kreisförmig.

Beim zweiten virtuellen Motor soll der Luftspalt jenem des Synchronmotors in Richtung q entsprechen, wobei am Rotor die Wicklung in Richtung q angebracht wäre. Nachdem in Richtung q im allgemeinen nur die Dämpferwicklung angeordnet ist, kann das Ersatzschaltbild der Maschine von Richtung q aus (Eingangsadmittanz \bar{Y}_q) und ihr Kreisdiagramm durch Fig. 4a und b dargestellt werden.



SEV 25718

Fig. 4

Wie Fig. 3, aber in Querrichtung
Bezeichnungen siehe im Text

Der komplexe Wert des Stromes \bar{I}_1 in Gl. (1) kann aus den Strömen der Motoren von Richtung d und q festgestellt werden:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{I}_d + j\bar{I}_q}{2} \quad (2)$$

Die in Fig. 3 und 4 dargestellten Stromdiagramme können daher zusammengezeichnet werden, wobei \bar{I}_1 und φ_1 leicht abgelesen werden können (Fig. 5). Wegen Vernachlässigung des Statorwiderstandes ist die Wirkkomponente des Stromes \bar{I}_1 mit dem asynchronen Antriebsmoment proportional.

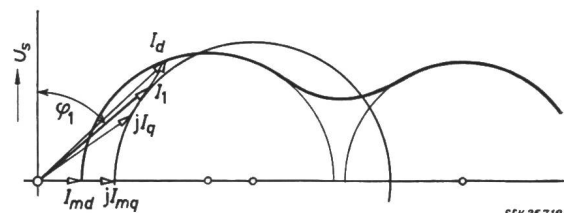


Fig. 5

Die Bestimmung der Mitkomponente der Statorströme aus den Stromvektordiagrammen für Längs- und Querrichtung, unter Vernachlässigung des Statorwiderstandes
Bezeichnungen siehe im Text

Dieses Verfahren zur Berechnung der Anlaufmomentkurve — das sich durch Vernachlässigung des Wirkwiderstandes des Stators R_s ergibt — ist sehr einfach. Bei den in der Praxis vorkommenden Werten von R_s ist die Vernachlässigung stets zulässig, mit Ausnahme in der Umgebung der halben Drehzahl. In der Literatur begegnet man oft der unrichtigen Auffassung, wonach die Drehmoment-

schwankung in der Nähe der halben Drehzahl vom Wirkwiderstand des Stators verursacht wird. Es soll später noch darauf hingewiesen werden, dass der Wert von R_s die maximale und minimale Grösse des Drehmomentes bei der Einsattelung praktisch nicht beeinflusst, sondern nur auf die Breite des Sattels in Richtung der Drehzahlachse eine Wirkung ausübt. Die Sache verhält sich ähnlich wie bei den Schleifring-Asynchronmotoren, wo der Wert des Kippmomentes unabhängig von der Grösse des Wirkwiderstandes des Rotorkreises ist, welche Grösse nur die Stelle des Kippmomentes beeinflusst.

Die Berücksichtigung des Rotor-Wirkwiderstandes kann auf Grund des aus der Literatur ebenfalls bekannten allgemeinen Ersatzschaltbildes untersucht werden. Fig. 6 zeigt dieses Ersatzschaltbild. \bar{Z}_d und \bar{Z}_q sind die Eingangsimpedanzen der Ersatzschaltbilder in Fig. 3a und 4a.

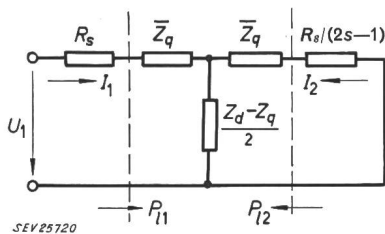


Fig. 6

Ersatzschaltbild für die symmetrischen Komponenten mit Berücksichtigung des Statorwiderstandes
Bezeichnungen siehe im Text

Das resultierende Drehmoment kann aus den Luftspaltleistungen des mitlaufenden und gegenlaufenden Systems wie folgt berechnet werden:

$$M = \frac{P_{11} - P_{12}}{\omega_1} \quad (3)$$

Aus Fig. 6 ist ersichtlich, dass im Falle der Berücksichtigung des Stator-Wirkwiderstandes die Änderung des Widerstandes $R_s/(2s-1)$ in der Umgebung von $s = 0,5$ sehr gross ist, so dass hier eine bedeutende Änderung der Ströme und des Drehmomentes auftritt. Man sieht, dass der Wert von $R_s/(2s-1)$ bei $s = 0,5$ unendlich ist und sich bei diesem Schlupf auch sein Vorzeichen ändert. Unter der halben Drehzahl ($s > 0,5$) wird $R_s/(2s-1) > 0$, über der halben Drehzahl aber, wenn $s < 0,5$, wird $R_s/(2s-1) < 0$. Der zweite Fall ist gefährlich, da hierbei $P_{12} > 0$, d. h. es entsteht unter der Wirkung der Ströme des gegenlaufenden Systems ein Bremsmoment, das sich vom mitlaufenden Drehmoment subtrahiert. Gleichzeitig vermindert auch das negative Vorzeichen von $R_s/(2s-1)$ das mitlaufende Drehmoment. Bei welchem Schlupf der Tiefpunkt des Sattels im Verlauf des Drehmomentes auftritt, kann auf folgende Weise grob geschätzt werden: Die Luftspaltleistung P_{12} wird ihren Höchstwert etwa erreichen, wenn der Absolutwert von $R_s/(2s-1)$ gleich jenem der Resultierenden \bar{Z} der vorangehenden Impedanzen ist. Angenommen, dass $R_s = 0,02$ (2%) und $\bar{Z} = 0,2$ (20%) sind, so tritt die obige Gleichheit bei $s = 0,45$ ein. Der Tiefpunkt des Sattels im Verlauf des Drehmomentes tritt daher

um etwa 10% über der halben Drehzahl auf (um 5% auf die Synchrondrehzahl bezogen), wobei der Wert von $R_s/(2s-1) - 20\%$ beträgt. Nimmt man für den Wirkwiderstand des Statorkreises einen sehr kleinen Wert an, z. B. 0,002, so erhält man bei einem zwar etwas anderen Schlupf von 0,495 immer noch einen Wert von -20% . Es ist ersichtlich, dass der Wert von R_s die Grösse des Sattels im Verlauf des Drehmomentes nicht stark beeinflusst.

Diese Grösse wird in erster Linie von der Abweichung der Impedanzen \bar{Z}_d und \bar{Z}_q beeinflusst. Ist der Maschinenläufer längs der Peripherie symmetrisch, so wird laut Fig. 6 $(\bar{Z}_d - \bar{Z}_q)/2 = 0$, und die besondere Erscheinung der Einsattelung in der Nähe der halben Drehzahl bleibt aus.

Die in den Ersatzschaltbildern der Fig. 3, 4 und 6 dargestellten Impedanzen sind im allgemeinen frequenzabhängig infolge des Skineffektes bzw. der Änderung der Stromverteilung. Werden die Verhältnisse in der Nähe von $s = 0,5$ untersucht, dann weicht die Frequenz der Rotorströme von $0,5 f_N$ kaum ab, die Rotorwiderstände müssen daher überall mit ihrem der Frequenz $0,5 f_N$ entsprechenden Wert angenommen werden. Beim Wirkwiderstand des Stators verhält sich die Sache schon anders. Die Ströme des mitlaufenden Systems im Stator sind mit der Frequenz f_N behaftet, der an der linken Seite der Fig. 6 angeführte Widerstand R_s ist daher mit dem der Frequenz f_N entsprechenden Skinfaktor zu erhöhen. Die Frequenz der Ströme des gegenlaufenden Systems im Stator beträgt $(2s-1)f_N$, diese Ströme sind daher in der Umgebung von $s = 0,5$ nahezu Gleichströme. Daher ist für R_s im Ausdruck $R_s/(2s-1)$ an der rechten Seite der Fig. 6 der Gleichstromwert zu nehmen.

