Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 62 (1971)

Heft: 15

Artikel: Der Netztaktumrichter

Autor: Brandt, A.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-915842

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 13.07.2025

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

Der Netztaktumrichter

Von *A. Brandt*, Luzern

Der Netztaktumrichter ist ein neuartiger zwangskommutierter Direktumrichter, für die Speisung von Drehstrommotoren mit variabler Frequenz. Prinzip, Wirkungsweise und Schaltungsmöglichkeiten des neuen Umrichters werden beschrieben. Darüber hinaus gibt der Aufsatz Auskunft über Kurvenform und Analyse der Oberschwingungen ausgangs- und netzseitig. Blindleistungsverhalten und Aufwand werden mit anderen Schaltungen verglichen.

Le convertisseur décrit à la suite est un convertisseur de fréquence électronique à commutation forcée, développé récemment, et dans lequel le changement de fréquence s'effectue en direct sans circuit intermédiaire. Il est destiné en particulier à la commande de moteurs triphasés. Ce travail traite du principe, du fonctionnement et des couplages possibles, ainsi que des propriétés principales et des applications de ce nouveau système de commande. On y trouve en plus une analyse des harmoniques produites dans la tension de sortie et dans le courant côté alimentation et côté charge. Enfin le facteur de puissance côté alimentation et le dimensionnement du convertisseur sont également évalués.

1. Einleitung

Als Netztaktumrichter wird ein dreiphasiger Direktumrichter mit Zwangskommutierung bezeichnet, bei welchem die Ausgangsspannung variabler Frequenz durch periodisches Schliessen und Öffnen der Sternpunkte von Drehstromwicklungen gebildet wird, die mit zyklisch vertauschter Phasenfolge mit den Motorklemmen verbunden sind. Da die Sternpunktbildung mit einer von der Netzfrequenz f_1 abweichenden Taktfrequenz f_2 erfolgt, hat die Grundschwingung der Umrichterausgangsspannung die Differenzfrequenz $f_2 - f_1$, welche durch Änderung der Taktfrequenz in einem grösseren Bereich, bis auf Null, kontinuierlich verstellt werden kann. Der Netztaktumrichter zeichnet sich durch eine geringe Anzahl von Thyristoren und durch eine besonders einfache Steuerung aus. Da sich die Thyristoren im Gleichstrompfad von Diodenbrücken befinden, sind sie imstande, den Laststrom für beide Energierichtungen zu führen, wobei die Energierichtung sich zwangsläufig aus den Spannungsverhältnissen am Ein- und Ausgang des Umrichters ergibt. Eine Umsteuerung der Thyristoren bei Energieumkehr ist infolgedessen nicht erforderlich. Diese Eigenschaft macht den Netztaktumrichter für Drehstromantriebe besonders interessant, weil der Übergang von Beschleunigen zum Bremsen keine regeltechnischen Probleme schafft.

Der in der Folge beschriebene Umrichter wurde vom Verfasser am Zentralschweizerischen Technikum in Luzern entwickelt. Im Gegensatz zum selbstgeführten Zwischenkreisumrichter [1; 2][1]) besitzt der Netztaktumrichter keinen Gleichstromzwischenkreis, d.h. die Umformung des netzfrequenten Drehstromes in Drehstrom variabler Frequenz erfolgt direkt ohne Zwischenstufe. Vom netzgeführten Direktumrichter [3; 4] unterscheidet er sich dadurch, dass die Stromkommutierung durch Löschkreise erzwungen wird. Der Umrichter wird infolgedessen frei von Steuerblindleistung und arbeitet im ganzen Steuerbereich mit gutem Leistungfaktor.

2. Umrichterprinzip

Der Netztaktumrichter nutzt den Frequenzumwandlungseffekt aus, der durch periodisches Schliessen und Öffnen des Sternpunktes eines dreiphasigen Lastkreises mit einer von der Netzfrequenz f_1 abweichenden Taktfrequenz f_2 entsteht. Das durch dieses Takten an den Lastimpedanzen auftretende Spannungsbild setzt sich aus Spannungsausschnitten der Netzspannung zusammen. Die drei Lastphasenspannungen weisen eine Grundschwingung der Frequenz

$$f = f_2 - f_1$$

auf und sind gegeneinander je um 120° phasenverschoben [5].

Nebst einer netzfrequenten Komponente enthält die Lastspannung Spannungskomponenten mit den Frequenzen:

$$n f_2 \pm f_1$$

Hierin ist n eine beliebige ganze Zahl von 1 bis ∞. Die störende netzfrequente Spannungskomponente und eine Reihe von Oberschwingungen lassen sich beseitigen, wenn mehrere Drehstromsysteme abwechslungsweise mit zyklisch vertauschten Phasen auf die Lastimpedanzen geschaltet werden. Fig. 1 zeigt das Prinzipschaltbild für eine 3pulsige Schaltung, bei welcher die drei Lastphasen U_a, V_a, W_a mit drei Drehstromsystemen U, V, W mit zyklisch vertauschten Phasen verbunden

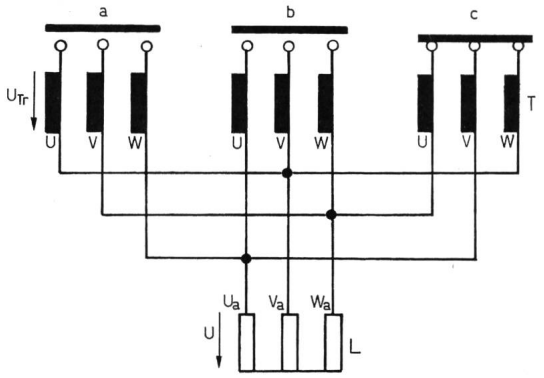

Fig. 1
Prinzipschaltung eines 3pulsigen Netztaktumrichters
L Lastphasen; *T* Transformatorsekundärwicklungen; *U* Umrichterausgangsspannung; U_{Tr} Spannung der Transformatorsekundärwicklung; *U, V, W* Netzphasen; U_a, V_a, W_a Ausgangsphasen
Die sternpunktbildenden Dioden-Thyristorschaltungen sind durch Kontakte a, b, c symbolisiert, sie lösen sich in der angegebenen Reihenfolge ab

[1]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

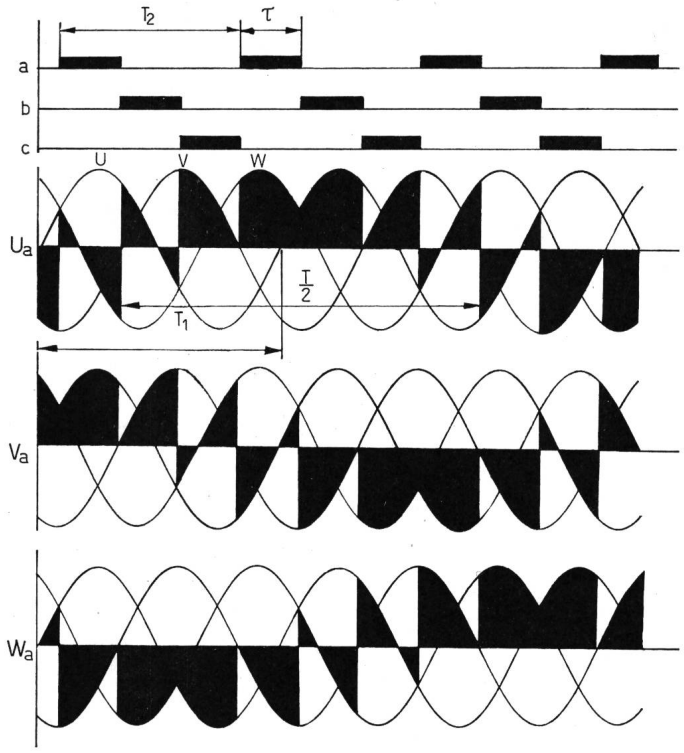

Fig. 2
Kontaktschaltzeitplan und Verlauf der Ausgangsspannung der 3 Phasen eines 3pulsigen Netztaktumrichters bei $f_2 > f_1$
a, b, c Kontaktschaltzeitplan für die Kontakte a, b, c
τ Kontaktschliessdauer; T_1 Periode der Netzspannung; T_2 Taktperiode; T Periode der Ausgangsspannung
Der gezeichnete Spannungsverlauf entspricht einer Ausgangsfrequenz von 16⅔ Hz bei 50 Hz Netzfrequenz. Die Taktfrequenz ist 66⅔ Hz
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

sind. Die Sternpunkte der Drehstromsysteme werden in der Reihenfolge a, b, c geschlossen und geöffnet, wobei die Schliessdauer eines Sternpunktes ⅓ der Taktperiode T_2 beträgt. Die Sternpunktbildung ist im Schaltbild durch Kontakte symbolisiert. In der praktischen Ausführung kann man sich jedoch diese Kontakte durch eine Schaltung von Dioden und Thyristoren ersetzt denken.

Fig. 2 zeigt den Verlauf der Spannungen U_a, V_a, W_a über den drei Lastphasen für die 3pulsige Schaltung. Dank zyklischer Vertauschung der Netzphasenanschlüsse auf den Verbraucher setzt sich die Spannung einer Lastphase aus lückenlos aneinandergereihten Spannungsausschnitten der drei Netzphasen in der Reihenfolge U, V, W zusammen. Für die dargestellten Frequenzverhältnisse (Ausgangsfrequenz 16⅔ Hz bei 50 Hz Netzfrequenz) weisen alle drei Spannungen denselben Verlauf auf, mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 120° bezogen auf die Periode der Ausgangsfrequenz. Die Phasenspannungen U_a, V_a, W_a bilden ein symmetrisches Drehstromsystem, welches bei $f_2 > f_1$ in der umgekehrten Richtung dreht wie das Netzsystem U, V, W. Die Kurvenform der Lastspannung ist von der Taktfrequenz und von der Phasenlage der Steuerimpulse bezüglich der Netzspannung abhängig. Eine eingehendere Untersuchung der Spannungskurve mit Fourieranalyse zeigt, dass trotz ändernder Kurvenform, die Höhe der Grundschwingung und der Oberschwingungsgehalt bzw. der Klirrfaktor der Umrichterausgangsspannung bei variabler Frequenz unverändert bleiben und dass auch die 120° Phasenverschiebung zwischen den Grundschwingungen der drei Phasen erhalten bleibt. Zudem entspricht für alle Frequenzverhältnisse, für welche der Ausdruck

$$a = p\,\frac{f_1}{f} = \frac{f_1}{f_2 - f_1}\,p$$

ganzzahlig wird, der Effektivwert der Ausgangsspannung genau dem Effektivwert der Sekundärspannung des Umrichtertransformators. Es bedeuten:

f_2 Taktfrequenz
f_1 Netzfrequenz
f Ausgangsfrequenz
p Pulszahl pro Taktperiode

Die Pulszahl pro Taktperiode entspricht der Anzahl einander ablösender Drehstromsysteme und beträgt für die in Fig. 1 dargestellte Schaltung $p = 3$. Deshalb wird die Schaltung auch als 3pulsig bezeichnet.

