

Zeitschrift: Bulletin de l'Association suisse des électriciens
Herausgeber: Association suisse des électriciens
Band: 25 (1934)
Heft: 6

Artikel: Berechnung von Einphasen-Kondensator-Motoren
Autor: Krondl, M.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1056544>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 13.01.2026

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

Fig. 8 zeigt eine Aufnahme einer Eisenoberfläche. In einigen Gebieten dieser Oberfläche

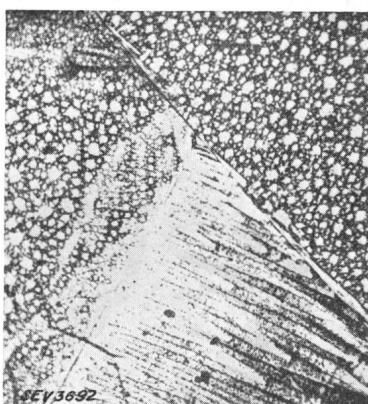


Fig. 9.

lagern sich tatsächlich die magnetischen Teilchen in äquidistanten Linien ab. Der Abstand der Linien ist ungefähr $\frac{1}{10}$ mm. Fig. 9 ist eine Aufnahme

einer Kobaltoberfläche; unten sehen wir ein Gebiet, in welchem ebenfalls die Teilchen sich an äquidistanten Linien absetzen, während in den übrigen Gebieten die Teilchen sich in regelmässigen Punkten niederschlagen. Eine befriedigende Deutung der Bitterschen Figuren haben wir aber noch nicht.

Durch diese Darlegungen wird es uns erst recht bewusst, welch glücklichen Gedanken Weiss mit der Einführung des molekularen Feldes hatte. Allerdings brachte erst die weitere Entwicklung der Physik in den letzten Jahren eine befriedigendere Erklärung für die Existenz des Weißschen Molekulardes, und erst heute sind wir zu einem tieferen Verständnis der Eigenschaften ferromagnetischer Körper vorgedrungen. Diejenigen Fragen, deren Beantwortung noch aussteht, sind meistens nicht grundsätzlicher Natur. Gelingt es der Physik, auch über sie Klarheit zu schaffen, so ist es vor allem die Technik, die von einer genauen Kenntnis des im Ferromagnetismus sich abspielenden Mechanismus grossen Nutzen ziehen wird.

Berechnung von Einphasen-Kondensator-Motoren.

Von M. Kronl, Zürich-Oerlikon.

621.313.333.025.1

Es wird eine bequeme, graphisch-analytische Berechnungsmethode der Einphasen-Kondensator-Motoren abgeleitet.

L'auteur démontre une méthode graphico-analytique de calcul des moteurs monophasés à condensateur.

I. Einleitung.

Einphasen-Induktionsmotoren mit Kondensatoren sind schon im Jahre 1895 von Steinmetz¹⁾ vorgeschlagen worden, aber erst die in den letzten Jahren erzielte Verbesserung und Verbilligung der Kondensatoren ermöglichte die erfolgreiche Einführung der «Kondensator-Motoren» («C-Motoren») in die Praxis. Die C-Motoren werden immer mehr verwendet, und zwar hauptsächlich als Kleinmotoren, für den Antrieb von Haushaltungsmaschinen, Kältemaschinen usw. Die Haupteigenschaften des C-Motors, welche bereits in andern Arbeiten ausführlich untersucht wurden²⁾, sollen hier nur kurz rekapituliert werden. Zweck dieses Aufsatzes ist, eine bequeme, graphisch-analytische Berechnungsmethode zu beschreiben.

II. Der C-Motor im ausgeglichenen Betriebszustand.

Der Grundgedanke der üblichen Schaltung des C-Motors (Fig. 1) ist folgender: Der der Hilfswicklung (b) vorgeschaltete Kondensator β_c hat zur Folge, dass die Klemmenspannung der Hilfswicklung gegen die Netzspannung voreilt. Man kann die Verhältnisse so wählen, dass bei einem bestimmten Betriebszustand an den Motorklemmen eine symmetrische zweiphasige Spannung herrscht. Der Motor arbeitet dann in diesem «ausgeglichenen» Betriebszustand als Zweiphasenmotor, obschon er von einem Einphasennetz gespeist wird. Wirkungsgrad

und Leistungsfaktor des Motors sind also denen eines Zweiphasenmotors gleich; dabei wird dem einphasigen Netz ein Strom mit dem Leistungsfaktor $\cos \varphi \approx 1$ oder sogar ein voreilender Strom entnommen. Der Motor kann ferner fast mit der vollen normalen dreiphasigen Leistung ausgenutzt werden, anstatt der ca. 50prozentigen Ausnützbarkeit des gewöhnlichen Einphasenmotors. Der C-Motor hat in der betriebsmässigen Schaltung ein Anlaufdrehmoment von ca. 20 bis 40 % des Nenndrehmoments, was für viele Antriebe genügt. Man muss zum

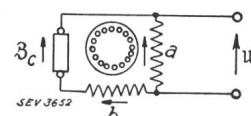


Fig. 1.
Normales Schema
eines Kondensator-Motors.