2. Neues Verfahren zur Feststellung der in der Nähe von $s = 0,5$ auftretenden Drehmomente

2.1 Kreisdiagramm in der Umgebung von $s = 0,5$

Als Ausgangspunkt kann angenommen werden, dass \bar{Z}_d und \bar{Z}_q ihren Wert in der Umgebung von $s = 0,5$ nur sehr wenig ändern. Wenn man nämlich die Fig. 3a und 4a betrachtet, so zeigt es sich sogleich, dass mit der Änderung des Schlupfes nur die Wirkwiderstände der Rotorkreise ändern, welche Änderung — falls man sich nur auf die Umgebung von $s = 0,5$ begrenzt — im Wert der gesamten Impedanz tatsächlich nur einen kleinen Fehler verursacht. Deswegen werden bei den Untersuchungen die Wirkwiderstände im Läuferkreis der Ersatzschaltbilder \bar{Z}_d bzw. \bar{Z}_q laut Fig. 6 mit dem konstanten, doppelten Wert ersetzt ($R_r/s = R_r/0,5 = 2R_r$, Fig. 7). Mit dieser Voraussetzung wird die Untersuchung der Maschine in der Umgebung des Schlupfes von $s = 0,5$ äusserst vereinfacht, indem sich unabhängig vom Aufbau der Maschine nur $R_s/(2s-1)$ ändert; der Endpunkt des Statorstromes bewegt sich daher bei Änderung von s auf einem Kreis. Das Kreisdiagramm wird diesmal durch zwei Punkte und eine Tangente bestimmt. Um dieses einfacher zeichnen zu können, kann das Ersatzschaltbild der Fig. 6 auf zwei Arten zu einem vollkommen symmetrischen Vierpol umgeformt werden.

a) In Fig. 8a wurden in den Stromkreis \bar{I}_2 die Widerstände $+R_s$ und $-R_s$ eingeschaltet, wodurch ein symmetrischer Vierpol entstand, an dessen Eingangsklemmen die Spannung \bar{U}_s , und an die

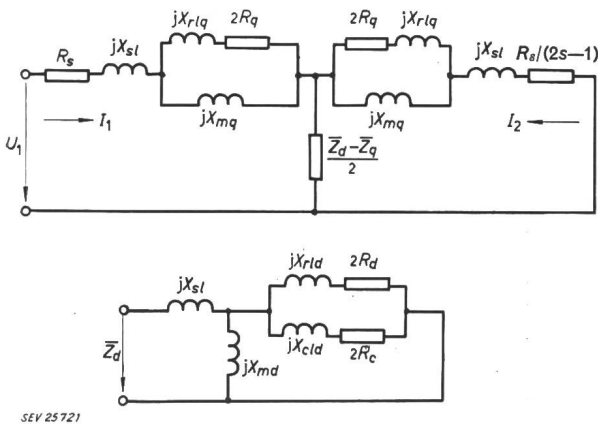


Fig. 7
Ersatzschaltbild in der Umgebung von $s = 0,5$
Bezeichnungen siehe im Text

Ausgangsklemmen der laut Realparameter p veränderliche Wirkwiderstand

$$\frac{R_s}{2s - 1} - R_s = pR_s \quad (4)$$

geschaltet wurde, worin

$$p = \frac{1}{2s - 1} - 1$$

In diesem Falle ist jedoch sowohl im Wert von \bar{Z}_d als auch in jenem von \bar{Z}_q der tatsächlichen Lage entsprechend auch R_s enthalten. Der Wert von $(\bar{Z}_d - \bar{Z}_q)/2$ ändert sich nicht, indem aus der Differenz der Impedanzen die Statorgrößen ausfallen.

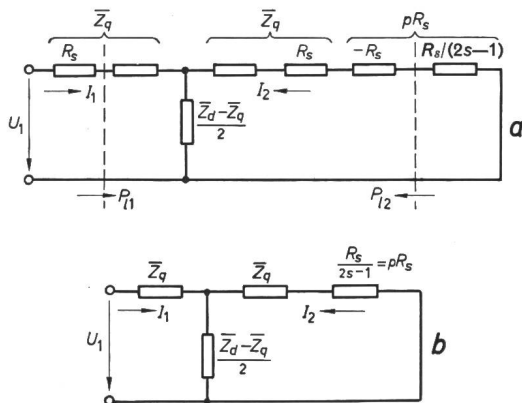


Fig. 8
Vereinfachte Ersatzschaltbilder
a die Impedanzen Z_d und Z_q enthalten auch R_s ,
b die Impedanzen Z_d und Z_q enthalten R_s nicht
Bezeichnungen siehe im Text

b) Die zweite Möglichkeit, zwar weniger genau, aber viel einfacher, ist jene, bei welcher der Widerstand R_s im Stromkreis \bar{I}_1 vernachlässigt wird (Fig. 8b).

In diesem Fall wird

$$\frac{R_s}{2s - 1} = pR_s \quad (5)$$

worin

$$p = \frac{1}{2s - 1}$$

2.2 Die Gleichung und die Bestimmung des Kreises

Wird die Gleichung des Kreises auf Grund der Fig. 8a oder der Fig. 8b aufgezeichnet, so erhält man in beiden Fällen:

$$\bar{I}_1 = \bar{U}_s \frac{\frac{\bar{Z}_d + \bar{Z}_q}{2} + pR_s}{\bar{Z}_d \bar{Z}_q + \frac{\bar{Z}_d + \bar{Z}_q}{2} pR_s} \quad (6)$$

Zunächst werden zwei leicht zu bestimmende Punkte ($p = 0$ und $p = \infty$) des Kreises festgestellt, und zwar sowohl für den Fall in Fig. 8a als auch für den Fall in Fig. 8b. Die Werte sind in der Tabelle I zusammengestellt.

Bestimmung zweier Punkte des Kreises

Tabelle I

| | | nach Fig. 8a | nach Fig. 8b | |
|--------------|-------|--------------|--------------|---|
| $p = 0$ | $s =$ | 1 | ∞ | $\bar{I}_1(0) = \bar{U}_s \frac{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q}{2}$ |
| $p = \infty$ | $s =$ | 0,5 | 0,5 | $\bar{I}_1(\infty) = \bar{U}_s \frac{2}{\bar{Z}_d + \bar{Z}_q}$ |

Im folgenden wird die Stromdifferenz $\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty)$, die durch den Vektor der die Kreispunkte $p = 0$ und $p = \infty$ verbindenden Sehne dargestellt ist, für die weiteren Berechnungen benützt. Auf Grund der Tabelle I erhalten wir:

$$\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty) = \bar{U}_s \frac{(\bar{Y}_d - \bar{Y}_q)^2}{2(\bar{Y}_d + \bar{Y}_q)} \quad (7)$$

Zur Aufzeichnung des Kreises wird im Punkt $p = \infty$ die Tangente bestimmt (wir schreiben für den Strom \bar{I}_1 die erste Ableitung nach p an dieser Stelle auf), wonach:

$$\left(\frac{d\bar{I}_1}{dp} \right)_{p=\infty} = - \frac{\bar{U}_s}{p^2 R_s} \left(\frac{\bar{Y}_d - \bar{Y}_q}{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q} \right)^2 \quad (8)$$

