

<b>Zeitschrift:</b>	Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses
<b>Herausgeber:</b>	Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen
<b>Band:</b>	84 (1993)
<b>Heft:</b>	23
<b>Artikel:</b>	Blindleistungsregelung in elektrischen Energieversorgungsnetzen : neuer statischer Blindleistungskompensator mit induktivem Speicher und GTO-Thyristoren
<b>Autor:</b>	Alexa, Dimitrie
<b>DOI:</b>	<a href="https://doi.org/10.5169/seals-902758">https://doi.org/10.5169/seals-902758</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:** 19.01.2026

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

In der vorliegenden Arbeit wird ein 18pulsiger, durch GTO-Thyristoren zwangskommutierter, statischer Blindleistungskompensator vorgestellt. Dieser hat den Vorteil, dass er keine Festkondensatorbatterie benötigt und dass das vorgeschlagene Steuerprogramm der Thyristoren gegenüber herkömmlichen Konzepten eine wesentliche Reduktion der Stromober schwingungen am Eingang der Anlage erlaubt. Der Einsatz dieses Kompensators empfiehlt sich insbesondere in elektrischen Energieversorgungsnetzen.

# Blindleistungsregelung in elektrischen Energieversorgungsnetzen

## Neuer statischer Blindleistungskompensator mit induktivem Speicher und GTO-Thyristoren

■ Dimitrie Alexa

Die Forderung nach einer laufenden Optimierung des Betriebs der elektrischen Energienetze macht eine schnelle Regelung der in diesen Netzen übertragenen Blindleistungen notwendig [1-4]. Dieses Problem kann heute mittels moderner statischer Blindleistungskompensatoren, die mit konventionellen SCR-Thyristoren oder GTO-Thyristoren ausgestattet sind, gelöst werden [5-9].

Eine Variante eines solchen Kompensators ist die unter der abgekürzten Bezeichnung TCR bekannte, thyristorgestellte Drosselpule (Thyristor Controlled Reactor). Diese besteht aus einer Festkondensatorbatterie, einer mit sechs Thyristoren gestellten Dreh-

stromdrosselpule (Thyristoren auf jeder Abzweigung paarweise gegenparallel geschaltet) und einem Transformator (Bild 1). Ein bedeutender Nachteil dieses Kompensators besteht darin, dass er eine hohe installierte Leistung benötigt. Wenn die Blindleistung der Last, die kompensiert werden muss, Werte zwischen  $-Q_B$  und  $+Q_B$  annehmen kann, dann hat die Leistung der Kondensatorbatterie den Wert  $-Q_B$ , und jene der Drosselpule mit den Thyristoren variiert zwischen  $+2Q_B$  und Null. Somit hat die installierte Leistung des Kompensators den dreifachen Wert von  $Q_B$ . Ein anderer Nachteil besteht darin, dass man bei einem Steuerwinkel der Thyristoren von  $\alpha = 110^\circ$  eine Stromober schwingung 5ter Ordnung erhält, die 5% der Nennstromgrund schwingung der Drosselpule mit der Leistung  $2Q_B$  beträgt. In dieser Situation hat die Leistung des Kompensators einen Wert von

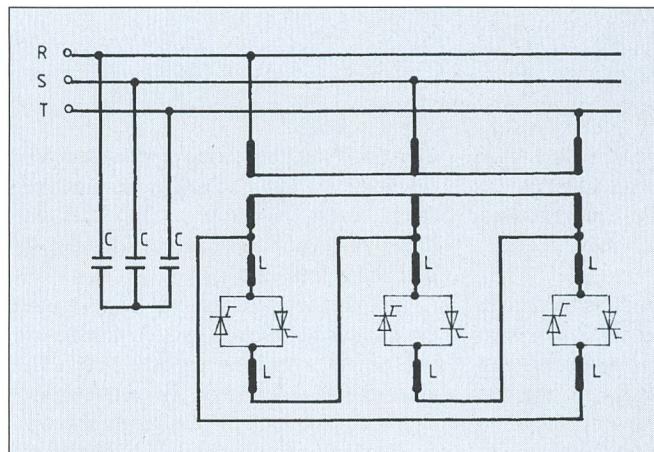


Bild 1 Statischer Blindleistungskompensator mit thyristorgestellter Drosselpule (TCR)

### Adresse des Autors:

Prof. Dr.-Ing. Dimitrie Alexa, Lehrstuhl für Elektronik am Polytechnischen Institut Iassy, Bulevardul Copou Nr. 22, RO-6600 Iassy.

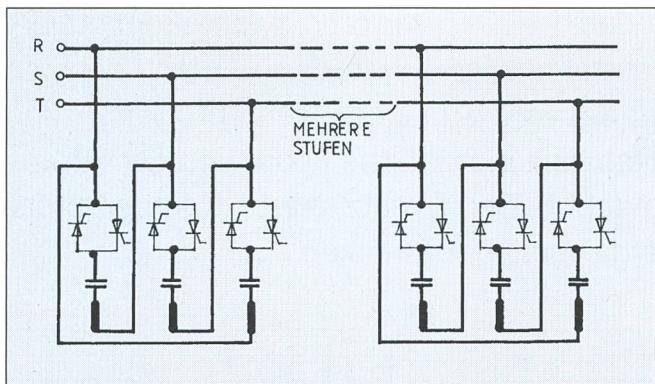


Bild 2 Statischer Blindleistungs-kompensator mit thyristorgeschalteten Kondensatoren

Auch dieser Kompensator ist durch einen erhöhten Grundschwingungsgehalt der Phasenausgangsstrome und eine geringere installierte Leistung von  $Q_B$  gekennzeichnet, wenn die Blindleistung der Last zwischen  $-Q_B$  und  $+Q_B$  variiert.