Anlauf keine Umschaltung, wie beim gewöhnlichen Einphasenmotor, vornehmen. Es lässt sich aber auch bis ca. vierfaches Nenndrehmoment durch verschiedene, aus der Literatur bekannte Anlauf-Umschaltungen erzielen. Endlich kann als Vorteil des C-Motors angeführt werden, dass er im ausgeglichenen Betriebszustand nicht das brummende Geräusch des gewöhnlichen Einphasenmotors entwickelt, da er keine pulsierende Komponente des magnetischen Feldes enthält, sondern ein reines Drehfeld hat.

Das *Vektordiagramm* für den ausgeglichenen Betrieb ist in Fig. 2 dargestellt. Das Uebersetzungerverhältnis beider Wicklungen ist $\ddot{u} = \frac{w_a}{w_b}$. Die

Spannung des Kondensators eilt um den Winkel $\frac{\pi}{2}$

¹⁾ Siehe Arnold, «Die Wechselstromtechnik», Bd. V, 1, S. 278.

²⁾ Siehe Literaturverzeichnis am Schluss des Artikels.

dem Strome nach. Man kann direkt auf Grund des Vektordiagrammes die folgenden Gleichungen aufstellen:

$$U_c = U \frac{1}{\cos \varphi} \quad (1)$$

Der Leistungsfaktor des Netzstromes:

$$\cos \varphi_{\text{Netz}} = 2 \sin \varphi \cdot \cos \varphi = \sin 2 \varphi \quad (2)$$

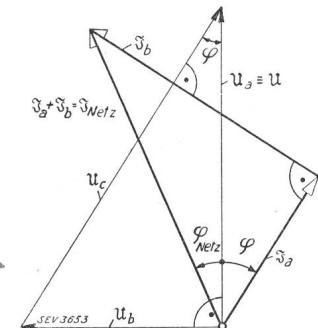


Fig. 2.
Vektordiagramm
eines C-Motors im «ausge-
glichenen» Betriebszustand.

Das Uebersetzungsverhältnis \ddot{u} ist nicht frei wählbar, sondern durch den Leistungsfaktor des Motors bestimmt:

$$\ddot{u} = \cot \varphi \quad (3)$$

Die Kapazität des Kondensators berechnet man aus der Gleichung:

$$Z_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{U_c}{I_c} = \frac{U}{I_a} \frac{\sin \varphi}{\cos^2 \varphi} \quad (4)$$

Die Grösse und der Preis des Kondensators wird in erster Linie durch seine Scheinleistung bestimmt. Wir leiten für diese eine Formel ab, die man sich leicht merken kann:

$$P_c = U_c I_c = \frac{U}{\cos \varphi} \frac{I_a \cos \varphi}{\sin \varphi} = \frac{2 U I_a \cos \varphi}{\sin 2 \varphi} \quad (5)$$

Der Zähler ist die dem Motor zugeführte Wirkleistung, der Nenner laut Gl. 2 der Leistungsfaktor des Netzes, daher:

$$P_c = P_{\text{Netz}} = \frac{P_{\text{nützl}}}{\eta \cdot \cos \varphi_{\text{Netz}}} \quad (6)$$

In Worten: Im ausgeglichenen Betriebszustand ist die Scheinleistung des Kondensators gleich der Scheinleistung, welche vom Netze dem Motor und Kondensator zugeführt wird.

III. Das Arbeitsdiagramm des C-Motors.

Die Theorie und Berechnung des C-Motors im ausgeglichenen Betriebszustand ist, wie man sieht, sehr einfach. Da es aber praktisch unmöglich ist, die Kapazität und das Uebersetzungsverhältnis nach der Belastung zu regeln, wird jeder C-Motor auch im nicht ausgeglichenen Zustand arbeiten müssen. Die Ableitung des allgemeinen Arbeitsdiagrammes des C-Motors führt zu ziemlich komplizierten Ausdrücken; so sind z. B. die Ortskurven beider Wicklungsströme *bizirkulare Quartiken*.