Unter Benützung der Beziehungen (7) und (8) ergibt sich für die Richtung der Tangente:

$$\left(\frac{d\bar{I}_1}{dp} \right)_{p=\infty} = - \frac{1}{p^2 R_s} \cdot \frac{2}{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q} \cdot [\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty)] \quad (9)$$

Zurückkommend von der Veränderlichen p auf s ist zu beachten, dass

$$\frac{dp}{ds} = - \frac{2}{(2s - 1)^2} \quad (10)$$

d. h. im Falle von Fig. 8a

$$\frac{dp}{ds} = - 2(p + 1)^2 \quad (10a)$$

und im Falle von Fig. 8b

$$\frac{dp}{ds} = -2p^2 \tag{10b}$$

Bei der Bestimmung der Tangente im Punkt $p = \infty$ ($s = 0,5$) ist es gleichgültig, ob auf Grund von Fig. 8a oder 8b die Gleichung der Tangente aufgeschrieben wird, weshalb die Gl. (10a) laut Fig. 8a benutzt werden soll. Auf Grund der Gl. (9) und (10b) ergibt sich:

$$\left(\frac{d\bar{I}_1}{ds}\right)_{s=0,5} = \frac{d\bar{I}_1}{dp} \cdot \frac{dp}{ds} = 2 \left(\frac{p+1}{p}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{2}{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q} [\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty)] \tag{11}$$

Oder aber, unter Benützung von

$$\frac{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q}{2} = \left| \frac{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q}{2} \right| e^{-j\alpha} \tag{12}$$

(siehe auch Fig. 9), und nachdem

$$\left(\frac{p+1}{p}\right)_{p=\infty}^2 = 1, \text{ erhält man}$$

$$\left(\frac{d\bar{I}_1}{ds}\right)_{s=0,5} = \frac{2}{R_s} [\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty)] \cdot \left| \frac{2}{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q} \right| e^{+j\alpha} \tag{13}$$

Gl. (13) gibt Anweisung zur Aufzeichnung der Kreistangente im Punkt $p = \infty$ ($s = 0,5$). Diese ist nämlich zur Richtung des Differenzstromes $\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty)$ (in Fig. 9 die Gerade \overline{AB}) um den Winkel $+\alpha$ verdreht. Die Bestimmung des Winkels α ist aus Fig. 9 ebenfalls ersichtlich. In Kenntnis der Punkte $\bar{I}_1(0)$ und $\bar{I}_1(\infty)$ und der Richtung der im Punkt $\bar{I}_1(\infty)$ gezogenen Tangente, wurde nun der Kreis gezeichnet. Die Konstruktion des Punktes $\bar{I}_1(0)$ wurde in Fig. 9 gezeigt. Die Konstruktion von

$$\bar{I}_1(\infty) = \bar{U}_s \frac{2}{\bar{Z}_d + \bar{Z}_q}$$

ist leicht vorzustellen. Es werden nämlich die Werte

$$\bar{Z}_d = \frac{1}{\bar{Y}_d} \quad \text{und} \quad \bar{Z}_q = \frac{1}{\bar{Y}_q}$$

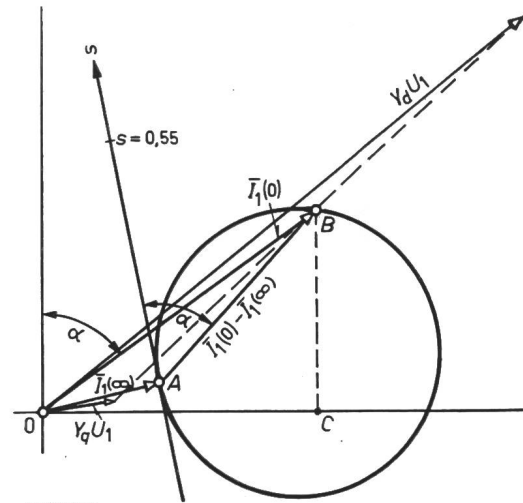
mittels Inversion aufgezeichnet. Nach Aufzeichnung von $(\bar{Z}_d + \bar{Z}_q)/2$ wird dieser Vektor rückinvertiert in den Vektor

$$\bar{I}_1(\infty) = \bar{U}_s \frac{2}{\bar{Z}_d + \bar{Z}_q}$$

In Fig. 9 wurden die so erhaltenen Vektoren $\bar{I}_1(0)$ und $\bar{I}_1(\infty)$ aufgezeichnet sowie die im Endpunkt von $\bar{I}_1(\infty)$ gezogene und zur Richtung von $\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty)$ um den Winkel α in positiver Richtung verdrehte Tangente des Kreises und zuletzt auch der auf die Umgebung von $s = 0,5$ bezogene Kreis.

Zum in Fig. 9 gezeichneten Kreis ist noch die Schlupfskala zu finden. Das einfachste ist, die Tangente selbst als Schlupfskala zu benützen. Bekannt-

lich gibt es auch auf der Tangente eine gleichmässige Teilung der Schlupfskala, so dass auf Grund der die Richtung der Tangente bestimmenden Gl.



SEV 25723

Fig. 9

Die Konstruktion des Kreisdiagrammes der Mitkomponente des Statorstromes in der Umgebung von $s = 0,5$

(13) auch für einen beliebig kleinen Wert der Teilung gültig aufgeschrieben werden kann:

$$d\bar{I}_1 = \left(\frac{d\bar{I}_1}{ds}\right)_{s=0,5} \cdot ds = \frac{2}{R_s} ds [\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty)] \cdot \left| \frac{2}{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q} \right| e^{j\alpha} \tag{14}$$

Diese Beziehung ist für die Einteilung der Skala auch in jenem Fall richtig, wenn die Werte $d\bar{I}_1$ und ds durch die endlichen Werte $\Delta\bar{I}_1$ und Δs ersetzt werden, weil die Skala linear ist. Will man z. B. den zu $s = 0,55$ gehörenden Skalenpunkt an der Tangente ermitteln, so ist in der Beziehung (14) der Wert $\Delta s = 0,05$ einzusetzen. Somit wird in diesem Falle:

$$\Delta\bar{I}_1 = \frac{0,1}{R_s} [\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty)] \left| \frac{2}{\bar{Y}_d + \bar{Y}_q} \right| e^{j\alpha} \tag{15}$$

Oder mit den Bezeichnungen der Fig. 9:

$$\Delta\bar{I}_1 = \frac{\overline{AB}}{\overline{OB}} \cdot \frac{0,1}{R_s} U_s \tag{16}$$

Wird beispielsweise für den Wert $1/R_s$ das Zehnfache von Y_d angenommen (etwa 2% Statorwiderstand), so erhält man bei $s = 0,55$: $\Delta\bar{I}_1 = 4,5$ Einheiten. (Als Einheit wurde in der Figur ein Zehntel des Stromes $Y_d U_s$ vorausgesetzt.)

Um die Schlupfskala und deren Teilung benützen zu können, muss am Umfang des Kreises der Bezugspunkt gefunden werden. Fig. 10a und 10b zeigen die Konstruktion des Bezugspunktes für den Fall a bzw. b.