Wird der Netztaktumrichter mit einer Frequenz f_2 gesteuert, die kleiner ist als die Netzfrequenz f_1, dann erhält man an den drei Lastimpedanzen den in Fig. 3 dargestellten Spannungsverlauf. Gegenüber dem Betrieb mit $f_2 > f_1$ unterscheiden sich die Spannungen durch eine andere Kurvenform und durch eine entgegengesetzte Drehrichtung des Drehstromsystems U_a, V_a, W_a. Der Drehsinn des Drehstromsystems U_a, V_a, W_a entspricht jetzt dem Drehsinn des Netzsystems U, V, W. Speist man mit dem Umrichter eine Asynchronmaschine, dann ändert infolgedessen beim Übergang von $f_2 > f_1$ auf $f_2 < f_1$ die Motordrehrichtung. Analysiert man die Ausgangsspannung auch für diesen Betrieb, dann stellt man fest, dass für den Betriebsbereich $f_2 < f_1$ dieselbe Grundschwingung und derselbe Klirrfaktor für die Ausgangsspannung erhalten werden wie bei Betrieb mit $f_2 > f_1$, und dass Grundschwingung und Klirrfaktor frequenzunabhängig sind. Dies trifft jedoch für den Laststrom nicht zu, da die Anzahl z der Spannungsimpulse pro Periode der Ausgangsfrequenz für

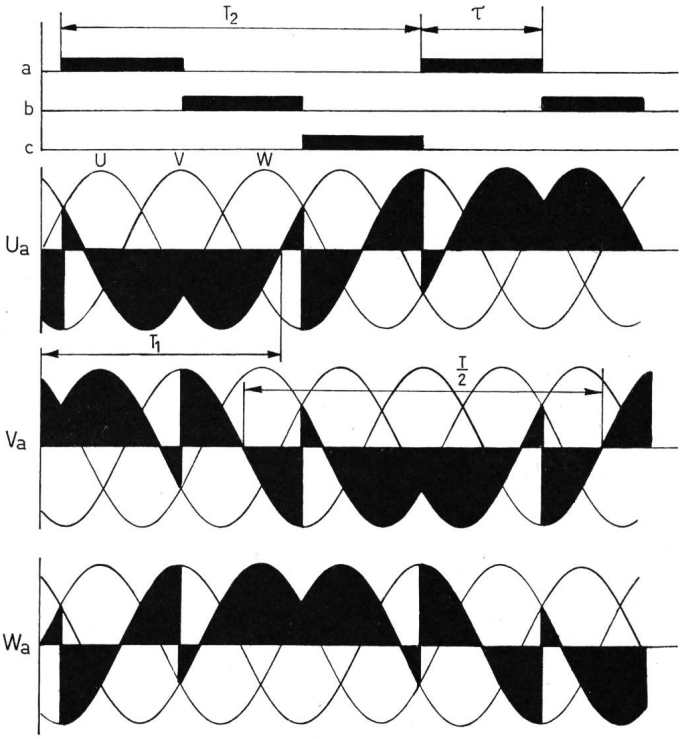

Fig. 3
Wie Fig. 2, aber $f_2 < f_1$
Der gezeichnete Spannungsverlauf entspricht einer Ausgangsfrequenz von 16⅔ Hz bei 50 Hz Netzfrequenz. Die Taktfrequenz ist 33⅓ Hz
Bezeichnungen siehe Fig. 1 und 2

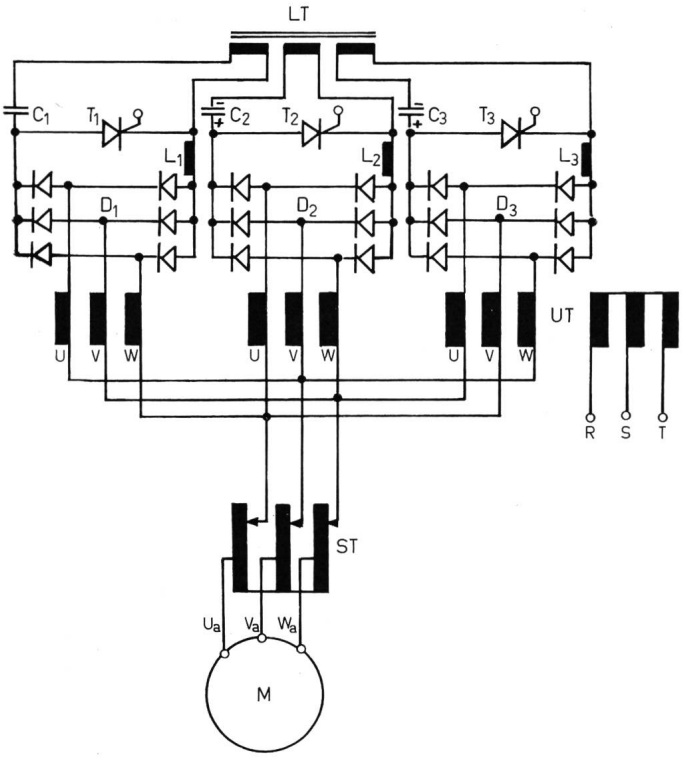

Fig. 4
Schaltbild eines 3pulsigen Netztaktumrichters mit Spannungsregelung durch Stelltransformator am Ausgang
C_1, C_2, C_3 Kommutierungskondensatoren; D_1, D_2, D_3 Diodenbrücken; L_1, L_2, L_3 Sperrdrosselspulen; *LT* Löschtransformator; *M* Motor, Last; *ST* Stelltransformator; T_1, T_2, T_3 Thyristoren; *UT* Umrichtertransformator

$f_2 < f_1$ kleiner ist als für $f_2 > f_1$. Die Anzahl Spannungsimpulse pro Periode der Ausgangsfrequenz f ist gegeben durch:

$$z = p\frac{f_2}{f} = p\frac{f_2}{|f_2 - f_1|}$$

Je kleiner die Impulszahl pro Periode ist, umso grösser werden die Oberwellenströme. Geht man von gleicher Impulszahl pro Periode, z.B. $z = 6$ aus, so ergeben sich folgende Frequenzgrenzen bei $p = 3$:

Für $f_2 < f_1$ $\quad f = f_1 - f_2 = \frac{f_1}{3}$

Für $f_2 > f_1$ $\quad f = f_2 - f_1 = f_1$

Bei $p = 6$ erhält man für $z = 6$:

Für $f_2 < f_1$ $\quad f = \frac{f_1}{2}$

Für $f_2 > f_1$ $\quad f = \infty$
(d.h. für $f_2 > f_1$ ist für den ganzen technisch ausnützbaren Frequenzbereich die Impulszahl pro Periode stets > 6)

Der Vergleich $p = 3$ und $p = 6$ zeigt, dass, gleiche Oberwellenverhältnisse vorausgesetzt, eine Erhöhung der Pulszahl auch den nutzbaren Frequenzbereich vergrössert.

3. Schaltungen

Die Schaltung für einen 3pulsigen Netztaktumrichter zeigt Fig. 4, wo die sternpunktbildenden Kontakte von Fig. 3 durch Dioden und Thyristoren ersetzt sind. Jeder Sternpunkt wird gebildet durch eine Dioden-Drehstrombrücke, welche über einen Thyristor periodisch kurzgeschlossen wird. Die drei sekundären Drehstromsysteme des Umrichtertransformators UT sind mit zyklisch vertauschten Phasen mit einem Ausgangsstelltransformator ST verbunden, an den der Drehstrommotor M angeschlossen ist. Mit dem Stelltransformator wird die Ausgangsspannung des Umrichters an die Ausgangsfrequenz angepasst, damit der angeschlossene Motor bei jeder Frequenz mit konstantem Fluss betrieben werden kann. Ohne Stelltransformator würde sich am Umrichterausgang eine frequenzunabhängige konstante Ausgangsspannung einstellen.

Die Thyristoren T_1, T_2, T_3 werden abwechslungsweise mit der Steuerfrequenz

$$f_2 = f_1 \pm f$$

getaktet und leiten je während $1/3$ Periode von f_2. Es bedeuten: f_1 Netzfrequenz; f Umrichterausgangsfrequenz (Grundschwingung); f_2 Taktfrequenz (Steuerfrequenz); + Zeichen für Vorwärtslauf; − Zeichen für Rückwärtslauf.

Der leitende Thyristor wird durch eine besondere Löscheinrichtung beim Zünden des nächsten Thyristors zwangsläufig gelöscht. Der Löschkreis besteht aus den Löschkondensatoren C_1, C_2, C_3 und dem Löschtransformator LT, der die drei Löschkreise miteinander koppelt. Die Sperrdrosselspulen L_1, L_2, L_3, über welche die Kondensatoren umgeladen werden, sorgen für eine genügend lange Freihaltezeit nach der Thyristorlöschung. Die drei miteinander über den Löschtransformator gekoppelten Schaltkreise bilden zusammen eine 3pulsige Kommutierungsgruppe, die als Baustein für

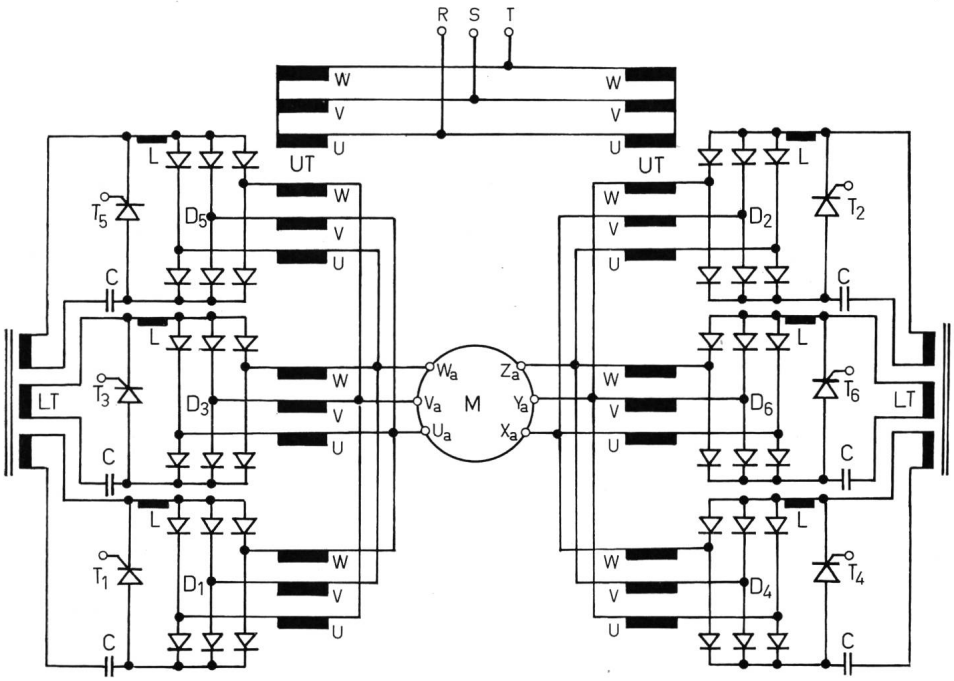

Fig. 5
Wie Fig. 4, aber für einen 2×3pulsigen Netztaktumrichter mit Spannungsregelung durch Zwischenkommutierung
T_1, T_2, $T_3 ... T_6$ Thyristoren;
D_1, D_2, $D_3 ... D_6$ Diodenbrücken
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 4

höherpulsige Schaltungen betrachtet werden kann. Eine Nachrechnung der Bauleistung des Umrichtertransformators und der notwendigen Halbleiterelemente zeigt, dass der Aufwand für 3pulsige Bausteine am kleinsten wird.

Mit Rücksicht auf die bessere Kurvenform und den grösseren praktisch ausnützbaren Frequenzbereich wurde der vom Verfasser aufgebaute Prototyp aus zwei lastseitig seriegeschalteten, 3pulsigen Bausteinen zusammengesetzt. Fig. 5 zeigt die Schaltung, bei welcher die Spannungsregelung, wie weiter unten erläutert, durch Zwischenkommutierung erfolgt, so dass auf Stelltransformatoren am Umrichterausgang verzichtet werden kann. Die Schaltung besteht aus zwei unabhängig voneinander kommutierenden 3pulsigen Bausteinen, die um 60^0 (bezogen auf die Taktfrequenz) phasenverschoben gesteuert werden, so dass die Ausgangsspannung 6pulsigen Charakter annimmt. Der Motor M ist in offener Schaltung an die Ausgänge der beiden 3pulsigen Bausteine angeschlossen. Die Transformatorwicklungen beider Bausteine können in demselben Transformatorgestell vereinigt werden (2stöckiger Transformator). Die Thyristoren jeder Kommutierungsgruppe werden in der gleichen Weise gesteuert wie beim 3pulsigen Netztaktumrichter. Wegen der gegenseitigen 60^0-Phasenverschiebung der Steuerimpulse beider Kommutierungsgruppen kommutieren die beiden 3pulsigen Bausteine nicht gleichzeitig. Die Zündreihenfolge für die Thyristoren ist T_1, T_2, T_3...T_6. In jedem Augenblick sind immer zwei Thyristoren leitend, je ein Thyristor pro Kommutierungsgruppe. An den Motorklemmen einer Phase erscheint zu jedem Zeitpunkt somit die verkettete Spannung von zwei Transformatorphasen. Leiten z. B. die Thyristoren T_1 und T_2, dann liegt über der Motorphase $U_a X_a$ die verkettete Spannung der Netzphasen V und W, leiten hingegen die Thyristoren T_2 und T_3, dann liegt über der Motorphase $U_a X_a$ die verkettete Spannung der Netzphasen V und U. Wie Fig. 6 erkennen lässt, weist die Ausgangsspannung des 6pulsigen Umrichters, über eine Periode betrachtet, einen ähnlichen Verlauf auf wie in Fig. 2, jedoch mit doppelter Pulszahl pro Periode und damit mit wesentlich geringerem Oberschwingungsgehalt. Der Oberschwingungsgehalt entspricht ungefähr dem Oberschwingungsgehalt einer 120^0-Rechteckspannung, die von einem dreiphasigen Konstantspannungs-Zwischenkreisumrichter abgegeben wird. Der Oberschwingungsgehalt des Motorstromes jedoch ist kleiner als bei Verwendung eines Konstantspannungs-Zwischenkreisumrichters, weil die Oberschwingungsfrequenzen beim Netztaktumrichter beträchtlich höher liegen als beim Rechteckverfahren. Fig. 7 zeigt Oszillogramme der Motorspannung und des Motorstromes aufgenommen an einem über den 6pulsigen Umrichterprototyp gespeisten Kurzschlussankermotor im Leerlaufbetrieb und bei Last. Die Oszillogramme wurden alle bei konstanter Motorspannung aufgenommen, deshalb die unterschiedlich hohen Motorleerlaufströme bei den verschiedenen Frequenzen. Die Speisespannung wurde für die Aufnahmen so gewählt, dass bei $16\frac{2}{3}$ Hz der Motor etwa mit Nennfluss betrieben wird. Auffallend ist die gute Kurvenform des Motorstromes besonders bei Vorwärtslauf.

