Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 31 (1940)

Heft: 2

Artikel: Ueber die Wirkungsweise des Drehstrom-Drehstrom-Mutators

Autor: Fässler, E.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-1061346

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

Interessant ist ferner die Tatsache, dass im Grenzfall $\omega T \to \infty$ der «warme» Anteil W dem Wert Null zustrebt. Aus Gl. (34) resultiert nämlich, dass dann

$$4\pi I = F \cdot \frac{\varepsilon \cdot \omega \cdot \cos \omega t}{\Delta} + \frac{1}{\omega} R_1 + \frac{1}{\omega^2} R_2 + \ldots \tag{51}$$

W nimmt also mit zunehmendem ωT ab.

Die hier abgeleiteten theoretischen Ergebnisse beruhen auf sehr einfachen Annahmen: Ebene Diode, Anfangsgeschwindigkeit der aus der Kathode austretenden Elektronen gleich null. Zweifellos dürfen aber z. B. auch für Trioden und Mehrgitterröhren gewisse qualitative Schlüsse aus unsern Formeln gezogen werden. Es ist zu bedenken, dass der bei Empfangsröhren normaler Dimensionierung praktisch wichtige Arbeitsbereich zwischen $\omega T = 0$ und $= \pi/_2$ liegt. Unser Resultat bestätigt also die experimentell bei Trioden festgestellte Tatsache, dass erstens *der absolute Betrag der Steilheit bis zu sehr kurzen Wellen praktisch konstant ist*, und zweitens, dass *der Phasenwinkel der Steilheit bis in den Ultrakurzwellenbereich hinein im wesentlichen der Frequenz direkt proportional ist.*

Abweichungen davon dürften im allgemeinen nach unsern theoretischen Ergebnissen erst im Gebiete von Dezimeter- und Zentimeterwellen auftreten.

Generatorische Wirkungen. Da wir bewiesen haben, dass $I_e = -F \cdot I_k$ ist, kann es von besonderem Interesse sein, den Voreilungswinkel φ_k (vgl. auch Fig. 2) etwas näher zu betrachten. Verfolgt man numerisch den Verlauf dieser Grösse auf einer Riemannschen Fläche, so zeigt sich, dass φ_k zunächst mit ωT monoton zunehmend den Wert $\pi/_2$ (90°) erreicht, und zwar bei $\omega T = 2\pi$, dann den Wert $\pi/_2$ etwas überschreitet und wieder auf den Wert $\pi/_2$ zurückgeht. Im weiteren Verlaufe pendelt φ_k periodisch um den Wert von 90°. Interessant ist nun, dass der Phasenwinkel φ_k auch Werte durchläuft, welche über 90° liegen, in welchem Gebiete der Leistungsfaktor $\cos \varphi_k$ negative Werte annimmt. In diesem Bereiche sind also generatorische Wirkungen zu erwarten, und zwar erstmals, wenn ωT etwas grösser als 2π wird, d. h. im Gebiete sehr kurzer Wellen. Diese Tatsache ist um so interessanter, als sie auch praktisch von grosser Bedeutung ist.

Zum Schluss möchte ich Herrn Prof. Tank für die Durchsicht meiner Arbeit und für wertvolle Hinweise auch an dieser Stelle meinen besten Dank aussprechen.

Ueber die Wirkungsweise des Drehstrom-Drehstrom-Mutators.

Von *E. Fässler*, Zürich.

621.314.27

Es wird gezeigt, wie die elastische Kupplung zweier Netze durch einen Drehstrom-Drehstrom-Mutator gedeutet werden kann als die Kupplung dieser Netze durch einen Wechselstrom-Gleichstrom- und einen Gleichstrom-Wechselstrom-Mutator. Damit lässt sich an Hand des Belastungsdiagramms ein guter Einblick in seine Wirkungsweise gewinnen.

L'auteur démontre que le couplage élastique de deux réseaux par un mutateur triphasé-triphasé peut être considéré comme un couplage par un mutateur alternatif-continu et par un mutateur continu-alternatif. Ceci permet de se faire une bonne idée du fonctionnement à l'aide du diagramme de charge.

1. Einleitung.

Der Drehstrom-Drehstrom-Mutator dient zur elastischen Kupplung zweier Drehstromnetze ungleicher oder gleicher Frequenz und gestattet, innerhalb seiner Belastungsgrenzen Wirkleistung von einem Netz in das andere zu übertragen. Ueber den Aufbau dieses statischen Umformers und seine erste Anwendung zur Kupplung des Netzes der Jungfraubahn mit dem Netz der Bernischen Kraftwerke wurde schon früher berichtet [1]).

In der vorliegenden Arbeit wird zunächst auf eine Schaltung zur Kupplung zweier Einphasennetze (B-Schaltung) eingegangen, da, wie im darauffolgenden Abschnitt gezeigt wird, mit dieser Schaltung bereits ein Einblick in das Spannungsgleichgewicht des Drehstrom-Drehstrom-Mutators gewonnen wird. Im Anschluss daran wird auf die Beanspruchung der Saugdrosselspule und der Glättungsdrosselspule eingegangen. Im letzten Kapitel wird das Belastungsdiagramm des Drehstrom-Drehstrom-Mutators angegeben, welchem entnommen werden kann, in welcher Weise die übertragene Leistung einzustellen und die Spannungsschwankungen der gekuppelten Netze auszuregulieren sind.

[1]) E. Kern, Die elastische Kupplung unabhängiger Drehstromnetze mit Hilfe eines einzigen Mutators. Brown-Boveri-Mitt. Bd. 21 (1934), S. 214.

E. Kern, Die Drehstrom-Drehstrom-Mutatoranlage Lütschental der Jungfraubahn. Bull. SEV Bd. 30 (1939), S. 225.

C. Ehrensperger, E. Gerecke, H. Loosli und C. Sturzenegger, Mutatoren, Bull. SEV 1939, Nr. 18, S. 548.

F. Grieb, Netzkupplung, Bull. SEV 1939, Nr. 18, S. 553.

2. Kupplung zweier Einphasennetze.

Wir gehen aus von der in Fig. 1 dargestellten Schaltung zur Kupplung zweier Einphasennetze verschiedener Frequenz (B-Schaltung) und wollen

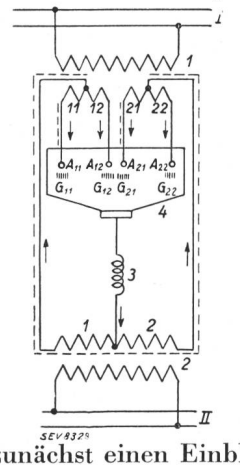

Fig. 1.