Im Falle a könnte die Konstruktion grundsätzlich so erfolgen, dass man die Punkte $s = 1$ der Schlupfskala mit jenem von $s = 1$ des Kreises (Punkt B) verbindet; diese Gerade würde den Be-

zugspunkt S am Kreis bestimmen. Da aber Punkt $s = 1$ der Skala sehr entfernt liegt, ist es zweckmässig, die Richtung im verminderten Maßstab (z. B. 1/10) zu bestimmen. Aus diesem Grunde wurde bei der Konstruktion nach Fig. 10a an der

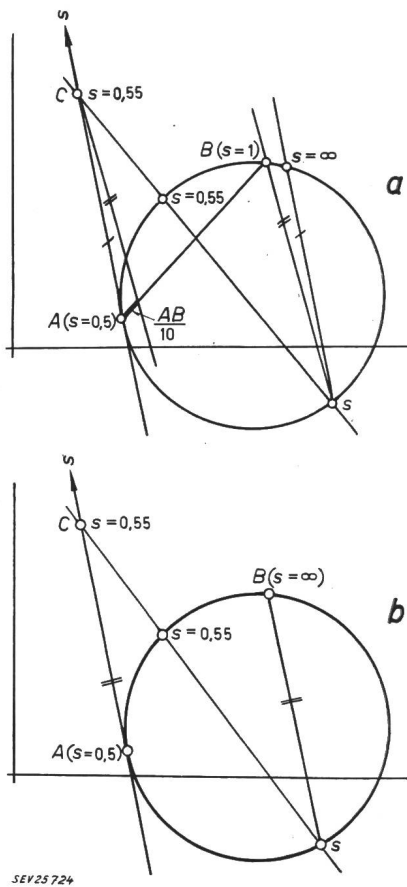


Fig. 10
Bestimmung des Bezugspunktes s
a nach Fig. 8a; b nach Fig. 8b
Bezeichnungen siehe im Text

zum Kreis im Punkt $s = 0,5$ ($p = \infty$) gezogenen Tangente der z. B. angenommene Skalenpunkt $s = 0,55$ (Punkt C) bestimmt. Hienach wurde die Strecke $\overline{AB} = [\overline{I_1(0)} - \overline{I_1(\infty)}]$ auf zehn Teile geteilt, und der erste Teilungspunkt mit Punkt C verbunden. Wird zu dieser Geraden durch Punkt B eine Parallele gezogen, so schneidet diese den Kreis im Bezugspunkt S . Die durch Bezugspunkt S zur Tangente im Punkt A gezogene Parallele schneidet den Kreis im Punkt $s = \infty$. Fig. 10b zeigt die Konstruktion für den Fall b . Da in diesem Fall Punkt B dem Punkt $s = \infty$ entspricht, schneidet die durch Punkt B zur Tangente parallel gezogene Gerade den Kreis im Bezugspunkt S . In beiden Fällen wurden am Kreis die dem Schlupf $s = 0,55$ zugeordneten Kreispunkte bezeichnet.

2.3 Drehmomente

Wie bereits in Gl. (3) erwähnt wurde, kann das resultierende Drehmoment aus der Differenz der Luftspaltleistungen der mitlaufenden und gegenlaufenden Systeme berechnet werden. Die positiven Richtungen der mit den Drehmomenten proportionalen Luftspaltleistungen sind mit den im Ersatz-

schaltbild der Fig. 6 eingezeichneten Richtungen übereinstimmend.

Im Interesse der einfachen Berechnung der Luftspaltleistungen ist es zweckmässig, den Widerstand R_s an der linken Seite der Fig. 6 zu vernachlässigen. Dies verursacht keinen beträchtlichen Fehler; er kann im Bedarfsfalle nach Schätzung des Spannungsabfalles, welcher infolge des Widerstandes der Statorwicklung R_s auftritt, berichtigt werden.

2.31 Drehmoment des gegenlaufenden Systems

Unter Anwendung des Prinzips von *Thevenin* erhält man nach einfachen Berechnungen auf Grund von Fig. 6 für den Strom $\overline{I_2}$ folgende Gleichung:

$$-\overline{I_2} = \frac{\overline{U}_{s0}}{\overline{Z} + \frac{R_s}{2s-1}} \quad (17)$$

wo

$$\overline{U}_{s0} = \overline{U}_s \frac{\overline{Z}_d - \overline{Z}_q}{\overline{Z}_d + \overline{Z}_q} = \overline{U}_s \overline{c} \quad (18)$$

und

$$\overline{Z} = \frac{2 \overline{Z}_d \overline{Z}_q}{\overline{Z}_d + \overline{Z}_q} \quad (19)$$

Der Endpunkt von $\overline{I_2}$ beschreibt einen einfach bestimmbareren Kreis. Zu seiner Bestimmung wurde in Fig. 11 die Impedanzgerade $\overline{Z} + \frac{R_s}{2s-1}$ eingezeichnet. Infolge von bekannten theoretischen Gründen folgt aus dem Impedanzdiagramm, dass aus dem Kreisdiagramm von $\overline{I_2}$ die mit der Luftspaltleistung des gegenlaufenden Systems P_{l2} proportionale Länge m_2' im Strommaßstab genau abgelesen werden kann. Die Strecke m_2' ist zur Spannung \overline{U}_{s0} parallel und mit der Länge zwischen dem Kreispunkt und der Drehmomentgeraden gleich.

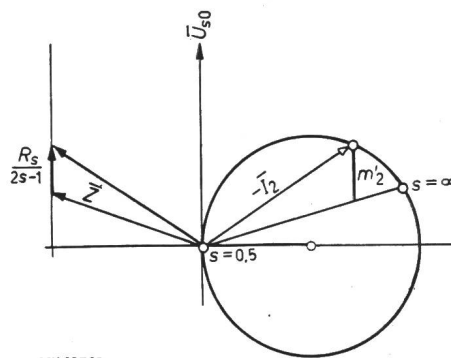


Fig. 11
Impedanz- und Kreisdiagramm I_2
Bezeichnungen siehe im Text

Die Luftspaltleistung des gegenlaufenden Systems ist somit:

$$P_{l2} = -3U_{s0} m_2' \quad (20)$$

Das negative Vorzeichen der Gl. (20) erklärt sich dadurch, dass im Falle $s > 0,5$ eine mit der im Ersatzschaltbild angenommenen positiven Luftspaltleistungsrichtung P_{l2} entgegengesetzte Luftspaltleistung vorhanden ist, weil $R_s/(2s-1) > 0$.

Nachdem im vorangehenden Abschnitt das Kreisdiagramm für den Strom des mitlaufenden Systems gezeichnet wurde (Fig. 9), ist es richtig, wenn man die Drehmomente nicht aus den Grössen des gegenlaufenden Systems, sondern aus jenen des mitlaufenden Systems festzustellen trachtet.

Auf Grund des Ersatzschaltbildes in Fig. 8a ist

$$[\bar{I}_1 - \bar{I}_1(\infty)] \frac{\bar{Z}_a + \bar{Z}_q}{\bar{Z}_a - \bar{Z}_q} = \frac{1}{\bar{c}} [\bar{I}_1 - \bar{I}_1(\infty)] = -\bar{I}_2 \quad (21)$$

Daraus ist

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_1(\infty) - \bar{c} \bar{I}_2 \quad (22)$$

Gl. (22) enthält die Feststellung, dass \bar{I}_1 aus $-\bar{I}_2$ durch Dehnung im Verhältnis von $\bar{U}_{s0}/U_s = \bar{c}$ und Verdrehung, sowie durch Verschiebung um den Strom $\bar{I}_1(\infty)$ gewonnen wird. Abgesehen von der Verdrehung und Verschiebung ändern sich sämtliche Längen im Verhältnis zu $|\bar{c}|$. Somit wird z. B. im Kreisdiagramm \bar{I}_1 der Drehmomentabschnitt

$$m_2 = |\bar{c}| m_2' \quad (23)$$

Andererseits aber erhält man auf Grund der Gl. (20) und (23):

$$P_{l2} = -3U_{s0} m_2 = -3 \frac{U_{s0}}{|\bar{c}|} m_2$$

Hieraus ergibt sich schliesslich der genaue Wert der Luftspaltleistung des gegenlaufenden Systems zu

$$P_{l2} = -3U_s m_2 \quad (24)$$

Die Verhältnisse zeigt Fig. 12. Der Fig. 11 entsprechend wurde der Drehmomentabschnitt m_2 parallel zur Tangente im Punkt $s = 0,5$ gezogen und auf Grund der Gl. (24) im Strommassstab abgelesen.