Vom Oberschwingungsgehalt auf der Ausgangsseite des Netztaktumrichters aus betrachtet ist für Motoranwendungen eine Erhöhung der Pulszahl über $p = 6$ nicht angezeigt. Dagegen können die Rückwirkungen des Netztaktumrichters auf das Speisenetz, besonders bei grösseren Leistungen, eine

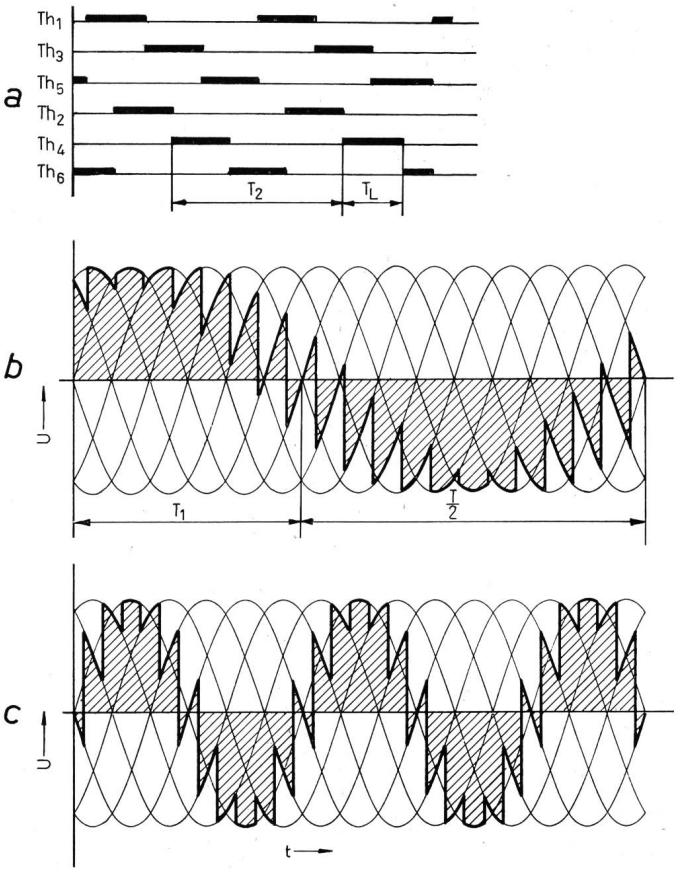

Fig. 6
Ausgangsspannung eines 2×3-Puls-Netztaktumrichters
a Leitzeitdiagramm für die Thyristoren bei $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz
b Ausgangsspannung bei $f = 16\frac{2}{3}$ Hz, $f_1 = 50$ Hz; $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz
c Ausgangsspannung bei $f = f_1 = 50$ Hz, $f_2 = 100$ Hz
$Th_1, Th_2, Th_3 ... Th_6$ Thyristoren; T_1 Netzperiode; T_2 Taktperiode; T Periode der Ausgangsspannung; T_L Thyristorleitzeit

höhere Pulszahl erfordern. Fig. 8 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer 12pulsigen Schaltung, die durch Serieschaltung von zwei 6pulsigen Schaltungen 1, 2, 3...6 bzw. 1', 2', 3'...6' hervorgeht. Im Gegensatz zu Fig. 5 bestehen die 6pulsigen Gruppen nicht aus seriegeschalteten Kommutierungsgruppen, sondern in diesem Beispiel sind die Ausgänge der Kommutierungsgruppe 1, 3, 5 mit den Ausgängen der Gruppe 2, 4, 6 parallelgeschaltet. Da in jeder 6pulsigen Schaltung stets zwei Halbleitereinheiten leitend sind, müssen, damit die Transformatoren dabei nicht kurzgeschlossen werden, die Primärwicklungen der beiden Transformatoren gegenphasig in Serie geschaltet werden. Die vier Kommutierungsgruppen 1, 3, 5 – 2, 4, 6 – 1', 3', 5' – 2', 4', 6' kommutieren in der Reihenfolge der Numerierung, jedoch nicht gleichzeitig. Die Löschkondensatoren und die Löschtransformatoren, welche die drei Halbleitereinheiten einer Kommutierungsgruppe miteinander koppeln, wurden, um die Fig. 8 nicht zu überlasten, weggelassen.

Ein gewisser Nachteil bei der Parallelschaltung von Kommutierungsgruppen für 6pulsige Anwendungen besteht darin, dass beide Kommutierungsgruppen mit getrennten Transformatoren ausgeführt werden müssen, während in der Schaltung gemäss Fig. 5 die Wicklungen in einem 2stöckigen Transformator vereinigt werden können. Man gibt deshalb bei 6pulsigen Umrichtern meistens der Ausführung gemäss Fig. 5 den Vorzug, trotzdem sich beide Schaltungen sonst betriebsmässig vollkommen gleich verhalten.

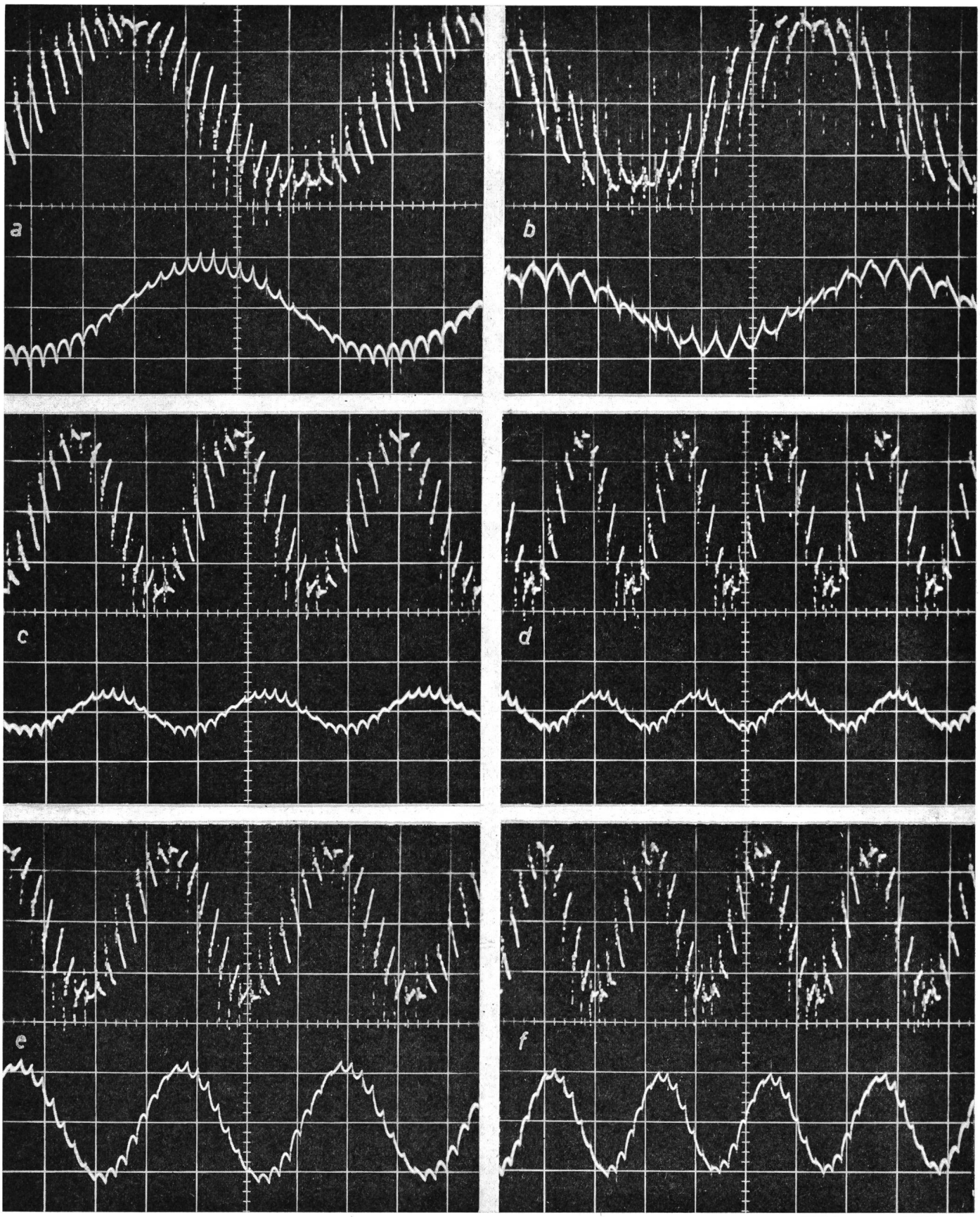

Fig. 7

Oszillogramme von Motorspannung und Motorstrom, aufgenommen an einem über den 2 × 3-Puls-Netztaktumrichter-Prototyp gespeisten Käfigankermotor

In jedem Oszillogramm stellt die obere Kurve den Spannungsverlauf dar, die untere den Stromverlauf

a Leerlaufbetrieb mit $f = 16\frac{2}{3}$ Hz, $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz (Vorwärtslauf)
b Leerlaufbetrieb mit $f = 16\frac{2}{3}$ Hz, $f_2 = 33\frac{1}{3}$ Hz (Rückwärtslauf)
c Leerlaufbetrieb mit $f = 33\frac{1}{3}$ Hz, $f_2 = 83\frac{1}{3}$ Hz (Vorwärtslauf)
d Leerlaufbetrieb mit $f = 50$ Hz, $f_2 = 100$ Hz (Vorwärtslauf)
e Lastbetrieb mit $f = 33\frac{1}{3}$ Hz, $f_2 = 83\frac{1}{3}$ Hz (Vorwärtslauf)
f Lastbetrieb mit $f = 50$ Hz, $f_2 = 100$ Hz (Vorwärtslauf)

Zeitmaßstab 10 ms/Rasterteilung; Ordinatenmaßstäbe 50 V/Rasterteilung bzw. 10 A/Rasterteilung

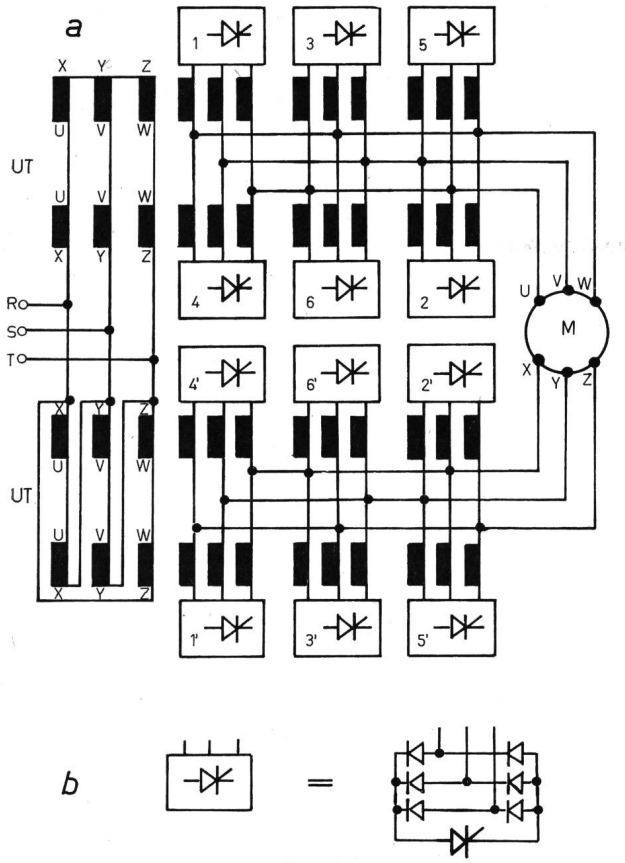

Fig. 8
Prinzipschaltbild eines 12-pulsigen Netztaktumrichters
a Blockschaltbild (die Löscheinrichtungen sind nicht dargestellt)
b Halbleitereinheit