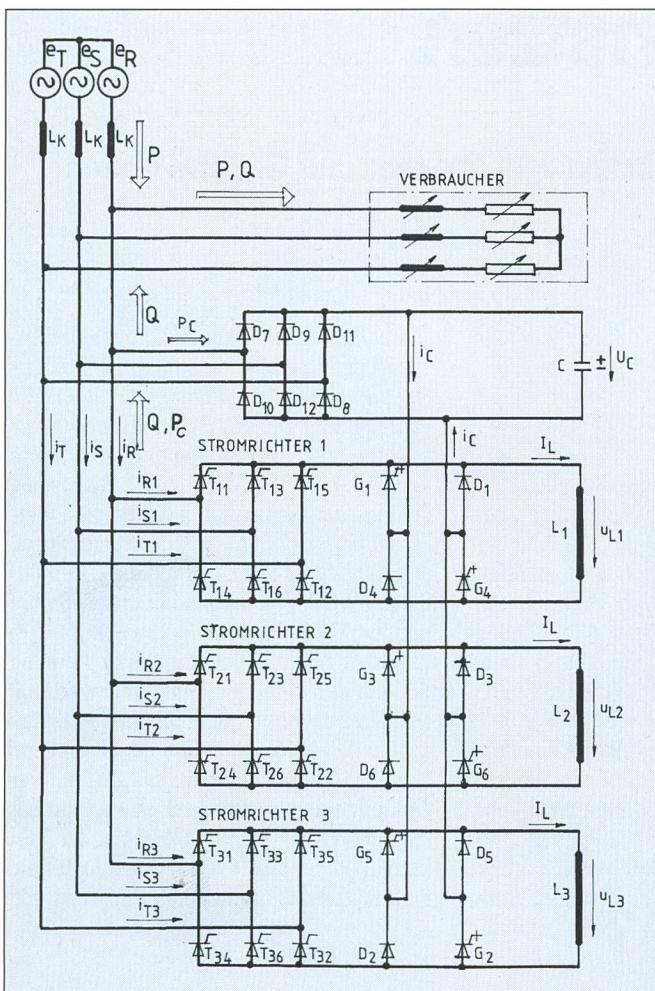


Bild 3 Neuer statischer Blindleistungs-kompensator  
Prinzipschema des 18poligen statischen Blindleistungs-kompensators mit Zwangskommutierung durch GTO-Thyristoren

ungefähr  $-0,2 Q_B$ . Wenn jedoch diese Ober schwingung auf die Leistung von  $\pm Q_B$  des Kompensators bezogen wird, dann ergibt sich ein Wert von 10%, was nicht mehr akzeptiert werden kann [6].

Eine andere Variante eines vielverwendeten Kompensators ist jene mit Kondensatoren, welche mit Thyristoren geschaltet werden (Bild 2). In diesem Fall kann die vom Kompensator abgegebene Blindleistung nicht kontinuierlich verändert werden, son-

dern nur stufenförmig, entsprechend der Stufenanzahl [6]. Ein Nachteil dieses Kompensators besteht zudem in der Tatsache, dass dieser keine Blindleistung aus dem Speisennetz aufnehmen kann.

Im folgenden wird nun eine neue Variante eines statischen Blindleistungskompensators, mit induktiver Speicherung, beschrieben. Ge genüber dem in der Arbeit [10] vorgeschlagenen Kompensator hat sie einfache Zwangskommutierungskreise mit GTO-Thyristoren.

## Funktionsprinzip des Kompensators

### Die Hauptkomponenten

In Bild 3 ist das Prinzipschema des vorgeschlagenen statischen Blindleistungskompensators mit induktiver Speicherung und Zwangskommutierung durch GTO-Thyristoren dargestellt. Der Kompensator besitzt drei sechspulige Drehstrombrücken mit konventionellen Thyristoren, drei an diese drei Brücken angeschlossene Induktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  und einen Zwangskommutierungskreis mit GTO-Thyristoren. In diesem Bild stellen die Elemente  $L_k$  die Kurzschlussinduktivitäten des Speisenetzes dar. Der Energieverbraucher nimmt die aktive Leistung  $P$  der Speisequelle und die Blindleistung  $Q$  vom Kompensator auf.

An den Induktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  liegen die Spannungen  $u_{L1}$ ,  $u_{L2}$  und  $u_{L3}$  an, welche die Gleichspannungskomponenten  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$  und  $U_{L3}$  besitzen, und wodurch ein Gleichstrom  $I_L$  durch diese Induktivitäten aufrechterhalten wird. Die Spannungen  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$  und  $U_{L3}$  haben gegenüber  $U_m$  reduzierte Werte und kompensieren die Spannungsabfälle auf den Hauptthyristoren, auf den Verlustwiderständen der Induktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  sowie auf den Widerständen der Zuleitungen. Über die Werte dieser Spannungen kann  $I_L$  verändert werden, wodurch die vom Kompensator erzeugte Blindleistung variiert werden kann.

### Arbeitsweise des Stromrichters 1

In Bild 4 ist die Arbeitsweise des Stromrichters 1 veranschaulicht. In Bild 4, a werden die Phasenspannungen  $e_R$ ,  $e_S$  und  $e_T$  des Speisenetzes gezeigt. Zur Vereinfachung werden die Spannungsabfälle auf den Induktivitäten  $L_k$  während der Zeitintervalle, in denen im Kompensator keine Kommutierungsprozesse stattfinden, vernachlässigt. Zum Zeitpunkt  $(t_f^{(1)} - \theta_f/\omega)$ , wenn die Spannung auf  $L_1$  den Wert  $U_2^{(1)} = \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(1)}$  hat (Bild 4, b und 7, a) und der Strom, der durch  $L_1$  fließt,  $i_{R1} = -i_{T1} = I_L$  beträgt, werden die GTO-Thyristoren  $G_1$  und  $G_4$  eingeschaltet. Die Thyristoren  $T_{11}$  und  $T_{12}$  werden blockiert, weil sie von der Spannung  $U_C - U_2^{(1)}$  umgekehrt polarisiert werden. Die Ströme  $i_{R1}$  und  $i_{T1}$  fallen bis zum Zeitpunkt  $(t_f^{(1)} - \Delta t_1 + \Delta t_2)$  auf Null ab, während der Strom  $i_C$  auf den Wert  $I_L$  ansteigt (Bild 4, c und e). Die Ströme  $i_{R1}$  und  $i_{T1}$  fließen nach der Blockierung der Thyristoren  $T_{11}$  und  $T_{12}$  mittels der Dioden  $D_7$  und

