

<b>Zeitschrift:</b>	Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
<b>Herausgeber:</b>	Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
<b>Band:</b>	23 (1932)
<b>Heft:</b>	6
<b>Artikel:</b>	Zur Theorie des Frequenzumformers und der kompensierten Drehstromkommutatormaschine mit Läufererregung ("Kompensierter Frequenzumformer")
<b>Autor:</b>	Dreyfus, L.
<b>DOI:</b>	<a href="https://doi.org/10.5169/seals-1059318">https://doi.org/10.5169/seals-1059318</a>

### 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:** 16.02.2026

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

men. Es ereignete sich aber in der Berichtsperiode ein Todesfall, der auf die Einwirkung des elektrischen Stromes bei einem Heizkissen zurückgeführt werden muss. Ein Patient legte sich im Bett ein Heizkissen auf die Brust, um eine Schwitzkur zu machen. Er schlief ein und knüllte während des Schlafens das Kissen zusammen, so dass in dessen Falten lokale Ueberhitzungen auftraten, die eine Zerstörung des Gewebes und ein Hervortreten der Heizdrähte zur Folge hatten. Das Kissen selbst besaß keine wasserdichte Schutzhülle und wurde durch den Schweiss des Patienten durchfeuchtet. Als nach zwei Stunden seine Frau auf das Stöhnen ihres Mannes hin die Bettdecke aufhob, entzündete sich der Stoff des Kissens. Nach den Brandwunden des Mannes zu schliessen, ist er mit dem Körper

nach dem Verkohlen des Ueberzuges mit den blanken Heizdrähten des Kissens in Berührung gekommen und so durch den elektrischen Strom getötet worden. Die Spannung betrug 220 V. Das Kissen hatte zwar Temperaturbegrenzer; sie befanden sich aber zufälligerweise gerade an Stellen, wo sie durch die bei der Zusammenknüllung des Kissens entstandenen Ueberhitzung nicht wirksam beeinflusst wurden.

Die übrigen in Hausinstallationen vorgekommenen Unfälle weisen ähnliche Verhältnisse auf wie die bereits beschriebenen. Wir möchten nur noch erwähnen, dass sechs dieser Unfälle Monteuren durch Flammenbogenwirkung infolge von Kurzschlüssen bei Installationsarbeiten in Hausinstallationen zustiessen.

## Zur Theorie des Frequenzumformers und der kompensierten Drehstromkommutatormaschine mit Läufererregung („Kompensierter Frequenzumformer“).

Von L. Dreyfus, Västerås (Schweden).

621.314.26

*Der Autor behandelt in groben Zügen die genaue Theorie des Frequenzumformers mit und ohne Kompensationswicklung, wobei er besonders Gewicht legt auf die komplizierte gegenseitige Beeinflussung der Ströme verschiedener Stärke und Frequenz auf der Schleifringseite einerseits und auf der Kommutatorseite anderseits, und der zugehörigen Ohmschen und induktiven Spannungsabfälle. In einem Anhang wird das Vektordiagramm des Frequenzumformers näher erläutert.*

*L'auteur traite à grands traits la théorie exacte du convertisseur de fréquence avec et sans enroulement de compensation. Il insiste sur l'influence réciproque compliquée des courants d'intensités et de fréquences différentes, du côté des bagues d'une part et du côté du collecteur d'autre part, ainsi que sur celle des chutes de tensions ohmiques et inducitives respectives. Dans un appendice, l'auteur explique de plus près le diagramme vectoriel du convertisseur de fréquence.*

Der Frequenzumformer mit oder ohne Kompensationswicklung ist eine der wichtigsten Hilfsmaschinen in Drehstromkommutatorkaskaden. Die genaue Theorie dieser Maschine macht gewisse Schwierigkeiten, weil die Ankerwicklung ähnlich wie beim synchronen Drehstrom-Gleichstrom-Einankerumformer Ströme verschiedener Frequenz führt: Den Schleifringen wird eine Spannung  $E_3$  und ein Strom  $I_3$  von der Kreisfrequenz  $\omega_3$  zugeführt. An den Kommutatorbürsten (eventuell in Reihe mit einer Kompensationswicklung) wird eine Spannung  $E_4$  und ein Strom  $I_4$  von der Kreisfrequenz  $\omega_4$  abgenommen. Mit  $I_3$  und  $I_4$  überlagern sich in der Ankerwicklung auch die Ohmschen Spannungsabfälle und die Streuspannungen beider Ströme, so dass nun der Ohmsche Spannungsabfall und die Streuspannung der Schleifringseite auf die entsprechenden Spannungsabfälle auf der Kommutatorseite zurückwirken und umgekehrt. Die folgende Untersuchung legt das Hauptgewicht auf die Erfassung dieser gegenseitigen Beeinflussung, ohne deren Kenntnis man weder ein genaues Spannungsdigramm zeichnen, noch die Grundgleichungen des Frequenzumformers richtig ableiten kann.

### I. Der gewöhnliche Frequenzumformer (ohne Kompensationswicklung im Ständer).

A. Vollständiges Vektordiagramm eines Frequenzumformers mit 3 Schleifringen und 3 Bürstenlagen pro Polpaar.

Seiner Wirkungsweise nach ist der Frequenzumformer ein rotierender Halbtransformator und das

Vektordiagramm seiner Spannungen und Ströme entspricht auch im grossen und ganzen dem Transformatordiagramm. Die Grundwellen der Amperewindungsverteilung der Schleifringseite (Index 3) und der Kommutatorseite (Index 4) bilden die resultierenden Amperewindungen

$$\dot{I}_m N = (\dot{I}_3 + \dot{I}_4) N \quad (1)$$

und erregen ein Drehfeld, dessen Grundwelle relativ zum Läufer mit der synchronen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_3$  rotiert. Ihre Absolutgeschwindigkeit dagegen ist

$$\omega_4 = \omega_3 - \omega_m \quad (2)$$

falls der Läufer in entgegengesetzter Richtung mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_m$  (in Polteilungsgraden) angetrieben wird (Fig. 1).  $\omega_4$

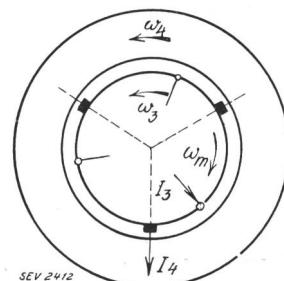


Fig. 1.

Zusammenhang der Frequenzen der Schleifring- und Kommutatorseite für  $\omega_m < \omega_3$ .

ist daher auch die Kreisfrequenz der Ströme und Spannungen der Kommutatorseite.

Die Grundwelle des gemeinsamen Drehfeldes induziert in der Ankerwicklung die Spannung

$$\dot{E}_g = j \dot{I}_m x_0 \frac{\omega_3}{\omega_1} \quad (3)$$

falls  $x_0$  die Selbstreaktanz der Schleifringwicklung (exklusive Streureaktanz) für eine normale Kreisfrequenz  $\omega_1$  bedeutet, auf die wir alle Reaktanzen beziehen. Da die inneren Spannungsabfälle des Periodenumformers gering sind, ist  $\dot{E}_g$  in erster Näherung gleich der Bürstenspannung  $\dot{E}_4$  und entgegengesetzt gleich der Schleifringspannung  $\dot{E}_3$  (Fig. 2).