Nun könnte man vielleicht meinen, dass man auf die genaue Berechnung verzichten kann. Aber der C-Motor hat einige Besonderheiten, die genau beachtet werden müssen; sonst befriedigt der Motor im Betrieb nicht. Diese Besonderheiten sind hauptsächlich folgende: Die Verluste des C-Motors bei schwacher Belastung und bei Leerlauf können *höher* als im ausgeglichenen Betriebszustand werden. Die Kondensatorspannung steigt im Leerlauf über den Wert bei Nennlast. Das Anzugsdrehmoment ist, wie bereits erwähnt wurde, bei Verwendung der für den ausgeglichenen Betriebszustand nötigen Kapazität schwach und kann bei unzweckmässigem Entwurf durch parasitäre Drehmomente noch weiter unzulässig geschwächt werden.

Im folgenden werden die allgemeinen Grundgleichungen des C-Motors aufgestellt und auf eine für die praktische Berechnung geeignete Form gebracht. Besonders die Berechnung der Verluste und Drehmomente soll einfach gestaltet werden, so dass eine rasche und dabei genaue rechnerische Kontrolle des Entwurfs ermöglicht wird.

1. Grundgleichungen.

Wir werden mit Vorteil die Zerlegung der Ströme in symmetrische Komponenten (\mathfrak{J}_m , \mathfrak{J}_g , d. h. Mit-, Gegenstrom) verwenden. Ströme, Spannungen, Impedanzen werden auf die Hauptwicklung a reduziert (Uebersetzungsverhältnis der beiden Wicklungen $= \ddot{u} = \frac{w_a}{w_b}$, s. Fig. 1).

Der Mitstrom ist: \mathfrak{J}_m (Phase a); $j\mathfrak{J}_m$ (Phase b). Der Gegenstrom: \mathfrak{J}_g (Phase a); $-j\mathfrak{J}_g$ (Phase b).

Die Grundgleichungen lauten:

$$\mathfrak{J}_m \cdot \mathfrak{Z}_m + \mathfrak{J}_g \cdot \mathfrak{Z}_g = \mathfrak{U} \quad (\text{Phase a}) \quad (7)$$

$$j\mathfrak{J}_m (\mathfrak{Z}_m + \mathfrak{Z}_c) - j\mathfrak{J}_g (\mathfrak{Z}_g + \mathfrak{Z}_c) = \ddot{u} \mathfrak{U} \quad (\text{Phase b}) \quad (8)$$

\mathfrak{Z}_m (\mathfrak{Z}_g) ist die Impedanz, welche der Motor dem Mitstrom (Gegenstrom) bietet; $\mathfrak{Z}'_c = \mathfrak{Z}_c \ddot{u}^2$.

Die Lösung dieser Gleichungen (z. B. mit Hilfe der Determinante) ist:

$$\mathfrak{Z}_m = \mathfrak{U} \frac{\mathfrak{Z}'_c + \mathfrak{Z}_g (1 - \ddot{u} j)}{2 \mathfrak{Z}_m \mathfrak{Z}_g + \mathfrak{Z}'_c (\mathfrak{Z}_m + \mathfrak{Z}_g)} \quad (9)$$

$$\mathfrak{Z}_g = \mathfrak{U} \frac{\mathfrak{Z}'_c + \mathfrak{Z}_m (1 + \ddot{u} j)}{2 \mathfrak{Z}_m \mathfrak{Z}_g + \mathfrak{Z}'_c (\mathfrak{Z}_m + \mathfrak{Z}_g)} \quad (10)$$

2. Graphisch-analytische Berechnung.

a) *Mit- und Gegenstrom*. Beide Ausdrücke werden in eine für die graphisch-analytische Berechnung geeignete Form umgewandelt. Anstatt der Impedanzen \mathfrak{Z}_m , \mathfrak{Z}_g , \mathfrak{Z}'_c werden Admittanzen \mathfrak{Y}_m , \mathfrak{Y}_g , \mathfrak{Y}'_c eingeführt:

$$\mathfrak{Z}_m = \mathfrak{U} \cdot \mathfrak{Y}_m \cdot \frac{\mathfrak{Y}'_c (1 - \ddot{u} j) + \mathfrak{Y}_g}{2 \left(\mathfrak{Y}'_c + \frac{\mathfrak{Y}_m + \mathfrak{Y}_g}{2} \right)} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathfrak{J}_g &= U \cdot \mathfrak{Y}_g \cdot \frac{\mathfrak{Y}'_c (1 + \dot{u} j) + \mathfrak{Y}_m}{2 \left(\mathfrak{Y}'_c + \frac{\mathfrak{Y}_m + \mathfrak{Y}_g}{2} \right)} \quad (12) \\ \left(\mathfrak{Y}'_c = \frac{\mathfrak{Y}_c}{\dot{u}^2} \right) \end{aligned}$$