$D_8$  durch den Kondensator  $C$ . Bis zum Zeitpunkt  $t_1^{(1)}$  entlädt sich der Kondensator  $C$  teilweise auf die Induktivität  $L_1$ . Zu diesem Zeitpunkt werden die Thyristoren  $G_1$  und  $G_4$  blockiert und die Thyristoren  $T_{13}$  und  $T_{12}$  gezündet. Die Ströme  $i_{S1}$  und  $i_{T1}$  wachsen bis zum Zeitpunkt  $(t_1^{(1)} + \Delta t_2)$  auf den Wert  $I_L$  an. Zwischen  $t_1$  und  $(t_1 + \Delta t_2)$  fällt der Strom  $i_C$  auf Null ab und fliesst zwischen  $L_1$  und  $C$  durch die Dioden  $D_1$  und  $D_4$ . Während einer Kreisfrequenzperiode  $\omega$  finden sechs solche Kommutierungsprozesse statt. Die auf die Induktivität  $L_1$  angelegte Spannung  $u_{L1}$  ergibt sich gemäss Bild 4, b. Diese Spannung hat eine Gleichspannungskomponente  $U_{L1}$ , durch die ein praktisch konstanter Strom  $I_L$  durch  $L$  aufrechterhalten wird. Die Winkel  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\beta_1^{(1)}$  und  $\beta_2^{(1)}$  (Bild 4, b) erfüllen die Bedingung:

$$\theta_1 + \theta_2 + \beta_1^{(1)} + \beta_2^{(1)} = \pi/3 \quad (1)$$

Durch Veränderung der Winkel  $\beta_1^{(1)}$  und  $\beta_2^{(1)}$ , in engen Grenzen mit Hilfe der Thyristorschaltung, kann man die Gleichspannungskomponente  $U_{L1}$  auf den gewünschten Wert einstellen. In Bild 4, f ist das Steuerprogramm der zum Stromrichter 1 gehörenden Thyristoren wiedergegeben.

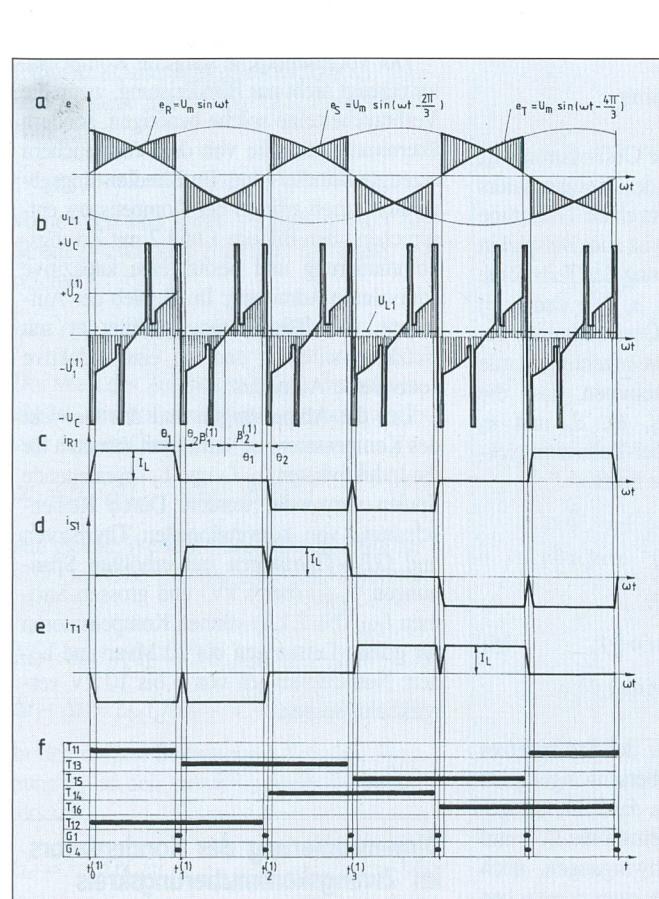


Bild 4 Funktionsprinzip des Stromrichters 1

- a Phasenspannungen  $e_R$ ,  $e_S$  und  $e_T$
- b An die Induktivität  $L_1$  angelegte Spannung  $u_{L1}$
- c, d, e Eingangsströme  $i_{R1}$ ,  $i_{S1}$  und  $i_{T1}$
- f Einschaltdauer der Thyristoren

Weiter wird die Arbeitsweise des Stromrichters 2 anhand von Bild 5 beschrieben. In Bild 5, a sind die Phasenspannungen  $e_R$ ,  $e_S$  und  $e_T$  des Speisenetzes wiedergegeben. Zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} - \theta_1/\omega)$ , wenn die auf  $L_2$  anliegende Spannung  $U_4^{(2)} = \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(2)} - 2\pi/9$  erreicht hat und der durch  $L_2$  fliessende Strom gleich  $i_{S2} = -i_{T2} = I_L$  ist, werden die GTO-Thyristoren  $G_3$  und  $G_6$  eingeschaltet (Bild 5, b und 7, b). Die Thyristoren  $T_{21}$  und  $T_{22}$  werden blockiert, weil sie von der Spannung  $U_C - U_4^{(2)}$  umgekehrt polarisiert werden. Die Ströme  $i_{R2}$  und  $i_{T2}$  fallen bis zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} - \Delta t_1 + \Delta t_4)$  auf Null ab, während der Strom  $i_C$  in dieser Zeit auf den Wert  $I_L$  anwächst (Bild 5, c und 5, e). Durch die Blockierung der Thyristoren  $T_{21}$  und  $T_{22}$  fliessen die Ströme  $i_{R2}$  und  $i_{T2}$  mit Hilfe der Dioden  $D_7$  und  $D_8$  durch den Kondensator  $C$ . Dann entlädt sich der Kondensator  $C$  bis zum Zeitpunkt  $t_1^{(2)}$  teilweise über die Induktivität  $L_2$ . In  $t_1^{(2)}$  werden die Thyristoren  $G_3$  und  $G_6$  blockiert und die Thyristoren  $T_{23}$  und  $T_{22}$  gezündet. Die Ströme  $i_{S2}$  und  $i_{T2}$  wachsen bis zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} + \Delta t_3)$  auf den Wert  $I_L$  an. Zwischen  $t_1^{(2)}$  und  $(t_1^{(2)} + \Delta t_3)$  fällt der Strom  $i_C$  auf Null ab und fliesst zwischen  $L_2$  und  $C$  durch die Dioden  $D_3$  und  $D_6$ . Weiter werden zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} + \Delta t_3)$  die Spannung an  $L_2$  den Wert  $U_2^{(2)} = \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(2)}$  erreicht hat und der durch  $L_2$  fliessende Strom gleich  $i_{S2} = -i_{T2} = I_L$  ist, die GTO-Thyristoren  $G_3$  und  $G_6$  eingeschaltet (Bild 5, b und 7, c). Die Thyristoren  $T_{23}$  und  $T_{22}$  werden aufgrund der durch die Spannung  $U_C - U_2^{(2)}$  bewirkten umgekehrten Polarität blockiert. Nach der Blockierung dieser Thyristoren fliessen die Ströme  $i_{S2}$  und  $i_{T2}$  mit Hilfe der Dioden  $D_9$  und  $D_8$  durch  $C$ . Bis zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} + \Delta t_5)$  fällt der Strom  $i_{T2}$  auf Null ab, während der Strom  $i_{S2}$  bis zum Zeitpunkt  $t_1^{(2)} + \Delta t_5$  auf einen bestimmten Wert absinkt. Nach  $t_1^{(2)}$  beginnen die Ströme  $i_{S2}$  und  $i_{R2}$  anzuwachsen, und bis zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} + \Delta t_5)$  ist folgende Bedingung erfüllt:

Die Ströme  $i_{S2}$  und  $i_{T2}$  wachsen bis zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} + \Delta t_3)$  auf den Wert  $I_L$  an (Bild 7, b). Zwischen  $t_1^{(2)}$  und  $(t_1^{(2)} + \Delta t_3)$  fällt der Strom  $i_C$  auf Null ab und fliesst zwischen  $L_2$  und  $C$  durch die Dioden  $D_3$  und  $D_6$ . Weiter werden zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} - \theta_1/\omega)$ , wenn die Spannung an  $L_2$  den Wert  $U_2^{(2)} = \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(2)}$  erreicht hat und der durch  $L_2$  fliessende Strom gleich  $i_{S2} = -i_{T2} = I_L$  ist, die GTO-Thyristoren  $G_3$  und  $G_6$  eingeschaltet (Bild 5, b und 7, c). Die Thyristoren  $T_{23}$  und  $T_{22}$  werden aufgrund der durch die Spannung  $U_C - U_2^{(2)}$  bewirkten umgekehrten Polarität blockiert. Nach der Blockierung dieser Thyristoren fliessen die Ströme  $i_{S2}$  und  $i_{T2}$  mit Hilfe der Dioden  $D_9$  und  $D_8$  durch  $C$ . Bis zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} + \Delta t_5)$  fällt der Strom  $i_{T2}$  auf Null ab, während der Strom  $i_{S2}$  bis zum Zeitpunkt  $t_1^{(2)} + \Delta t_5$  auf einen bestimmten Wert absinkt. Nach  $t_1^{(2)}$  beginnen die Ströme  $i_{S2}$  und  $i_{R2}$  anzuwachsen, und bis zum Zeitpunkt  $(t_1^{(2)} + \Delta t_5)$  ist folgende Bedingung erfüllt:

$$i_{S2} = -i_{T2} - i_{R2} \quad (2)$$

Zwischen  $t_1^{(2)}$  und  $(t_1^{(2)} + \Delta t_4)$  wird der Kondensator  $C$  teilweise mit einem Strom  $i_C$ , der von der Induktivität  $L_2$  stammt und durch

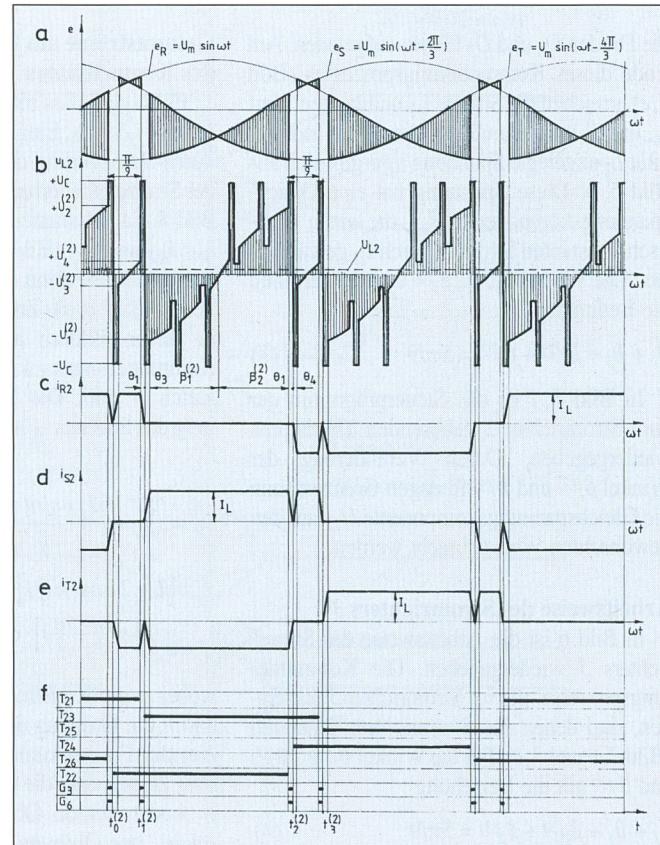
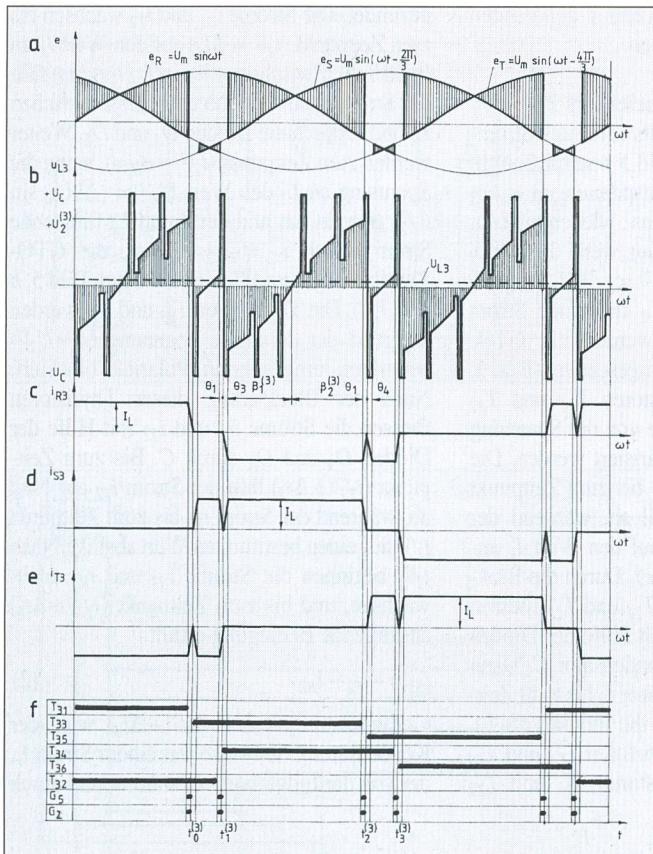