Elastische Kupplung zweier Einphasennetze durch einen Mutator (B-Schaltung).

I, II Einphasennetze.

1, 2 Transformatoren.

3 Drosselspule

4 Mutator.

zunächst einen Einblick in dieselbe gewinnen. Der Transformator mit der Doppelwicklung auf der dem Mutator *4* zugewendeten Seite sei als Trans-

formator *1* bezeichnet, der Transformator mit der Einfachwicklung als Transformator *2*. Die Wicklungen des ersten sind mit *11, 12, 21, 22* bezeichnet, die Wicklung des zweiten mit *1* und *2;* die in diesen Wicklungen induzierten Spannungen e_{11}, e_{12}... sind in Fig. 2a und 2b angegeben (gestrichelte Spannungen).

Die den Wicklungen *11, 12*... zugeordneten Anoden A_{11}, A_{12}... haben gesteuerte Gitter G_{11}, G_{12}... Wird einem Gitter ein bezüglich der Kathode negatives Potential aufgedrückt, so wird bekanntlich die betreffende Anode gesperrt; ist dieses Potential dagegen positiv, so wird die Anode frei-

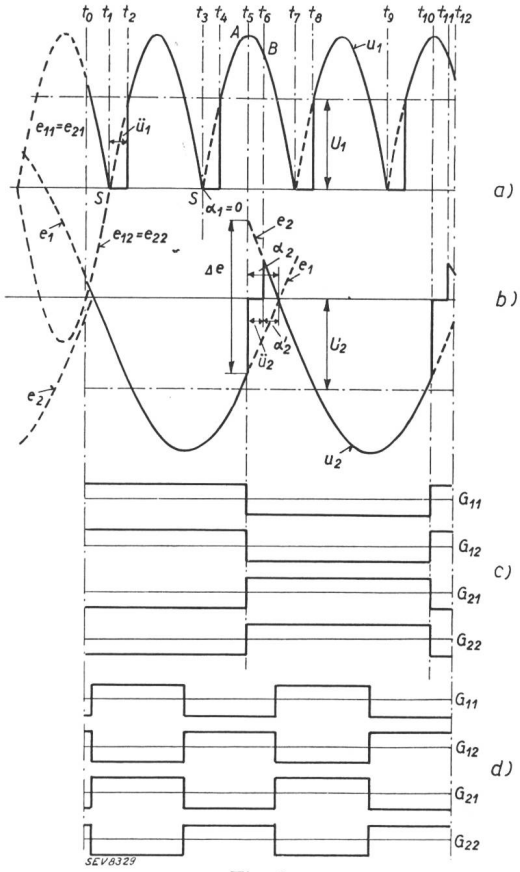

Fig. 2.
Spannungsverlauf.

a) Vom Transformator *1* induzierte Gleichspannung.
u_1 Momentanwert. U_1 Mittelwert.
α_1 Steuerwinkel. $\ddot{u}_1$ Ueberlappung.
e_{11}, e_{12}, e_{21}, e_{22} Phasenspannungen.

b) Vom Transformator *2* induzierte Gleichspannung.
u_2 Momentanwert. U_2 Mittelwert.
α_2 Steuerwinkel. $\ddot{u}_2$ Ueberlappung.
e_1, e_2 Phasenspannungen.

c) und d) Gittersteuerspannungen.
a) bis c) gelten für die Energieübertragung von Netz *I* auf Netz *II*, d) für umgekehrte Energierichtung.

gegeben. Die Gitter sollen zunächst im Takte der Frequenz des Netzes *II*, entsprechend Fig. 2c, abwechslungsweise positiv und negativ aufgeladen werden. Damit ist der Verlauf der von den Transformatoren *1* und *2* induzierten Gleichspannungen [2]) bereits gegeben.

[2]) Die induzierte Gleichspannung ist die bei Berücksichtigung aller induktiven Kopplungen resultierend induzierte gleichgerichtete Spannung.

So sind im Zeitmoment t_0 die Anoden A_{21} und A_{22} gesperrt, die Anoden A_{11} und A_{12} sind frei; von diesen brennt die Anode mit dem höhern Potential, da für $t = t_0$ e_{11} grösser als e_{12}, die Anode A_{11}. Im Zeitpunkt t_1 ist $e_{11} = e_{12}$, d. h. die Anoden A_{11} und A_{12} haben bezüglich der Kathode gleiches Potential, so dass Anode A_{12} aufnimmt und Anode A_{11} ablöst. Die Ablösung (Ueberlappungsperiode) ist für $t = t_2$ vollendet, und es brennt nur noch Anode A_{12}, von t_3 bis t_4 wieder gemeinsam A_{12} und A_{11}, von t_4 bis t_5 A_{11} allein. Im Zeitintervall $t_0 ... t_5$ stellen die stark ausgezogenen Kurvenzüge von Fig. 2a und 2b die von den Transformatoren *1* und *2* induzierten Gleichspannungen dar.