1, 3, 5 Halbleitereinheiten der Kommutierungsgruppe 1
2, 4, 6 Halbleitereinheiten der Kommutierungsgruppe 2
1′, 3′, 5′ Halbleitereinheiten der Kommutierungsgruppe 3
2′, 4′, 6′ Halbleitereinheiten der Kommutierungsgruppe 4
UT Umrichtertransformator; *M* Motor; *RST* Speisenetz

4. Kommutierung

Der Netztaktumrichter arbeitet mit Zwangskommutierung. Die Löschung der Thyristoren erfolgt durch Entladeimpulse aus den Löschkondensatoren C_1, C_2, C_3 in Fig. 4. Diese werden über die Diodenbrücken auf konstante Gleichspannung aufgeladen, sobald der zugehörige Thyristor gesperrt ist. Durch die Aufladung auf eine konstante Gleichspannung ist eine Löschung der Thyristoren in jedem Betriebszustand, d. h. auch bei reduzierter Ausgangsspannung gewährleistet. Die Kommutierung wird von der Frequenz des Speisenetzes unabhängig und der Frequenzbereich am Umrichterausgang wird infolgedessen nicht durch die Netzfrequenz eingeschränkt, wie dies beim netzgeführten Direktumrichter beispielsweise der Fall ist. Zudem erlaubt die Anwendung der Zwangskommutierung — abgesehen von der Verzerrungsblindleistung — eine blindleistungslose Steuerung der Umrichterausgangsspannung durch Zwischenkommutierung.

Die Löschkreise für die drei (eine Kommutierungsgruppe bildenden) Thyristoren sind über den Löschtransformator miteinander gekoppelt (vgl. Fig. 4). Die Sperrdrosselspulen L_1, L_2, L_3 haben die Aufgabe, dem löschenden Thyristor eine ausreichende negative Sperrspannung während seiner Freiwerdezeit aufzudrücken, damit der Thyristor seine Blockierfähigkeit in dieser Zeitspanne wieder erlangen kann.

Der Kommutierungsvorgang spielt sich etwa folgendermassen ab:

Nimmt man an, dass der Thyristor T_1 in Fig. 4 leitend ist, dann ist die Diodenbrücke D_1 kurzgeschlossen und der Sternpunkt des entsprechenden Wicklungssystems gebildet. Der Kondensator C_1 ist zu diesem Zeitpunkt ungeladen, während die Kondensatoren C_2 und C_3 vorher entsprechend der eingezeichneten Polarität je über zwei seriegeschaltete Sekundärsysteme des Umrichtertransformators UT und den Diodenbrücken D_2 bzw. D_3 vom Speisenetz her auf eine Gleichspannung $\hat{U}_c$ von

$$\hat{U}_c = 3\sqrt{2}\ U_{tr}$$

aufgeladen worden sind. (U_{tr} ist der Effektivwert der sekundären Wicklungsspannung am Umrichtertransformator). Die Kondensatorspannung $\hat{U}_c$ entspricht zugleich auch dem Scheitelwert der im Betrieb auftretenden Blockierspannung $\hat{U}_{th}$ über dem Thyristor. Wird nun der Thyristor T_2 gezündet, so entlädt sich der Kondensator C_2 über diesen Thyristor und den Löschtransformator LT. Dieser Entladestromstoss induziert im Löschkreis von Thyristor T_1 einen Strom, der über den Thyristor in Sperrichtung fliesst und den Laststrom im Thyristor auf Null kompensiert, so dass der Thyristor löschen kann. Sobald Thyristor T_1 sperrt, fliesst der induzierte Stromimpuls über die Diodenbrücke D_1 und die Sperrdrosselspule L_1 in den Kondensator C_1 weiter und lädt diesen Kondensator auf positive Polarität auf. Über der Sperrdrosselspule entsteht ein Spannungsabfall, der während der Freihaltezeit t_f als Sperrspannung über dem gelöschten Thyristor ansteht. Die Freihaltezeit muss für jeden Betriebszustand grösser sein als die Thyristorfreiwerdezeit t_q. Sie wird im wesentlichen bestimmt durch die Grösse der Löschkondensatoren und die Induktivität der Sperrdrosselspule und beträgt:

$$t_f = \sqrt{\frac{L\,C}{2}}\ \mathrm{arctg}\left[\frac{\hat{U}_c}{\hat{I}}\sqrt{\frac{C}{2L}}\right]$$

C Kapazität des Löschkondensators;
L Induktivität der Sperrdrosselspule;
$\hat{U}_c$ Kondensatorspannung;
$\hat{I}$ Scheitelwert des zu löschenden Thyristorstromes.

Die Aufladung des Kondensators C_1 ist beendet, sobald der Kondensator C_2 vollkommen entladen ist. Im stationären Betrieb erfolgt somit die Aufladung der Kommutierungskondensatoren hauptsächlich durch Ladungsaustausch zwischen den an der Kommutierung beteiligten Kondensatoren, und nur die während der Kommutierung in den Löschkreisen verbrauchte Verlustenergie wird vom Speisenetz her gedeckt. Nach Abschluss der Kommutierung führt Thyristor T_2 den vollen Laststrom. In ähnlicher Weise spielen sich auch die Kommutierungen von Thyristor T_2 auf T_3 bzw. von T_3 auf T_1 ab.

5. Thyristorbauleistung

Die Thyristoren einer Kommutierungsgruppe werden spannungsmässig in Blockierrichtung mit einer Spannung

$$\hat{U}_{th} = \hat{U}_c = 3\sqrt{2}\ U_{tr}$$

beansprucht. Berücksichtigt man, dass die Grundschwingung der Umrichterausgangsspannung U_1 für den 6pulsigen Umrichter durch die nachfolgende Beziehung ausgedrückt werden kann:

$$U_1 = \frac{3}{\pi}\sqrt{3}\ U_{tr}$$

so ergibt sich für die Thyristorblockierspannung $\hat{U}_{th}$ im Betrieb:

$$\hat{U}_{th} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, \pi\, U_1$$

Dabei bedeutet U_1 den Effektivwert der Grundschwingung der Umrichterausgangsspannung.

Für die Bestimmung der strommässigen Belastung der Thyristoren ist zu berücksichtigen, dass die Thyristoren während ihrer Leitzeit von ⅓ Periode stets den Summenstrom aus den drei Lastphasen führen. Dieser Summenstrom entspricht, abgesehen von den Oberschwingungen, einem Gleichstrom. Die Thyristoren werden deshalb unabhängig von der Frequenz mit annähernd rechteckförmigen 120⁰-Stromimpulsen beansprucht. Der Strommittelwert I_{th} in jedem Thyristor beträgt somit:

$$I_{th} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\, I_1$$

I_1 Effektivwert des Laststromes in einer Motorphase (Grundschwingung).

Ein geeignetes Mass für die Beurteilung des Aufwandes an Thyristoren ist die Thyristorbauleistung, welche für den 6-pulsigen Umrichter wie folgt definiert wird:

$$S_{th} = 6\, \hat{U}_{th} \cdot I_{th}$$

Setzt man die Ausdrücke für $\hat{U}_{th}$ und I_{th} ein, so wird:

$$S_{th} = \frac{4}{\sqrt{3}}\, S = 2{,}31\, S$$

wobei

$$S = 3\, U_1\, I_1$$

die Scheinleistung am Umrichterausgang (Grundwellenleistung) bedeutet.

Vergleichshalber beträgt die Thyristorbauleistung für einen einfachen Gleichstromantrieb mit der Gleichstromleistung S, bestehend aus einem Gleichrichter in Drehstrombrückenschaltung:

$$S_{th} = \frac{2\pi}{3}\, S = 2{,}1\, S$$

Man erkennt daraus, dass der Thyristoraufwand für den Netztaktumrichter, gleiche Ausgangsleistung vorausgesetzt, theoretisch nur um 10 % grösser ist als für den einfachen Gleichstromantrieb. Berücksichtigt man zudem, dass beim Netztaktumrichter eine Nutzbremsung des Motors ohne jeglichen zusätzlichen Aufwand an Thyristoren oder an der Steuerung aus jedem Betriebszustand möglich ist, wie später noch erläutert wird, so wird der geringe Thyristoraufwand des Netztaktumrichters erst recht offensichtlich. Der netzkommutierte Direktumrichter benötigt demgegenüber für denselben Zweck zumindest 18 Thyristoren, wobei die Thyristorbauleistung im günstigsten Fall doppelt so gross wird wie beim Netztaktumrichter. Wird vom netzkommutierten Direktumrichter ausserdem dauernd Betrieb mit 16⅔ Hz oder mit einer in der Nähe von Null liegenden Frequenz gefordert, dann ist zusätzlich eine Überdimensionierung der Thyristoren notwendig, weil gewisse Thyristoren des Umrichters dann nicht oder nur teilweise an der Stromführung beteiligt sind. Im Extremfall steigt der Thyristoraufwand auf etwa den 3,5fachen Wert im Vergleich zum Netztaktumrichter an. Eine Überdimensionierung der Thyristoren ist beim Netztaktumrichter auch im Bereich der Frequenz $f = 0$ nicht erforderlich, da alle Thyristoren selbst für diesen Extremfall rechteckförmige, 120⁰-Stromimpulse mit Taktfrequenz führen. Bei einem schlüssigen Vergleich des Netztaktumrichters mit anderen Umrichtern müssten selbstverständlich ausser einer angemessenen Berücksichtigung des Diodenaufwandes, der etwas grösseren Transformatorleistung und der Kommutierungseinrichtungen, auch die Vor- und Nachteile einander gegenübergestellt werden. Da eine zahlenmässige Bewertung von Schaltungseigenschaften im allgemeinen recht problematisch ist, wird auf einen weitergehenderen Vergleich verzichtet.

6. Spannungssteuerung

Der Betrieb von Drehstrommotoren mit variabler Frequenz bedingt eine Anpassung der Speisespannung an die jeweilige Frequenz, damit der Motor über den ganzen Frequenzbereich mit möglichst konstantem Fluss arbeitet. Die Ausgangsspannung des Umrichters muss deshalb regelbar sein. In grober Näherung kann, bis zu nicht allzu kleinen Frequenzen, die Spannung linear mit der Frequenz variiert werden. Bei einfachen Schaltungen wird dies, wie z. B. in Fig. 4 dargestellt ist, durch einen Stelltransformator am Umrichterausgang erreicht, wobei die tiefste Betriebsfrequenz weitgehend die Bauleistung des Stelltransformators bestimmt. Die Bauleistung des Stelltransformators schränkt somit den Frequenzbereich nach unten ein. Will man den Frequenzbereich bis $f = 0$ ausnützen, so muss die Spannung elektronisch, z. B. durch Zwischenkommutieren geregelt werden.

