

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 74 (1983)

Heft: 23

Artikel: Umrichtermotor

Autor: Brandt, A.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-904894>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 17.03.2025

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

Umrichteromotor

A. Brandt

Der Aufsatz beschreibt einen neuartigen Drehstromantrieb, bei welchem drei Drehstromwicklungssysteme im Stator eines Käfigankermotors, zyklisch vertauscht am Drehstromnetz angeschlossen, periodisch abwechselnd ein- und ausgeschaltet werden, so dass die Motordrehfeldachse beim Umschalten jeweils sprunghaft, entgegen der Drehfeldrichtung, mehr oder weniger weit zurückversetzt wird. Daraus resultiert die Möglichkeit einer stufenlosen Steuerung der Motordrehzahl vom Stillstand bis über die Synchrondrehzahl des Asynchronmotors hinaus, wenn das Rückstellen der Drehfeldachse jeweils entsprechend schneller erfolgt als mit Netzfrequenz.

L'entraînement à vitesse variable décrit est constitué d'un moteur asynchrone à cage d'écurie, dont le stator est muni de trois systèmes d'enroulements triphasés qui, par l'intermédiaire de semiconducteurs, sont périodiquement enclenchés et déclenchés l'un après l'autre et ceci de façon à obtenir, à cadence variable, un déplacement du champ tournant, pas à pas en sens inverse. Il en résulte la possibilité d'un réglage continu de la vitesse du moteur dans les deux sens de rotation, simplement en variant la cadence d'amorçage des semiconducteurs. Le moteur tourne en direction du champ tournant, lorsque la cadence d'amorçage est choisie inférieure à la fréquence du réseau d'alimentation et il tourne par conséquence en sens inverse, lorsque la cadence d'amorçage dépasse la fréquence du réseau.

Adresse des Autors

Prof. Armand Brandt, dipl. Ing. ETH, Ingenieurschule ZTL, 6048 Horw.

1. Einleitung

Die Fortschritte der letzten Jahre in der Entwicklung von Leistungsthyristoren mit kurzer Freiwerdezeit ist nicht ohne Einfluss auf die Antriebstechnik geblieben. Für eine Reihe von Anwendungen zeichnet sich in jüngster Zeit die Ablösung des Gleichstromantriebes durch den umrichter-gespeisten, frequenzgesteuerten Drehstromantrieb ab. Diese Ablösung hat vorerst nur zögernd eingesetzt. Gründe dafür sind die hohen, durch den billigeren Drehstrommotor zwar zum Teil wieder kompensierten Kosten für den teuren Umrichter (insbesondere wenn dieser mit Zwangskommütierung ausgerüstet werden muss) und der Mangel an genügender Betriebserfahrung mit solchen Antrieben. Ein starker Beweggrund für das Vordringen der neuen Technik dürfte der Umstand sein, dass die Industrie Drehstrommotoren bevorzugt, weil solche Antriebe einen geringeren Wartungsanspruch aufweisen als Gleichstromantriebe.

Die bis anhin ausgeführten Lösungen in dieser Technik bestehen fast durchwegs aus einem gesondert aufgestellten statischen Frequenzumformer (Umrichter) und einem Drehstrommotor herkömmlicher Bauart, der vom Umrichter her mit variabler Frequenz und variabler Spannung versorgt wird [1...4].

Beim Umrichteromotor, der im folgenden beschrieben wird, bilden die Stromrichterventile nicht die übliche Umrichtereinheit, sondern sind in drehfeldbildende Wicklungssysteme eines speziell gewickelten Käfigankermotors integriert. Die Ventilgruppen schalten diese Wicklungssysteme periodisch ein und aus und bewirken damit, ähnlich wie beim Schrittmotor, ein sprunghaftes Rückstellen der Achse des Motordrehfeldes. Die Lösung wurde an der Ingenieurschule ZTL, Horw LU, entwickelt und soll anlässlich des 25jährigen Bestehens der Schule an dieser Stelle erstmals vorgestellt werden.

2. Prinzipieller Aufbau und Wirkungsweise

Die räumliche Drehgeschwindigkeit eines Drehfeldes kann bei einem Drehstrommotor dadurch verändert werden, dass man die drei Phasenanschlüsse periodisch zyklisch vertauscht. Erfolgt dieses zyklische Vertauschen der Phasen in der Reihenfolge R, S, T jeweils nach $\frac{1}{3}$ Netzperiode, so kehrt die magnetische Achse des Drehfeldes bei jeder Umschaltung an ihren Ausgangspunkt zurück. Sie bewegt sich damit dauernd zwischen zwei um $\frac{2}{3}$ Polteilungen verschobenen Extremlagen. Der Rotor mag diesen raschen Schwankungen nicht zu folgen und bleibt demzufolge stehen. Erfolgt das zyklische Vertauschen hingegen zeitlich nach weniger als $\frac{1}{3}$ Netzperiode, dann springt die Feldachse, entgegengesetzt zur Drehfeldrichtung, bei jeder Umschaltung über den Ausgangspunkt hinaus und der Rotor dreht entgegen dem Drehfeld mit der Leerlaufdrehzahl n (U/min)

$$n = \frac{60(f_u/3 - f_1)}{p} (1 - s_0) \\ = \frac{60(f_2 - f_1)}{p} (1 - s_0)$$

f_u = 3 f_2 Umschaltfrequenz, mit welcher die zyklischen Umschaltungen vorgenommen werden.

f_1 Netzfrequenz (50 Hz)

f_2 Taktfrequenz, mit welcher die Thyristoren einzeln gezündet werden.

p = Polpaarzahl des Motors

s_0 = Leerlaufschlupf des Motors

Erfolgt demgegenüber das periodische Umschalten jeweils nach mehr als $\frac{1}{3}$ Netzperiode ($f_2 < f_1$), dann kehrt die Rotordrehrichtung um, worauf auch das negative Vorzeichen in der obigen Formel hindeutet. Der Rotor dreht in diesem Fall in Richtung des Netzdrehfeldes, je nach der Grösse der Frequenzdifferenz ($f_2 - f_1$) mit mehr oder weniger grosser Geschwindigkeit. Somit ist durch Variieren der Steuerfre-