Ausser den Grundwellen enthalten die Ampèrewindungsverteilungen der Schleifring- und Kommutatorseite Oberwellen kleinerer Wellenlänge, die entsprechende Oberfelder erzeugen. Nun induzieren aber die Oberfelder des Schleifringstromes nur zwischen den Schleifringanschlüssen Spannungen der Betriebsfrequenz  $\omega_3$ . Sie haben daher für die

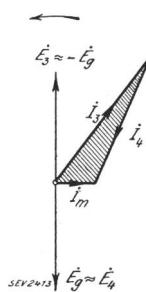
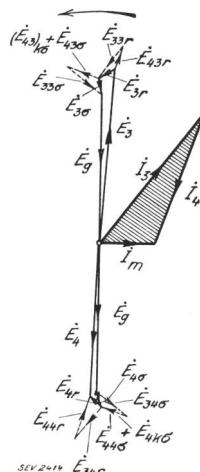


Fig. 2.

Vektordiagramm des Frequenzumformers bei Vernachlässigung der inneren Spannungsabfälle.

Fig. 3.  
Vollständiges Vektordiagramm des Frequenzumformers.

Bürstenseite dieselbe Wirkung wie (doppelt verkettete) Streufelder. Analog erzeugen die durch die Bürstenströme erregten Oberfelder nur zwischen den Bürsten Spannungen der Betriebsfrequenz  $\omega_4$ , während sie für die Schleifringseite wie (doppelt verkettete) Streufelder wirken. Die doppelt verkettete Streuung ist somit beim Frequenzumformer in derselben Weise wie beim Asynchronmotor zu definieren und zu berechnen<sup>1)</sup>.

Bei der Formulierung der übrigen Spannungsabfälle im Frequenzumformer ist darauf Rücksicht zu nehmen, dass die Ströme der Schleifring- und Kommutatorseite in derselben Wicklung fliessen. Mit Rücksicht darauf setzen wir den *Ohmschen Spannungsabfall der Schleifringseite* (Fig. 3):

$$\dot{E}_{3r} = \dot{E}_{33r} + \dot{E}_{43r} = -\dot{I}_3 r_3 - \dot{I}_4 r_{43} \quad (4)$$

<sup>1)</sup> Vergl. Dreyfus: Ueber die doppelt verkettete Streuung von Drehstrommotoren mit dreiphasigem Läufer. E. u. M. 1919, Heft 15.

und den *Ohmschen Spannungsabfall der Kommutatorseite*

$$\dot{E}_{4r} = \dot{E}_{44r} + \dot{E}_{34r} = -\dot{I}_4 r_4 - \dot{I}_3 r_{34} \quad (5)$$

Dabei bedeuten  $r_3$  und  $r_4$  den Ankerwiderstand einer Phase ( $r_a$ ), vermehrt um den Uebergangswiderstand der Schleifring- bzw. Kommutatorbüsten und sonstige äussere Widerstände. Für den gemeinsamen Widerstand  $r_{34} = r_{43}$  wird im Anhang die Formel

$$r_{34} = \frac{27}{4\pi^2} r_a = 0,685 r_a \quad (6)$$

entwickelt.

Aus den Ohmschen Spannungsabfällen berechnen sich die *resultierenden Stromwärmeverluste pro Phase* wie folgt<sup>2)</sup>:

$$\begin{aligned} P_{cu} &= -[\dot{E}_{3r} + \dot{E}_{43r}] \cdot \dot{I}_3 - [\dot{E}_{4r} + \dot{E}_{34r}] \cdot \dot{I}_4 \\ &= I_3^2 \cdot r_3 + 2 \dot{I}_3 \cdot \dot{I}_4 \cdot r_{34} + I_4^2 \cdot r_4 \end{aligned} \quad (7)$$

Den davon auf die Ankerwicklung entfallenden Anteil erhält man, indem man  $r_3 = r_4 = r_a$  setzt. Also

$$(P_{cu})_a = [I_3^2 + I_4^2] \cdot 0,315 r_a + I_m^2 0,685 r_a \quad (8)^3)$$

wobei  $I_m = I_3 + I_4$  den Erregerstrom des Frequenzumformers bedeutet.

Wie in den Ohmschen Spannungsabfällen, so kommt auch in den *Streuspannungen* des Frequenzumformers die Wechselwirkung zwischen Schleifring- und Kommutatorseite zum Ausdruck. Für die *Streuspannungen der Schleifringseite* findet man (Fig. 3)

$$\begin{aligned} \dot{E}_{3\sigma} &= \dot{E}_{33\sigma} + \dot{E}_{43\sigma} + (\dot{E}_{43})_{k\sigma} = j \dot{I}_3 \frac{\omega_3}{\omega_1} x_{3\sigma} \\ &\quad + j \dot{I}_4 \frac{\omega_3}{\omega_1} x_{43\sigma} \end{aligned} \quad (9)$$

Mit  $\dot{E}_{33\sigma}$  erfasst man etwaige vorgeschaltete Reaktanzen auf der Schleifringseite (z. B. die Streureaktanz eines Regeltransformators), ferner die doppelt verkettete Streuung der Oberfelder, die Nuten- und Streuspannung.  $E_{43\sigma}$  beschreibt die Gegeninduktivität der Kommutatorseite,  $(E_{43})_{k\sigma}$  die durch die Kommutierung erzeugten Streuspannungen. Der Einfluss etwaiger Wendepole ist darin nicht enthalten, sondern muss gegebenenfalls besonders berücksichtigt werden.

Die *Streuspannung der Kommutatorseite* besteht aus folgenden drei Komponenten:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{4\sigma} &= \dot{E}_{44\sigma} + \dot{E}_{4k\sigma} + \dot{E}_{34\sigma} \\ &= j \dot{I}_4 \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} x_{4\sigma} + j \dot{I}_4 \frac{\omega_m}{\omega_1} x_{4k\sigma} + j \dot{I}_3 \frac{\omega_3}{\omega_1} x_{34\sigma} \end{aligned} \quad (10)$$

Hierin berücksichtigt  $\dot{E}_{4\sigma}$  etwaige Reaktanzen außerhalb der Ankerwicklung (z. B. den Beitrag einer etwaigen Wendewicklung), ferner die doppelt ver-

<sup>2)</sup> Dabei bedeutet  $\dot{E} \cdot \dot{I} = EI \cos(\angle \dot{E}\dot{I})$  das innere Produkt der Zeitvektoren  $\dot{E}$  und  $\dot{I}$ .

<sup>3)</sup> Vergl. Weiler, Die Ankerkupferverluste der vom Netz erregten Drehstromerregermaschine, ETZ 1924, S. 1080.

kettete Streuung der Oberfelder, die Nuten- und Stirnstreuung.  $\dot{E}_{4k\sigma}$  beschreibt den Einfluss der Kommutierung,  $\dot{E}_{34\sigma}$  (mit  $x_{34\sigma} = x_{43\sigma}$ ) die Gegeninduktivität der Schleifringseite. Bei Anwendung von Wendepolen würde  $E_{4k\sigma}$  fortfallen, weil die Rotationsspannung im Wendefeld die Stromwenderspannung kompensieren würde. — Wer sich für die quantitative Berechnung obiger Komponenten interessiert, findet im Anhang die nötigen Erläuterungen.

Das Zusammenwirken aller Spannungen auf der Schleifring- und Kommutatorseite veranschaulicht das Vektordiagramm Fig. 3. Um bei seiner Anwendung Fehler zu vermeiden, muss man sich stets vor Augen halten, dass das Raumdiagramm der Amperewindungen so aufgezeichnet ist, wie es einem mit dem Läufer rotierenden Beobachter erscheinen würde. Für  $\omega_m < \omega_3$  macht freilich der Standpunkt des Beobachters keinen Unterschied, denn dabei hat das Drehfeld, vom Ständer und Läufer aus gesehen, dieselbe Richtung. Wenn aber  $\omega_m > \omega_3$  ist, rotiert das Drehfeld gegen den Ständer in umgekehrter Richtung als gegen den Läufer. Das hat zur Folge, dass nun das nach den Gleichungen 3 bis 10 aufgezeichnete Diagramm der Kommutatorseite mit dem umgekehrten Drehsinn (Uhrzeigersinn) zu lesen ist. Berücksichtigt man dies, so erkennt man, dass die Streuspannung

$$\dot{E}_{44\sigma} = j \dot{I}_4 \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} x_{4\sigma}$$

unter allen Umständen einen *induktiven* Spannungsabfall bedeutet, gleichgültig, welches Vorzeichen der Differenz  $\omega_3 - \omega_m$  zukommen mag.