Eine elektronische Regelung der Spannung durch Zwischenkommutierung kann bei der 2×3 Pulsschaltung Fig. 5 besonders einfach verwirklicht werden. Leiten nämlich gleichzeitig die Thyristoren zweier einander phasenmässig gegenüberliegenden Brücken, z. B. T_1 und T_4 oder T_3 und T_6 oder T_5 und T_2, so tritt an allen drei Motorphasen während der gemeinsamen Leitzeit der beiden Thyristoren die Spannung Null auf. Es ist somit möglich, durch Einfügen zusätzlicher Steuerimpulse zur Erzeugung von Zwischenkommutierungen aus dem Verlauf der Ausgangsspannung mehr oder weniger breite Streifen herauszuschneiden, wodurch die Spannungszeitfläche und entsprechend auch die Grundschwingung der Ausgangsspannung verändert wird. Fig. 9 zeigt den Verlauf der Umrichterspannung bei Spannungsregelung durch Zwischenkommutierung und das Leitzeitdiagramm der Thyristoren. Im Leitzeitdiagramm erkennt man, dass in die schwarze Steuerimpulsfolge für den Maximalspannungsbetrieb eine zusätzliche weisse Steuerimpulsfolge eingefügt wurde, die gegenüber der schwarzen Impulsfolge um

$$\frac{T_2}{2} + \tau$$

phasenverschoben ist. Die einstellbare Verzögerung τ entspricht der Impulsbreite in der Ausgangsspannung. Wird τ von 0 auf $T_2/6$ variiert, so steigt die Grundschwingung der Umrichterausgangsspannung von 0 auf die Maximalspannung an, nach der Beziehung

$$U_1 = \frac{6}{\pi}\, U_{tr} \sqrt{3}\, \sin\left[\pi \frac{\tau}{T_2}\right]$$

wobei: U_1 Effektivwert der Grundschwingung;
U_{tr} Effektivwert der sekundären Wicklungsspannung des Transformators

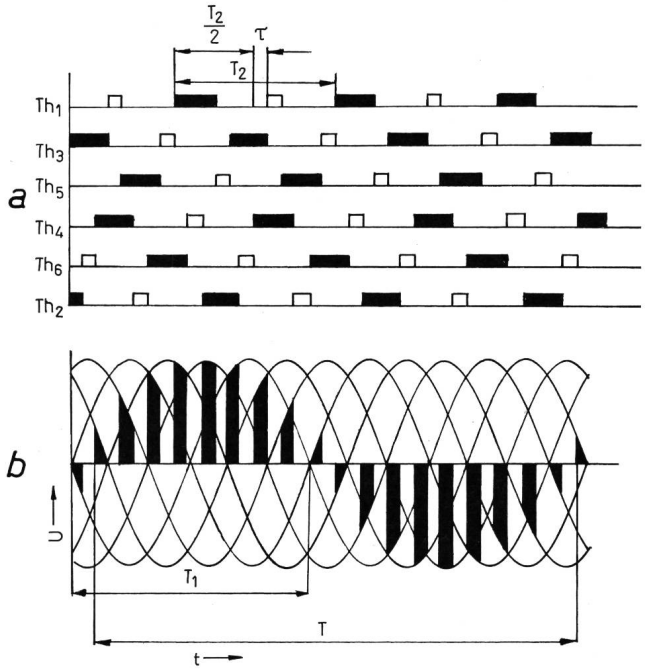

Fig. 9
Ausgangsspannung eines 2×3-Puls-Netztaktumrichters bei auf ca. 50% zurückgeregelter Spannung durch Zwischenkommutierung
a Leitzeitdiagramm für die Thyristoren = Steuerimpulsdiagramm
b Ausgangsspannung bei f = 25 Hz, f_1 = 50 Hz, f_2 = 75 Hz
$Th_1, Th_2 ... Th_6$ Thyristoren; T_1 Netzperiode; T_2 Taktperiode; T Periode der Ausgangsspannung; τ Impulsbreite der Spannungsimpulse = Verzögerungszeit für die Steuerimpulsfolge für die Zwischenkommutierung; schwarze Impulse = Steuerimpulse für Maximalspannungsbetrieb; weisse Impulse = Steuerimpulse für die Zwischenkommutierung

τ Dauer der Spannungsimpulse = Verzögerung der Impulsfolge für die Zwischenkommutierung gegenüber der Impulsfolge für Maximalspannungsbetrieb
T_2 Taktperiode

Die Ausgangsspannung des Umrichters kann somit durch Änderung der Phasenlage der Steuerimpulse für die Zwischenkommutierungen stufenlos eingestellt werden. τ kann so geregelt werden, dass der Motorfluss im Bereich 0 bis Maximalspannung frequenzunabhängig bleibt, wodurch der Motor, unabhängig von seiner Drehzahl, bei konstantem Lastmoment einen praktisch konstanten Strom aufnimmt.

Da während dem Spannungsnullbetrieb der Motorstromkreis über die gezündeten Thyristoren geschlossen bleibt, wird der Motorstrom nicht unterbrochen und kann ungehindert weiterfliessen. Der Umrichter gestattet während den Spannungslücken den Freilauf. Fig. 10a zeigt Oszillogramme von Motorspannung und Motorstrom bei Spannungsregelung durch Zwischenkommutierung. Zum Vergleich zeigt Fig. 10b die Verhältnisse bei maximaler Umrichterspannung. Der Motorstrom weist wie Fig. 10a zeigt, dank der Freilaufeigenschaften der Schaltung, bei Zwischenkommutierung keine Lücken auf und hat abgesehen von etwas grösseren Oberschwingungen denselben Verlauf wie bei voller Spannung.

Vom Betrieb mit Spannung Null kann auch im Störungsfall Gebrauch gemacht werden, indem bei leitendem Thyristor T_1 z. B. der gegenüberliegende Thyristor T_4 gezündet wird und alle übrigen Steuerimpulse gesperrt werden. Der Motor läuft alsdann überspannungsfrei im Freilauf aus. Eine Gefährdung der Thyristoren durch auftretende Schaltüberspannungen am Motor kann dadurch vermieden werden.

7. Blindleistung und Leistungsfaktor

In der Stromrichtertechnik wird zwischen Steuerblindleistung und Verzerrungsblindleistung unterschieden. Die Steuerblindleistung entsteht dadurch, dass bei Phasenanschnittsteuerung die Grundschwingung des Netzstromes mit steigendem Anschnittwinkel gegenüber der Netzspannung verschoben wird. Die Verzerrungsblindleistung wird von den Oberschwingungen hervorgerufen und ist von der Pulszahl der Schaltung abhängig. Die Verzerrungsblindleistung wird in der Formel für den Leistungsfaktor

$$\lambda = v \cos \varphi$$

durch den Verzerrungsfaktor v berücksichtigt, während der Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ in grober Näherung dem Cosinus des Anschnittwinkels α entspricht.

Konstruiert man beim mit Maximalspannung (d. h. ohne Zwischenkommutierung) auf einen Ohmschen Verbraucher

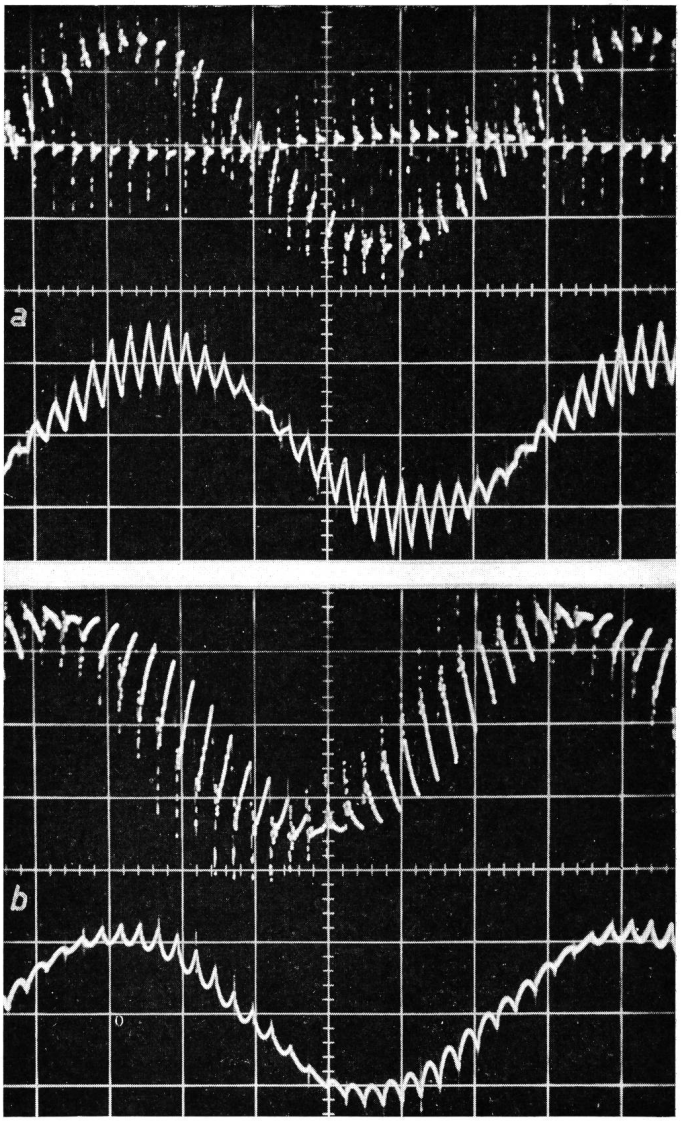

Fig. 10
Oszillogramme von Motorspannung und Motorstrom bei Speisung des Drehstrommotors über einen 2 × 3-Puls-Netztaktumrichter
a bei Spannungsregelung durch Zwischenkommutierung
b bei maximaler Umrichterspannung
In den Oszillogrammen stellt die obere Kurve die Motorspannung, die untere den Motorleerlaufstrom dar

Umrichterfrequenz f = 16⅔ Hz
Taktfrequenz f_2 = 66⅔ Hz (Vorwärtslauf)

arbeitenden Netztaktumrichter, aus den sekundären Phasenströmen den Netzstrom, den der Umrichter aufnimmt, so resultiert ein unterbruchsfreier, sinusförmiger Stromverlauf. Bei diesem Stromverlauf beträgt der Leistungsfaktor des Umrichters $\lambda = 1$, da der Netzstrom verzerrungsfrei und in Phase zur Netzspannung liegt. Mit zunehmend induktiver Last verschlechtert sich die Kurvenform des Netzstromes und der Verzerrungsfaktor nimmt bis auf ca. 0,93 ab. Sieht man von der Verzerrungsblindleistung ab, so entspricht die vom Umrichter aufgenommene Blindleistung der Verbraucherblindleistung. Der Leistungsfaktor, mit dem der Netztaktumrichter bei voller Spannung das Netz belastet, ergibt sich aus dem Produkt Verzerrungsfaktor und Last-cos φ. Der Netztaktumrichter arbeitet dabei über den ganzen Frequenzbereich ohne Steuerblindleistung.

Wird beim Netztaktumrichter die Ausgangsspannung durch Zwischenkommutierung geregelt, dann erhält der bei Ohmscher Last sinusförmige Verlauf des Netzstromes streifenförmige Ausschnitte. Der Netzstrom weist dadurch, neben einer mit der Netzspannung in Phase liegenden Grundschwingung, Oberschwingungen auf, welche den Verzerrungsfaktor verschlechtern. Da die Grundschwingung des Netzstromes in Phase zur Speisespannung liegt verbraucht der Netztaktumrichter auch bei zurückgeregelter Spannung keine Steuerblindleistung. Die vom Netz bezogene Blindleistung ist eine reine Verzerrungsblindleistung und der Umrichterleistungsfaktor entspricht bei Ohmscher Umrichterlast direkt dem Verzerrungsfaktor, der in Funktion der Impulsbreite τ für den 6pulsigen Umrichter nach folgender Beziehung ermittelt werden kann:

$$\lambda = \sqrt{6\,\frac{\tau}{T_2}}$$

worin: λ Netzleistungsfaktor;
T_2 Taktperiode;
τ Breite der Spannungsimpulse.

Die grösste Blindleistung wird vom Netz bei auf ca. 50 % der Maximalspannung zurückgeregelter Ausgangsspannung bezogen, d.h. bei

$$\frac{\tau}{T_2} = \frac{1}{12}$$

Der Leistungsfaktor beträgt für diesen Fall

$$\lambda = 0{,}707$$

Günstigere Blindleistungsverhältnisse bei zurückgeregelter Spannung werden erhalten, wenn die Spannung nicht durch Zwischenkommutierung, sondern durch gegenseitige Verdrehung der Ausgangsspannung von zwei seriegeschalteten 3pulsigen Gruppen geregelt wird, oder durch Stelltransformatoren am Umrichterausgang.