An Hand der Fig. 3 wird die graphisch-analytische Berechnung eines C-Motors nach Schema Fig. 1 erläutert. Auf dem bekannt angenommenen Kreisdiagramm des Zweiphasen-Motors k sind der Kurzschluss- (K) und Unendlichpunkt (∞) bekannt.

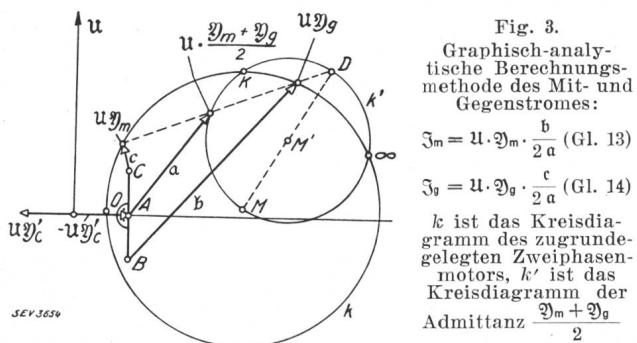


Fig. 3.
Graphisch-analytische Berechnungsmethode des Mit- und Gegenstromes:
 $\mathfrak{J}_m = U \cdot \mathfrak{Y}_m \cdot \frac{b}{2a}$ (Gl. 13)
 $\mathfrak{J}_g = U \cdot \mathfrak{Y}_g \cdot \frac{c}{2a}$ (Gl. 14)
 k ist das Kreisdiagramm des zugrundegelegten Zweiphasenmotors, k' ist das Kreisdiagramm der Admittanz $\frac{\mathfrak{Y}_m + \mathfrak{Y}_g}{2}$

schluss- (K) und Unendlichpunkt (∞) bekannt. Ein durch die Punkte K, ∞ und M (Mittelpunkt des Heyland-Kreises) gelegter Kreis k' ist die Ortskurve der Admittanz $\frac{\mathfrak{Y}_m + \mathfrak{Y}_g}{2}$ ³⁾. Die Punkte \mathfrak{Y}_m , \mathfrak{Y}_g , $\frac{\mathfrak{Y}_m + \mathfrak{Y}_g}{2}$ liegen auf einem Strahl durch den Pol D, wie man sich leicht durch ein graphisches Experiment überzeugen kann.

Man trägt die negative Admittanz ($-\mathfrak{Y}'_c$) in den Punkt A auf, bestimmt den «Mit-Pol» B und den «Gegen-Pol» C durch Fällen einer Senkrechten auf ($-\mathfrak{Y}'_c$) und Auftragen der Längen ($\dot{u} Y_c$) in beiden Richtungen. (Im Stromdiagramm sind die angeführten Admittanzen \mathfrak{Y}_m , \mathfrak{Y}_g , $\frac{\mathfrak{Y}_m + \mathfrak{Y}_g}{2}$, \mathfrak{Y}'_c mit der Klemmenspannung U multipliziert.) Dann ist:

$$\mathfrak{J}_m = U \mathfrak{Y}_m \frac{b}{2a} \quad (13)$$

$$\mathfrak{J}_g = U \mathfrak{Y}_g \frac{c}{2a} \quad (14)$$

Beweis: Der Vektor $2a$ ist der Nenner, der Vektor b (bzw. c) der Zähler der Gl. 11, 12; $U \mathfrak{Y}_m$ ($U \mathfrak{Y}_g$) sind die aus dem Stromdiagramm bestimmbar Ströme des zugrundegelegten Zweiphasenmotors.