### B. Die Hauptgleichungen des Frequenzumformers.

Unser Ziel ist, die Sekundärspannung  $E_4$  am Kommutator des belasteten Frequenzumformers aus der Leerlaufspannung  $E_{40}$  bei stromlosem Sekundärkreis zu berechnen. Zu diesem Zwecke müssen wir das Vektordiagramm der Fig. 3 in die Formelsprache übersetzen.

Indem wir zuerst die Vektorsumme aller Spannungen auf der Schleifringseite gleich Null setzen, ergibt sich:

$$\dot{E}_3 + \dot{E}_{3r} + \dot{E}_{33\sigma} + \dot{E}_{43r} + [\dot{E}_{43\sigma} + (\dot{E}_{43})_{k\sigma}] + \dot{E}_g = 0$$

oder:

$$\begin{aligned} \dot{E}_3 &= \dot{I}_3 \left[ r_3 - j x_{3\sigma} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] + \dot{I}_4 \left[ r_{43} - j x_{43\sigma} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] - j \dot{I}_m x_0 \frac{\omega_3}{\omega_1} \\ &= \dot{I}_3 \left[ r_3 - j (x_0 + x_{3\sigma}) \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] + \dot{I}_4 \left[ r_{43} - j (x_0 + x_{43\sigma}) \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \end{aligned}$$

Hierin setzen wir:

$$\left. \begin{aligned} x_3 &= x_0 + x_{3\sigma} \\ x_{43} &= x_0 + x_{43\sigma} \end{aligned} \right\} \quad (11a)$$

und erhalten als erste Hauptgleichung des Frequenzumformers

$$\dot{E}_3 = \dot{I}_3 \left[ r_3 - j x_3 \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] + \dot{I}_4 \left[ r_{43} - j x_{43} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \quad (11)$$

In derselben Weise wird das Gleichgewicht der Spannungen auf der Kommutatorseite untersucht. Nach dem Vektordiagramm Fig. 3 ist die Sekundärspannung  $E_4$  gleich der Summe aller übrigen Spannungen:

$$\dot{E}_4 = \dot{E}_{4r} + \dot{E}_{4\sigma} + \dot{E}_{4k\sigma} + \dot{E}_{34r} + \dot{E}_{34\sigma} + \dot{E}_g$$

oder:

$$\begin{aligned} -\dot{E}_4 &= \dot{I}_4 \left[ r_4 - j \left( x_{4\sigma} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} + x_{4k\sigma} \frac{\omega_m}{\omega_1} \right) \right] \\ &\quad + \dot{I}_3 \left[ r_{34} - j x_{34\sigma} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] - j \dot{I}_m x_0 \frac{\omega_3}{\omega_1} \\ &= \dot{I}_4 \left[ r_4 - j \left( (x_0 + x_{4k\sigma}) \frac{\omega_3}{\omega_1} + (x_{4\sigma} - x_{4k\sigma}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} \right) \right] + \dot{I}_3 \left[ r_{34} - j (x_0 + x_{34\sigma}) \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \end{aligned}$$

Hierin setzen wir:

$$\left. \begin{aligned} x_4 &= x_0 + x_{4k\sigma} \\ x_{34} &= x_0 + x_{34\sigma} = x_{43} \end{aligned} \right\} \quad (12a)$$

und erhalten als erste Form der zweiten Hauptgleichung des Frequenzumformers:

$$\begin{aligned} -\dot{E}_4 &= \dot{I}_4 \left[ r_4 - j \left( x_4 \frac{\omega_3}{\omega_1} + (x_{4\sigma} - x_{4k\sigma}) \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} \right) \right] \\ &\quad + \dot{I}_3 \left[ r_{34} - j x_{34} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \quad (12) \end{aligned}$$

Für Leerlauf ( $I_4 = 0$ ) des Frequenzumformers folgt aus Gl. 11 und 12

$$\begin{aligned} -\dot{E}_{40} &= \dot{E}_3 \frac{r_{34} - j x_{34} \frac{\omega_3}{\omega_1}}{r_3 - j x_3 \frac{\omega_3}{\omega_1}} \quad (13) \end{aligned}$$

Indem wir nun in Gl. 11  $E_3$  durch  $E_{40}$  ersetzen, ergibt sich:

$$\begin{aligned} -\dot{E}_{40} &= \dot{I}_3 \left[ r_{34} - j x_{34} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] + \dot{I}_4 \frac{\left[ r_{34} - j x_{34} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right]^2}{r_3 - j x_3 \frac{\omega_3}{\omega_1}} \\ &\approx \dot{I}_3 \left[ r_{34} - j x_{34} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] - j \dot{I}_4 \frac{x_{34}^2}{x_3} \frac{\omega_3}{\omega_1} \\ &\quad \cdot \left[ 1 + 2j \frac{r_{34}}{x_{34}} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \cdot \left[ 1 - j \frac{r_3}{x_3} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \end{aligned}$$

oder wenn wir die Abkürzungen:

$$\left. \begin{aligned} r'_4 &= r_3 \frac{x_{34}^2}{x_3^2} - 2 r_{34} \frac{x_{34}}{x_3} \\ x'_{4\sigma} &= x_4 \left( 1 - \frac{x_{34}^2}{x_3 x_4} \right) = x_4 \sigma_{34}^4 \end{aligned} \right\} \quad (14a)$$

benutzen:

<sup>4)</sup>  $\sigma_{34}$  und daher auch  $x'_{4\sigma}$  wächst mit der Streureaktanz  $x_{3\sigma}$  der Schleifringseite.

$$\begin{aligned} -\dot{E}_{40} &\approx \dot{I}_3 \left[ r_{34} - j x_{34} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \\ &\quad - \dot{I}_4 \left[ r'_4 + j (x_4 - x'_{4\sigma}) \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \quad (14) \end{aligned}$$

Schliesslich subtrahieren wir Gl. 12 von Gl. 14 und erhalten als endgültiges Resultat:

$$\begin{aligned} \dot{E}_4 = \dot{E}_{40} - \dot{I}_4 \left[ (r_4 + r'_4) \right. \\ \left. - j \left( (x_{4\sigma} - x_{4K\sigma}) \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} + x'_{4\sigma} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right) \right] \quad (15) \end{aligned}$$

Dies ist die zweite und wichtigste Form der zweiten Hauptgleichung des Frequenzumformers.