8. Spannungs- und Stromoberschwingungen am Umrichterausgang

Die Ausgangsspannung des 6pulsigen Netztaktumrichters, welche bei Spannungsregelung durch Zwischenkommutierung den in Fig. 9 dargestellten Verlauf aufweist, kann nach *Fourier* in eine Grundschwingung und in eine Reihe von Oberschwingungen zerlegt werden. Für die Ausgangsspannung einer Phase gilt die Gleichung:

$$u = \frac{6}{\pi}\sqrt{3}\,U_{tr}\sqrt{2}\left[A_1\cos(\Omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} A_{6k+1}\cos(N_{6k+1}\Omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} A_{6k-1}\cos(N_{6k-1}\Omega t)\right]$$

Die Fourierkoeffizienten in dieser Gleichung sind:

$$A_1 = \sin\left(\frac{\tau}{T_2}\pi\right)$$

$$A_{6k+1} = \frac{\sin\left[(6k+1)\frac{\tau}{T_2}\pi\right]}{6k+1}$$

$$A_{6k-1} = \frac{\sin\left[(6k-1)\frac{\tau}{T_2}\pi\right]}{6k-1}$$

In diesen Beziehungen bedeuten:

U_{tr} Effektivwert der sekundären Wicklungsspannung des Umrichtertransformators;
A_1 Fourierkoeffizient der Grundschwingung;
A_{6k+1}, A_{6k-1} Fourierkoeffizienten der Oberschwingungen;
N_{6k+1}, N_{6k-1} Ordnungszahl der Oberschwingungen bezogen auf die Grundschwingung am Umrichterausgang;
$\Omega = \omega_2 - \omega_1$ Kreisfrequenz der Grundschwingung der Umrichterausgangsspannung;
ω_2 Taktkreisfrequenz;
ω_1 Netzkreisfrequenz;
τ Spannungsimpulsbreite;
T_2 Taktperiode;
k ganze Zahl von 1...∞

Der erste Klammerausdruck obenstehender Spannungsgleichung entspricht der Grundschwingung der Ausgangsspannung mit der Kreisfrequenz:

$$\Omega = \omega_2 - \omega_1$$

Die Summenausdrücke in der Klammer beziehen sich auf die Oberschwingungen der Ausgangsspannung mit den auf die Grundschwingung Ω bezogenen Ordnungszahlen:

$$N_{6k+1} = 6k\left(\frac{\omega_1}{\Omega} + 1\right) + 1$$

und

$$N_{6k-1} = 6k\left(\frac{\omega_1}{\Omega} + 1\right) - 1$$

Alle auftretenden Oberschwingungen sind drehfeldbildend. Die Oberschwingungsdrehfelder mit den Ordnungszahlen N_{6k+1} drehen in der gleichen Richtung wie das Grundwellendrehfeld, die Oberschwingungen der Ordnungszahlen N_{6k-1} ergeben bei $\omega_2 > \omega_1$ entgegengesetzt drehende Drehfelder. Die Ordnungszahlen sind nicht konstante Zahlenwerte sondern vom Verhältnis Netzfrequenz zu Ausgangsfrequenz abhängig. Tabelle I vermittelt die unteren vorkommenden Ordnungszahlen für verschiedene Frequenzverhältnisse.

Obenstehende Ausdrücke für die Ausgangsspannung des Netztaktumrichters lassen erkennen, dass die Effektivwerte von Grundschwingung und Oberschwingungen von der Ausgangsfrequenz unabhängig sind. Somit ist es auch der Gesamteffektivwert U der Ausgangsspannung, der in folgender Beziehung zur Wicklungsspannung U_{tr} des Transformators steht:

$$U = \sqrt{3}\,U_{tr}$$

Ordnungszahlen für die Oberschwingungen der Umrichterausgangsspannung

Tabelle I

$\frac{\Omega}{\omega_1}$	1/3	1/2	2/3	1	3/2	2	3
N_5	23	17	14	11	9	8	7
N_7	25	19	16	13	11	10	9
N_{11}	47	35	29	23	19	17	15
N_{13}	49	37	31	25	21	19	17
N_{17}	71	53	44	35	29	26	23
N_{19}	73	55	46	37	31	28	25
N_{23}	95	71	59	47	39	35	31
N_{25}	97	73	61	49	41	37	33

Die Spannungseffektivwerte von Grundschwingung und Oberschwingungen ändern hingegen mit der Spannungsregelung. Fig. 11 zeigt in diesem Zusammenhang die Abhängigkeit der Fourierkoeffizienten $A_1 ... A_{13}$ von der Breite τ der angeschnittenen Spannungsimpulse. Bei voller Spannung, d.h. $\tau/T_2 = 1/6$ sind die Oberschwingungen verglichen mit der Grundschwingung klein. Mit abnehmender Grundschwingung vergrössert sich jedoch das Verhältnis Oberschwingungen zu Grundschwingung ganz beträchtlich.

Ein einfaches Mass für die in der Ausgangsspannung auftretenden Verzerrungen stellt der Klirrfaktor dar. Er wird definiert als das Verhältnis Gesamteffektivwert aller Oberschwingungen

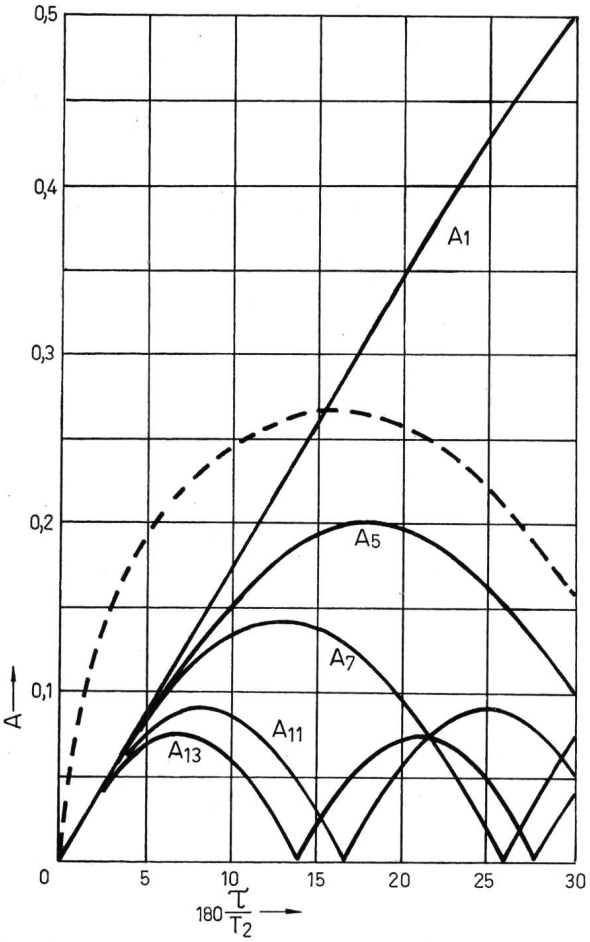

Fig. 11
Fourierkoeffizienten der Ausgangsspannung eines 6-pulsigen Netztaktumrichters in Abhängigkeit von der Spannungsregelung τ/I_2
Die gestrichelte Kurve gibt den Gesamteffektivwert an
τ Breite der Spannungsimpulse; T_2 Taktperiode

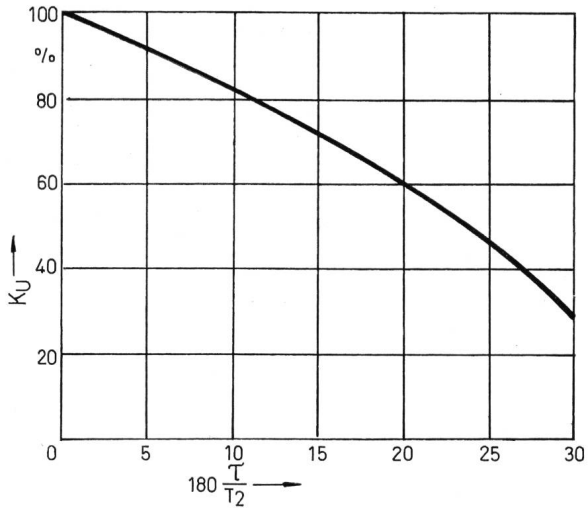

Fig. 12
Klirrfaktor K_U für die Ausgangsspannung eines 6-pulsigen Netztaktumrichters in Abhängigkeit von der Spannungsregelung
Bezeichnungen siehe Fig. 11

$$\sqrt{\sum U_\nu^2}$$

zum Gesamteffektivwert U der Ausgangsspannung:

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum U_\nu^2}}{U}$$

Die Abhängigkeit des Klirrfaktors K_U für die Umrichterausgangsspannung von der Spannungsregelung τ/T_2 vermittelt Fig. 12. Die Kurve zeigt, dass der Klirrfaktor, der für die 6-pulsige Schaltung bei voller Spannung ca. 30 % beträgt, mit abnehmender Spannungsimpulsbreite bis auf 100 % zunimmt.

Für den Motor wichtiger als die Spannungsoberschwingungen sind die im Motorstrom auftretenden Verzerrungen, welche in analoger Weise wie bei der Spannung durch einen Stromklirrfaktor K_I ausgedrückt werden können. Im Gegensatz zum Spannungsklirrfaktor, der von der Ausgangsfrequenz unabhängig ist, sind für den Klirrfaktor des Motorstromes die Ausgangsfrequenz und der Motorstreufaktor bestimmend. Die Frequenzabhängigkeit ist eine Folge der Frequenzabhängigkeit der Ordnungszahlen N_{6k+1} und N_{6k-1} für die Oberschwingungen. Dass der Streufaktor des Motors von wesentlichem Einfluss ist, hängt damit zusammen, dass die Oberwellenströme, infolge des grösseren Schlupfes der Oberwellendrehfelder, durch die Streuinduktivitäten des Motors begrenzt werden, während die Grundschwingung des Motorleerlaufstromes durch die Magnetisierungsreaktanz des Motors bestimmt wird. Motoren mit kleinem Streufaktor führen deshalb grössere Oberwellenströme. Fig. 13 vermittelt den Klirrfaktor K_I für den Leerlaufstrom eines Motors mit einem Streufaktor $\sigma = 10$ %. Die gestrichelte Linie entspricht den Klirrfaktorwerten, die bei frequenzproportionaler Spannungsregelung resultieren, wenn das Spannungsmaximum bei der Ausgangsfrequenz $f = f_1 = 50$ Hz angesetzt wird. Der Klirrfaktor für den Motorleerlaufstrom, der im dargestellten Beispiel eines Motors mit $\sigma = 10$ % zwischen 20 % und 45 % beträgt, ist besonders bei stark zurückgeregelter Spannung wesentlich kleiner als der Klirrfaktor der Motorspannung. Dies hängt mit der relativ hohen Ordnungszahl der Ober-

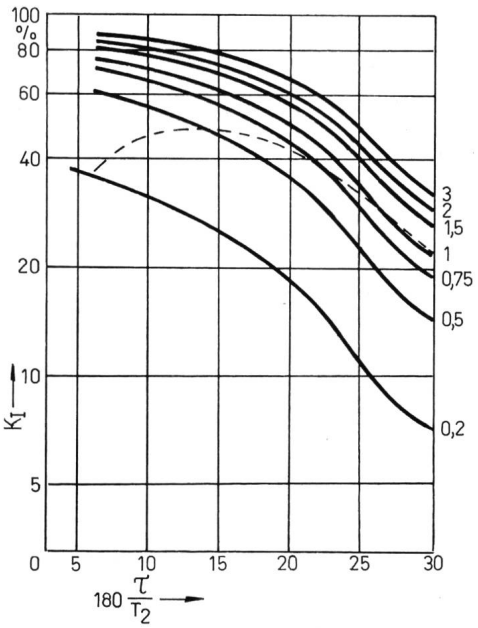

Fig. 13

Klirrfaktor K_I für den Leerlaufstrom eines über einen 6-pulsigen Netztaktumrichter gespeisten Drehstrommotors in Abhängigkeit von der Spannungsregelung

Gestrichelte Kurve = Klirrfaktor bei frequenzproportionaler Spannungsregelung

Die Kurven gelten für einen Motor mit Streufaktor $\sigma = 10\,\%$

Parameter der Kurvenschar f/f_1

Bezeichnungen siehe Fig. 11

wellen bei kleiner Ausgangsfrequenz zusammen (vgl. Tabelle I). Die Grösse der Oberschwingungen im Motorstrom ist praktisch lastunabhängig. Dadurch erscheint der Laststrom des Motors weit weniger verzerrt als der Leerlaufstrom. Infolgedessen nimmt der Klirrfaktor mit zunehmender Motorlast weiter ab und beträgt für den mit Nennmoment arbeitenden Motor nur noch ca. 10...20 %. Für Motorspeisung kann deshalb eine Pulszahl von $p = 6$ mit Rücksicht auf die auftretenden Stromoberwellen als vollauf genügend erachtet werden.