Bild 5 Funktionsprinzip des Stromrichters 2

- a Phasenspannungen  $e_R$ ,  $e_S$  und  $e_T$  des Netzes
- b An die Induktivität  $L_2$  angelegte Spannung  $u_{L2}$
- c, d, e Eingangsströme  $i_{R2}$ ,  $i_{S2}$  und  $i_{T2}$
- f Einschaltdauer der Thyristoren



**Bild 6 Funktionsprinzip des Stromrichters 3**

- a Phasenspannungen  $e_R$ ,  $e_S$  und  $e_T$  des Netzes
- b An die Induktivität  $L_3$  angelegte Spannung  $u_{L3}$
- c,d,e Eingangsströme  $i_{R3}$ ,  $i_S$  und  $i_T$
- f Einschaltdauer der Thyristoren

eines der drei Gesamtströme und der Grundschwingungsamplitude  $I_L$  dieses Stromes sind in Bild 9 in Abhängigkeit vom Kommutierungswinkel  $\theta$  wiedergegeben. Dieser Winkel, so wurde angenommen, kann zwischen Null und  $\pi/50$  variieren, das heisst für eine Netzfrequenz von 50 Hz kann die Zeittdauer  $\Delta t_1$  der Kommutierungsprozesse (Bild 7, a, 7, b und 7, c) sich zwischen Null und 200  $\mu$ s bewegen. Für den Idealfall von  $\theta = 0$  hat der Grundschwingungsgehalt eines beliebigen der drei Gesamtströme den Wert 0,993.

In Bild 9 stellt man fest, dass die Oberschwingungen 17ter und 19ter Ordnung ziemlich hohe Werte haben. Eine Reduktion dieser auf maximal 5% kann man durch folgende Methoden erhalten:

- Verwenden eines statischen Blindleistungskompensators mit mehreren Teilstromrichtern (z.B. fünf anstelle von drei mit einer Reduktion der Ströme, die durch die fünf Induktivitäten fliessen, auf den Wert  $0,6 \cdot I_L$ );
- Einsatz eines passiven LC-Filters für die 18. Oberschwingung am Eingang des Kompensators.

## Abgabe und Aufnahme von Blindleistung

Der vorgeschlagene statische Kompensator erzeugt nicht nur Blindleistung, wenn die Verbraucher eine solche benötigen, sondern übernimmt auch die von den Verbrauchern erzeugte Blindleistung. Im Blindleistungsgeneratorbetrieb arbeitet der Kompensator entsprechend den Bildern 1 und 2 mit Zwangskommutierung und besitzt eine kapazitive äquivalente Admittanz. Im Betrieb der Aufnahme von Blindleistung arbeitet er mit Netzkommutierung und hat eine induktive äquivalente Admittanz.

Um die Abmessungen und das Gewicht des Kompensators zu verringern, könnten für die Induktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  supraleitende Spulen verwendet werden. Durch Reihenschaltung von konventionellen Thyristoren und GTO-Thyristoren mit erhöhten Spannungen  $U_{DRM}$  (bis 6 kV) und grossen Strömen  $I_{TAV}$  (bis 2 kA) können Kompensatoren für grosse Leistungen bis 20 Mvar und höhere Netzspannungen von 6 bis 10 kV verwirklicht werden.

die Dioden  $D_6$  und  $D_3$  fliessen, aufgeladen. Am Ende dieses Kommutierungsprozesses (Bild 7, c) erreichen die Ströme  $i_{S2}$  und  $i_{R2}$  den Wert  $I_L$ , und  $i_C$  wird annulliert. Die an die Induktivität  $L_2$  angelegte Spannung  $u_L$  ergibt sich aus Bild 5, b. Diese Spannung hat eine Gleichspannungskomponente  $U_{L2}$ , die einen praktisch konstanten Strom  $I_L$  durch  $L_2$  gewährleistet. Die Winkel  $\theta_1$ ,  $\theta_3$ ,  $\beta_1^{(2)}$  und  $\beta_2^{(2)}$  erfüllen die Bedingung

$$\theta_1 + \theta_3 + \beta_1^{(2)} + \beta_2^{(2)} = 5\pi/9 \quad (3)$$

In Bild 5, f ist das Steuerprogramm der zum Stromrichter 2 gehörenden Thyristoren wiedergegeben. Durch Veränderung der Winkel  $\beta_1^{(2)}$  und  $\beta_2^{(2)}$  in engen Grenzen kann die Gleichspannungskomponente  $U_{L2}$  auf den gewünschten Wert gebracht werden.