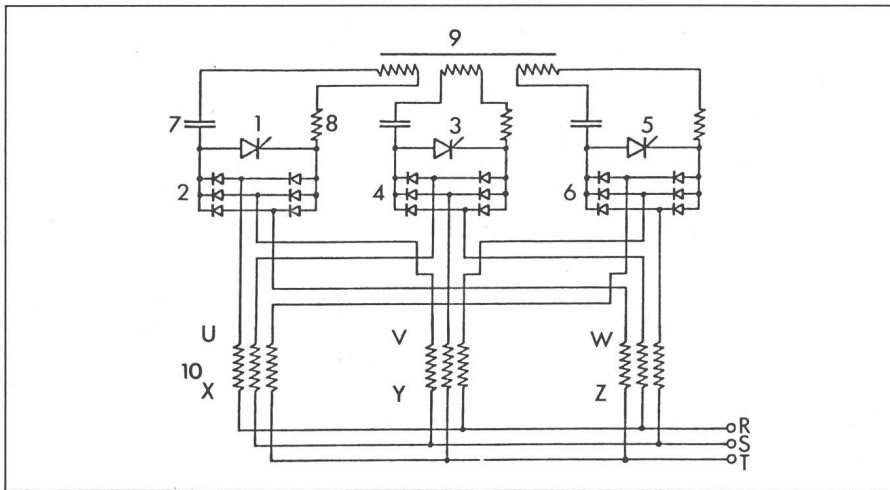


Fig. 1 Prinzipschaltbild eines dreipulsigen Umrichterantriebes

1, 3, 5	Kurzschlussthyristoren	9	Löschübertrager
2, 4, 6	Diodenbrücken	10	Statorwicklungen des Motors
7	Kommutierungskondensator	U-X, V-Y, W-Z	Motorphasen
8	Kommutierungs-drossel	R, S, T	Netzphasen

quenz f_2 eine stufenlose Verstellung der Drehzahl in beiden Drehrichtungen möglich. Nach diesem Prinzip arbeitet der im folgenden beschriebene Umrichtermotor.

Das zyklische Vertauschen von drei Motorphasen mit den Netzphasen bedingt einen grossen Thyristoraufwand; da die Thyristoren zwangskommutiert sein müssen, resultiert eine aufwendige Kommutierungseinrichtung. Eine Reduktion des Thyristoraufwandes kann erzielt werden, wenn nicht ein einzelnes Drehstromwicklungssystem zyklisch auf die Netzphasen umgeschaltet wird, sondern drei Drehstromsysteme im Stator des Motors vorgesehen werden, die mit zyklisch vertauschter Phasenfolge fest mit den Netzphasen verbunden sind und deren Sternpunkte abwechselnd periodisch geschlossen und geöffnet werden. Diese Lösung wurde beim Umrichtermotor, dessen Prinzipschaltbild in Fig. 1 dargestellt ist, angewandt. Die Sternpunkte der Wicklungssysteme werden durch Diodenbrücken, die durch Thyristoren kurzschliessbar sind, gebildet. Die Thyristoren werden in der Reihenfolge 1, 3, 5 gezündet und lösen einander in der Stromführung ab, wobei eine Kondensatorlöscheinrichtung dafür sorgt, dass der vorausgehend leitende Thyristor beim Zünden des nächsten gelöscht wird. Die Wicklungsstränge der Motorphase U-X erhalten damit nacheinander die Spannungen der Netzphasen R, S, T aufgedrückt, die Wicklungsstränge der Motorphase V-Y entsprechend die Spannungen der Phasen S, T, R, und die Wicklungsstränge der Motorphase

W-Z die Spannungen der Phasen T, R, S. Die für eine Motorphase wirksame Spannung setzt sich damit aus den Spannungsausschnitten zusammen, die den drei Wicklungssträngen dieser Motorphase jeweils eingepreßt werden. Fig. 2a zeigt für die Motorphase U-X wie der auf diese Weise konstruierte Verlauf der resultierenden Phasenspannung für die Taktfrequenz $f_2 = 100$ Hz zustande kommt. Der Rotor des Motors dreht bei dieser Taktfrequenz, je nach Motorschlupf, annähernd mit Synchrondrehzahl gegen das Netzdrehfeld.

Mit abnehmender Taktfrequenz würde sich die wirksame Spannungszeitfläche einer Halbwellen der resultierenden Spannung u_M einer Statorphase und damit der Scheitelwert des Motorflusses einer Phase

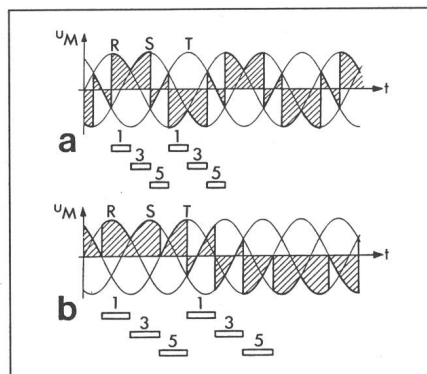


Fig. 2 Verlauf der im Rotor eines dreipulsigen Umrichtermotors induzierten Stillstandspannung

a	bei Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 100$ Hz
b	bei Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz ohne Spannungsregelung
u_M	induzierte Motorspannung
1, 3, 5	Leitzeitdiagramm der Thyristoren

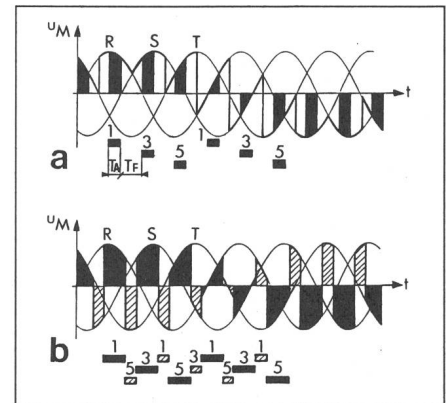


Fig. 3 Verlauf der im Rotor eines dreipulsigen Umrichtermotors induzierten Stillstandspannung bei Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz und Spannungsregelung

a	durch Freilaufbrücken
b	durch Zwischen-takten
u_M	induzierte Motorspannung
1, 3, 5	Leitzeitdiagramm der Hauptthyristoren
T_A	Dauer der Antriebsphase
T_F	Dauer der Freilaufphase

$$\Phi = \int u_M dt$$

vergrössern (Fig. 2b). Deshalb muss die wirksame Spannungszeitfläche bei kleiner werdender Drehzahl etwa proportional mit der Drehzahl reduziert werden. Dies ist auf zwei Arten möglich:

- durch Anschneiden der Spannungszeitfläche, indem die Leitzeit der Thyristoren bei gegebener Taktfrequenz verkürzt wird (Fig. 3a) und Freilaufkreise für die Aufnahme des Motorstromes während den Spannungspausen vorgesehen werden,
- indem im normalen Kommutierungsablauf Zwischenkommutierungen eingebaut werden, welche im Spannungsverlauf vorübergehend negative Spannungszeitflächen verursachen (schraffierte Spannungszeitfläche in Fig. 3b).

Die Schaltung des Antriebes für Spannungssteuerung nach Variante a ist in Fig. 4 gezeigt. Neben den Sternpunktschaltern 1, 3, 5 (durch Rechteckblöcke schematisiert), welche das zyklische Vertauschen der Motorphasen vornehmen, besitzt die Schaltung drei weitere Sternpunktschalter 10, 30, 50. Diese drei den Netzphasen R, S, T zugeordneten Schalter schliessen jeweils drei Motorphasenwicklungen zu einem Freilaufkreis kurz, in welchem sich der Motorstrom abbauen kann. Fig. 4a zeigt für diese Schaltung, dick ausgezogen, den Stromkreis für die Antriebsphase bei gezündetem Sternpunktschalter 1, Fig. 4b den Stromkreis für die Freilaufphase bei gezünd-

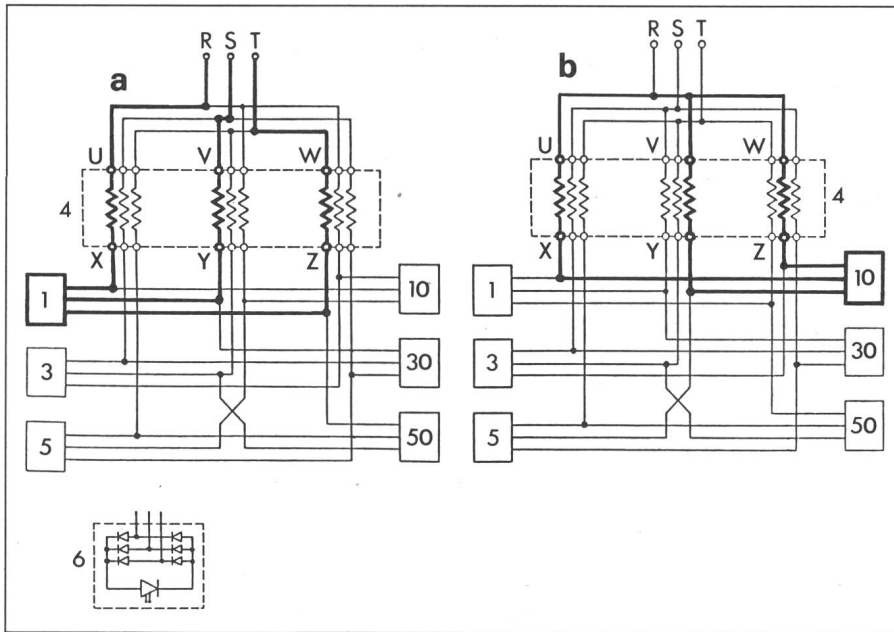


Fig. 4 Prinzipschaltbild eines dreipulsigen Umrichter-motors mit Freilaufbrücken

- a für die Stromführung während der Antriebsphase (Brücke 1 eingeschaltet)
 b für die Stromführung während der Freilaufphase (Freilaufbrücke 10 gezündet)
 1, 3, 5 Antriebsbrücken
 4 Käfiganker-motor
 6 detaillierte Darstellung eines Sternpunktschalters (die Zwangskommütierung der Brücke ist durch eine zusätzliche Löschelektrode am Thyristor symbolisiert)
 10, 30, 50 Freilaufbrücken

detem Sternpunktschalter 10. Nicht dargestellt sind in Figur 4 die Löschkreise, die dafür sorgen, dass beim Zünden eines der sechs Thyristoren der vorangehend leitende Thyristor gelöscht wird. Die Zündreihenfolge der Hauptthyristoren ist 1, 3, 5, die Zündreihenfolge der Thyristoren für den Freilauf ist von der Anordnung der Löschkreise abhängig. Beispielsweise ist folgende Reihenfolge möglich: 1-10-3-30-5-50-1- usw.

Die Steuervariante b hat den Vorteil, dass in der Motorschaltung keine zusätzlichen Freilaufbrücken notwendig sind und die Schaltung gemäss Figur 1 unverändert benutzt werden kann, allerdings mit umgestellter Zündreihenfolge. Gegenüber dem einleitend beschriebenen ungesteuerten Betrieb mit Zündreihenfolge 1, 3, 5 wird nun durch Zwischentakten die Zündreihenfolge umgekehrt, bzw. in die ursprüngliche Zündimpulsfolge werden phasenverschobene Zwischentaktimpulse variabler Breite mit normaler Zündreihenfolge eingeschachtelt (Fig. 3b). Dadurch resultieren im Spannungsverlauf abwechselnd positive und negative Spannungsimpulse unterschiedlicher Breite und demzufolge eine in der Amplitude verstellbare Grundschwingung des Gesamtspannungsverlaufes. Der Nachteil die-

ser Steuermethode sind die bei stark zurückgeregelter Grundschwingung (annähernd gleiche Breite der Haupt- und Zwischentaktimpulse) auftretenden hohen Spannungsüberschwingungen [5], die auch das Drehmoment des Motors beeinträchtigen. Aus diesem Grund wurde für den Versuchsaufbau, der im folgenden Abschnitt genauer beschrieben werden soll, eine Lösung gewählt, bei der durch Serieschaltung