Die Ströme \mathfrak{J}_m , \mathfrak{J}_g sind nach Gl. 13 und 14 vektoriell (im Betrag und in der Phase) bestimmt. Meistens genügt es, nur ihren *Betrag* zu bestimmen, was bedeutend einfacher ist.

b) *Leistung, Drehmoment, Verluste* des Zweiphasenmotors sind bekannt, können aus dem gegebenen Kreisdiagramm abgegriffen oder sonst

³⁾ Siehe Punga, Kreisdiagramm des Einphasen-Induktionsmotors. ETZ 1928, S. 603.

leicht berechnet werden. Die vom Mit- und Gegenstrom erzeugten Leistungen, Drehmomente, Verluste können aus denen des Zweiphasenmotors umgerechnet werden:

$$P_m = P_{2m} \left(\frac{I_m}{U \cdot Y_m} \right)^2 = P_{2m} \left(\frac{b}{2a} \right)^2 \quad (15)$$

$$P_g = P_{2g} \left(\frac{I_g}{U \cdot Y_g} \right)^2 = P_{2g} \left(\frac{c}{2a} \right)^2 \quad (16)$$

P_{2m} (P_{2g}) sind die Leistungen, Drehmomente, Verluste des Zweiphasenmotors, welche den Strömen $U \cdot Y_m$ ($U \cdot Y_g$) entsprechen.

So werden berechnet (s. Fig. 4): das Drehmoment:

$$M_m = \overline{EF} \left(\frac{b}{2a} \right)^2 \quad (17)$$

$$M_g = -\overline{GH} \left(\frac{c}{2a} \right)^2 \quad (18)$$

$$M_{res} = M_m + M_g \quad (19)$$

die totalen Verluste:

$$V_m = (\overline{EI} - \overline{EJ}) \cdot \left(\frac{b}{2a} \right)^2 \quad (20)$$

$$V_g = (\overline{GL} + \overline{GP}) \cdot \left(\frac{c}{2a} \right)^2 \quad (21)$$

$$V_{res} = V_m + V_g \quad (22)$$

(Die totalen Verluste des Zweiphasenmotors sind bekanntlich für den Punkt E: $\overline{EI} - \overline{EJ}$, Punkt G: $\overline{GL} + \overline{GP}$.)

Aehnlich können Einzelverluste im Stator-Kupfer, Eisen, Rotor-Kupfer berechnet werden.

Falls die Kupfer-Verluste in beiden Stator-Wicklungen nicht sehr verschieden sind, gleichen sich die Erwärmungen in ihnen bis auf eine kleine Dif-

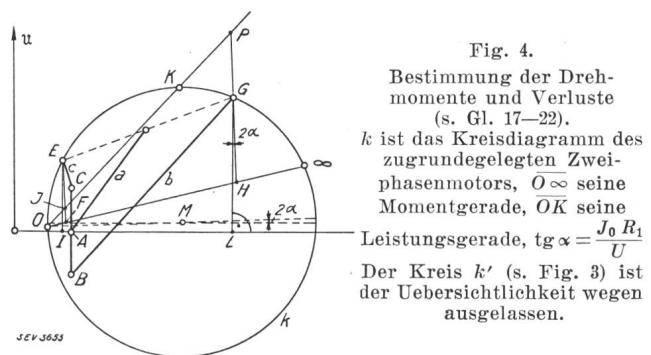


Fig. 4.

Bestimmung der Drehmomente und Verluste (s. Gl. 17–22).
 k ist das Kreisdiagramm des zugrundegelegten Zweiphasenmotors, $O\infty$ seine Momentgerade, OK seine Leistungsgerade, $\operatorname{tg} \alpha = \frac{J_0 R_1}{U}$. Der Kreis k' (s. Fig. 3) ist der Übersichtlichkeit wegen ausgelassen.

ferenz aus. Zur Schätzung der Erwärmung genügt es meistens, die *totalen Verluste* zu rechnen. Will man aber die Aufteilung der Stator-Kupfer-Verluste genau bestimmen, muss man die Wicklungsströme \mathfrak{J}_a , \mathfrak{J}_b berechnen (s. weiter Gl. 23, 24).

Die beschriebene graphisch-analytische Methode wurde allgemein abgeleitet und gilt für jede Art,

der Hilfsphase vorgeschalteter Impedanz, selbstverständlich auch für den Grenzfall $\beta_c = \infty$, also für den Einphasen-Induktions-Motor ohne Hilfsphase.