9. Stromoberschwingungen im Speisenetz, Netzrückwirkungen

Der dem Speisenetz entnommene Strom des Netztaktumrichters kann bei Ohmscher Last des Umrichters verhältnismässig einfach berechnet und nach *Fourier* in Grundschwingung und Oberschwingungen zerlegt werden. Für einen 6pulsigen Netztaktumrichter mit Spannungsregelung durch Zwischenkommutierung erhält man dabei für den Netzstrom den folgenden Ausdruck:

$$i_N = \hat{I}_N \left[A_1^* \cos(\omega_1 t) + \sum_{k=1}^{\infty} A_{6k+1}^* \cos(N_{6k+1}^* \omega_1 t) + \sum_{k=1}^{\infty} A_{6k-1}^* \cos(N_{6k-1}^* \omega_1 t) \right]$$

Die Fourierkoeffizienten in dieser Gleichung sind:

$$A_1^* = 6 \frac{\tau}{T_2}$$

$$A_{6k+1}^* = A_{6k-1}^* = 6 \frac{\tau}{T_2} \cdot \frac{\sin\left(6 k \pi \frac{\tau}{T_2}\right)}{6 k \pi \frac{\tau}{T_2}}$$

In diesen Beziehungen bedeuten:

$\hat{I}_N$ Netzstromscheitelwert;
A_1^* Fourierkoeffizient der Grundschwingung;
$A_{6k+1}^* = A_{6k-1}^*$ Fourierkoeffizienten der Oberschwingungen;
N_{6k+1}^*, N_{6k-1}^* Ordnungszahlen der Oberschwingungen bezogen auf die Netzfrequenz;
ω_1 Kreisfrequenz des Speisenetzes;
τ Spannungsimpulsbreite;
T_2 Taktperiode;
k ganze Zahl von 1...∞.

Der erste Klammerausdruck entspricht der Grundschwingung des Netzstromes mit der Netzkreisfrequenz ω_1; die Summenausdrücke in der Klammer beziehen sich auf die Oberschwingungen des Netzstromes mit den auf die Netzfrequenz bezogenen Ordnungszahlen:

$$N_{6k+1}^* = 6k \left(\frac{\Omega}{\omega_1} + 1 \right) + 1$$

$$N_{6k-1}^* = 6k \left(\frac{\Omega}{\omega_1} + 1 \right) - 1$$

Die Oberwellenordnungszahlen sind nicht feste Zahlenwerte, sondern vom Verhältnis der Ausgangsfrequenz zur Netzfrequenz abhängig. Tabelle II führt die unteren vorkommenden Ordnungszahlen für verschiedene Frequenzverhältnisse auf.

Aus der Tabelle geht hervor, dass der 6pulsige Netztaktumrichter bei Betrieb mit Netzfrequenz, d.h. $\Omega = \omega_1$ Oberschwingungen der gleichen Ordnungszahl im Netz hervorruft wie eine 12pulsige Gleichrichterschaltung und erst bei sehr kleinen Ausgangsfrequenzen ($\Omega/\omega_1 = 0$) 6pulsig auf das Speisenetz rückwirkt.

Die Grösse der Oberschwingungen im Netzstrom geht aus Fig. 14 hervor, welche die Fourierkoeffizienten A_1^*, A_{6k+1}^* und A_{6k-1}^* darstellt. Gestrichelt eingezeichnet ist in diesem Bild auch die Quadratsumme sämtlicher Oberschwingungen. Charakteristisch ist das Fehlen jeglicher Oberschwingungen im Netzstrom bei voller Umrichterspannung d.h. bei $\tau/T_2 = 1/6$. Der Netzstrom eines rein Ohmisch belasteten Netztaktumrichters ist bei voller Spannung wie schon früher erwähnt oberwellenfrei und deshalb rein sinusförmig. Die Oberwellenfreiheit trifft nur bei Ohmscher Last und voller Spannung zu. Mit zunehmend induktiver Belastung des Umrichters treten in steigendem Masse Verzerrungen im Netz-

Ordnungszahlen für die Oberschwingungen des vom Netz bezogenen Stromes

Tabelle II

$\frac{\Omega}{\omega_1}$	1/3	1/2	2/3	1	3/2	2	3
N_5	7	8	9	11	14	17	23
N_7	9	10	11	13	16	19	25
N_{11}	15	17	19	23	29	35	47
N_{13}	17	19	21	25	31	37	49
N_{17}	23	26	29	35	44	53	71
N_{19}	25	28	31	37	46	55	73
N_{23}	31	35	39	47	59	71	95
N_{25}	33	37	41	49	61	73	97

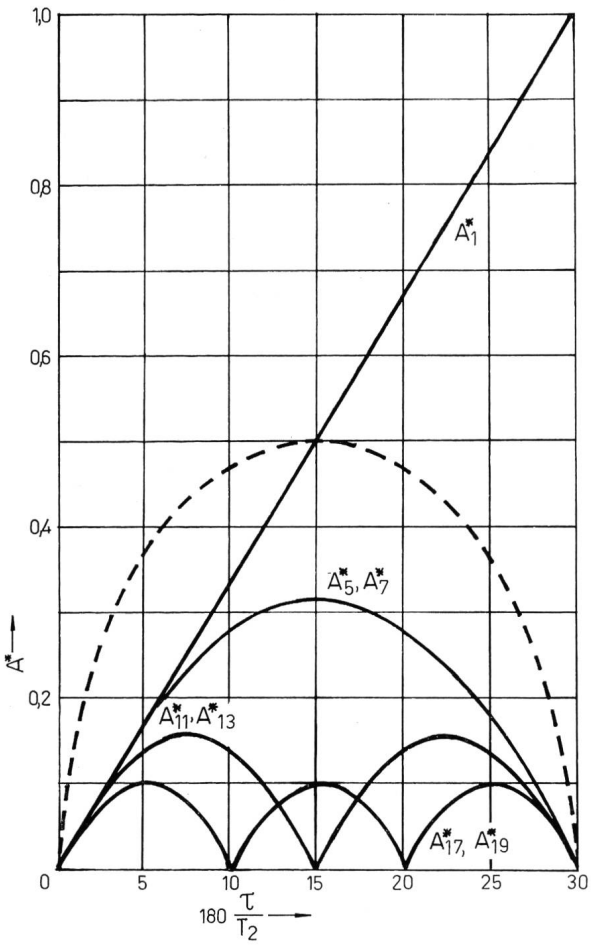

Fig. 14
Fourierkoeffizienten des Netzstromes bei Ohmscher Belastung eines 6-pulsigen Netztaktumrichters in Abhängigkeit von der Spannungsregelung

Die gestrichelte Kurve gibt die Oberwellenquadratsumme $\sqrt{\sum A_\nu^{*2}}$ an
Bezeichnungen siehe Fig. 11

strom auf. Die Netzoberschwingungen lassen sich bei rein induktiver Belastung für eine Umrichterfrequenz von 50 Hz relativ einfach berechnen. Für den 6pulsigen Netztaktumrichter erhält man unter diesen Voraussetzungen ein mit einer 12pulsigen Gleichrichterschaltung vergleichbares Frequenzspektrum. Die Oberschwingungen im Netzstrom des Netztaktumrichters haben dieselben Frequenzen wie für den 12-pulsigen Gleichrichter, die Oberwelleneffektivwerte sind jedoch durchwegs um den Faktor 2,5mal grösser als beim 12-Pulsgleichrichter. Rechnet man bei einem 12-Pulsgleichrichter mit einem Oberschwingungsgehalt im Netzstrom von ca. 15,7 % entsprechend einem Klirrfaktor von ca. 15,5 %, so beträgt der Oberschwingungsgehalt eines 6pulsigen, rein induktiv belasteten Netztaktumrichters im Netzstrom ca. 39 % entsprechend einem Stromklirrfaktor von ca. 37 %.

Als Oberschwingungsgehalt ν wird der Ausdruck

$$\sqrt{\sum (A_\nu^*)^2}$$

verstanden, wobei zwischen Oberschwingungsgehalt ν und Klirrfaktor K_N die Beziehung besteht:

$$\nu = \frac{K_N}{\sqrt{1 - K_N^2}}$$

$\sum (A_\nu^*)^2$ Quadratsumme aller Oberschwingungskoeffizienten.

Ungünstiger liegen die Verzerrungsverhältnisse bei zurückgeregelter Spannung. Fig. 15 vermittelt den Verlauf des Klirrfaktors K_N für den Netzstrom eines 6pulsigen, rein Ohmisch belasteten Netztaktumrichters in Funktion von der Spannungsregelung. Der Klirrfaktor nimmt mit abnehmender Spannung relativ rasch von 0 aus zu. Man beachte jedoch, dass die Zunahme des Klirrfaktors auf Werte bis 100 % nicht allein auf die Zunahme der Oberschwingungen zurückzuführen ist, sondern damit zu begründen ist, dass mit abnehmender Spannung auch die Grundschwingung des Netzstromes proportional abnimmt. Aus Fig. 14 entnimmt man, dass der Oberschwingungsgehalt ein Maximum von 50 % nicht überschreitet. Dieses Maximum tritt etwa bei halber Maximalspannung auf. Für kleinere Spannungen nimmt der Oberschwingungsgehalt wieder ab.

Die vom Netztaktumrichter benötigte Blindleistung ist, wie in Abschnitt 7 gezeigt wurde, reine Verzerrungsblindleistung bzw. Oberwellenblindleistung, definiert als Produkt von Netzspannung und Gesamtstromeffektivwert aller Oberschwingungen. Die Kurve für den Oberschwingungsgehalt in Fig. 14 stellt daher auch den Verlauf der Blindleistung in Abhängigkeit von der Spannungsregelung dar, die Kurve A_1^* den Verlauf der aufgenommenen Wirkleistung des Umrichters. Bei voller Spannung und rein Ohmscher Last benötigt gemäss dieser Kurve der Netztaktumrichter, wie schon erwähnt, keine Blindleistung; bei halber Spannung ist die Verzerrungsblindleistung gleich gross wie die aufgenommene Wirkleistung.

10. Netzrückspeisung, Nutzbremsung

Die über Thyristoren kurzgeschlossenen Diodenbrücken bilden bei leitendem Thyristor einen in beiden Energierichtungen leitenden Netzsternpunkt. Eine Änderung der Stromrichtung im Verbraucher und damit auch in den Transformatorwicklungen ist infolgedessen jederzeit möglich. Der leitende Thyristor löscht dabei beim Stromnulldurchgang des Laststromes nicht, weil er stets den Summenstrom der drei Lastphasen führt. Der Netztaktumrichter ist imstande, ohne Umschaltung aus jedem Betriebszustand ins Drehstromnetz zurückzuspeisen. Damit ist auch für jede Motordrehzahl und ohne Verzögerung Nutzbremsung möglich.

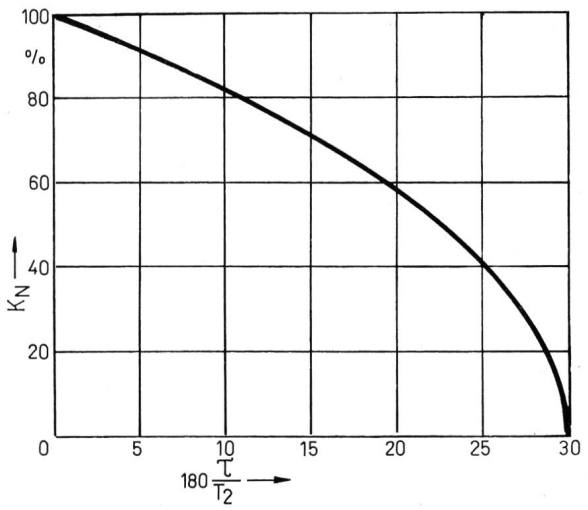

Fig. 15
Klirrfaktor K_N für den Netzstrom eines ohmisch belasteten 6-pulsigen Netztaktumrichters mit Spannungsregelung durch Zwischenkommutierung, in Abhängigkeit von der Spannungsregelung

Bezeichnungen siehe Fig. 11

Die Rückspeisung ins Drehstromnetz erfolgt bei einem Drehstromantrieb zwangsläufig, ohne irgendwelche Steuermassnahmen, sobald der Drehstrommotor z. B. durch Senkung der Umrichterfrequenz vorübergehend mit negativem Schlupf arbeitet, d. h. der Rotor schneller dreht als das mit Umrichterfrequenz erzeugten Drehfeld. Das dabei auftretende Bremsmoment ist vom Motorschlupf abhängig und kann nötigenfalls durch Regelung der ins Netz zurückgespeisten Leistung begrenzt werden.

Die Möglichkeit ins Drehstromnetz zurückzuspeisen macht den Netztaktumrichter besonders für Stromrichterkaskaden interessant, weil dank dieser Rückspeisung der Motor sowohl untersynchron als auch übersynchron betrieben werden kann. Bei untersynchronem Lauf speist der Umrichter die Schlupfleistung des Motors ins Speisenetz zurück, bei übersynchronem Lauf liefert der Umrichter dem Rotor die für übersynchronen Betrieb benötigte Schlupfleistung (doppelt gespeister Asynchronmotor). Fährt man im untersynchronen Lauf mit $f_2 > f_1$, im übersynchronen Bereich mit $f_2 < f_1$, so ist theoretisch ein Regelbereich von 0...1,5 mal synchrone Motordrehzahl möglich. Beim Übergang von $f_2 > f_1$ auf $f_2 < f_1$ ergibt sich beim Netztaktumrichter zwangsläufig die erforderliche Drehrichtungsänderung für das Rotordrehfeld. Eine Umschaltung ist weder im Hauptstromkreis noch im Steuerkreis erforderlich.