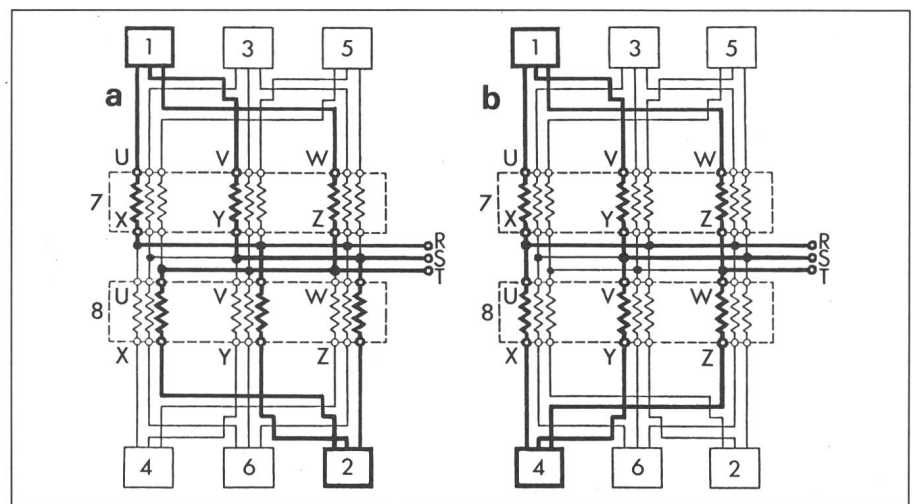


Fig. 5 Prinzipschaltbild eines sechspulsigen Umrichter-motors

- a für die Stromführung während der Antriebsphase (Brücken 1 und 2 eingeschaltet)
 b für die Stromführung während der Freilaufphase (Brücken 1 und 4 eingeschaltet)
 1-6 Sternpunktschalter
 7, 8 Statoren des Zwillingsmotors

von zwei Antriebssystemen die störenden Oberschwingungen kompensiert werden können.

3. Ausführung des Versuchsantriebes

Der im Versuchsaufbau eingesetzte Kurzschlussankermotor ist ein speziell bewickelter Zwillingsmotor (Duo-motor). Er besteht aus zwei gleichen koaxial nebeneinander angeordneten Statoren, von denen jeder drei Drehstromwicklungssysteme trägt, die mit zyklisch vertauschter Phasenfolge mit den Netzphasen R, S, T verbunden sind. (Fig. 5). Der Rotor ist für beide Statoren gemeinsam und ist als Käfigankerrotor mit durchgehenden Stäben ausgeführt. Während für den Stator 7 die Wicklungsenden mit den Netzphasen verbunden sind, sind es für den Stator 8 die Wicklungsanfänge. Gleicher Wickelsinn für beide Statoren vorausgesetzt, induzieren deshalb die Stator-drehfelder in den Rotorstäben beim Zünden von einander gegenüberliegenden Brücken, z. B. 1 und 4 (Fig. 5b), gleich grosse, entgegengesetzt gerichtete Spannungen, die sich gegenseitig aufheben (Nullspannungsbetrieb). In diesem Betriebszustand erfährt der Rotor auch kein Drehmoment, da kein Rotorstrom zustande kommt. Zündet man hingegen zwei Brücken, die sich im Schaltbild nicht gegenüberliegen, z. B. 1 und 2 (Fig. 5a), dann heben sich die induzierten Spannungen nicht auf, sondern bilden im Rotor eine resultierende Spannung, die der verketteten Spannung von zwei Netzphasen entspricht. Durch den ent-

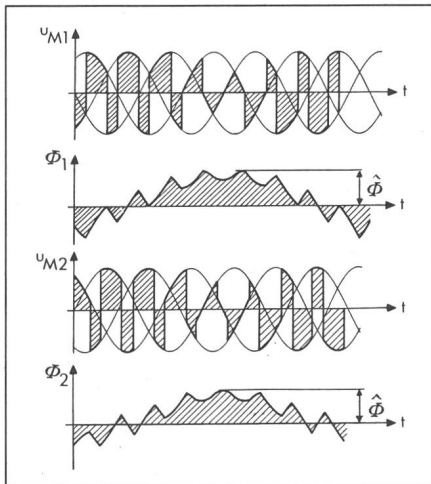


Fig. 6 Spannungs- und Flussverlauf an bzw. in gleichphasigen Wicklungen der beiden Statoren eines sechspulsigen Umrichter-motors für den Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz und Spannungsregelung durch Zwischenkommutieren

u_{M1} induzierte Wicklungsspannung Stator 1

u_{M2} induzierte Wicklungsspannung Stator 2

Φ_1 Fluss einer Statorphase im Stator 1

Φ_2 Fluss einer Statorphase im Stator 2

Die Kopplung der beiden Statoren über den Rotor ist nicht berücksichtigt.

stehenden Rotorstrom erfährt der Rotor ein Drehmoment und wird angetrieben.

Die beiden Statoren mit den zugehörigen Sternpunktschaltern bilden zwei voneinander unabhängig arbeitende Kommutierungsgruppen. In jeder Kommutierungsgruppe ist immer ein Sternpunktschalter geschlossen und wird in der Reihenfolge 1, 3, 5 bzw. 2, 4, 6 vom nächstfolgenden abgelöst. Die Umschaltungen oder Kommutierungen erfolgen in beiden Statoren nicht gleichzeitig, sondern symmetrisch versetzt. Deshalb haben auch die von beiden Statorsystemen induzierten Rotorspannungen nicht dieselbe Kurvenform. Figur 6 und Figur 7 zeigen die induzierten Teilspannungen der beiden Statoren, Figur 6 für den Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz (Motordrehzahl 500 U/min) und Figur 7 für den Betrieb mit $f_2 = 100$ Hz (Drehzahl 1500 U/min). Die Resultierende der induzierten Statorspannungen ist für beide Drehzahlen aus Figur 8 ersichtlich. Aus dem Verlauf dieser Spannung erkennt man sofort, dass die Anzahl von Spannungsimpulsen, aus denen sich eine Halbwelle zusammensetzt, sich gegenüber dem Verlauf in Figur 7 verdoppelt hat. Dank der erhöhten Pulszahl (die Schaltung arbeitet sechspulsig) resultieren kleinere Stromüberschwingungen im Rotor und im Netz, und insbesondere fallen die durch das Zwischentakten hervor-