Die Lage des Poles C (s. Fig. 3) bestimmt im Sinne der Gl. 14 die Grösse des Gegenstromes \mathfrak{J}_g . Der Gegenstrom erzeugt nur ein bremsendes Drehmoment und Verluste, man wird daher den Pol C wenn möglich in den Bereich des nützlichen Arbeitsgebietes des Kreisdiagrammes verlegen. Fällt der Pol C in einen Punkt des Kreises, so ist für diesen Punkt der Gegenstrom gleich Null; der Einphasen-Motor hat dort ein genaues Drehfeld und arbeitet dort wie ein symmetrischer Zweiphasenmotor.

c) Die Wicklungsströme und der Netzstrom. Die beiden symmetrischen Strom-Komponenten (\mathfrak{J}_m , \mathfrak{J}_g) charakterisieren genügend das Verhalten des C-Motors; es ist nicht unbedingt nötig, auch noch die beiden Wicklungsströme \mathfrak{J}_a , \mathfrak{J}_b zu kennen. Will man sie aber bestimmen, so setzt man sie am besten aus den symmetrischen Komponenten zusammen:

$$\mathfrak{J}_a = \mathfrak{J}_m + \mathfrak{J}_g \quad (23)$$

$$\mathfrak{J}_b = j \ddot{u} (\mathfrak{J}_m - \mathfrak{J}_g) \quad (24)$$

Der Netzstrom:

$$\mathfrak{J} = \mathfrak{J}_a + \mathfrak{J}_b = \mathfrak{J}_m (1 + j \ddot{u}) + \mathfrak{J}_g (1 - j \ddot{u}) \quad (25)$$

Die Ortskurven der symmetrischen Stromkomponenten \mathfrak{J}_m , \mathfrak{J}_g und der beiden Wicklungsströme \mathfrak{J}_a , \mathfrak{J}_b sind bizirkulare Quartiken. Die Ortskurve des Netzstromes \mathfrak{J} ist eine zum Kreis mit quadratischer Geschwindigkeitsskala degenerierte bizirkulare Quartik⁴⁾.

Das Kreisdiagramm des Netzstromes konstruiert man am leichtesten, indem man drei Punkte bestimmt, und zwar für die Rotorgeschwindigkeiten 0, ∞ und synchron (oder wenn möglich für den ausgeglichenen Betriebszustand).

Aus diesen Punkten kann man auch bequem die quadratische Geschwindigkeitsskala, ähnlich wie beim Einphasen-Induktionsmotor⁵⁾, konstruieren.

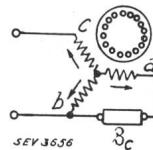


Fig. 5.

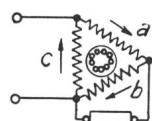
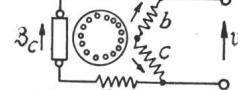


Fig. 6.
Weitere Schaltungen des C-Motors.



Es sei hier noch die Gleichung für die Spannung an der vorgeschalteten Kapazität angeführt:

$$U_c = \mathfrak{J}_b \cdot \beta_c = U \frac{\frac{\mathfrak{Y}_m + \mathfrak{Y}_g}{2} + j \frac{\mathfrak{Y}_m - \mathfrak{Y}_g}{2}}{\frac{\mathfrak{Y}_c + \frac{\mathfrak{Y}_m + \mathfrak{Y}_g}{2}}{2}} \quad (26)$$

⁴⁾ Wurde vom Verfasser im Jahre 1928 bewiesen, siehe Jelinek, Elektrotechnicky Obzor 1929 (s. Literaturnachweis).

⁵⁾ Siehe Arnold, «Die Wechselstromtechnik», V, 1, S. 163.

d) Auch für andere Schaltungen von Einphasen-Induktionsmotoren, so z. B. nach Fig. 5, gelten ähnliche Gleichungen wie die abgeleiteten.

Häufig wird der dreiphasig gewickelte Einphasenmotor nach Fig. 6 verwendet. Auch für diesen kommt man zu ähnlichen Gleichungen wie oben. Bei der Ableitung geht man vom Dreiphasenmotor

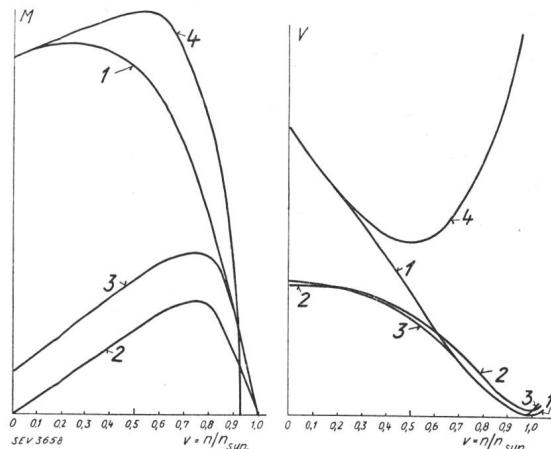


Fig. 7.
Drehmoment

Fig. 8.
Totale Verluste

in Abhängigkeit der Drehzahl

- 1 des zugrundegelegten Zweiphasenmotors,
- 2 des Einphasenmotors,
- 3 des C-Motors für schwachen Anzug (der Kondensator ist betriebsmäßig eingeschaltet),
- 4 des C-Motors für starken Anzug. (Der Kondensator wird nach beendigtem Anlauf wenigstens teilweise abgeschaltet.) (Die Motoren 2, 3, 4 sind aus dem Motor 1 abgeleitet.)

aus und zerlegt die Ströme in Mit-, Gegen- und Null-Komponenten.

e) Als Anwendungsbeispiel für die Berechnungsmethode wurde der Verlauf der Drehmomente, Verluste und der Kondensatorspannungen für einige typische Beispiele in Fig. 7, 8 und 9 dargestellt.