## Arbeitsweise des Stromrichters 3

In Bild 6 ist die Arbeitsweise des Stromrichters 3 wiedergegeben. Die Kommutierungsprozesse, die im Stromrichter 3 stattfinden, sind denen des Stromrichters 2 ähnlich (Bild 7, b und 7, c). Für die Winkel  $\theta_1$ ,  $\theta_3$ ,  $\beta_2^{(3)}$  und  $\beta_2^{(3)}$  gilt die Beziehung

$$\theta_1 + \theta_3 + \beta_2^{(3)} + \beta_2^{(3)} = 5\pi/9 \quad (4)$$

Das Steuerprogramm der Thyristoren für den Stromrichter 3 ist in Bild 6, f wiedergegeben. Den gewünschten Wert für die Gleichspannung  $U_{L3}$  erhält man durch Veränderung in engen Grenzen der Winkel  $\beta_2^{(3)}$  und  $\beta_2^{(3)}$ .

## Gesamtströme am Eingang des Kompensators

Es ist klar, dass man die Gesamtströme  $i_R$ ,  $i_S$  und  $i_T$  vom Eingang des Kompensators durch Summierung der einzelnen Teilströme der Stromrichter erhält. So ist zum Beispiel in Bild 8 die Zusammensetzung der Teilströme  $i_{R1}$ ,  $i_{R2}$  und  $i_{R3}$  (Bilder 8, a, 8, b und 8, c) dargestellt, die dann den Gesamtstrom  $i_R$  ergeben (Bild 8, d). Zur Vereinfachung wurde in diesen Bildern angenommen, dass die Kommutierungswinkel  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  und  $\theta_4$  gleich  $\theta$  sind. Die Fourier-Reihenentwicklung des Stromes  $i_R$  hat die Form

$$i_R = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{16 I_L (\sin(n\frac{\pi}{2}))^2 \cdot \sin(n\frac{\theta}{2})}{\pi n^2 \theta} \cdot [1 + 2 \cos(n\frac{\pi}{9})] \cdot \cos(n\frac{\pi}{6}) \cdot \sin[n(\frac{\pi}{6} - \frac{\theta}{2})] \cdot \cos(n\omega t) \quad (5)$$

wobei  $\omega$  die Kreisfrequenz des Speisenetzes und  $n$  die Ordnung der Oberschwingung ist. Aus der Formel kann man die Schlussfolgerung ziehen, dass die Gesamtströme  $i_R$ ,  $i_S$  und  $i_T$  weder gerade Oberschwingungen, noch solche 3ter Ordnung oder eines Vielfachen dieser enthalten.

## Oberschwingungsgehalt

Die Verhältnisse zwischen den Amplituden  $I_n$  der Hauptoberschwingungen irgend-

## Dimensionierung des Kondensators im Zwangskommutierungskreis

Der Zwangskommutierungsprozess der Thyristoren der drei Stromrichter besteht aus zwei Etappen. Beim Ablauf von solchen Prozessen kann man annehmen, dass die Ströme, die durch die Induktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$

fließen, praktisch konstant und gleich  $I_L$  sind. In der ersten Etappe, zum Beispiel zum Zeitpunkt  $(t_1^{(1)} - \Delta t_1)$ , werden die GTO-Thyristoren  $G_1$  und  $G_4$  gezündet und die Thyristoren  $T_{11}$  und  $T_{12}$  blockiert. In dieser Situation sind die Gleichungen entsprechend der Kommutierung zwischen den Zeitpunkten  $(t_1^{(1)} - \Delta t_1)$  und  $(t_1^{(1)} - \Delta t_1 + \Delta t_2)$  die folgenden (Bild 7, a):

$$U_C - \frac{1}{C} \int_0^t (I_L - i_{R1}) dt = U_2^{(1)} - 2L_k \frac{di_{R1}}{dt} \quad (6)$$

$$i_C + i_{R1} = I_L \quad (7)$$

Bei der Einführung des Ausdrucks

$$\omega_0 = 1/\sqrt{2L_k C} \quad (8)$$

in dem  $L_k$  die Phasenkurzschlussinduktivität darstellt und  $C$  die Kapazität des Kondensators zur Zwangskommutierung sowie unter Berücksichtigung, dass  $U_2^{(1)} = \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(1)}$  ist, erhält der Strom  $i_{R1}$  die Form

$$i_{R1} = -C \omega_0 (U_C - \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(1)}) \sin \omega_0 t + I_L \quad (9)$$

Da  $\Delta t_2$  einen kleinen Wert hat und die Kreisfrequenz  $\omega_0$  ebenfalls einen reduzierten Wert besitzt, kann man in der Gleichung (9) die Näherung

$$\sin \omega_0 t \approx \omega_0 t$$

vornehmen und somit annehmen, dass der Strom  $i_C$  zwischen Null und  $\Delta t_2$  linear anwächst

$$i_C = (U_C - \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(1)}) t / 2L_k \quad (10)$$

Der Wert des Zeitintervalls  $\Delta t_2$ , der notwendig ist, damit  $i_C$  den Wert  $I_L$  erreicht, ergibt sich aus der Gleichung (10)

$$\Delta t_2 = 2L_k I_L / (U_C - \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(1)}) \quad (11)$$

Auf gleiche Weise werden auch die Zeitintervalle  $\Delta t_4$  (Bild 7, b) und  $(\Delta t_1 + \Delta t_5)$  berechnet (Bild 7, c):

$$\Delta t_4 = 2L_k I_L / [U_C - \sqrt{3} U_m \sin (\beta_2^{(2)} - 2\pi/9)] \quad (12)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_5 = 2L_k I_L / [U_C - \sqrt{3} U_m \sin \beta_2^{(2)}] \quad (13)$$

In den obigen Beziehungen kann die Spannung  $U_C$  an den Anschlüssen des Kondensators mit

$$U_C = 3 \sqrt{3} U_m / \pi \quad (14)$$

angenommen werden.