gerufenen, besonders bei stark zurückgeregelter Spannung störenden Oberschwingungen vollkommen heraus. Der Sechspuls-Umrichtermotor funktioniert, wie aus dem Spannungsverlauf zu schliessen ist, ähnlich wie die in Figur 4 dargestellte dreipulsige Ausführung mit Freilaufbrücken. Man wird auch bei der sechspulsigen Ausführung zwischen Antriebsphasen und Freilaufphasen im Funktionsablauf unterscheiden können. Freilauf entsteht immer, wenn die Thyristoren zweier im Schaltbild einander gegenüberliegenden Brücken (z.B. 1 und 4) gezündet werden (Fig. 5b) und der Laststrom in beiden Statorsystemen, von den anliegenden Spannungen unbeeinflusst, zirkulieren kann (Nullspannungsbetrieb). Dieser Freilauf besteht bei der sechspulsigen Ausführung, im Gegensatz zur dreipulsigen Variante mit Freilaufbrücken, nur für den Laststrom des Motors, nicht aber für den Magnetisierungsstrom der beiden Statoren. Dies ist auch aus Figur 6 zu erkennen, wo unter dem Spannungsverlauf auch der Flussverlauf, der dem Magnetisierungsverlauf proportional ist, für je eine Statorphase der beiden Statoren dargestellt ist. Die Figur zeigt zudem eindrücklich, wie

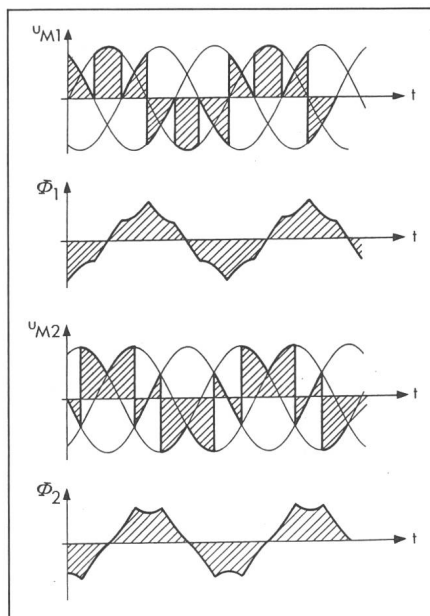


Fig. 7 Spannungs- und Flussverlauf an bzw. in gleichphasigen Wicklungen der beiden Statoren eines sechspulsigen Umrichtermotors für den Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 100$ Hz ohne Spannungsregelung (Maximalspannungsbetrieb)

u_{M1} induzierte Wicklungsspannung Stator 1

u_{M2} induzierte Wicklungsspannung Stator 2

Φ_1 Fluss einer Statorphase im Stator 1

Φ_2 Fluss einer Statorphase im Stator 2

Die Kopplung der beiden Statoren über den Rotor ist nicht berücksichtigt.

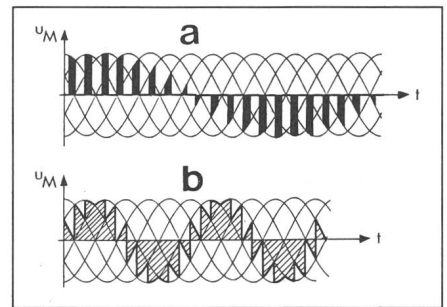


Fig. 8 Verlauf der resultierenden Stillstandspannung u_M im Rotor eines sechspulsigen Umrichtermotors

a bei Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz und proportional zur Drehzahl zurückgeregelter Spannung

b bei Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 100$ Hz und Maximalspannung

durch die Zwischenkommutierungen der Scheitelwert $\hat{\Phi}$ des Statorflusses bei Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz auf demselben Wert gehalten werden kann wie bei Betrieb mit Taktfrequenz $f_2 = 100$ Hz (Fig. 7).

4. Leistungselektronik des Antriebes

Jeder Sternpunktschalter des Umrichtermotors besteht gemäss Figur 1 aus einer dreiphasigen Diodenbrücke, die durch einen schnellen Thyristor (Frequenzthyristor) periodisch kurzgeschlossen wird. Entsprechend der dreipulsigen Ausführung jeder Kommutierungsgruppe führt jeder Thyristor den gleichgerichteten Motorstrom während jeweils $\frac{1}{3}$ Taktperiode, und dies unabhängig von der Strom- und Energerichtung im Wicklungssystem. Letzteres bedeutet, dass der Umrichtermotor auch im Bremsbetrieb gefahren werden kann, ohne dass dafür zusätzliche elektronische Mittel notwendig wären. Die Ablösung der Sternpunktschalter erfolgt durch Zwangskommütierung nach dem Prinzip der Phasenfolgelöschung, d.h. dass beim Zünden eines Thyristors der vorangehend leitende Thyristor zwangsläufig gelöscht wird. Die Thyristoren einer Kommutierungsgruppe sind zu diesem Zweck mit Löschkreisen bestückt, die durch einen Löschübertrager eng gekoppelt sind. Der Kommutierungsablauf kann etwa wie folgt skizziert werden (Fig. 1):