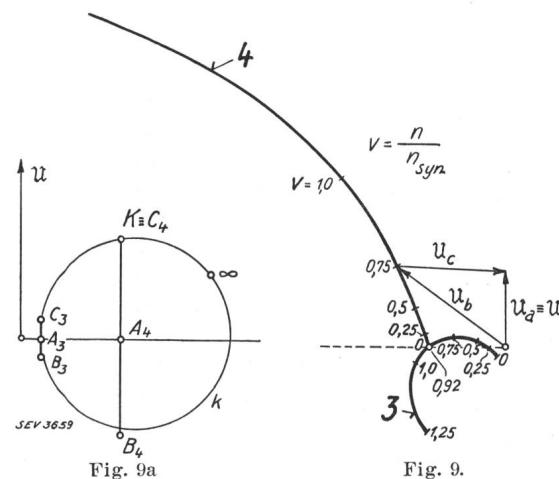


Fig. 9a

Vektordiagramm der Spannungen an der Hilfswicklung: U_b und am Kondensator: U_c der beiden bereits in Fig. 7 und 8 untersuchten C-Motoren (3, 4). In Fig. 9a ist das Kreisdiagramm des zugrundegelegten Zweiphasenmotors (1) mit den die C-Motoren (3, 4) charakterisierenden Polen A, B, C (s. Gl. 13, 14).

f) Das Anzugsdrehmoment. Nach Gl. 17 bis 19 ist das Anzugsdrehmoment

$$M_A = M_{2, A} \frac{b^2 - c^2}{(2 a)^2} \quad (27)$$

$M_{2,A}$ ist das Anzugsdrehmoment des zugrundegelegten Zweiphasenmotors. Nach dem Kosinus-Satz kann man beweisen:

$$M_A = M_{2,A} \cdot \frac{\overline{AQ}}{\overline{AK}} \quad (\text{s. Fig. 10}) \quad (28)$$

Beim Anzug ist die Spannung am Kondensator im Sinne der Gl. 26:

$$U_{c,A} = \frac{\overline{OK}}{\overline{AK}} \cdot U \quad (29)$$

Das theoretisch berechnete Anzugsdrehmoment wird in Wirklichkeit unterschritten, da parasitäre, bremsende Drehmomente auftreten.

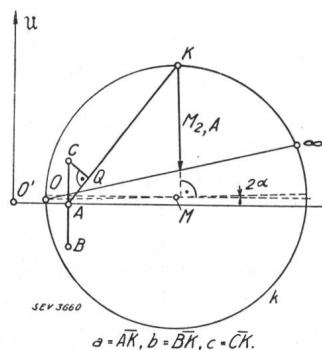


Fig. 10.
Anzugs-Drehmoment des
C-Motors:

$$M_A = M_{2,A} \cdot \frac{\overline{AQ}}{\overline{AK}} \quad (\text{Gl. 28})$$

k Kreisdiagramm des zugrundegelegten Zweiphasenmotors,
K sein Kurzschlusspunkt,
O_∞ seine Momentgerade.

Eine andere bequeme Berechnungsmethode des C-Motors hat F. Punga in ETZ 1933 (s. Literaturverzeichnis) angegeben. Sie geht vom *Impedanzdiagramm* des Zweiphasenmotors aus und berechnet in erster Linie die beiden Wicklungsströme \mathfrak{J}_a , \mathfrak{J}_b . Es scheint, dass die hier beschriebene Berechnungsmethode in mancher Hinsicht, besonders für die in der Praxis wichtige Berechnung der Verluste und Drehmomente, einfacher ist.