In der zweiten Kommutierungsetappe werden zwei konventionelle Thyristoren (z.B.  $T_{13}$  und  $T_{12}$  zum Zeitpunkt  $t_1^{(1)}$ ) gezündet

und die Eingangsströme eines Stromrichters wachsen auf den Wert  $I_L$  an. In den Bildern 7, a, 7, b und 7, c stellt man fest, dass die vom Kondensator  $C$  den Induktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  abgegebene Energie in der ersten Etappe grösser ist, als die dem Kondensator in der zweiten Etappe von denselben Induktivitäten zurückgegebene Energie. Aus diesem Grunde absorbiert der Kondensator  $C$  eine

bestimmte Leistung  $P_C$  vom Netz durch die Dioden  $D_7 - D_{12}$ . Ein Teil der vom Kondensator den Induktivitäten abgegebenen Energie wird dem Speisenetz durch entsprechende Wahl der Steuerwinkel  $\beta_1^{(i)}$  und  $\beta_2^{(i)}$  ( $i = 1, 2$  oder 3) der Thyristoren zurückgegeben, so dass die Gleichspannungskomponenten  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$  und  $U_{L3}$  auf den gewünschten Werten gehalten werden. Dadurch ergeben sich um

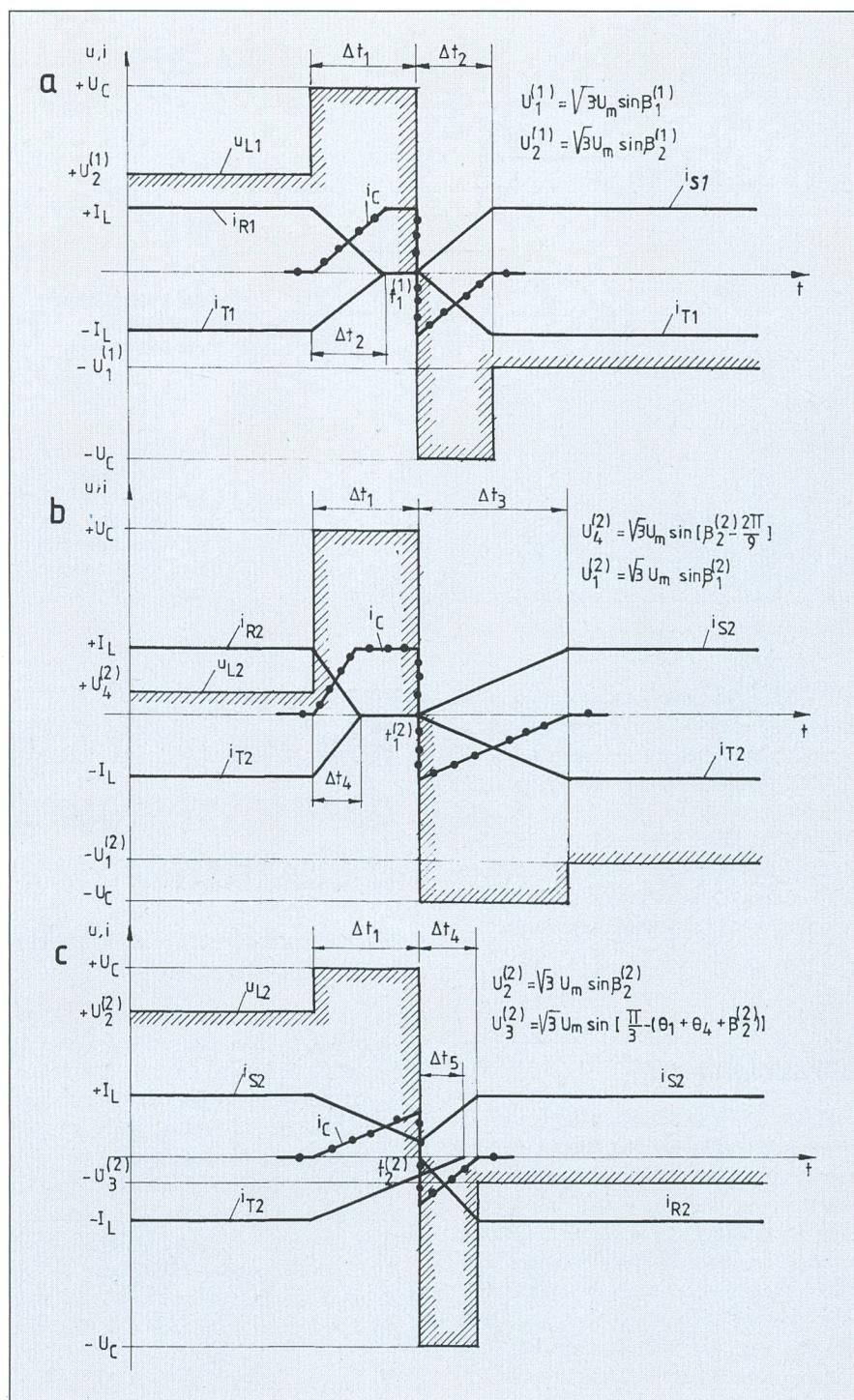


Bild 7 Kommutierungsvorgänge

- a in Stromrichter 1
- b in Stromrichter 2 für Zeitintervall  $(t_1^{(2)} - \Delta t_1) < t < (t_1^{(2)} + \Delta t_3)$
- c in Stromrichter 2 für Zeitintervall  $(t_2^{(2)} - \Delta t_1) < t < (t_2^{(2)} + \Delta t_4)$

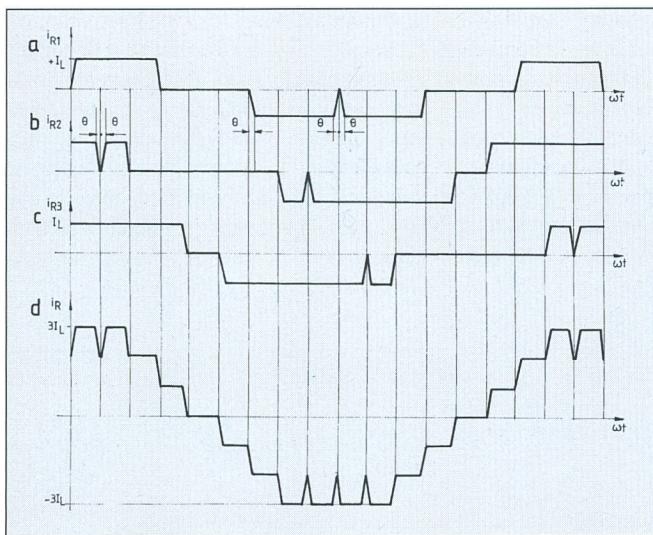


Bild 8 Teileingangsströme der Stromrichter  
a, b, c Teileingangsströme  
i<sub>R1</sub>, i<sub>R2</sub> und i<sub>R3</sub>  
d Gesamtstrom i<sub>R</sub>

me. Die Zwangskommutierung der SCR-Thyristoren für die Stromrichter wird durch GTO-Thyristoren realisiert.