Nimmt man an, dass der Thyristor 1 leitend ist, dann werden die Löschkondensatoren 7 der Ventilgruppen 3 und 5, über die offenen Wicklungsstränge des Motors und die zugehörigen Diodenbrücken auf eine Gleichspannung von theoretisch

$$U_d = 2\sqrt{6} U_N$$

aufgeladen (U_N = verkettete Anschlussspannung des Motors). Die Gleichspannung U_d liegt auch als Blockierspannung im Betrieb über den Thyristoren. Zündet man nun den Thyristor 3, dann entlädt sich der Kondensator des zugehörigen Löschkreises über den neu gezündeten Thyristor. Der Entladestromstoss des Kondensators induziert über den Löschertrager 9 im Löschkreis von Thyristor 1 einen Gegenstromimpuls, der vorerst über die Kommutierungsdrossel 8, den Thyristor 1 in Sperrichtung und den ungeladenen Kondensator 7 fließt, nach dem Löschen des Thyristors 1 dann aber über die parallele Diodenbrücke ausweicht. Der induzierte Stromimpuls lädt zugleich den Kondensator des Löschkreises 1 in dem Masse auf, wie sich der Kondensator des Löschkreises 3 entlädt. Während diesem Umladevorgang liegt am gelöschten Thyristor 1 ausser dem Spannungsabfall der Diodenbrücke keine Sperrspannung. Die Löschschtaltung arbeitet somit sperrspannungsfrei. Die beim Umladen durch Stromwärme verlorengegangene Ladung der Kondensatoren wird am Schluss des Kommutierungsvorganges vom Netz her nachgeliefert. Freihaltezeit und Scheitelwert des Löschimpulses werden einerseits durch die Löschkapazität $C_k = C/2$, andererseits durch die Kommutierungsinduktivität $L_k = 2L$ bestimmt. C ist die Kapazität eines Löschkondensators, L die Induktivität einer Kommutierungsdrossel.

5. Eigenschaften des Antriebes

Die bevorzugte Drehrichtung des Antriebes ist der Lauf entgegen dem Drehsinn der Phasenfolge R, S, T, der dann resultiert, wenn die Thyristoren mit der Taktfrequenz $f_2 > f_1$ (f_1 = Netzfrequenz) gesteuert werden. Die Drehzahl des Antriebes lässt sich bei dieser Betriebsart stufenlos von praktisch 0 aus bis mindestens doppelte 50-Hz-Synchrondrehzahl einstellen. Dabei wird vorzugsweise nur bis zur einfachen Synchrondrehzahl mit konstantem Fluss gefahren (Spannungsregelung durch Zwischentakten), darüber hinaus mit abnehmendem Fluss (Maximalspannungsbetrieb ohne Zwischenkommutierungen). Der Motor läuft praktisch bis zum Stillstand hinunter ruhig. Es treten auch bei den tief-

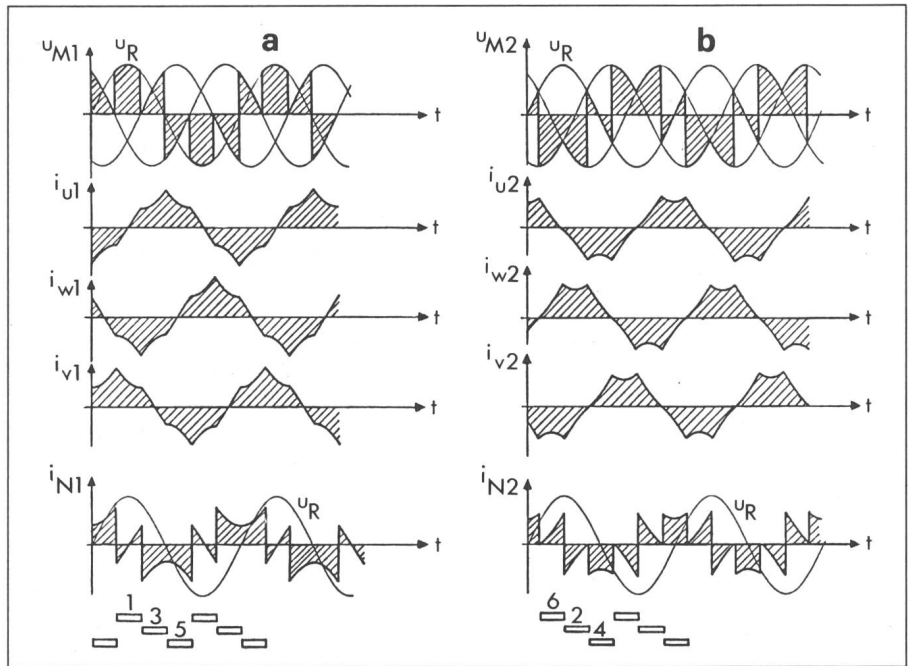


Fig. 9 Verlauf des Netzstromes der Phase R und des Magnetisierungsstromes der drei Motorphasen eines sechspulsigen Umrichter-motors

Voraussetzung: keine Kopplung über den Rotor

a für die Kommutierungsgruppe 1, 3, 5

b für die Kommutierungsgruppe 2, 4, 6

u_M induzierte Wicklungsspannung im Stator

u_R Netzspannung der Phase R

i_{u1}, i_{v1}, i_{w1} Magnetisierungsstrom der Motorphasen U, V, W für den Stator 1

i_{u2}, i_{v2}, i_{w2} Magnetisierungsstrom der Motorphasen U, V, W für den Stator 2

i_{N1}, i_{N2} Netzstromverlauf der Phase R für den Stator 1 bzw. 2

1, 3, 5, 2, 4, 6 Leitzzeitdiagramm für die Thyristoren der entsprechenden Kommutierungsgruppen

sten Drehzahlen keine Rüttelmomente auf, da selbst bei Drehzahl 0 in der induzierten Rotorspannung der Sechspulsschaltung keine Oberschwingungen mit Frequenzen unter 300 Hz auftreten.

Die Oberschwingungsfrequenzen f_v der Rotorstillstandspannung lassen sich für eine beliebige Taktfrequenz f_2 nach der Formel

$$f_v = 6kf_2 \mp (f_2 - f_1) \quad (k = 1, 2, 3, 4, \dots)$$

berechnen. Bei Stillstand ($f_2 = f_1$) erhält man daraus als tiefste Frequenz $f_v = 6f_2 = 300$ Hz.

Beim Übergang von $f_2 > f_1$ auf $f_2 < f_1$ kehrt die Motordrehrichtung um (Rückwärtslauf). Der Rotor dreht in Richtung der Phasenfolge R, S, T. Der Regelbereich bei Rückwärtslauf muss mit Rücksicht auf die Oberwellenströme, die im Rotor induziert werden, bei der sechspulsigen Ausführung auf etwa $1/2$ bis $1/3$ Synchrondrehzahl begrenzt werden.