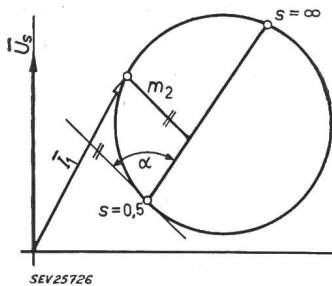


Fig. 12
Die Bestimmung des Drehmomentes vom gegenlaufenden System aus dem Stromdiagramm der Mitkomponente
Bezeichnungen siehe im Text

2.32 Drehmoment des mitlaufenden Systems

Würde man vom Widerstand des Stators absehen, so würde die Maschine bei $s = 0,5$ ein dem Kreispunkt $s = \infty$ entsprechendes Drehmoment entfalten, worüber man sich aus dem Ersatzschaltbild in Fig. 6 durch Substitution von $s = \infty$ ($p = 0$) leicht überzeugen kann. In Fig. 13 wurde das Kreisdiagramm wieder aufgezeichnet und der zum Punkt $s = \infty$ gehörende Drehmomentabschnitt angegeben. Bei $R_s = 0$ ist die zugeführte Leistung mit dem Drehmoment proportional. Das zu $s = \infty$ gehörende Drehmoment wurde mit m_1^* bezeichnet. Nachdem für die Berechnung nur die Abweichung vom Drehmoment m_1^* (des in der Umgebung von $s = 0,5$ wegen des Statorwiderstandes sich ändernden Drehmomentes) von Bedeutung ist, wird nur die in der Figur sichtbare Drehmomentdifferenz $\Delta m_1 = m_1 - m_1^*$ berücksichtigt. Das heisst, die von

der zur Abszisse durch Punkt $s = \infty$ parallelen Gerade zum Kreispunkt gezogenen Abschnitte in Ordinateurichtung ergeben die Abweichung des Drehmomentes des mitlaufenden Systems von jenem Drehmoment des mitlaufenden Systems, das im Falle $R_s = 0$ beobachtet werden kann.

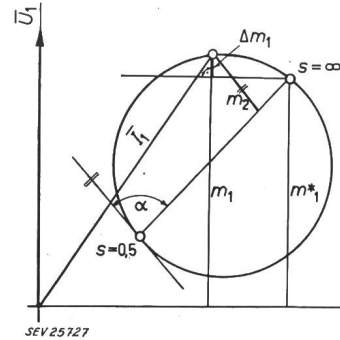


Fig. 13
Die Bestimmung der Drehmomente aus dem Stromdiagramm der Mitkomponente
Bezeichnungen siehe im Text

2.33 Resultierende Drehmomentabweichung

Die resultierende Drehmomentabweichung, die in der Umgebung des Schlupfes $s = 0,5$ von der Läuferasymmetrie verursacht wird, ist

$$\Delta m = \Delta m_1 + m_2 \quad (25)$$

Die resultierende Drehmomentabweichung kann ebenfalls durch einen einzigen Abschnitt aus dem Kreisdiagramm bestimmt werden. Δm ist nämlich längs jener Geraden gleich Null, wo

$$\Delta m = 0 = \Delta m_1 + m_2$$

und

$$\Delta m_1 = -m_2$$

In Fig. 14 sind auf Grund obiger Erörterungen die Linie $\Delta m_1 = 0$ (Horizontale über Punkt $s = \infty$ gezogen) und die Linie $m_2 = 0$ (Gerade durch Punkte $s = 0,5$ und $s = \infty$ gezogen) gezeichnet. Es wurden

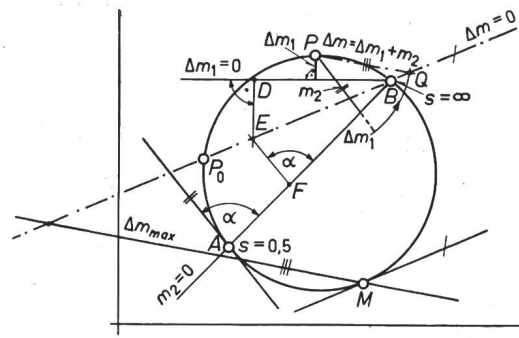


Fig. 14
Die Bestimmung von Drehmomentdifferenzen
Konstruktion der Nulllinie der resultierenden Drehmomentabweichung
Bezeichnungen siehe im Text

auch die einem beliebigen Kreispunkt P zugeordneten Drehmomentabschnitte Δm_1 und m_2 eingezeichnet. Nachdem Δm_1 und m_2 im Strommassstab abzulesen sind, kann auch die Summe beider Grössen im Strommassstab abgelesen werden, wenn die Dreh-

momentgerade $\Delta m = 0$ gefunden wurde. Nach dem Vorhergehenden ist eine solche Gerade dort zu finden, wo in jedem Punkt $\Delta m_1 = -m_2$ ist. Jeder Punkt einer solchen Geraden befindet sich in gleicher Entfernung von den Geraden $\Delta m_1 = 0$ bzw. $m_2 = 0$. Es soll daher ein Punkt der Geraden $\Delta m = 0$ so bestimmt werden, dass, mit den Bezeichnungen der Figur, $\overline{DE} = \overline{EF}$ sei. Die Strecke \overline{DE} wurde in Ordinatenrichtung, die Strecke \overline{EF} parallel zur im Punkt $s = 0,5$ gezogenen Tangente gemessen. Der andere bekannte Punkt der Geraden $\Delta m = 0$ ist Punkt $s = \infty$. In Kenntnis der Geraden $\Delta m = 0$ erhalten wir den Drehmomentabschnitt z. B. im Kreispunkt P durch Hinzufügen der Strecke Δm_1 zum Abschnitt m_2 . Aus Punkt P als Mittelpunkt wird nun mit dem Radius $m_2 + \Delta m_1 = \Delta m$ ein Kreisbogen gezeichnet, der die Gerade $\Delta m = 0$ im Punkt Q schneidet. Der gewünschte, im Strommaßstab abzulesende Drehmomentabschnitt ist die Strecke \overline{PQ} . In jedem anderen Kreispunkt ist der Drehmomentabschnitt der Abstand des Kreispunktes in Richtung \overline{PQ} von der Geraden $\Delta m = 0$. Die dem Berührungspunkt M der zur Geraden $\Delta m = 0$ parallelen Kreistangente zugeordnete Drehmomentabweichung wird die grösstmögliche in negativer (Generator-) Richtung. Im übrigen ist diese Abweichung auch die gefährlichste, da sie das kleinste Drehmoment während der Beschleunigung bestimmt.

Der Schnittpunkt P_0 der Geraden $\Delta m = 0$ mit dem Kreis gibt jenen Schlupf an, bei welchem keine Drehmomentabweichung von der für den Fall $R_s = 0$ gezeichneten Drehmomentkurve besteht. Wie ersichtlich, weicht dieser vom Schlupf $s = 0,5$ in sehr geringem Masse ab.