11. Anwendungsmöglichkeiten

Der Netztaktumrichter wird besonders für Antriebe vorteilhaft, für welche

a) Drehmomentumkehr (Bremsen),
b) Grosser Drehzahlregelbereich (Frequenzen von 0...50 Hz und darüber),
c) Guter Leistungsfaktor bzw. kleine Blindleistung auch bei kleinen Drehzahlen,

Voraussetzung ist. Der Umrichterantrieb tritt in diesem Anwendungsbereich in Konkurrenz zum Gleichstromreversierantrieb in Antiparallelschaltung, Kreuzschaltung oder H-Schaltung. Antriebstechnisch weist er dieselben Eigenschaften, Kennlinien und Regelungsmöglichkeiten auf wie der Gleichstromantrieb, hat jedoch als Vorteil u. A. das Fehlen der Steuerblindleistung im ganzen Drehzahlregelbereich, d. h. er arbeitet über den ganzen Drehzahlbereich mit gutem Leistungsfaktor. Nicht zu übersehen sind ferner die Vorteile des Antriebsmotors. Als Käfigankermotor ausgeführt ist der Motor robuster, billiger und in grösserem Masse wartungsfrei.

Wichtige Anwendungsbeispiele für Direktantriebe dieser Art mit Netztaktumrichter sind:

a) Haspelantriebe in Walzwerken;
b) Walzwerkumkehrantriebe im Frequenzbereich 0...25 Hz (Vor- und Rückwärtslauf);
c) Förderanlagen, speziell mit Positionierungsmöglichkeit;
d) Papiermaschinenantriebe, besonders dort wo mit Kriechgegeschwindigkeit rückwärts gefahren werden muss;
e) Antriebe für Maschinenprüfstände (Asynchrone Pendelmaschine).

Neben diesen Anwendungen eignet sich der Netztaktumrichter besonders für Stromrichterkaskaden bzw. Doppelspeisung von Schleifringankermotoren. Bei untersynchronen Stromrichterkaskaden wurden bis anhin netzgeführte Zwischenkreisumrichter [2; 6] für die Rückspeisung der Schlupfleistung ins Drehstromnetz eingesetzt. Da ohne einen zusätzlichen parallelen Umrichter eine Umkehrung der Energierichtung nicht möglich ist, wurde bei derartigen Kaskadenschaltungen auf übersynchronen Lauf verzichtet. Ist trotzdem unter- und übersynchroner Betrieb Bedingung, dann ist die Doppelspeisung des Schleifringankermotors über einen netzgeführten Direktumrichter [2] angezeigt. Der Stator des Motors wird in dieser Schaltung vom Netz mit 50 Hz gespeist, der Rotor über den in der Frequenz verstellbaren Direktumrichter, wobei im übersynchronen Lauf in den Rotor eingespeist, im untersynchronen vom Rotor ins Netz zurückgespeist wird. Der Regelbereich dieser Stromrichterkaskade ist jedoch durch die begrenzte Ausgangsfrequenz des netzgeführten Direktumrichters beschränkt (maximale Umrichterfrequenz ca. 20 Hz). Dazu kommt, dass bei gewissen Frequenzen (z. B. bei 0 und 16⅔ Hz) gewisse Thyristoren an der Stromführung nur teilweise oder überhaupt nicht beteiligt sind, was eine beträchtliche Überdimensionierung des Umrichters bedingt. An diese Stelle kann der preisgünstigere Netztaktumrichter treten, der zudem im Frequenzbereich dank der Zwangslöschung der Thyristoren nicht begrenzt ist. Falls erwünscht, kann bei geeigneter Dimensionierung des Umrichters ein Anfahren der Kaskade aus dem Stillstand heraus vorgenommen werden.

Bei einer unter- und übersynchron arbeitenden Stromrichterkaskade braucht, verglichen mit einer nur untersynchron betriebenen Kaskade, bei gleichem Regelbereich nur halb soviel Schlupfleistung über den Umrichter zu- oder weggeführt zu werden. Der Netztaktumrichter der Kaskade wird infolgedessen nur halb so gross ausfallen wie der Zwischenkreisumrichter einer untersynchronen Kaskade für gleichen Drehzahlregelbereich. Dies dürfte ein wesentlicher Punkt für die Anwendung des Netztaktumrichters in Stromrichterkaskaden darstellen. Anwendungsbeispiele für Stromrichterkaskaden sind besonders Antriebe mit niedrigem Anfahrmoment, wie z. B.:

a) Antriebe für grosse Lüfter;
b) Antriebe für grosse Kreiselpumpen (Umwälzpumpen für Kernreaktoren, Kesselspeisepumpen);
c) Antriebe für Gummi- und Kunstoffkalander.

Darüber hinaus kann man sich leicht vorstellen, dass, dank dem bis auf 0 reichenden Drehzahlbereich Kaskadenschaltungen mit Netztaktumrichter auch für Antriebe, welche mit hohem Drehmoment anfahren müssen in Frage kommen können. Legt man bei solchen Antrieben die Synchrondrehzahl des Motors (auf 50 Hz bezogen) z. B. auf 2/3 der geforderten Maximaldrehzahl fest, so braucht der Netztaktumrichter unter der Voraussetzung konstantes Moment im ganzen Drehzahlbereich, nur für 2/3 der maximalen Antriebsleistung dimensioniert zu werden. Die kleinere Umrichterleistung kann die Kaskadenschaltung u. U. preiswerter werden lassen als ein Direktantrieb mit variabler Frequenz, welcher für die volle Motorleistung ausgelegt werden müsste.

12. Zusammenfassung

Der Netztaktumrichter ist ein dreiphasiger Direktumrichter mit Zwangskommutierung, für die Umformung von netzfrequentem Drehstrom in Drehstrom variabler Frequenz. Vom bis anhin für Antriebe verwendeten selbstgeführten Zwischenkreisumrichter unterscheidet er sich durch das Fehlen eines Gleichstromzwischenkreises, vom netzgeführten Direktumrichter der vorzugsweise in Stromrichterkaskaden eingesetzt wird, unterscheidet ihn die Zwangskommutierung, die ihn

von der Frequenz des Speisenetzes unabhängig macht. In diesem Sinne vereinigt er die Vorteile des selbstgeführten Zwischenkreisumrichters mit denjenigen des Direktumrichters. Die Hauptmerkmale des Netztaktumrichters sind die folgenden:

a) Der Umrichter arbeitet energierichtungsunabhängig, so dass Energierückspeisung ins Drehstromnetz bei jeder Frequenz und damit Bremsung des Motors jederzeit und ohne jegliche Umschaltung gewährleistet ist. Die Energierichtung ist zwangsläufig durch die Spannungsverhältnisse am Ein- und Ausgang des Umrichters gegeben.

b) Der Umrichter weist eine, bezogen auf seine Bauleistung, kleine Thyristorzahl auf. Damit ist auch der Aufwand für die Steuerung des Umrichters gering. Die Thyristoren führen bei der 2 × 3-Pulsschaltung stets während ⅓ der Taktperiode Strom. Der Thyristorstrom ist abgesehen von Stromoberschwingungen ein Gleichstrom, der eine Zwangslöschung bedingt.

c) Das Motordrehfeld und damit der Drehsinn des Antriebes kehren ihre Richtung um, sobald die Taktfrequenz kleiner als die Netzfrequenz gewählt wird.

d) Der Frequenzbereich des Umrichters ist nach oben theoretisch nur durch die Schalteigenschaften der Thyristoren begrenzt. Praktisch wird man jedoch mit der Frequenz bei der 6pulsigen Schaltung kaum über 150 Hz hinausgehen. Bei Rückwärtslauf wird die Ausgangsfrequenz mit Rücksicht auf die zunehmenden Stromoberschwingungen auf ca. 25 Hz begrenzt werden müssen.

e) Der Netztaktumrichter arbeitet bei jeder Frequenz und Spannung ohne Steuerblindleistung und infolgedessen mit gutem Leistungsfaktor. Es tritt nur Verzerrungsblindleistung auf und dies nur bei induktiver Last oder bei durch Zwischenkommutierung zurückgeregelter Spannung.

f) Die Regelung der Ausgangsspannung z.B. proportional zur Frequenz erfolgt stufenlos in einfacher Weise durch Zwischenkommutierung.

g) Die Kurvenform der Ausgangsspannung und besonders diejenige des Laststromes sind, wie aus den Oszillogrammen in Fig. 7 hervorgeht, bei der 6pulsigen Schaltung bemerkenswert gut.

h) Der Netztaktumrichter eignet sich für die Direktspeisung von Drehstromantrieben mit variabler Frequenz und dürfte speziell dann vorteilhaft sein, wenn für den Antrieb Drehmomentumkehr verlangt wird. Von ganz besonderer Bedeutung ist der Netztaktumrichter für Stromrichterkaskaden, wo er dank der Möglichkeit sowohl im untersynchronen als auch im übersynchronen Bereich zu arbeiten, eine wesentliche Herabsetzung der für den Regelbereich erforderlichen Umrichterleistung und damit der Kosten für die Frequenzumformung erlaubt.

Es bleibt zu hoffen, dass der Netztaktumrichter als neuartige Lösung Eingang in die moderne Antriebstechnik finden wird.

Literatur

[1] *L. Abraham, K. Heumann* und *F. Koppelmann:* Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren. AEG-Mitt. 54(1964)1/2, S. 89...106.

[2] *A. Schönung:* Möglichkeiten zur Regelung von Drehstrommotoren mit Stromrichtern. Brown Boveri Mitt. 51(1964)8/9, S. 540...554.

[3] *J. Langer:* Umrichterspeisung von Synchronmotoren für Rohrmühlen. Brown Boveri Mitt. 57(1970)3, S. 112...120.

[4] *F. Wesselak:* Thyristorstromrichter mit natürlicher Kommutierung. Siemens Z. 39(1965)3, S. 199...205.

[5] *A. Brandt:* Der Netztaktumrichter, ein neues Umrichtungsverfahren für kollektorlose Drehstromantriebe. Neue Technik 11(1969)A3, S. 159...174.

[6] *H. Ott:* Antriebe mit Halbleiter-Stromrichtern über netzgeführte Stromrichter. ETZ-A 88(1967)18, S. 452...458.

[7] *F. Blaschke, G. Hütter* und *U. Schneider:* Zwischenkreisumrichter zur Speisung von Asynchronmaschinen für Motor- und Generatorbetrieb. ETZ-A 89(1968)5, S. 108...112.

[8] *H. Fischer:* Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe in der chemischen Industrie. Siemens Z. 38(1964)6, S. 395...404.

[9] *F. Blaschke, H. Ripperger* und *H. Steinkönig:* Regelung umrichtergespeister Asynchronmaschinen mit eingeprägtem Ständerstrom. Siemens-Z. 42(1968)9, S. 773...777.

[10] *K. Bystron:* Neue Wege in der modernen Antriebstechnik durch Anwendung umrichtergespeister Drehfeldmaschinen. Technica 18(1969)20, S. 1927...1932 + 1939 und Nr. 23, S. 2271...2276 + 2283...2285.

[11] *A. Peyer:* Neue kollektorlose Regelantriebe. Bull. Oerlikon –(1969)387/388, S. 1...11.

[12] *G. Aichholzer:* Ein neuer Umrichterantrieb mit natürlicher Kommutierung, E und M 86(1969)6, S. 234...241.

[13] *K. Heumann* und *A. G. Stumpe:* Thyristoren, Eigenschaften und Anwendungen. Stuttgart, Teubner-Verlag, 1969.

[14] *M. Meyer* und *G. Möltgen:* Thyristoren in der technischen Anwendung. Band 1: Stromrichter mit erzwungener Kommutierung. Berlin/München, Siemens AG, 1967.

[15] *M. Meyer* und *G. Möltgen:* Thyristoren in der technischen Anwendung. Band 2: Netzgeführte Stromrichter. Berlin/München, Siemens AG, 1967.

Adresse des Autors:

Armand Brandt, dipl. Ing. ETH, Prof. am Zentralschweizerischen Technikum, Luzern.