Nach Gl. 15 ist die sekundäre Klemmspannung  $\dot{E}_4$  gleich der Leerlaufspannung  $\dot{E}_{40}$  vermindert um den resultierenden Ohmschen Spannungsabfall und eine gewisse Blindspannung. Letztere hat zwei Komponenten: Die erste Komponente ist der Schleifungsgeschwindigkeit  $\omega_3 - \omega_m$  des Frequenzumformers proportional und bedeutet unter allen Umständen einen induktiven Spannungsabfall, gleichgültig, ob das Vorzeichen von  $\omega_3 - \omega_m$  positiv oder negativ ist (vergl. Seite 139). Die zweite Komponente ist der Frequenz der Schleifringsspannung proportional und hat für positive Werte von  $\omega_3 - \omega_m$  dasselbe Vorzeichen wie die erste Komponente. Demgemäß bedeutet die zweite Komponente für positive Werte von  $\omega_3 - \omega_m$  einen induktiven Spannungsabfall, dagegen für negative Werte von  $\omega_3 - \omega_m$  einen kapazitiven Spannungsabfall. Da  $x'_{4\sigma}$  mit der Streureaktanz  $x_{3\sigma}$  der Schleifringseite zunimmt, lässt sich dieses sehr wichtige Resultat auch folgendermassen ausdrücken:

Eine Drosselpule auf der Schleifringseite wirkt wie eine Kapazität auf der Kommutatorseite, falls der Frequenzumformer übersynchron, d. h. in Richtung seines eigenen Drehfeldes, aber schneller als dieses, umläuft.

Um bei Kaskadenschaltungen des Frequenzumformers zu einer asynchronen Vordermaschine mit der Netzfrequenz  $\omega_1$  die Gleichungen beider Maschinen kombinieren zu können, muss

$$\frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} = s \quad (16)$$

gesetzt werden, ausserdem ist bei Kupplung des Frequenzumformers mit der Vordermaschine für

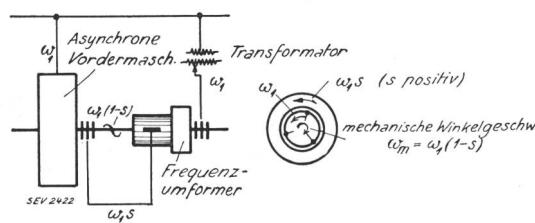


Fig. 4.  
Kaskade mit mechanischer Kupplung von Vordermaschine und Frequenzumformer.

relativen<sup>5)</sup> Synchronismus beider Maschinen (Fig. 4)

$$\begin{aligned} \omega_3 &= \omega_1 \\ \omega_m &= \omega_1 (1-s) \end{aligned}$$

Also:

$$\dot{E}_4 = \dot{E}_{40} - \dot{I}_4 [(r_4 + r'_4) - j (x_{4\sigma} - x_{4K\sigma}) s - x'_{4\sigma} (1-s)] \quad (17a)$$

Wird dagegen der Frequenzumformer durch einen netzgespeisten Synchronmotor gleicher Polzahl angetrieben und durch einen Synchrongenerator er-

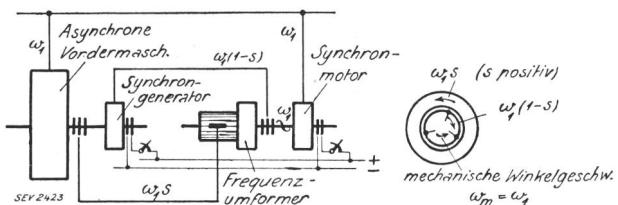


Fig. 5.  
Kaskade mit nur elektrischer Kupplung von Vordermaschine und Frequenzumformer.

regt, der mit der Vordermaschine für relativen Synchronismus gekuppelt ist (Fig. 5), so gilt mit Rücksicht auf Gl. 16

$$\begin{aligned} \omega_m &= -\omega_1 \\ \omega_3 &= -\omega_1 (1-s) \end{aligned}$$

und

$$\dot{E}_4 = \dot{E}_{40} - \dot{I}_4 [(r_4 + r'_4) - j (x_{4\sigma} - x_{4K\sigma}) s - x'_{4\sigma} (1-s)] \quad (17b)$$

Die Wahl der Vorzeichen für  $\omega_m$  und  $\omega_3$  erklärt sich daraus, dass die unter allen Umständen induktive Streuspannung  $j \dot{I}_4 (x_{4\sigma} - x_{4K\sigma}) \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1}$  des Frequenzumformers dasselbe Vorzeichen erhalten muss wie die ebenfalls unter allen Umständen induktive Rotorstreuspannung  $j \dot{I}_2 x_{2\sigma} s$  der asynchronen Hauptmaschine.

## II. Die kompensierte Maschine mit Läufererregung («kompensierter Frequenzumformer»).

Vollständiges Vektordiagramm und Hauptgleichungen.

Die kompensierte Maschine mit Läufererregung wird aus dem gewöhnlichen Frequenzumformer dadurch gewonnen, dass man die Ankeramperewindungen der Kommutatorseite durch eine verteilte Kompensationswicklung im Ständer möglichst vollständig aufhebt (Fig. 6). Bei vollkommener Kompensation ist der Erregerstrom  $I_m$  gleich dem Schleifringstrom  $I_3$  (Fig. 7). Die Grundwelle der Erregeramperewindungen erzeugt das Hauptfeld,

<sup>5)</sup> Hierunter versteht man bekanntlich eine unelastische Kopplung solcher Art, dass sich die Vordermaschine und der Frequenzumformer in gleichen Zeiten um gleiche Winkel in elektrischen Graden drehen. Ihre Tourenzahlen verhalten sich also umgekehrt wie ihre Polzahlen.

die Oberwellen (doppelt verkettete) Streufelder. *Vom Läufer aus gesehen* rotiert das Hauptfeld mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega_3$  und induziert der

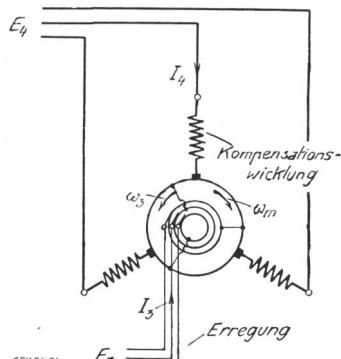


Fig. 6.

Schaltungsschema der kompensierten Drehstromkommutatormaschine mit Läufererregung.

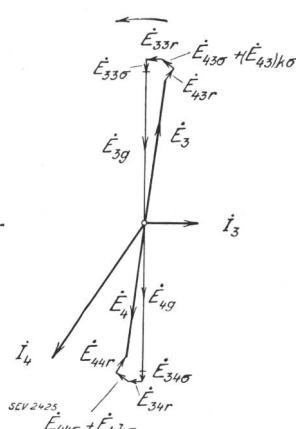


Fig. 7.  
Vollständiges Vektordiagramm der läufererregten kompensierten Maschine.

Läuferwicklung die für Kommutator- und Schleifringseite gemeinsame Hauptfeldspannung:

$$\dot{E}_{3g} = j I_3 x_0 \frac{\omega_3}{\omega_1} \quad (18)$$

Wird der Anker gegen die Umlaufrichtung des Drehfeldes mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega_m$  (in Polteilungsgraden) angetrieben, so entsteht in der Kompensationswicklung die Hauptfeldspannung

$$\dot{E}_{gk} = -j I_3 x_0 \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} \quad (19)$$

Das Vorzeichen erklärt sich daraus, dass einerseits für  $\omega_3 > \omega_m$  das Drehfeld gegen Stator und Rotor in gleicher Richtung umläuft, dass andererseits aber Anker- und Kompensationswicklung gegeneinander geschaltet sind. Die resultierende Hauptfeldspannung des Arbeitsstromkreises beträgt somit:

$$\dot{E}_{4g} = \dot{E}_{3g} + \dot{E}_{gk} = j I_m x_0 \frac{\omega_m}{\omega_1} \quad (20)$$

Bei Vernachlässigung der inneren Spannungsabfälle ist die Schleifringspannung

$$\dot{E}_3 = -\dot{E}_{3g}$$

und die Klemmspannung des Arbeitsstromkreises

$$\dot{E}_4 = \dot{E}_{4g}$$

Nachdem aber bereits eine genaue Berücksichtigung der inneren Spannungsabfälle für den Frequenzumformer durchgeführt wurde, macht es keine Schwierigkeiten, die gewonnenen Resultate auf den vorliegenden Fall zu übertragen. Dabei dürfte es nicht nötig sein, alle Bezeichnungen nochmals zu erklären, die mit unveränderter Bedeutung aus dem vorigen Abschnitt entlehnt sind. Es sei

nur hervorgehoben, dass die Lage der Stromvektoren  $I_3$  und  $I_4$  im Vektordiagramm der Fig. 7 der räumlichen Aufeinanderfolge der entsprechenden Amperewindungen, *vom Rotor aus gesehen*, entspricht.