Im Zeitpunkt t_5 werden gleichzeitig die Steuergitter umgeladen: Die Gitter G_{21} und G_{22} werden bezüglich der Kathode positiv, die Gitter G_{11} und G_{12} negativ. Von den freigegebenen Anoden A_{21} und A_{22} nimmt Anode A_{21} auf, da die Spannung e_{21} grösser ist als e_{22} und die Anode A_{21} gegenüber der Anode A_{11} ein um die Spannungsdifferenz Δe (Fig. 2b) höheres Potential hat. In dem gestrichelt hervorgehobenen Kurzschlusskreis von Fig. 1 wirkt die Spannungsdifferenz $e_2 - e_1$ (Wendespannung), während die in den Wicklungen *11* und *21* induzierten Spannungen sich aufheben, d. h. ohne Einfluss auf die Kommutierung bleiben. Durch diese Wendespannung wird der Strom von der Anode A_{11} auf die Anode A_{21} kommutiert. Unter Annahme einer sehr grossen Glättungsdrosselspule bleibt während dieses Kommutierungsvorganges die Summe der Ströme der Anoden A_{11} und A_{21} konstant, so dass einer Stromzunahme an der Anode A_{21} eine ebensolche Stromabnahme an der Anode A_{11} entspricht, einer in den Streuinduktivitäten der Wicklung *1* und *11* induzierten Spannung eine gleich grosse und entgegengesetzte Spannung in der Wicklung *2* und *21*. Im Zeitintervall $t_5 ... t_6$ ist die vom Transformator *2* resultierende induzierte Gleichspannung = 0 (Mittelwert der Spannungen e_1 und e_2), während die in den Wicklungen *11* und *21* des Transformators *1* vom magnetischen Hauptfluss induzierten Spannungen in voller Grösse übertragen werden, d. h. die vom Transformator *1* im Intervall t_5 bis t_6 induzierte Gleichspannung ist durch das Stück *AB* der Spannungskurve $e_{11} = e_{21}$ gegeben. Vom Zeitpunkt t_6 an führt nur noch Anode A_{21} Strom. Sie wird von $t_7 ... t_8$ von A_{22} abgelöst, setzt um $t = t_9$ wieder ein, um von $t_{10} ... t_{11}$ wieder von A_{11} abgelöst zu werden, worauf bei $t = t_{12}$ das Spiel sich wiederholt.

Betrachtet man den ausgezogenen Kurvenzug der Fig. 2a, d. h. die vom Transformator *1* induzierte Gleichspannung, genauer, so erkennt man, dass dies nichts anderes ist, als die vom Zweiphasenmutator mit den Phasenspannungen e_{11}, e_{12} dem Steuerwinkel $\alpha_1 = 0$ und der Ueberlappung $\ddot{u}_1$ bei Betrieb als Wechselstrom - Gleichstrom - Mutator (*WG-MR*) induzierte Gleichspannung. Der durch die Gittersteuerung eingeleitete Uebergang vom Wicklungssystem *11, 12* auf das Wicklungssystem *21, 22* ist sozusagen eine innere Angelegenheit des Transformators *1* und tritt in der von demselben induzierten Gleichspannung nicht in Erscheinung.

Ebenso erkennt man im ausgezogenen Kurvenzug der Fig. 2b die vom Zweiphasenmutator mit den Phasenspannungen e_1, e_2, dem Steuerwinkel α_2 und der Ueberlappung $\ddot{u}_2$ bei Betrieb als Gleichstrom-Wechselstrom-Mutator (*GW-MR*) induzierte Gleichspannung.

In dem durch die Wicklung *1*, *2* des Transformators *2*, die Wicklungen *11* bis *22* des Transformators *1*, dem Mutator und der Glättungsdrosselspule gebildeten Zwischenkreis wirkt die Summe der induzierten Gleichspannungen nach Fig. 2a und Fig. 2b. Zerlegt man diese Spannungen in ihre Gleichstrom- und ihre Wechselstromglieder, so halten, da die Glättungsdrosselspule keine Gleichspannung aufnehmen kann, die vom Transformator *2* induzierte Gleichspannung U_2 sowie die Lichtbogenspannung der vom Transformator *1* induzierten Gleichspannung U_1 das Gleichgewicht. Bei Berücksichtigung der ohmschen Widerstände in den Transformatoren und der Glättungsdrosselspule muss die Gleichspannung des Transformators *1* ausserdem noch um den zur Ueberwindung dieser Widerstände nötigen Spannungswert höher sein. Die Wechselstromglieder der induzierten Gleichspannungen werden durch die Glättungsdrosselspule aufgenommen.

Der Verlauf der Ströme in den Wicklungen der Transformatoren *1* und *2* ergibt sich ohne weiteres aus den obigen Ausführungen und ist in Fig. 3 dar-

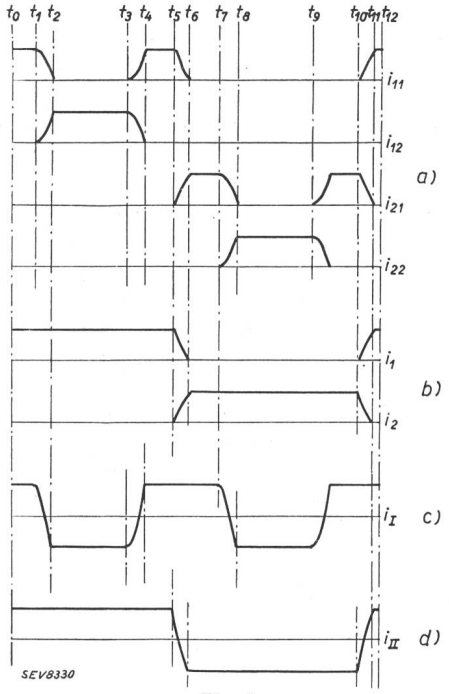

Fig. 3.
Stromverlauf.
a) In den Wicklungen des Transformators *1*.
b) In den Wicklungen des Transformators *2*.
c) und d) Netzstrom des Netzes *I* bzw. *II*.

gestellt; der Strom i_1 und i_2 in der Wicklung *1* und *2* des Transformators *2* ist gleich der Summe der Anodenströme *11* und *12*, bzw. *21* und *22* (3b). Da die Amperewindungen der Belastungsströme auf der Mutator-Seite und auf der Netzseite der Transformatoren gleich sind, sind damit auch die Belastungsströme in deren netzseitigen Wicklungen gegeben. Fig. 3c zeigt den netzseitigen Strom i_I des Transformators *1*, Fig. 3d denjenigen des Transformators *2* (i_{II}). Wie ersichtlich, sind diese Ströme identisch mit den von Zweiphasen-Mutatoren im *WG*- und im *GW*-Betrieb und den entsprechenden Steuerwinkeln und Ueberlappungen aufgenommenen, bzw. abgegebenen Wechselströmen. Das bedeutet, dass bei der Gittersteuerung gemäss Fig. 2c Leistung von Netz *I* nach Netz *II* übertragen wird.