Schliesslich soll noch erwähnt werden, dass es sich im Falle einer kleinen Abweichung der Längs- und Querimpedanzen nicht lohnt, den Kreis aufzuzeichnen, da die Einsattelung im Verlauf des Drehmomentes klein und daher auch nicht von Bedeutung ist. In diesem Falle kann man zwecks Kontrolle die im Tiefpunkt der Einsattelung mögliche grösste Abweichung berechnen. Mit Extremwertrechnung kann nachgewiesen werden, dass

$$(\Delta m)_{max} \leq kAB \quad (26)$$

Die Werte von k sind in Tabelle II zusammengestellt.

Werte von k in Funktion von α
Tabelle II

| α | 90° | 80° | 70° | 60° | 50° |
|----------|-----|-----|-----|-----|-----|
| k | 1,3 | 1,5 | 1,7 | 2,1 | 2,7 |

Mit Berücksichtigung der Gl. (7) wird daher

$$(\Delta M)_{max} \leq k \frac{3U_s^2}{\omega_1} \cdot \frac{|\bar{Y}_d - \bar{Y}_q|^2}{2|\bar{Y}_d + \bar{Y}_q|} \quad (27)$$

Im Falle einer Rechnung mit relativen Einheiten entfällt der Faktor 3.

Beispiel:

Ein 8poliger Synchronmotor von 1140 kW, 6000 V, 50 Hz, hat eine Nennscheinleistung von 1270 kVA. Die Impedanz-

werte des Motors sind in Fig. 15 angeführt, in relativen Einheiten auf 1270 kVA bezogen. Fig. 15a zeigt das Ersatzschaltbild in Richtung d , das auch die Angaben des Erregerkreises enthält; Fig. 15b stellt jenes in Richtung q dar. Die Wirkwiderstände der Läuferkreise wurden dem Schlupf $s = 0,5$ ent-

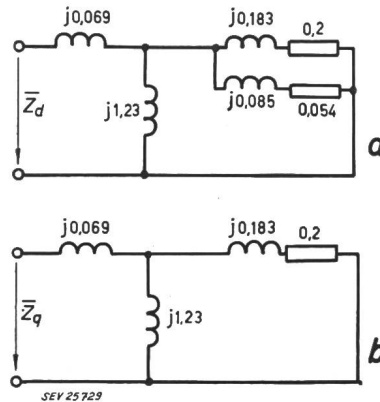


Fig. 15
Ersatzschaltbilder der Längs- (a) und Querrichtung (b) für das Zahlenbeispiel
Bezeichnungen siehe im Text

sprechend mit $1/0,5 = 2$ fachem Wert eingetragen. Im Erregerkreis ist auch der zum Anlassen angewendete etwa 5fache äussere Widerstand berücksichtigt. Der Wirkwiderstand des Ständers an der linken Seite von Fig. 6 wird vernachlässigt, es wird also mit dem Verfahren nach Fig. 8b gearbeitet. Aus Fig. 15 werden die für $s = 0,5$ gültigen resultierenden Längs- und Querimpedanzen bzw. Admittanzen berechnet:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_d &= 0,04 + j0,127 & \bar{Y}_d &= 2,26 - j7,16 \\ \bar{Z}_q &= 0,148 + j0,249 & \bar{Y}_q &= 1,76 - j2,96 \end{aligned}$$

Die beiden Punkte des Kreisdiagramms (Fig. 16) werden mit Hilfe der Formeln in Tabelle I berechnet.

Wenn $p = \infty, s = 0,5$, so wird:

$$\bar{I}_1(\infty) = 1 \frac{2}{0,04 + j0,127 + 0,148 + j0,249} = 2,13 - j4,25$$

Wenn $p = 0, s = \infty$, so wird

$$\begin{aligned} \bar{I}_1(0) &= 1 \frac{2,26 - j7,16 + 1,76 - j2,96}{2} = \\ &= 2,01 - j5,06 = 5,44e^{-j68^\circ 20'} \end{aligned}$$

Die erste Gleichung gibt den Punkt A an, die zweite den Punkt B des Kreisdiagramms. Der Vektor der die beiden Punkte verbindenden Sehne ist

$$\bar{I}_1(0) - \bar{I}_1(\infty) = -0,12 - j0,81$$

und seine Länge

$$AB = \sqrt{0,12^2 + 0,81^2} = 0,82$$

Aus dem Zahlenwert von $I_1(0)$ ergibt sich $OB = 5,44, \alpha = 68^\circ 20'$.

Zur Bestimmung der Schlupfskala wird mit Gl. (16) die der Schlupfänderung $\Delta s = 0,03$ zugeordnete Stromänderung $\Delta I_1 (R_s = 0,011)$ berechnet:

$$\Delta I_1 = \frac{0,82}{5,44} \cdot \frac{0,06}{0,011} = 0,824$$

Nachher wird die Sehne AB (Fig. 16) um Punkt A in positiver Richtung um den Winkel $\alpha = 68^\circ 20'$ verdreht, somit erhält man die Tangente des Kreises im Punkt A . Dann wird an der Tangente vom Punkt A die Strecke $\Delta I_1 = 0,824$ ausgemessen, wodurch der Punkt $s = 0,53$ der Schlupfskala bestimmt wird. Damit kann der Kreis gezeichnet werden. Zieht man vom Punkt B eine Parallele zur Schlupfskala, erhält man den Bezugspunkt S der Schlupfskala. Auf diese

Weise können am Kreis die den einzelnen Schlüpfen zugeordneten Punkte bezeichnet werden.

Nun kann auf die Bestimmung der Drehmomente übergegangen werden. Hätte man den Widerstand R_s auch an der rechten Seite der Fig. 6 vernachlässigt ($R_s/(2s-1) = 0$), was, weil von $s = 0,5$ entfernt, zulässig ist, so hätte man bei $s = 0,5$ dem Punkt B entsprechend das Drehmoment

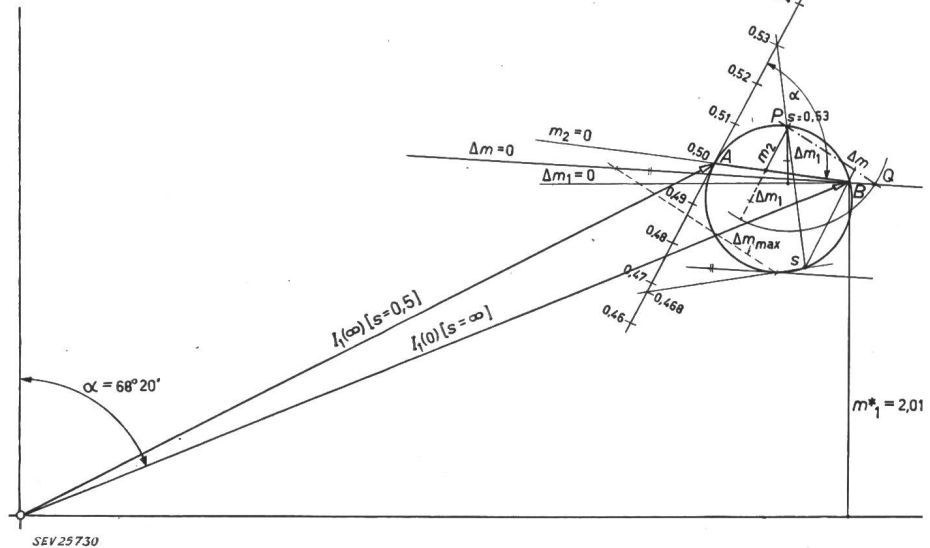
$$m_1^* = \text{Re} [\bar{I}_1(0)] = 2,01$$

erhalten. In der Umgebung des Punktes $s = 0,5$ muss dies jedoch auf Grund des Kreisdiagrammes berichtigt werden. In Fig. 16 ist die Ablesungsweise der Strecken Δm_1 und m_2 im Punkt $s = 0,53$ angegeben, wonach $\Delta m_1 = 0,34$ und $m_2 = 0,29$ ist; das Drehmoment beträgt daher bei $s = 0,53$

$$m = 2,01 + 0,34 + 0,29 = 2,64$$

und die Abweichung von m_1^* ist: $\Delta m = 0,63$. Die Figur zeigt auch die Linie der resultierenden Abweichung $\Delta m = 0$. Die grösste Abweichung tritt dort auf, wo die Tangente des Kreises parallel zur Linie $\Delta m = 0$ ist. In negativer Richtung tritt dies