Die inneren Spannungsabfälle des Erregerkreises sind die Ohmschen Spannungsabfälle  $\dot{E}_{33r}$  und  $\dot{E}_{43r}$ , sowie die Streuspannungen  $\dot{E}_{33\sigma}$  und  $\dot{E}_{43\sigma} + (\dot{E}_{43})_{K\sigma}$ . Indem sie sich zu den bereits genannten Spannungen  $\dot{E}_3$  und  $\dot{E}_{3g}$  addieren, schliessen sie in Fig. 14 das Spannungspolygon der Schleifringseite. Also:

$$\dot{E}_3 + \dot{E}_{33r} + \dot{E}_{33\sigma} + \dot{E}_{43r} + \dot{E}_{43\sigma} + (\dot{E}_{43})_{K\sigma} + \dot{E}_{3g} = 0$$

oder

$$\dot{E}_3 = I_3 \left[ r_3 - j(x_0 + x_{3\sigma}) \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] + I_4 \left[ r_{43} - j x_{43\sigma} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \quad (21)$$

wobei

$$x_0 + x_{3\sigma} = x_3 \quad (21a) = (11a)$$

gesetzt werden kann. Gl. 21 ist die Hauptgleichung des Erregerkreises.

Die inneren Spannungsabfälle des Arbeitsstromkreises sind die Ohmschen Spannungsabfälle  $\dot{E}_{44r}$  und  $\dot{E}_{34r}$ , sowie die Streuspannungen  $\dot{E}_{4\sigma} + \dot{E}_{4k\sigma}$  und  $\dot{E}_{34\sigma}$ . Gemäss dem Vektordiagramm der Fig. 7 fordert das Gleichgewicht aller Spannungen:

$$\dot{E}_4 = \dot{E}_{44r} + \dot{E}_{4\sigma} + \dot{E}_{4k\sigma} + \dot{E}_{34r} + \dot{E}_{34\sigma} + \dot{E}_{4g}$$

oder

$$-\dot{E}_4 = I_4 \left[ r_4 - j \left( x_{4\sigma} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} + x_{4k\sigma} \frac{\omega_m}{\omega_1} \right) \right] + I_3 \left[ r_{34} - j \left( x_{34\sigma} \frac{\omega_3}{\omega_1} + x_0 \frac{\omega_m}{\omega_1} \right) \right] \quad (22)$$

wobei

$$x_{34\sigma} + x_0 = x_{34} \quad (22a) = (11a)$$

gesetzt werden kann. Dies ist die erste Form der Hauptgleichung des Arbeitsstromkreises.

Durch die Gleichung

$$-\dot{E}_4 = \dot{E}_3 - \frac{r_{34} - j \left( x_{34\sigma} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} + x_{34} \frac{\omega_m}{\omega_1} \right)}{r_3 - j x_3 \frac{\omega_3}{\omega_1}} \approx \dot{E}_3 \frac{x_{34}}{x_3} \frac{\omega_m}{\omega_3} \quad (23)$$

führen wir die Leerlaufspannung des Arbeitsstromkreises ein. Damit folgt aus Gl. 21:

$$-\dot{E}_{40} = I_3 \left[ r_{34} - j \left( x_{34\sigma} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} + x_{34} \frac{\omega_m}{\omega_1} \right) \right] + I_4 \left[ r_{43} - j x_{43\sigma} \frac{\omega_3}{\omega_1} \right] \frac{x_{34}}{x_3} \frac{\omega_m}{\omega_3}$$

Indem wir hiervon Gl. 22 subtrahieren, ergibt sich endgültig:

$$\dot{E}_4 = \dot{E}_{40} - I_4 \left[ \left( r_4 - r_{43} \frac{x_{34}}{x_3} \frac{\omega_m}{\omega_3} \right) - j \left( x_{4\sigma} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} + \left( x_{4K\sigma} - x_{43\sigma} \frac{x_{34}}{x_3} \right) \frac{\omega_m}{\omega_1} \right) \right] \quad (24)$$

Dies ist die zweite und wichtigste Form der Hauptgleichung des Arbeitsstromkreises.

Wie beim Frequenzumformer ist zu beachten, dass die Blindspannung

$$j I_4 x_{4\sigma} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1}$$

als Pulsationsspannung eines Streufeldes unter allen Umständen dem Stromvektor *nacheilt*. Wird also  $\omega_3 - \omega_m$  negativ, d. h. rotiert der Läufer übersynchron, so bedeutet dies, dass die zweite Blindspannungskomponente

$$j I_4 x_{4K\sigma} \frac{\omega_m}{\omega_1}$$

dem Strome voreilt. Dass unsere Gleichungen dies nicht ohne weiteres erkennen lassen, kommt daher, dass ihnen das *vom Läufer aus gesehene* Amperewindungsdiagramm zugrunde liegt. Nun bezeichnen wir aber bei Kaskadenschaltungen die Streuspannung im Sekundärkreis der asynchronen Vordermaschine durch den Ansatz:

$$j I_2 x_{2\sigma} s$$

Wenn also der komensierte Frequenzumformer als Hintermaschine einer Kaskadenschaltung benutzt wird, so muss hier dieselbe Bezeichnungsweise angewandt, d. h. es muss

$$\frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} = s \quad (16)$$

gesetzt werden. Ausserdem gilt für mechanische Kupplung zwischen Vorder- und Hintermaschine wie in Fig. 4 und Gl. 16a

$$\omega_m = \omega_1 (1-s) \quad \omega_3 = \omega_1$$

also

$$\dot{E}_4 = \dot{E}_{40} - I_4 \left[ \left( r_4 - r_{43} \frac{x_{34}}{x_3} (1-s) \right) - j \left( x_{4\sigma} s + \left( x_{4K\sigma} - x_{43\sigma} \frac{x_{34}}{x_3} \right) (1-s) \right) \right] \quad (24a)$$

Dagegen ist für elektrische Kupplung zwischen Vorder- und Hintermaschine wie in Fig. 5 und Gl. 16b

$$\omega_m = -\omega_1 \quad \omega_3 = -\omega_1 (1-s)$$

und

$$\dot{E}_4 = \dot{E}_{40} - I_4 \left[ \left( r_4 - r_{43} \frac{x_{34}}{x_3} \frac{1}{1-s} \right) - j \left( x_{4\sigma} s - \left( x_{4K\sigma} - x_{43\sigma} \frac{x_{34}}{x_3} \right) \right) \right] \quad (24b)$$

### A n h a n g.

Erläuterungen zum Vektorogramm des Frequenzumformers.

Für die folgenden Rechnungen wird immer  $\omega_m < \omega_3$  vorausgesetzt.

a. Rückwirkung des Ohmschen Spannungsabfalles der Schleifringseite auf die Kommutatorseite und umgekehrt.