Die in Fig. 1 dargestellte Schaltung zur Kupplung zweier Einphasennetze entspricht damit sowohl bezüglich des inneren Spannungsgleichgewichtes, als auch bezüglich des vom Netz I aufgenommenen bzw. des an das Netz II abgegebenen Stromes vollständig der Kupplung der beiden Netze durch zwei Zweiphasenmutatoren. Soll die Leistung von Netz *II* auf Netz *I* übertragen werden, so sind die Gitter im Takte der Frequenz des Netzes *I* entsprechend den Spannungskurven Fig. 2d zu steuern. Durch ähnliche Ueberlegungen lässt sich dann nachweisen, dass die vom Transformator *2* induzierte Gleichspannung derjenigen von einem *WG-MR*, die vom Transformator *1* derjenigen von von einem *GW-MR* induzierten Gleichspannung entspricht. Bezeichnet man unabhängig von der Energierichtung den am leistungabgebenden Netz angeschlossenen Transformator als Eingangstransformator und den am leistungsaufnehmenden Netz angeschlossenen Transformator als Ausgangstransformator [3]), so entspricht demnach die vom Eingangstransformator induzierte Gleichspannung derjenigen eines *WG-MR*, die vom Ausgangstransformator induzierte Gleichspannung derjenigen eines *GW-MR*.

Bei der Leistungsübertragung von einem Netz auf das andere lässt sich durch Aenderung des Steuerwinkels α_2 die Grösse der vom Ausgangstransformator induzierten Gleichspannung (vgl. Fig. 2b) regulieren. Bei der vom Eingangstransformator induzierten Gleichspannung erfolgte die Ablösung der Phasen in den natürlichen Zündpunkten *S* ($\alpha_1 = 0$, vgl. Fig. 2a). Es ist bei entsprechender Ausbildung der Gittersteuerung ohne weiteres möglich, auch diese Spannung durch Verschiebung des Zündpunktes der einzelnen Phasen zu regulieren, wodurch, unabhängig von Spannungsschwankungen beider Netze, die jeweils gewünschte Leistung übertragen werden kann. So ist bei Leistungsübertragung von Netz *I* auf Netz *II* den gemäss Fig. 2c den Gittern zugeführten Spannungen je im Takte des Netzes *I* pulsierende Spannungswellen (ähnlich Fig. 2d) zu überlagern, die positiv sind, wenn die Anodenpaare A_{11} A_{21} bzw. A_{12} A_{22} Strom führen sollen. Bei Absenkung der resultierenden Gitterspannung durch Vorschaltung einer negativen Vorspannung nehmen dann die in den verschiedenen Zeitmomenten jeweils eindeutig in Betracht kommenden Anoden in richtiger Reihenfolge auf.

[3]) Diese Bezeichnung wurde in der ersterwähnten Literaturstelle eingeführt und gilt auch sinngemäss für die gleich zu besprechende Kupplung zweier Drehstromnetze.

3. Kupplung zweier Drehstromnetze.

Bei Schaltungen von Sechsphasen-Mutatoren besteht die Wirkungsweise der Saugdrosselspule darin, das sekundäre System in mehrere unabhängig voneinander arbeitende Systeme geringer Phasenzahl, d. h. verlängerter Anodenbrenndauer, zu zerlegen. Oder umgekehrt gesagt: Die Saugdrosselspule gestattet, einzelne Systeme geringer Phasenzahl zu Systemen höherer Phasenzahl zusammenzuschliessen. So schaltet die in Fig. 4 dargestellte Schaltung mit 3schenkliger Saugdrosselspule drei

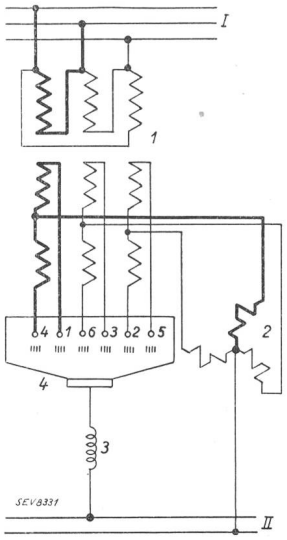

Fig. 4.
Schaltung eines 6-phasen-Mutators mit 3-schenkliger Saugdrosselspule.
I Drehstromnetz.
II Gleichstromnetz.
1 Mutatortransformator.
2 3-schenklige Saugdrosselspule.
3 Drosselspule.
4 Mutator.

unabhängig voneinander arbeitende Zweiphasensysteme (wovon eines durch besondern Druck hervorgehoben ist) zusammen, so dass die aus dem Mittelwert der von den drei Zweiphasensystemen induzierten Gleichspannungen sich ergebende Gleichspannung des Mutators vollständig derjenigen eines Sechsphasenmutators entspricht. Dass die drei Zweiphasensysteme unabhängig voneinander bleiben, ist dadurch bedingt, dass die grosse Induktivität der Saugdrosselspule eine gegenseitige Ablösung von Anoden verschiedener Systeme (beispielsweise Anode *1* durch Anode *2*) für die in der Regel vorkommenden Belastungen unmöglich macht.

Zur Kupplung zweier Drehstromnetze verschiedener Frequenz lassen sich gemäss Fig. 5 mit Hilfe einer 3schenkligen Saugdrosselspule in entsprechender Weise drei durch Fig. 1 dargestellte Systeme zusammenschalten. Die Wirkung der Saugdrosselspule bleibt grundsätzlich die gleiche wie in Fig. 4, d. h. sie trennt die Wicklungssysteme in Fig. 5 in drei unabhängig voneinander arbeitende Einzelsysteme (wovon eines durch besondern Druck hervorgehoben ist). Die in diesem Einzelsystem am Eingangs- und Ausgangstransformator induzierten Gleichspannungen entsprechen demnach vollständig den von einem 2phasigen *WG-MR* (Fig. 2a), bzw. von einem *GW-MR* (Fig. 2b) gezündeten Spannungen u_1, bzw. u_2. Die in den zwei andern Einzelsystemen induzierten Gleichspannungen ergeben sich durch eine zeitliche Verschiebung der Spannungen u_1 und u_2 um 120 bzw. 240°.