Fig. 16
Stromdiagramm der Mitkomponente in der Umgebung von $s = 0,5$ für das Zahlenbeispiel
Bezeichnungen siehe im Text



beim Schlupf $s = 0,468$ ein, hier ist $\Delta m = -1,15$, das Drehmoment im Tiefpunkt der Einsattelung beträgt daher:

$$m_1^* + \Delta m = 2,01 - 1,15 = 0,86.$$

Obige Drehmomentwerte beziehen sich auf eine Scheinleistung von 1270 kVA. Will man die Daten für die Nennleistung von 1140 kW angeben, so sind die Werte, bezogen auf die Scheinleistung, im Verhältnis von 1270/1140 zu erhöhen. Fig. 17 zeigt die Drehmomentabweichung Δm in Abhängigkeit vom Schlupf in der Umgebung von $s = 0,5$ (bezogen auf die Nennleistung).

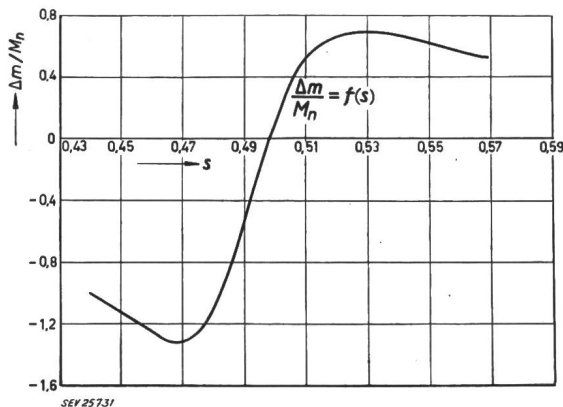


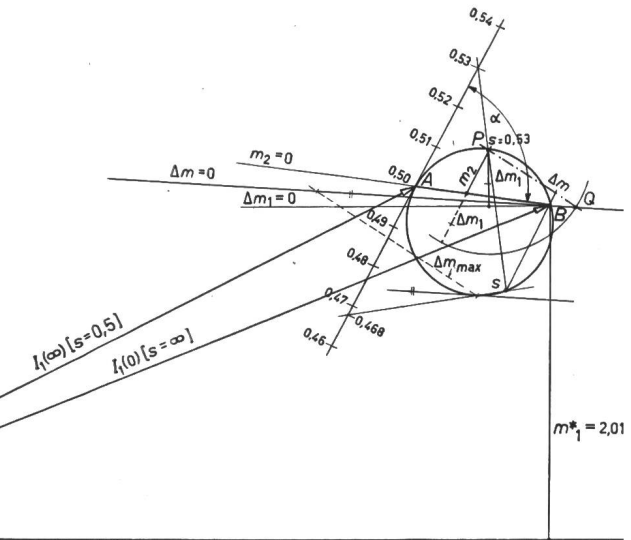
Fig. 17
Die resultierende Drehmomentabweichung in der Umgebung von $s = 0,5$ für das Zahlenbeispiel (Bezogen auf die Nennleistung)
Bezeichnungen siehe im Text

Zuletzt kann auch der Wirkwiderstand R_s an der linken Seite der Fig. 6 berücksichtigt werden. Zu diesem Zwecke ist die Grösse der Spannung hinter dem Widerstand R_s zu bestimmen, es muss also der vom Strom I_1 am Widerstand R_s verursachte Spannungsabfall subtrahiert werden. Nachdem

der Spannungsrückgang nur durch die Wirkkomponente des Stromes I_1 verursacht wird, ist diese in Fig. 17 beim Tiefpunkt der Einsattelung abzumessen: $\text{Re} [I_1] = 1,48$. Somit beträgt die Spannung hinter R_s : $1 - 1,48 \cdot 0,011 = 0,984$. Beim Tiefpunkt des Sattels wird daher das Drehmoment: $0,984^2 \cdot 0,86 = 0,83$, auf 1270 kVA bezogen, bzw. $(1270/1140) \cdot 0,83 = 0,925$ auf 1140 kW bezogen.

Anhang

Will man die Rechnungen auf eine fertige Maschine bezogen durchführen, so können die Werte von \bar{Z}_d und \bar{Z}_q auch durch Messung festge-



stellt werden. Die Messung kann im Ruhezustand erfolgen, wobei auf zwei Klemmen des Stators eine Einphasenspannung von der Frequenz $f = 0,5f_1$ zu legen ist. Die Erregerspule ist über den beim Anlassen gebrauchten Widerstand und über ein Amperemeter kurzzuschliessen. Hienach wird der Rotor zwecks Einstellung der Lage q in eine Stellung gebracht, in der kein Strom den Erregerkreis durchfliesst. Dann wird die Spannung, der Strom und die Leistung an den Klemmen des Stators abgelesen, und hieraus der Messwert der auf die beiden Klemmen des Stators bezüglichen resultierenden Impedanz \bar{Z}_M berechnet. Daraus erhält man die der Ersatzschaltung nach Fig. 4a entsprechende Impedanz \bar{Z}_q , da diese einerseits den Widerstand R_s nicht enthält, andererseits sich auf die Frequenz f_1 und auf eine Phase bezieht, mit Hilfe folgender Formel:

$$\bar{Z}_q = \frac{f_1}{f} \cdot \frac{\bar{Z}_M - 2R_s}{2} = \bar{Z}_M - 2R_s \quad (3a)$$

Auf gleiche Weise erhält man den Wert von \bar{Z}_d , nachdem der Rotor um 90 elektrische Grade verdreht in die Lage d gebracht wird (Höchstwert des Stromes im Erregerkreis). Wie bekannt, kann auch die zweifache Einstellung des Rotors unterlassen werden. In diesem Falle sind bei unveränderter Rotorstellung drei Einphasenmessungen am Stator durchzuführen. Aus den auf diese Weise gemessenen drei Impedanzwerten \bar{Z}_{Mbc} , \bar{Z}_{Mca} und \bar{Z}_{Mab} können die Werte der Impedanzen

$$\bar{Z}_d = R_D + jX_D \quad \text{und} \quad \bar{Z}_q = R_Q + jX_Q$$

berechnet werden.

Zuletzt sei noch bemerkt, dass, falls die Berechnung mit den durch Messung bestimmten Werten \bar{Z}_d und \bar{Z}_q erfolgt, die Ergebnisse des vorliegenden Aufsatzes z. B. auch für Synchronmotoren mit Vollpolläufern gültig sind.