Der Phasenwiderstand zwischen zwei Schleifringanschlüssen sei  $r_a$ , die Nutenzahl pro Polpaar  $Q$ , die Leiterzahl pro Nut  $2n$  (Fig. 8). Zwischen den Kommutatorbürsten  $B''$  und  $B'''$  liegen

zur Zeit  $t = o$   $Q$  Nuten

zur Zeit  $t = t$   $\frac{\alpha}{2\pi} Q$  Nuten der

Schleifringphase I ( $S'' S'''$ ) mit dem Stabstrom

$$(i_{3s})_1 = I_{3s} \sin (\omega_3 t - \varphi_3)$$

Dem entspricht ein Ohmscher Spannungsabfall

$$-(i_{3s})_1 r_a \cdot \frac{3\alpha}{2\pi}$$

zwischen den Bürsten  $B''$  und  $B'''$ . Während einer Umdrehung ändert sich der eingeschaltete Wider-

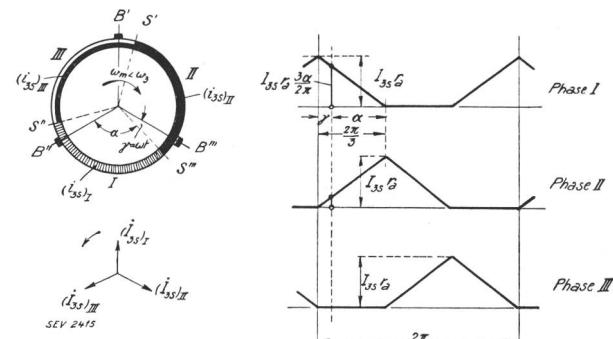


Fig. 8.

Zur Berechnung der Ohmschen Spannungsabfälle der drei Ankerphasen (Einwirkung der Schleifringseite auf die Kommutatorseite zwischen  $B''$  u.  $B'''$ ).

Fig. 9.

Die Einflusslinien des Ohmschen Spannungsabfalles der drei Phasen (Einwirkung der Schleifringseite auf die Kommutatorseite zwischen  $B''$  u.  $B'''$ ).

stand der Schleifringphase I gemäss Fig. 9. Wir nennen diese Kurve die «Einflusslinie des Ohmschen Spannungsabfalles der Phase I». Ihre Grundwelle hat die Amplitude

$$\frac{9}{2\pi^2} I_{3s} r_a$$

Sehen wir von den Oberwellen ab, so erzeugt der Strom  $(i_{3s})_1$  zwischen den Bürsten  $B''$  und  $B'''$  den Ohmschen Spannungsabfall

$$(e_{34r})_1 = -\frac{9}{2\pi^2} I_{3s} r_a \cdot \sin (\omega_3 t - \varphi_3) \cos \omega_m t$$

Analog folgt für die beiden anderen Schleifringphasen

$$(e_{34r})_{II} = -\frac{9}{2\pi^2} I_{3s} r_a \cdot \sin\left(\omega_3 t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_3\right) \cdot \cos\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$(e_{34r})_{III} = -\frac{9}{2\pi^2} I_{3s} r_a \cdot \sin\left(\omega_3 t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_3\right) \cdot \cos\left(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Insgesamt ergibt sich zwischen den Bürsten  $B''$   $B'''$

$$\sum e_{34} = -\frac{27}{4\pi^2} I_{3s} r_a \sin [(\omega_3 - \omega_m) t - \varphi_3] \quad (5a)$$

Auf dieselbe Weise wird die Rückwirkung des Ohmschen Spannungsabfalles in der Kommutatorwicklung auf die Schleifringseite untersucht: Es sei

$$(i_{4s})_I = I_{4s} \sin [(\omega_3 - \omega_m) t - \varphi_4]$$

der Strom in Phase I der Kommutatorwicklung. Dann erzeugt dieser Strom zwischen den Schleifringanschlüssen  $S''$   $S'''$  den Ohmschen Spannungsabfall

$$(e_{43})_I = -\frac{9}{2\pi^2} I_{4s} r_a \sin [(\omega_3 - \omega_m) t - \varphi_4] \cos \omega_m t$$

Analog gilt für die beiden anderen Kommutatorphasen

$$(e_{43})_{II} = -\frac{9}{2\pi^2} I_{4s} r_a \sin \left[ (\omega_3 - \omega_m) t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_4 \right] \cdot \cos \left( \omega_m t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

$$(e_{43})_{III} = -\frac{9}{2\pi^2} I_{4s} r_a \sin \left[ (\omega_3 - \omega_m) t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_4 \right] \cdot \cos \left( \omega_m t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

Die Summe liefert:

$$\sum e_{43} = -\frac{27}{4\pi^2} I_{4s} r_a \sin [\omega_3 t - \varphi_4] \quad (4a)$$

Aus 4a und 5a folgen ohne weiteres die Gleichungen 4, 5 und 6.

### *β. Rückwirkung der Pulsationsspannungen des Nuten- und Stirnstromfeldes der Schleifringseite auf die Kommutatorseite und umgekehrt.*

Es bezeichne:

$L_o$  die Streuinduktivität eines Stabes an der Nutöffnung (Henry).

$L_u$  die Streuinduktivität eines Stabes im Nutengrunde.

$M_s$  die Gegeninduktivität zwischen einem Stab der Ober- und Unterlage.

$x_o = \omega_1 L_o n_s^2 \frac{Q}{3}$  die Selbstreaktanz der Oberlage einer Phase (Ohm).

$x_u = \omega_1 L_u n_s^2 \frac{Q}{3}$  die Selbstreaktanz der Unterlage einer Phase.

$x_s = \omega_1 M_s n_s^2 \frac{Q}{3}$  die Wechselreaktanz zwischen Ober- und Unterlage über einem Bogen von  $120^\circ$ . In diese Reaktanzen kann ohne erheblichen Fehler auch die Stirnströmung eingeschlossen werden.

Wir bestimmen zuerst die Spannung, welche die Nuten- und Stirnströmung der Schleifringseite zwischen zwei Kommutatorbürsten hervorruft. Die Voraussetzungen sind dieselben wie für die Untersuchung des Ohmschen Spannungsabfalles:

In der Nullage ( $\gamma = 0$ ) erzeugt die Schleifringphase  $S''$   $S'''$  zwischen den Bürsten  $B''$   $B'''$  die Streuspannung

$$-j I_{3s} \frac{\omega_3}{\omega_1} (x_o + x_u) \quad (\text{Fig. 10 oben})$$

In der Lage  $\gamma = 180^\circ$  induziert dieselbe Schleifringphase zwischen denselben Kommutatorbürsten die Streuspannung

$$-j I_{3s} \frac{\omega_3}{\omega_1} \cdot 2 x_s \quad (\text{Fig. 10 unten})$$

Da die Verhältnisse im übrigen ebenso liegen wie für den Ohmschen Spannungsabfall, ergeben sich als Einflusslinien der Streuspannung die beiden

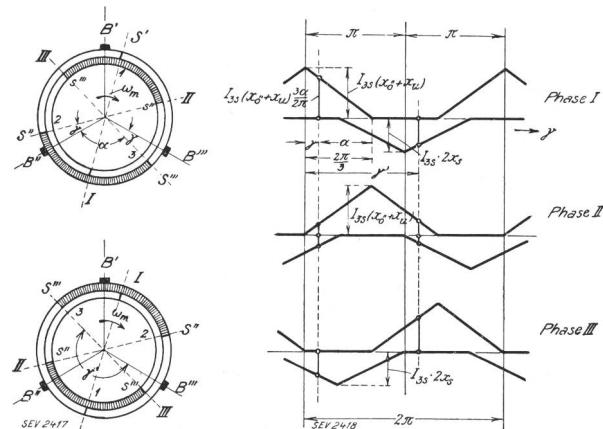


Fig. 10.  
Zur Berechnung der Streuspannungen eines Frequenzumformers.