Wie bei der Schaltung Fig. 4 ergibt sich auch bei der Schaltung Fig. 5 die zwischen Kathode und Nullpunkt der Saugdrosselspule wirksame Spannung als Mittelwert der von den 3 Einzelsystemen induzierten Gleichspannungen. Da die induzierten Gleichspannungen jedes Einzelsystems sich, wie erwähnt, aus den am Eingangstransformator (wie u_1) und den am Ausgangstransformator (wie u_2) induzierten Gleichspannungen zusammensetzen, setzt sich diese resultierende Spannung aus der Summe der Mittelwerte der in den 3 Einzelsystemen am Eingangstransformator und am Ausgangstransformator induzierten Gleichspannungen zusammen. Gemäss den für die Schaltung Fig. 4 gegebenen Erläuterungen entspricht die vom Eingangstransformator induzierte Gleichspannung derjenigen eines 6phasigen *WG-MR*, diejenige des Ausgangstransformators der von einem 6phasigen *GW-MR* induzierten Gleichspannung.

Wie im vorliegenden Kapitel lassen sich unter Annahme einer sehr grossen Glättungsdrosselspule die einzelnen Wicklungsströme der Einzelsysteme bestimmen (vgl. Fig. 3a und 3b), wobei zu berücksichtigen ist, dass der jedem Einzelsysteme zugeordnete Gleichstrom $^1/_3$ des Kathodenstromes beträgt, und damit ergibt sich in ähnlicher Weise, dass die Netzströme der Schaltung Fig. 5 in ihrem Verlauf vollständig dem drehstromseitigen Netzstrom eines nach Fig. 4 geschalteten Mutators bei *WG*-Betrieb, bzw. *GW*-Betrieb entsprechen.

Die in Fig. 5 dargestellte Schaltung zur Kupplung zweier Drehstromnetze entspricht damit sowohl bezüglich des inneren Spannungsgleichgewichtes, als auch bezüglich ihrer Netzströme vollständig der Kupplung der beiden Drehstromnetze durch zwei Sechsphasenmutatoren in Schaltung nach Fig. 4. Im folgenden Abschnitt wird diese Eigenschaft zur Bestimmung des Belastungsdiagramms

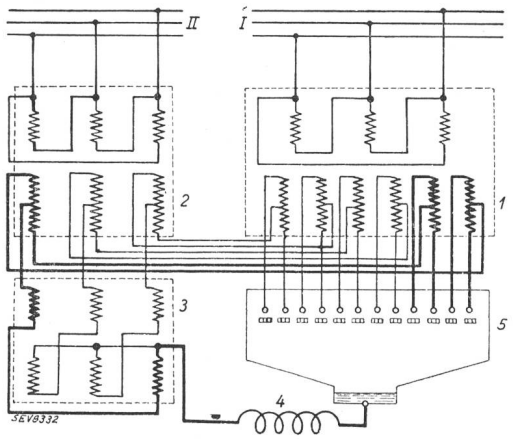

Fig. 5.
Elastische Kupplung zweier Drehstromnetze durch einen Mutator.
I, II Drehstromnetze. *1* Transformator *1*. *2* Transformator *2*. *3* 3-schenklige Saugdrosselspule. *4* Drosselspule. *5* Mutator.

des Drehstrom-Drehstrom-Mutators herangezogen; doch soll sie zunächst einen Einblick in die Beanspruchung und Wirkungsweise der Glättungsdrosselspule und der Saugdrosselspule geben.

So nimmt die Glättungsdrosselspule die Summe der Wechselstromglieder der vom Eingangstransformator und vom Ausgangstransformator induzier-

ten Gleichspannungen auf. Massgebend für die Schwingungsbreite des Gleichstromes (Differenz zwischen den Extremwerten des Stromes) ist dabei die von dieser Summenspannung gebildete Spannungsfläche. Da Eingangs- und Ausgangstransformator an Netzen verschiedener Frequenz liegen und die gegenseitige Lage der Spannungskurven dauernd ändert, sind die an der Glättungsdrosselspule entstehenden Spannungsformen recht mannigfaltig.

Ebenso tritt zwischen Nullpunkt und Aussenleiter der Saugdrosselspule die Summe zweier Spannungen e_{S1} und e_{S2} auf:

e_{S1} ist die Differenz zwischen der im zugehörigen Einzelsystem am Eingangstransformator induzierten Gleichspannung (2phasen-*WG-MR*) und der vom Eingangstransformator zwischen Kathode und Saugdrosselspulennullpunkt induzierten Gleichspannung (6phasen-*WG-MR*).

e_{S2} ist die Differenz zwischen der im zugehörigen Einzelsystem am Ausgangstransformator induzierten Spannung (2phasen-*GW-MR*) und der vom Ausgangstransformator zwischen Kathode und Saugdrosselspulennullpunkt induzierten Gleichspannung (6phasen-*GW-MR*).

Bei Bestimmung der Spannung an der Saugdrosselspule ist ebenfalls den verschiedenen Netzfrequenzen und den jeweils möglichen Lagen der Spannungen e_{S1} und e_{S2} Rechnung zu tragen. Der in den Wicklungen geführte Strom beträgt, wie bereits erwähnt, $^1/_3$ des Kathodenstromes.

Während der Mittelwert der dem Drehstrom-Drehstrom-Mutator zugeführten, bzw. von ihm abgegebenen Leistung konstant ist, treten im Mutator selber Leistungspendelungen auf, die gemeinsam von der Saugdrosselspule und der Glättungsdrosselspule aufgenommen werden. Um darin einen Einblick zu erhalten, denken wir uns die Wechselstromglieder der im Einzelsystem und am Eingangs- und Ausgangstransformator induzierten Gleichspannungen in ihre Harmonischen zerlegt [4]; es treten im ersten Falle alle geradzahligen Ordnungszahlen auf, im zweiten Falle alle 6zähligen Ordnungszahlen.