Der Übergang von Vorwärtslauf auf Rückwärtslauf erfolgt kontinuierlich beim Absenken der Taktfrequenz unter den Wert der Netzfrequenz. Erfolgt dieses Absenken genügend schnell,

dann geht der Antrieb vorübergehend zwangsläufig in den Bremsbetrieb über. Da die Sternpunkt-schalter im gezündeten Zustand, unabhängig von Strom- und Energierichtung, leitend bleiben, erfolgt der Übergang von Antrieben auf Bremsen ohne jegliche Umschaltung vollkommen zwangsläufig. Der Antrieb entspricht in dieser Hinsicht einem Vierquadrant-antrieb mit den Möglichkeiten von Antrieben und Bremsen in beiden Drehrichtungen, was in Anbetracht der geringen Anzahl von Thyristoren erstaunlich sein mag.

Ebenfalls erstaunlich ist die Feststellung, dass der Magnetisierungsstrom des Antriebes das Netz bei Vorwärtslauf kapazitiv belastet, bei Rückwärtslauf induktiv. Dies geht aus Figur 9 eindeutig hervor, wo der Netzstromverlauf der beiden Statorn aus dem Magnetisierungsverlauf der drei Statorphasen für den Betrieb mit $f_2 = 2 \cdot f_1$ und Maximalspannung konstruiert wurde. Der idealisiert dargestellte Netzstromverlauf (Netzreaktanzen wurden vernachlässigt) setzt sich aus Ausschnitten des Magnetisierungsstromes der Motorphasen U, V, W zusammen, entsprechend der Zündrei-

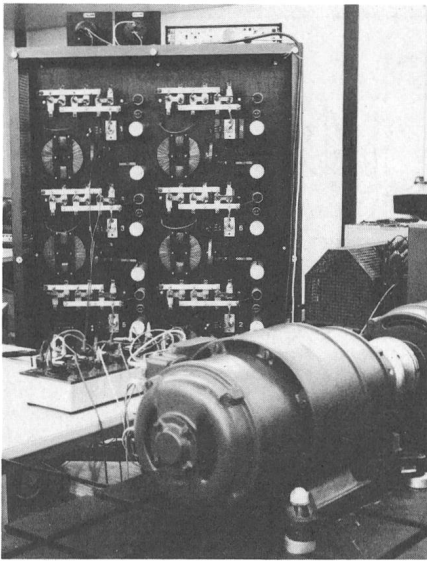


Fig. 10 Versuchsaufbau eines sechspulsigen Umrichterantriebes

Im Vordergrund der Zwillingsmotor, im Hintergrund die Leistungselektronik

henfolge 1, 3, 5 bzw. 2, 4, 6 der Sternpunktsschalter. Die Grundschwingung des daraus resultierenden Phasenstromes für die Netzphase R ist, wie aus Figur 9 klar ersichtlich, um 90° gegenüber der Netzspannung U_R voreilend und belastet das Drehstromnetz somit kapazitiv.

Die vom Sechspulsantrieb im Speisensetz erzeugten Stromüberschwingungen haben die Ordnungszahlen

$$v = 6k \cdot f_2 / f_1 \pm 1 \quad (k = 1, 2, 3, 4, \dots)$$

Bei $f_2 = f_1$ sind die Ordnungszahlen 5 und 7 die niedrigsten, die vorkommen, bei Steuerung mit $f_2 = 2 \cdot f_1$ treten als unterste Oberschwingungen Stromüberschwingungen der Ordnungszahlen 11 und 13 auf. Die Amplitude der auftretenden Oberschwingungen ist ordnungszahlabhängig und wird besonders durch die Zwischenkommutierungen beeinflusst. Die Stromüberschwingungen sind demgemäss im Betriebsbereich, wo der Motorfluss konstant gehalten wird, grösser als bei Betrieb mit Maximalspannung [4].

Der beschriebene Umrichterantrieb zeichnet sich durch einen sehr geringen Thyristoraufwand aus. Der Mehraufwand umfasst die Diodenbrücken und eine dreifache Ausführung der Motorstatorwicklung, mit der durch das Umschalten der Wicklungssysteme bedingten schlechteren Ausnutzung der Wicklungsquerschnitte. Da jedes Wicklungssystem nur während $\frac{1}{3}$ Periode Strom führt, beträgt der Wicklungsstromeffektivwert I_w nur $I_w = I_N / \sqrt{3}$, wenn mit I_N der Netzstrom-

effektivwert bei Maximalspannung verstanden wird. Weil der Stator mit drei solchen Wicklungssystemen ausgerüstet ist, ist der Platzbedarf für diese Systeme etwa $\sqrt{3}$ mal grösser als für einen Drehstrommotor gleicher Leistung in Normalausführung. Infolgedessen muss der Umrichtermotor für eine um etwa $\sqrt{3}$ mal höhere Typenleistung bemessen werden, was den Antriebsmotor verteuert. Eine weitere Verteuerung des Motors bringt die Zwillingsausführung. Ob dieser Mehraufwand beim Antriebsmotor den Minderaufwand bei der Leistungselektronik aufzuheben vermag oder nicht, bleibt noch abzuklären.

6. Versuchsmotor und Oszillogramme

Figur 10 zeigt den Versuchsaufbau, an welchem am Zentralschweizerischen Technikum Luzern Prinzipver-

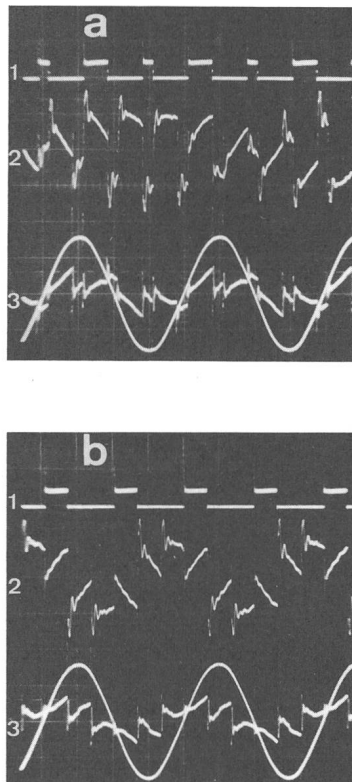


Fig. 11 Oszillogramm der Wicklungsspannung U-X und des Netzstromes für einen einzelnen Stator des sechspulsigen Versuchsantriebes