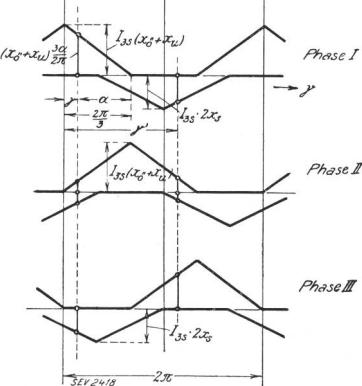


Fig. 11.  
Die Einflusslinien der Streuspannungen der drei Ankerphasen. (Einwirkung der Schleifringseite auf die Kommutatorseite zwischen B'' und B'''.)

Linienzüge der Fig. 11. Addiert man ihre Ordinaten und bestimmt die Grundwelle der Summenkurve, so erhält man als Amplitude:

$$\frac{9}{2\pi^2} I_{3s} \cdot \frac{\omega_3}{\omega_1} [x_o + x_u + 2x_s]$$

Die beiden anderen Schleifringphasen liefern zusammen einen Beitrag halber Größe. Sonach erzeugt die Nutenspannung der Schleifringseite zwischen den Kommutatorbürsten die Streuspannung

$$\dot{E}_{34\sigma} = j \frac{27}{4\pi^2} \dot{I}_{4S} \cdot \frac{\omega_3}{\omega_1} [x_{\delta} + x_u + 2x_s] \quad (10a)$$

Umgekehrt gilt für die Streuspannung, welche der Strom der Kommutatorwicklung zwischen zwei Schleifringanschlüssen hervorruft

$$\dot{E}_{43\sigma} = j \frac{27}{4\pi^2} \dot{I}_{4S} \cdot \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} [x_{\delta} + x_u + 2x_s] \quad (9a)$$

Dagegen erzeugt das Nuten- und Stirnstromfeld des Schleifringstromes zwischen den Schleifringanschlüssen die Selbstinduktionsspannung:

$$\dot{E}_{33\sigma} = j \dot{I}_{4S} \frac{\omega_3}{\omega_1} [x_{\delta} + x_u + x_s] \quad (9b)$$

und ebenso das Nuten- und Stirnstromfeld des Stromes  $I_4$  zwischen den Kommutatorbürsten

$$\dot{E}_{44\sigma} = j \dot{I}_{4S} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} [x_{\delta} + x_u + x_s] \quad (10b)$$

Eine Ableitung der beiden letzten Formeln erübrigtsich, da man diese Spannungen von jeher richtig berechnet hat.

#### *γ. Die Streuspannungen der Stromwendung auf der Kommutator- und Schleifringseite.*

Für die Streuspannung der Stromwendung auf der Kommutatorseite ist es gleichgültig, ob die Ankerwicklung einem Frequenzumformer oder einer

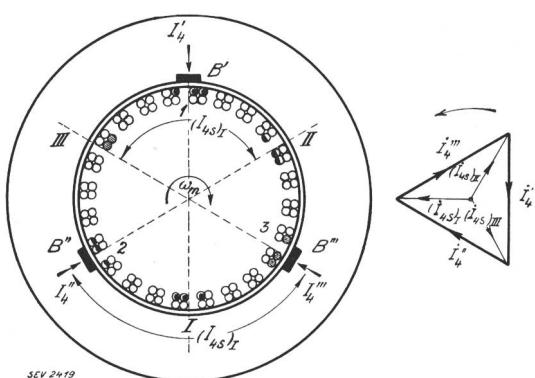


Fig. 12.  
Lage der kommutierenden  
Windungen bei einer Durch-  
messerwicklung mit dreipha-  
sigem Bürstensatz.

gewöhnlichen Drehstromkommutatormaschine angehört. Deshalb sind in Fig. 12 die Schleifringanschlüsse weggelassen. Die Figur zeigt schematisch den Anker einer zweipoligen Maschine mit Durchmesserwicklung (Spulenweite 180°) und dreiphasigem Bürstensatz. Die ausgefüllten Kreise bedeuten die unter den Bürsten  $B'$ ,  $B''$  und  $B'''$  kurzgeschlossenen Windungen. Im folgenden bedeutet:

$I'_4 I''_4 I'''_4$  die Bürstenströme der drei Phasen.

$(I_{4S})_I (I_{4S})_{II} (I_{4S})_{III}$  die Stabströme der drei Phasen.

$\beta (= 3)$  die Zahl der unter einer Bürste kurzgeschlossenen Windungen.

$n_s$ ( $= 2$ )	die Leiterzahl pro Nut und Lage.
$Q$	die Nutenzahl pro Polpaar (in Fig. 12 durch 6 teilbar).
$\omega_m$	die mechanische Winkelgeschwindigkeit des Läufers, die für $\omega_m < \omega_3$ die entgegengesetzte Richtung hat wie das Drehfeld im Luftspalt.
$T_\lambda$	die Lamellenperiode.
$T_k = \beta T_\lambda$	die Dauer des Kurzschlusses einer Windung.
$T_s = n_s T_\lambda$	die Nutenperiode.
$L_{\delta}, L_u, M_s$	wie unter $\beta$ erklärt, die Streuinduktivitäten bzw. Streureaktanzen eines Nutenstabes.
$x_{\delta}, x_u, x_s$	

Wir betrachten zuerst die Oberlage I der Phase I mit dem Stabstrom  $(I_{4S})_I$  (Fig. 12). In der Mitte dieser Phase, aber in der Unterlage, kommunizieren  $\beta$  Leiter unter der Bürste  $B'$ , indem sie von Phase III zu Phase II überreten. Die mittlere Geschwindigkeit der Stromänderung ist in der Unterlage:

$$\frac{di}{dt} = - \frac{(\dot{I}_{4S})_{II} - (\dot{I}_{4S})_{III}}{\beta T_\lambda} = - j \frac{(\dot{I}_{4S})_I \sqrt{3}}{\beta T_\lambda}$$

Jeder der  $\beta$  kommunizierenden Leiter der Unterlage induziert  $n_s$  Leiter der Oberlage der Phase I, und eine analoge Betrachtung lässt sich für die Unterlage II der Phase I anstellen. Die gesamte Wechselinduktionsspannung beträgt daher

$$- 2 M_s \beta n_s \frac{di}{dt} = j \frac{(\dot{I}_{4S})_I \sqrt{3}}{T_\lambda} \cdot 2 n_s M_s$$

Die unter den beiden anderen Bürsten  $B''$  und  $B'''$  kommunizierenden Windungen behandeln wir auf dieselbe Weise und rechnen zur Phase I die Hälfte der durch sie erzeugten Induktionsspannungen. Das ergibt für die unter der Bürste  $B''$  kurzgeschlossenen Windungen:

$$- j \frac{(\dot{I}_{4S})_{II} \sqrt{3}}{T_\lambda} n_s \frac{L_{\delta} + L_u}{2}$$

und für die unter der Bürste  $B'''$  kurzgeschlossenen Windungen:

$$- j \frac{(\dot{I}_{4S})_{III} \sqrt{3}}{T_\lambda} n_s \frac{L_{\delta} + L_u}{2}$$

Da nun  $(\dot{I}_{4S})_{II} + (\dot{I}_{4S})_{III} = - (\dot{I}_{4S})_I$ , so erhält man als Gesamtbeitrag der Nuten- und Stirnreduktion die *Kommutierungsspannung der Kommutatorseite*

$$\dot{E}_{4k\sigma} = j \frac{\dot{I}_{4S} \sqrt{3}}{T_\lambda} n_s \left[ \frac{L_{\delta} + L_u}{2} + 2 M_s \right]$$

oder mit  $\frac{2\pi}{T_\lambda} = \omega_m n_s Q$

$$\begin{aligned} \dot{E}_{4k\sigma} &= j \dot{I}_{4S} \omega_m \left[ \frac{L_{\delta} + L_u}{2} + 2 M_s \right] n_s^2 \frac{Q}{3} \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \\ &= j \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \dot{I}_{4S} \frac{\omega_m}{\omega_1} \left[ \frac{x_{\delta} + x_u}{2} + 2 x_s \right] \end{aligned} \quad (10c)$$

Um auch die Rückwirkung der Kommutierung auf die Schleifringseite zu untersuchen, betrachten wir Fig. 13 oben. Bei der gezeichneten Lage der

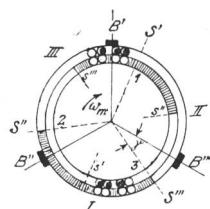


Fig. 13.