Wie oben erwähnt, erhält man die an der Saugdrosselspule sich überlagernden Spannungswellen e_{S1} und e_{S2} durch Bildung der Differenz dieser am Eingangs-, bzw. am Ausgangstransformator induzierten Gleichspannungen. Dabei heben sich die in der induzierten Gleichspannung des Einzelsystems (2phasen-*MR*) enthaltenen 6zähligen Oberwellen gegen die in der induzierten Spannung des Ein- bzw. Ausgangstransformators (6phasen-*MR*) enthaltenen Oberwellen weg, so dass in den Spannungen e_{S1} und e_{S2} der Saugdrosselspule lediglich die durch 2 und 4 teilbaren Ordnungszahlen verbleiben. Die Saugdrosselspule übernimmt also die durch diese Oberwellen und den von ihr geführten Gleichstrom gegebenen Leistungspendelungen.

Die in der Saugdrosselspule nicht aufgenommenen 6zähligen Oberwellen werden von der Glättungsdrosselspule übernommen, in welcher die entsprechenden Leistungspendelungen auftreten.

[4]) E. Fässler, Spannungswelligkeit, Stromwelligkeit und Störspannung von Mutatoren. Brown-Boveri-Mitt. Bd. 25 (1938), S. 134.

4. Das Betriebsdiagramm des Drehstrom-Drehstrom-Mutators.

Nach dem vorigen Abschnitt ist das Spannungsgleichgewicht des Drehstrom-Drehstrom-Mutators im wesentlichen bestimmt durch den Spannungsmittelwert der vom Eingangstransformator und Ausgangstransformator induzierten Gleichspannungen. Diese wiederum sind gleich den Mittelwerten der von ihren zweiphasigen Einzelsystemen induzierten Gleichspannungen, die durch Fig. 2a, bzw. 2b gegeben seien. Man muss daher in erster Linie den Mittelwert dieser Spannungen in Abhängigkeit des Gleichstromes bestimmen.

Es bedeuten in der induzierten Gleichspannung des 2phasen-Mutators:

α_1 Steuerwinkel
$\ddot{u}_1$ Ueberlappung } Bei *WG*-Betrieb nach Fig. 2a.

α_2 Steuerwinkel
$\ddot{u}_2$ Ueberlappung
$\alpha_2' = \alpha_2 - \ddot{u}_2$ (Reserve $\sphericalangle$) } Bei *GW*-Betrieb nach Fig. 2b.

Dann gelten die für *WG*-Mutatoren beliebiger Phasenzahl gültigen Beziehungen

$$\frac{U}{U_0} = \cos\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right)\cos\left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2}\right) \qquad (1)$$

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \sin\left(\frac{\ddot{u}}{2}\right)\sin\left(\alpha + \frac{\ddot{u}}{2}\right) \qquad (2)$$

wo

U = Mittelwert der induzierten Gleichspannung des *WG-MR*,
U_0 = Leerlaufspannung bei $\alpha = 0$,
ΔU = induktiver Abfall der Gleichspannung bei α und $\ddot{u}$,
α = Steuerwinkel,
$\ddot{u}$ = Ueberlappung.

Die Addition der Gleichungen (1) und (2) ergibt

$$\frac{U}{U_0} + \frac{\Delta U}{U_0} = \cos\alpha \qquad (3)$$

Bezeichnen U_1 und U_{10} die vom Eingangstransformator induzierte Gleichspannung, bzw. Leerlaufspannung (Mittelwerte) und ΔU_1 den induktiven Abfall, so ergibt sich für den Steuerwinkel $\alpha = \alpha_1$ (Fig. 2a)

$$U_1 + \Delta U_1 = U_{10}\cos\alpha_1 \qquad (4)$$

Um keine negativen Gleichspannungen einzuführen, denken wir uns die vom Ausgangstransformator induzierte Gleichspannungskurve (Fig. 2b) um 180° gedreht, womit wir den Spannungsverlauf der induzierten Gleichspannung eines *WG-MR* des Steuerwinkels α_2' und der Ueberlappung $\ddot{u}_2$ erhalten. Für die Gleichspannung U_2, die Leerlaufspannung U_{20} und den induktiven Abfall ΔU_2 der vom Ausgangstransformator induzierten Gleichspannung (die jetzt als positiv aufgefasst werden), ergibt sich damit

$$U_2 + \Delta U_2 = U_{20}\cos\alpha_2'$$

Im Kurzschlusszustand ist der Winkel $\alpha_2' = 0$, womit diese Gleichung übergeht in die den Kurzschluss kennzeichnende Beziehung [5])

$$U_2 + \Delta U_2 = U_{20} \qquad (5)$$

Die Subtraktion der Gleichungen (1) und (2) ergibt

$$\frac{U}{U_0} - \frac{\Delta U}{U_0} = \cos(\alpha + \ddot{u}) \qquad (6)$$

Um diese Gleichung auf die vom Ausgangstransformator induzierte Gleichspannung anzuwenden, denkt man sich wiederum die Spannungskurve in Fig. 2b um 180° gedreht, womit an Stelle des für den *WG*-Betrieb gültigen Winkels $(\alpha + \ddot{u})$ der Steuerwinkel α_2 tritt, und erhält damit aus (6)

$$U_2 - \Delta U_2 = U_{20} \cos \alpha_2 \qquad (7)$$

Zur Aufzeichnung des Betriebsdiagrammes sollen die Gleichungen (4), (5) und (7) noch umgeformt werden, indem wir an Stelle der Spannungen die entsprechenden Spannungsverhältnisse einführen.