IV. Die parasitären Drehmomente⁶⁾.

Es können besonders folgende parasitäre Drehmomente auftreten:

1. *Synchrone* parasitäre Drehmomente im Stillstand. Der Rotor «klemmt» magnetisch, kommt überhaupt nicht aus dem Stillstand. Diese parasitären Drehmomente werden von miteinander synchron laufenden Oberfeldern gleicher Polzahl hervorgerufen. Man kann ihr Entstehen leicht verhindern, wenn man die Phasenzahl des Käfigankers

$(m_2 = \frac{N_2}{p})$ ungerade oder gebrochen macht: dann sind die Ordnungszahlen der starken Oberfelder des Rotors ($v_2 = m_2 \pm 1$) nur *gerade* oder *gebrochen*;

⁶⁾ Siehe auch M. Krondl, Die parasitären Kräfte in Induktionsmaschinen, Bull. Oerlikon (1931), Nr. 124, 125, 126, S. 654, 665, 670.

die Oberfelder des Stators sind aber nur *ungerade*, es treffen also keine starken Oberfelder gleicher Polzahl zusammen.

2. *Die asynchronen parasitären Drehmomente* werden hauptsächlich vom 3. und 5. Oberfeld verursacht.

a) In zweiphasig gewickelten Einphasenmotoren entsteht ein bremsendes Drehmoment schon im Stillstand, und besonders bei ca. $\frac{1}{3}$ und $\frac{1}{5}$ der synchronen Drehzahl.

b) In dreiphasig gewickelten Einphasenmotoren erregt der Nullstrom (s. Abschn. III 2d) *pulsierende* Oberfelder. Im Stillstand entsteht daher von diesen pulsierenden Oberfeldern kein Drehmoment, sondern erst bis der Rotor auf Touren kommt. Bei $\frac{1}{3}$ und $\frac{1}{5}$ der synchronen Drehzahl entstehen Einsattelungen.

Durch zweckmäßige Schrittverkürzung im Stator (Zweischichtwicklung) oder Rotor (Punga-Wicklung) können die vom 3. und 5. Oberfeld erzeugten asynchronen parasitären Drehmomente stark reduziert werden.

Literatur.

- J. Biermanns. Ueber einen Einphasen-Induktionsmotor, Arch. Elektrotechn., 1926, S. 519.
- F. Punga. Graphische Behandlung des Einphasen-Induktionsmotors mit Kapazität und Hilfsphase. Arch. Elektrotechn., 1927, Bd. 18, S. 267.
- B. F. Bailey. Single-Phase Condenser Motor. Electr. Wld. N.Y., 1928, Bd. 91, S. 597 und 647.
- H. Specht. The Fundamental Theory of the Capacitor Motor. J. Amer. Inst. electr. Engr., 1929, S. 134.
- W. J. Morril. The Revolving Field Theory of the Capacitor-Motor. J. Amer. Inst. electr. Engr., 1929, S. 190.
- B. F. Bailey. The Condenser Motor. J. Amer. Inst. electr. Engr., 1929, S. 273.
- H. C. Specht. Performance of Capacitor Motors Established by Test. Electr. Wld. N.Y., 1929, Bd. 93, S. 532.
- «Red Band» Brushless Single Phase Motor. Electr. Wld. N.Y., 1929, Bd. 94, S. 307.
- K. Jelinek. Einphasenkondensatormotor. Elektrotechnicky Obzor, 1929, S. 649 und 689.
- H. Wolf. Der Einphasen-Induktionsmotor mit Kondensatoren in der Hilfsphase. Arch. Elektrotechn., 1930, Bd. 23, S. 459.
- Technische Bemerkungen über Kleinmotoren. E. u. M., 1931, S. 186.
- F. Kacser. Das Anzugsmoment und die Streuung von Einphasenmotoren mit Hilfsphase. E. u. M., 1931, S. 593.
- B. F. Bailey. Selbstanlauf von Einphasen-Induktionsmotoren. Z. V. D. J., 1931, S. 1053.
- G. Jacoby. Neuerungen im Bau von Einphasen-Induktionsmotoren. E. u. M., 1931, S. 681.
- A. G. Smith. The Role of Small Motors. Electr. J., 1931, S. 637.
- W. Thoma. Ueber das Anlaufmoment des asynchronen Einphasenmotors mit Hilfsphase. Arch. Elektrotechn., 1932, Bd. 26, S. 856. S. auch E. u. M., 1933, S. 281.
- Le moteur monophasé à condensateur et induit en court-circuit. Rev. Jeumont, 1932, Nr. 30, S. 90.
- Fractional Horsepower Capacitor Motors. Electr. J., 1932, S. 357.
- F. Punga. Das Stromvektordiagramm des Einphasenmotors mit Kapazität in der Hilfsphase. ETZ, 1933, S. 307, 347.