Schaltbild Figur 5, Stator 2 ausgeschaltet, Leerlauf

a Taktfrequenz $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz (etwa 500 U/min)

b Taktfrequenz $f_2 = 100$ Hz (etwa 1500 U/min)

Der Spannungsverlauf entspricht in anderem Massstab auch der induzierten Rotorstillstandspannung

1 Steuerimpulse für einen Thyristor

2 Verlauf der Wicklungsspannung

3 Netzstromverlauf Phase R und zugehörige Phasenspannung des Speisensetzes

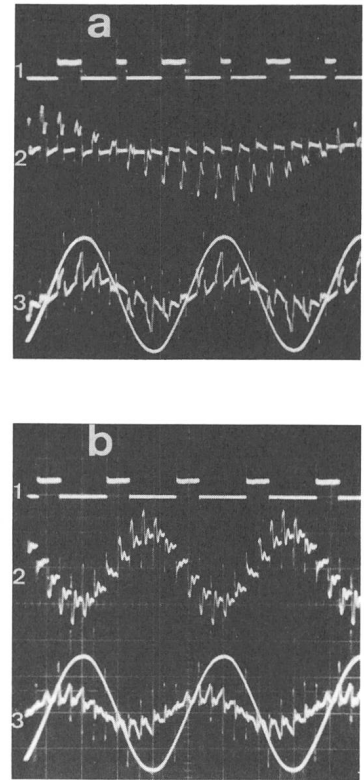


Fig. 12 Oszillogramm der verketteten Wicklungsspannung U-(XU)-X und des resultierenden Netzstromes beider Statoren des sechspulsigen Versuchsantriebes

Schaltbild Figur 5, Leerlauf

a Taktfrequenz $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz

b Taktfrequenz $f_2 = 100$ Hz

(vgl. Legende zu Fig. 11)

suche durchgeführt wurden. Der abgebildete Versuchsmotor im Vordergrund ist ein vierpoliger 11-kW-Zwillingsmotor. Durch die Umwicklung auf je drei Wicklungssysteme in den Statoren hat sich seine Nennleistung auf etwa 6,4 kW reduziert, entsprechend einem Drehmoment von etwa 40 Nm bei Betrieb mit vollem Fluss. Der gewählte Versuchsaufbau ist sechspulsig und ist für einen Drehzahlregelbereich von 0-2250 U/min ausgelegt. Bis 1500 U/min wird der Motor mit konstantem Fluss betrieben, darüber mit konstanter Spannung. In Figur 10 sind im Hintergrund die Diodenbrücken und Thyristoren sowie die Kommutierungseinrichtung der Leistungselektronik sichtbar.

Die Figuren 11 und 12 zeigen Oszillogramme, aufgenommen bei Betrieb mit den Taktfrequenzen $f_2 = 66\frac{2}{3}$ Hz und $f_2 = 100$ Hz, entsprechend den Drehzahlen 500 U/min und 1500 U/min. Oben im Oszillogramm sind die Zündimpulse für einen der sechs Thyristoren abgebildet, darunter die Wicklungsspannung an einer Stator-

phase und ganz unten der Leerlaufstrom einer Netzphase und seine Phasenlage zur betreffenden Netzspannung. Figur 11 zeigt die Verhältnisse, wenn nur einer der beiden Statorn angeschossen ist, Figur 12, wenn beide Statorn in Betrieb sind. In den Oszillogrammen 11a und 12a sind die schmalen Zwischentaktsteuerimpulse in der Zündimpulsfolge deutlich ersichtlich, ebenso auch die negativen Spannungszeitflächen in 11a bzw. Spannungspausen in 12a im Verlauf der Wicklungsspannung.

Die erwähnte kapazitive Belastung des Netzes durch den Magnetisierungsstrom des Motors ist besonders

in Figur 12b zu erkennen. Der dort abgebildete Leerlaufstrom setzt sich zusammen aus dem um 90° voreilenden, sprunghaften Magnetisierungsstrom und einer sinusförmigen Wirkstromkomponente. Deshalb ist der resultierende Stromverlauf um etwas weniger als 90° voreilend. Die im Netzstromverlauf und im Wicklungsspannungsverlauf feststellbaren Spitzen rühren von den Kommutierungskondensatoren und Bedämpfungsgliedern der Leistungselektronik her. Trotz dieser Effekte lässt sich eine recht gute Übereinstimmung mit den konstruierten theoretischen Spannungskurven in den vorangehenden Figuren feststellen.

Literatur

- [1] J. Schörner: Vergleichende Gegenüberstellung von stromrichteragespeisten Drehstromantrieben. Antriebstechnik 21(1982)4/5, S. 165...175.
- [2] H. Kleinrath: Drehstromantriebe mit Frequenzumrichtern. E und M 98(1981)11, S. 452...458.
- [3] H. Stemmler und A. Meyer: Drehzahlvariable Stromrichter-Drehstromantriebe. Eine Übersicht. Brown Boveri Mitt. 69(1982)4/5, S. 114...121.
- [4] A. Brandt: Der Netztaktumrichter. Bull. SEV 62(1971)15, S. 714...727.
- [5] A. Brandt: Der Netztaktumrichter, ein neues Umrichtungsverfahren für kollektorlose Drehstromantriebe. Neue Technik 11(1969)A3, S. 159...174.
- [6] L. Gyugyi und B. R. Pelly: Static power frequency changers; theory, performance, and application. New York a. o., John Wiley, 1976.
- [7] H. Kleinrath: Stromrichteragespeiste Drehfeldmaschinen, Wien/New York, Springer-Verlag, 1980.
- [8] H. Bühler: Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe. 2 Bände. Basel/Stuttgart, Birkhäuser, 1977.
- [9] G. Aichholzer: Ein neuer Umrichterantrieb mit natürlicher Kommutierung. E und M 86(1969)6, S. 234...241.