Die vom Eingangstransformator abgegebene Spannung U_1 hat ausser der vom Ausgangstransformator erzeugten Spannung U_2 die Gegenspannung des Lichtbogens ε_b und der ohmschen Widerstände in den Transformatoren und Drosselspulen ε_r zu überwinden:

$$U_1 = U_2 + \varepsilon_b + \varepsilon_r \qquad (8)$$

U_{10} und U_{20} sollen die bei beliebigen Phasenspannungen [6]) vom Ein- und Ausgangstransformator erzeugten Leerlaufspannungen bedeuten; analog sollen U_{10N} und U_{20N} die Leerlaufspannungen angeben, die den Nenn-Phasenspannungen der beiden Transformatoren entsprechen. Bezeichnen v_1 und v_2 das Verhältnis der Phasenspannung zur Nennphasenspannung am Ein- bzw. am Ausgangstransformator, so ist

$$\frac{U_{10}}{U_{10N}} = v_1; \qquad \frac{U_{20}}{U_{20N}} = v_2$$

Unter der Annahme, dass die Nennphasenspannungen gleich sind, gilt

$$U_{10N} = U_{20N} \qquad (9)$$

Bei Berücksichtigung der Gleichungen (8) und (9) ergibt die Division der Gleichung (4) durch U_{10N}

$$\varepsilon_2 + \frac{\varepsilon_b}{U_{10N}} + (\Delta_r + \Delta_{i1})\,\beta = v_1 \cos \alpha_1$$

Da in dieser Gleichung $\frac{\varepsilon_b}{U_{10N}}$ verglichen mit ε_2 in der Regel klein ist, wollen wir dieses Glied vernachlässigen, womit

$$\varepsilon_2 + (\Delta_r + \Delta_{i1})\,\beta = v_1 \cos \alpha_1 \qquad (10)$$

[5]) H. Keller, Das Belastungsdiagramm des Gleichstrom-Wechselstrom-Mutators. Brown-Boveri-Mitt. Bd. 21 (1934), S. 229.

[6]) Spannungen des Ein- und Ausgangstransformators auf der Mutatorseite.

Bei Division der Gleichungen (7) und (5) durch U_{20N} ergibt sich

$$\varepsilon_2 - \Delta_{i2}\,\beta = v_2 \cos \alpha_2 \qquad (11)$$

$$\varepsilon_2 + \Delta_{i2}\,\beta = v_2 \qquad (12)$$

In (10) bis (12) bedeuten:

$\varepsilon_2 = \frac{U_2}{U_{20N}}$ das Verhältnis der vom Ausgangstransformator induzierten Gleichspannung (Mittelwert) bei beliebiger Phasenspannung und Belastung zu derjenigen bei Nennphasenspannung und Leerlauf ($\alpha_2 = 0$).

Δ_r das Verhältnis des gesamten Gleichspannungsabfalles (Transformatoren, Glättungsdrossel, Saugdrossel) bei Nennstrom zur Leerlaufgleichspannung bei Nennphasenspannung ($U_{10N} = U_{20N}$).

Δ_{i1}, Δ_{i2} das Verhältnis der induktiven Gleichspannungsabfälle, hervorgerufen durch die Streuinduktivität des Ein- und Ausgangstransformators bei Nennstrom zur Leerlaufgleichspannung bei Nennphasenspannung ($U_{10N} = U_{20N}$).

$\beta = \frac{I_g}{I_{gN}}$ den Gleichstrom dividiert durch Nenngleichstrom. Zunächst das Stromverhältnis der Gleichströme im Einzelsystem bezeichnend gibt β gleichzeitig das Stromverhältnis an für den die Glättungsdrosselspule durchfliessenden Gleichstrom (Kathodenstrom).

v_1, v_2 das Verhältnis der Phasenspannung des Ein-, bzw. des Ausgangstransformators zu deren als gleich gross angenommenen Nennphasenspannungen.

Die Gleichungen (10), (11) und (12) ergeben einen linearen Zusammenhang zwischen dem Spannungsverhältnis ε_2 und dem Stromverhältnis β; sie lassen sich daher im Koordinatensystem β, ε_2 darstellen durch Gerade (Fig. 6). Deren Verlauf ist durch je 2 ihrer Punkte der Abszissen $\beta = 0$ bzw. $\beta = 1$ bestimmt.

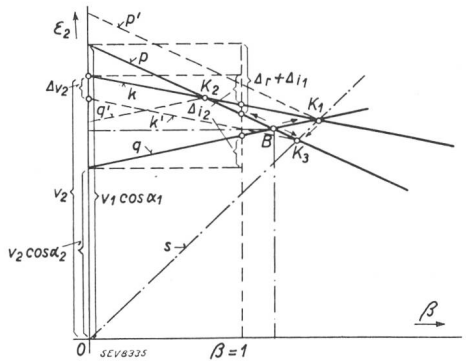

Fig. 6.

Belastungsdiagramm des Drehstrom-Drehstrom-Mutators.

Die Ordinaten des Schnittpunktes *B* ergeben das Strom- und Spannungsverhältnis, die Kurzschlusspunkte K_1, K_2, K_3 die Lage der kritischen Kennlinien an.
k, *k'* Kurzschlusslinien. *p*, *q* Kennlinien. *p'*, *q'* kritische Kennlinien β = Stromverhältnis, ε_2 = Spannungsverhältnis.

Gleichung (10) ergibt die mit *p* bezeichnete Kennlinie des im Drehstrom-Drehstrom-Mutator enthaltenen *WG-MR*, sobald man sich die ohmschen Widerstände des Ausgangstransformators und der Drosselspulen im Eingangstransformator konzentriert denkt. Sie ergibt sich als die Verbindungslinie der Punkte $\beta = 0$, $\varepsilon_2 = v_1 \cos \alpha_1$ und $\beta = 1$, $\varepsilon_2 = v_1 \cos \alpha_1 - (\Delta_r + \Delta_i)$.

Gleichung (11) ergibt die mit *q* bezeichnete Kennlinie des im Drehstrom-Drehstrom-Mutator enthaltenen *GW-MR*, sobald man sich den bereits

in Gleichung (10) berücksichtigten ohmschen Widerstand des Ausgangstransformators wegdenkt. Sie ergibt sich als die Verbindungslinie der Punkte $\beta = 0$, $\varepsilon_2 = v_2 \cos \alpha_2$ und $\beta = 1$, $\varepsilon_2 = v_2 \cos \alpha_2 + \Delta_{i2}$.

Gleichung (12) ergibt die mit k bezeichnete Kurzschlusslinie des Mutators, da sie solche Spannungs- und Stromverhältnisse einander zuordnet, für welche der Mutator kippt. Sie ergibt sich als die Verbindungslinie der Punkte $\beta = 0$, $\varepsilon_2 = v_2$ und $\beta = 1$, $\varepsilon_2 = v_2 - \Delta_{i2}$.