Literatur

[1] *Concordia, Ch.*: Synchronous Machines. Theory and Performance, New York: Wiley; London: Chapman & Hall 1951.
 [2] *Mahrhous, H.*: Der Einfluss der Harmonischen auf den Anlauf des Synchronmotors. Zürich: Leemann 1952.
 [3] *Laible, Th.*: Die Theorie der Synchronmaschine im nichtstationären Betrieb mit Anwendungsbeispielen und unter Berücksichtigung der modernen amerikanischen Literatur.

Hg. von der Maschinenfabrik Oerlikon, Zürich. Berlin: Springer 1952.

[4] *Schuitsky, W.*: Selbstanlauf eines Synchronmotors. Arch. Elektrotechn. Bd. 39(1950), Nr. 10, S. 657...667.
 [5] *Kovács, K. P.*: Pulsierendes Moment im asymmetrischen Betrieb von Wechselstrommaschinen. Arch. Elektrotechn. Bd. 42(1955), Nr. 2, S. 99...126.
 [6] *Kovács, K. P. und I. Rácz*: Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. [In ungarischer Sprache. Deutschsprachige Auflage in Vorbereitung.] Budapest: Akademischer Verlag 1954.

Adressen der Autoren:

Prof. Dr.-Ing. K. P. Kovács, Technische Universität Budapest, z. Zt. Gastprofessor an der ETH, Köllikerstrasse 5, Zürich 7/44.
 PD S. Rácz, Technische Universität Budapest, Stoczek u. 2, Budapest XI.

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Das Monotron, ein neuartiger Aufzugsantrieb

Einleitung 621.34 : 621.876

Unter der Bezeichnung Monotron-Antrieb ist von der Schweizerischen Wagons- und Aufzügefabrik A.-G., Schlieren (ZH), ein Antriebsystem für Aufzüge entwickelt worden, das bemerkenswert neue Eigenschaften aufweist. Der Monotron-Antrieb gestattet bei angenehmem Fahrkomfort, das heisst stossfreiem Fahrverlauf, kurzer Fahrzeit und guter Haltegenauigkeit, Geschwindigkeiten zu erreichen, welche bisher mit den üblichen Stufenmotorantrieben nur erreicht werden konnten, wenn Unzulänglichkeiten in Kauf genommen wurden.

Bevor das angewendete System näher untersucht wird, lohnt es sich, die bis heute verwendeten Antriebsformen kurz zu charakterisieren. Der einfachste Antrieb, bestehend aus einem Kurzschlussankermotor mit hohem Anlaufdrehmoment, eignet sich für Geschwindigkeiten bis zu 0,7 m/s. Mit sog. Stufenmotoren (polumschaltbare Kurzschlussankermotoren mit einer Hauptgeschwindigkeit für die Fahrt und einer reduzierten Einfahrtgeschwindigkeit), können unter normalen Bedingungen Aufzugsgeschwindigkeiten bis 1,2 m/s erreicht werden. Zur Überschreitung dieser Geschwindigkeitsgrenze stand bis heute nur der Ward-Leonard-Antrieb zur Verfügung, wie er, durch eine elektronische Drehzahlregulierung zum Variotronantrieb vervollkommenet, sich schon seit Jahren in der Praxis bewährt. Das Ward-Leonard-Prinzip ist für die typischen Aufgaben, wie sie der Aufzugsbetrieb stellt, sehr geeignet, und es sind sowohl in der Leistung wie

Prinzip des Monotron-Antriebes

Beim Monotron-Antrieb dient als Element zum Antreiben wie zum Bremsen des Aufzuges derselbe, normale Schleifringmotor. Bei diesen Motoren können die Laufeigenschaften durch variable Widerstände im Rotorkreis verändert werden, wobei allerdings die vom Rotor nicht benötigte Leistung in Wärme umgesetzt wird. Der Monotron-Antrieb verwendet statt der Widerstände Röhren, die einerseits sehr gut regulierbar sind und andererseits erlauben, die vom Rotor nicht benötigte Leistung ans Netz zurück zu liefern. Ein Fahrtafel mit seinen drei typischen Phasen Anlauf, Fahrt mit

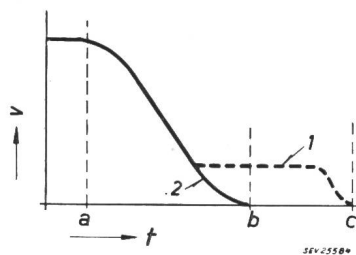


Fig. 2

Verkürzung der Bremsphase bei Monotronantrieben

v Geschwindigkeit; t Zeit; 1 Stufenmotorantrieb; 2 Monotronantrieb; a Beginn der Bremsung; b Ende der Bremsung beim Monotronantrieb; c Ende der Bremsung beim Stufenmotorantrieb; c-b Zeitgewinn

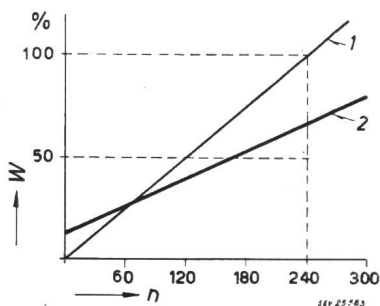


Fig. 1

Vergleich des Energiebedarfes verschiedener Systeme von Aufzugsantrieben

W Energiebedarf; n Fahrten pro Stunde;
 1 Stufenmotorenantrieb; 2 Monotronantrieb

in der Geschwindigkeit theoretisch keine Grenzen gesetzt. Leider ist der Sprung in den Anlagekosten zwischen dem Stufenmotorantrieb und dem Ward-Leonard-Antrieb gross, was durch den zusätzlichen maschinellen Aufwand bedingt ist. So zeigte sich das Bedürfnis, eine Lösung für das Antriebsproblem bei Aufzügen zu finden, die zwischen den beiden genannten Extremen liegt. Diese Lücke füllt nun der Monotron-Antrieb aus und besitzt darüber hinaus weitere, günstige Eigenschaften.

grosser Geschwindigkeit und Bremsung wickelt sich beim Monotron-Antrieb folgendermassen ab:

Beim **Anlauf** liegt die Maschine statorseitig am Netz, der Rotor wird über die Röhren so reguliert, dass eine konstante Beschleunigung erzielt wird. Am Schluss des Anlaufes schliesst man den Rotor kurz, so dass sich die Fahrt mit grosser Geschwindigkeit ohne die Regulierung abwickelt, deren Lebensdauer dadurch bedeutend geschont wird. Der Motor läuft dabei mit seiner natürlichen Charakteristik als kurzgeschlossener Asynchronmotor. Zur **Bremsung** wird der Motor statorseitig vom Netz abgetrennt und aus der Reguliereinheit mit Gleichstrom erregt. Der Kurzschluss des Rotors wird natürlich aufgehoben. Die Röhren liegen am Netz, erlauben eine feine, stufenlose Regulierung der Bremsung praktisch bis zum Stillstand und bewirken, dass ein Teil der aus dem bewegten Aufzug freiwerdenden Energie ans Netz zurückgespielen wird. Gesamthaft gesehen wird damit eine Regulierung ermöglicht, die den Antrieb mit einem guten Wirkungsgrad arbeiten lässt, vor allem auch bei Anlauf und Bremsung, welche beim Aufzugsbetrieb eine grosse Rolle spielen. Der Motorteil ist denkbar einfach; normalerweise kann ein handelsüblicher Industriotyp Verwendung finden.

Zeitersparnis in der Bremsphase

Einen weiteren Vorteil für den Aufzugsbetrieb bringt das erstmals verwendete, neuartige Bremssystem. Die Bremsung bei Aufzügen mit Stufenmotor geht in der herkömmlichen