Zur Berechnung der Streuspannungen der Stromwendung.

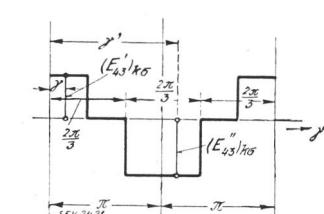


Fig. 14.

Einflusslinie der Streuspannung der Stromwendung.  
(Einwirkung der unter der Bürste B' kommutierenden Windungen auf die Schleifringseite zwischen S'' u. S'''.)

Schleifringanschlüsse erzeugen die unter Bürste B' kommutierenden Windungen dieselbe Induktionsspannung in der Kommutatorphase I wie in der Schleifringphase zwischen S'' und S'''. Diese Spannung beträgt also nach früheren Rechnungen

$$(E'_{43})_{k\sigma} = j \frac{I_{4s} \sqrt{3}}{T_z} 2 n_s M_s = j \frac{3 \sqrt{3}}{2\pi} I_{4s} \frac{\omega_m}{\omega_1} 2 x_s$$

Eine halbe Umdrehung später (Fig. 13 unten) ergibt sich statt dessen die Streuspannung

$$\begin{aligned} (E''_{43})_{k\sigma} &= -j \frac{I_{4s} \sqrt{3}}{T_z} n_s (L_\delta + L_u) \\ &= -j \frac{3 \sqrt{3}}{2\pi} I_{4s} \frac{\omega_m}{\omega_1} (x_\delta + x_u) \end{aligned}$$

Die «Einflusslinie» der Bürste B' wird also durch Fig. 14 dargestellt. Ihre Grundwelle hat die Amplitude

$$\begin{aligned} \frac{\sqrt{3}}{\pi} [(E'_{43})_{k\sigma} + (E''_{43})_{k\sigma}] \\ = \frac{9}{2\pi^2} I_{4s} \frac{\omega_m}{\omega_1} (x_\delta + x_u + 2x_s) \end{aligned}$$

Das Zusammenwirken der *unter allen drei Bürsten* kommutierenden Windungen erhöht diesen Wert um 50 %. Somit erhält man als die gesamte *Streuspannung der kommutierenden Windungen auf der Schleifringseite*

$$(\dot{E}_{43})_{k\sigma} = j \frac{27}{4\pi^2} I_{4s} \frac{\omega_m}{\omega_1} (x_\delta + x_u + 2x_s) \quad (9c)$$

#### δ. Die resultierenden Spannungen des Nuten- und Stirnstreufeldes.

Nach den vorigen Untersuchungen beträgt die resultierende Spannung des Nuten- und Stirnstreufeldes auf der Schleifringseite:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{3\sigma} &= \dot{E}_{33\sigma} + \dot{E}_{43\sigma} + (\dot{E}_{43})_{k\sigma} \\ &= j I_{3s} \frac{\omega_3}{\omega_1} [x_\delta + x_u + x_s] + j \frac{27}{4\pi^2} I_{4s} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} \\ &\quad \cdot [x_\delta + x_u + 2x_s] + j \frac{27}{4\pi^2} I_{4s} \frac{\omega_m}{\omega_1} [x_\delta + x_u + 2x_s] \\ &= j I_{3s} \frac{\omega_3}{\omega_m} [x_\delta + x_u + x_s] \\ &\quad + j \frac{27}{4\pi^2} I_{4s} \frac{\omega_3}{\omega_1} [x_\delta + x_u + 2x_s] \quad (\text{s. Gl. 9}) \end{aligned}$$

Für die resultierende Spannung des Nuten- und Stirnstreufeldes auf der Kommutatorseite ergibt sich:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{4\sigma} &= \dot{E}_{44\sigma} + \dot{E}_{4k\sigma} + \dot{E}_{34\sigma} \\ &= j I_{4s} \frac{\omega_3 - \omega_m}{\omega_1} [x_\delta + x_u + x_s] \\ &\quad + j \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_{4s} \frac{\omega_m}{\omega_1} \left[ \frac{x_\delta + x_u}{2} + 2x_s \right] \\ &\quad + j \frac{27}{4\pi^2} I_{3s} \frac{\omega_3}{\omega_1} [x_\delta + x_u + 2x_s] \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \text{(siehe} \\ \text{Gl. 10)} \end{array} \right\}$$

## Technische Mitteilungen. — Communications de nature technique.

### Wasserstoffkühlung von elektrischen Maschinen.

536.2:621.312.017.7

Im Bull. SEV 1929, S. 574, wurde eine amerikanische Veröffentlichung<sup>1)</sup> über wasserstoffgekühlte, als Phasenschieber betriebene Synchronmaschinen (Synchron kondensatoren) im Auszug wiedergegeben. Neuerdings berichtet M. D. Ross von der Westinghouse Electric & Manufacturing Company über «Wasserstoffkühlung für Turbo-Generatoren»<sup>2)</sup>. Die konstruktive Schwierigkeit im Bau von wasserstoffgekühlten Generatoren gegenüber Synchronkondensatoren besteht darin, dass bei Generatoren die Welle aus dem Gehäuse herausgeführt werden muss.

Gleiche Volumina von Wasserstoff und Luft können bei gleicher Temperaturerhöhung gleiche Wärmemengen abführen, denn die Dichte von Wasserstoff ist etwa 14 mal kleiner als die Dichte von Luft, seine spezifische Wärme

<sup>1)</sup> JAIIE 1929, S. 530.

<sup>2)</sup> El. Engineering 1931, S. 211.

ist dafür aber rund 14 mal grösser. Zugunsten des Wasserstoffs als Kühlmittel sprechen dennoch folgende Umstände:

1. Bei gleicher sekundlicher Gasmenge sinken die Ventilationsverluste, die bei Luftkühlung etwa 40 bis 45 % der Gesamtverluste ausmachen, etwa auf den zehnten Teil, da diese Verluste ungefähr proportional mit der Dichte zurückgehen.

2. Da die Wärmeleitfähigkeit von Wasserstoff etwa 7 mal grösser ist als die Wärmeleitfähigkeit von Luft, ist die Wärmeübergangszahl für Wasserstoffkühlung höher als für Luftkühlung. Es können deshalb bei gleicher Uebertemperatur des aktiven Materials mehr Verluste abgeführt werden. Die Nennleistung der Maschine kann deshalb bei Wasserstoffkühlung um rund 25 % heraufgesetzt werden.

3. In einer Wasserstoff-Atmosphäre haben Glimmentladungen einen viel geringeren schädlichen Einfluss auf das Isolationsmaterial als in Luft. Dieses weist deshalb eine wesentlich erhöhte Lebensdauer auf.