Die Schnittpunkte dieser drei Geraden p, q und k, sowie der Schnittpunkt von p mit einer gleich anzugebenden vierten Geraden s legen den Betriebspunkt und die Kurzschlusspunkte im Betriebsdiagramm des Mutators fest.

a) *Belastungspunkt B (Schnitt p, q).*

Der vom Mutator übertragene Strom, bzw. das Stromverhältnis β, ist so gross, dass die vom Eingangstransformator induzierte Gleichspannung abzüglich der ohmschen Abfälle im Gleichgewicht ist mit der induzierten Gleichspannung des Ausgangstransformators, so dass β durch den Schnittpunkt der Geraden p und q, den Belastungspunkt B gegeben ist. Die von den Ordinaten dieses Schnittpunktes mit den Achsen eingeschlossene Fläche ist gleichzeitig ein Mass für die übertragene Gleichstromleistung.

b) *Kurzschlusspunkt K_1 (Schnitt q, k).*

Bei Erhöhung der Spannung des *WG-MR* durch Vergrösserung der Phasenspannung des Eingangstransformators (v_1) oder Verkleinerung des Steuerwinkels (α_1) wächst der übertragene Gleichstrom, bis der Mutator bei einer kritischen Spannungserhöhung kippt. Dies lässt sich an Hand des Diagramms in einfacher Weise verfolgen: Bei grösser werdendem v_1 oder kleiner werdendem α_1 verschiebt sich die Kennlinie p parallel zur ursprünglichen Lage nach oben, so dass der Betriebspunkt B der Kennlinie q entlang nach rechts wandert, gegen den einen Kurzschlusszustand kennzeichnenden Punkt K_1 (Schnitt q, k). Der Kurzschluss tritt ein, sobald B in K_1 hineinfällt. Die kritische Spannungserhöhung wird demnach gekennzeichnet durch die Lage der Parallelen zur Kennlinie p durch den Kurzschlusspunkt K_1, d. h. die Gerade p', die die zulässige Aenderung der Phasenspannung oder des Steuerwinkels festlegt.

c) *Kurzschlusspunkt K_2 (Schnitt p, k).*

Bei Erhöhung der Spannung des *GW-MR* durch Verkleinerung des Steuerwinkels α_2 wird zwar der übertragene Gleichstrom kleiner, aber anderseits wird der Reservewinkel $\alpha_2' = \alpha_2 - \ddot{u}_2$ kleiner, bis für $\alpha_2' = 0$ der Mutator kippt. Im Diagramm verschiebt sich bei kleiner werdendem α_2 die Kennlinie q parallel zur ursprünglichen Lage nach oben, so dass der Betriebspunkt B der Kennlinie p entlang nach links wandert, gegen den einen Kurzschlusszustand kennzeichnenden Punkt K_2 (Schnitt p, k). Der Kurzschluss tritt ein, sobald B in K_2 hineinfällt. Die kritische Verkleinerung des Steuerwinkels α_2 wird demnach gekennzeichnet durch die Lage der Parallelen zur Kennlinie q durch den Kurzschlusspunkt K_2, d. h. durch die Gerade q'.

d) *Kurzschlusspunkt K_3 (Schnitt p, s).*

Bei Aenderung der Phasenspannung am Ausgangstransformator, d. h. von v_2, verschieben sich die Kennlinie q und die Kurzschlussgerade k parallel zu sich selber. Da hierbei diese Geraden um einander proportionale Beträge gehoben bzw. gesenkt werden, ist der geometrische Ort ihres Schnittpunktes K_1 eine Gerade. Diese mit s bezeichnete Gerade geht durch den Ursprung des Koordinatensystems, da dieser Punkt für $v_2 = 0$ den Geraden q und k gemeinsam ist, ergibt sich also als die Verbindungslinie der Punkte K_1 und 0.

Bei Verkleinerung der Phasenspannung des Ausgangstransformators wächst der übertragene Gleichstrom, bis der Mutator bei einer kritischen Spannungssenkung kippt. Im Diagramm wandert entsprechend der Senkung der Kennlinie q der Betriebspunkt B der Kennlinie p entlang nach rechts gegen den Schnittpunkt der Geraden p und s zu. Ausserdem wandert auch der für das jeweilige Verhältnis v_2 der Phasenspannung einen Kurzschlusszustand kennzeichnende Punkt K_1 gegen diesen Schnittpunkt zu. Der Kurzschlusszustand tritt ein, sobald B und K_1 in diesem mit K_3 bezeichneten Punkte zusammenfallen. Die kritische Phasenspannung des Ausgangstransformators wird demnach gekennzeichnet durch die Lage der Parallelen zur Kurzschlusslinie k durch den Kurzschlusspunkt K_3, d. h. die Gerade k'. Der Höhenunterschied $\Delta v_2 = v_2 - v_{2krit}$ zwischen den Geraden k und k' gibt direkt die kritische Abnahme des Verhältnisses v_2 an (Fig. 6).

e)

Während bisher stets angenommen wurde, dass von den Veränderlichen v_1, v_2, α_1, α_2 sich jeweils nur ein Wert ändert, werden sich, in besonderem Masse bei automatischer Leistungsregulierung, zwei oder drei dieser Grössen gleichzeitig ändern. An Hand von Fig. 6 lässt sich ein guter Ueberblick über die Verhältnisse gewinnen. Momentane Spannungsschwankungen werden in der Regel durch Aenderung des Steuerwinkels ausreguliert, wobei durch eine entsprechende Schaltung dafür gesorgt werden kann, dass α_2 (Steuerwinkel der Spannung des Ausgangstransformators) einen bestimmten Wert nicht unterschreitet, der Kurzschlusspunkt also mit Sicherheit nicht erreicht wird. Grössere Spannungsschwankungen lassen sich mit Hilfe des Stufenschalters ausgleichen.

Das Diagramm Fig. 6 gilt im allgemeinen nur für eine bestimmte Energierichtung und ist bei Umkehrung derselben neu zu bestimmen.