## Literatur

[1] M. Depenbrock: Kompensation schnell veränderlicher Blindströme. Elektrotech. Z. A 98(1977), S. 408-414.

[2] D. Schröder: Betriebsergebnisse einer hochdynamischen Kompensationsanlage in einem Industriennetz. Elektrotech. Z. A 98(1977), S. 338-340.

[3] D. Nelles und M. Wache: Dämpfung von Leistungspendelungen mittels Wirkleistungs- und Blindleistungssteuerung. Bull. SEV/VSE 82(1991)3, S. 19-25.

[4] K. Reichert: Stabilität und Netzdynamik, aktuelle Probleme der schweizerischen Energieversorgung. Bull. SEV/VSE, 81(1990)7, S. 9-13.

[5] E. Wirth, B. Roesle und K. Sadek: Der Einsatz des statischen Blindleistungskompensators in elektrischen Energienetzen. Brown Boveri Mitt. 69(1982), S. 79-84.

[6] H. Pesch und W. Schulz: Steuerbare Blindleistungskompensation – ein Vergleich der möglichen Alternativen. AEG-Telefunken, Blindleistungskompensation mit Stromrichtern, S. 4-11.

[7] D. Alexa: Self-commutated twelve-pulse reactive power converter with capacitive storage. Etz Archiv 10(1988)7, S. 233-235.

[8] D. Alexa und A. Adascalitzei: Selbstgeführter Blindleistungsstromrichter mit induktivem Speicher. Archiv f. Elektr. 71(1988), S. 115-119.

[9] D. Alexa: Optimal working self-commutated reactive power compensator with inductive store. Archiv f. Elektr. 72(1989), S. 233-237.

[10] D. Alexa: Static reactive power compensator with 18 pulses and inductive storage. Etz Archiv 12(1990)3, S. 63-68.

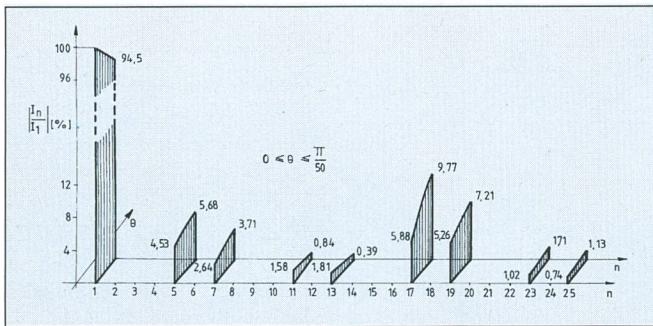


Bild 9 Oberschwingungsspektrum des Gesamtstroms

I<sub>n</sub> Amplitude der n-ten Oberschwingung  
I<sub>1</sub> Grundschwingungsamplitude  
Die angegebenen Werte der Amplituden gelten für Winkel  $\theta$  zwischen  $\theta = 0$  (vorne in der Figur) und  $\theta = \pi/50$  (hinten)

$(\pi/2 + \Delta\beta)$  phasenverschobene Grundschwingungen der Gesamtströme  $i_R$ ,  $i_S$  und  $i_T$  gegenüber den Phasenspannungen  $e_R$ ,  $e_S$  und  $e_T$ . Bei Vernachlässigung der Verluste des Kompensators ergibt sich, dass die drei Stromrichter dem Speisenetz die Blindleistung  $Q$  und die Wirkleistung  $P_C$  abgeben. Die Leistung  $P_C$  kann jedoch im Verhältnis zum Wert von  $Q$  vernachlässigt werden.

## Schlussfolgerungen

In der Arbeit wurde ein statischer Blindleistungskompensator vorgestellt, welcher ohne Festkondensatoren auskommt. Im Vergleich zu herkömmlichen Kompensatoren kann damit die installierte Leistung reduziert werden: für Blindleistungen zwischen  $-Q_B$  und  $+Q_B$  beträgt die in den Halbleiter-Leistungsvorrichtungen installierte Leistung ungefähr 66% der bei der TCR-Variante notwendigen Leistung. Durch Aufsummierung der von den drei sechspulsigen Stromrichtern herrührenden asymmetrischen Ströme erhält man mit dem beschriebenen Kompensator einen erhöhten Grundschwingungsgehalt der Kompensatoreingangsströ-

## Réglage de la puissance réactive dans les réseaux de distribution d'électricité

### Nouveau compensateur de puissance réactive avec accumulateur inductif et thyristors GTO

Dans cet article on présente un compensateur statique de puissance réactive à indice de pulsation 18 à commutation forcée par thyristors GTO. Il présente l'avantage de se passer d'une batterie de condensateurs et que le programme de commande proposé des thyristors permet une réduction substantielle des harmoniques à l'entrée de l'installation. L'utilisation de ce compensateur est particulièrement indiquée dans les réseaux de distribution d'électricité.

Le compensateur proposé (schéma de principe fig. 3) possède trois ponts triphasés à indice de pulsation 6 avec thyristors classiques, trois inductivités  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$  raccordées à ces trois ponts et un circuit de commutation forcée avec thyristors GTO. Les modes de fonctionnement des convertisseurs 1, 2 et 3 sont illustrés chacun aux figures 4, 5 et 6. La figure 8 montre comment les courants des trois convertisseurs s'additionnent en un courant total. La figure 9 montre finalement le spectre des harmoniques résultant, comparé à celui de compensateurs classiques, avec une teneur relative accrue en fondamentale. Avec le concept de condensateur proposé on peut en même temps réduire considérablement la puissance installée: pour les puissances réactives entre  $-Q_B$  et  $+Q_B$ , la puissance installée dans les dispositifs à semi-conducteurs est approximativement 66% de celle nécessaire pour la variante TCR selon la figure 1.