

# TRANSISTORWECHSELRICHTER FÜR INDUKTIVE ERWÄRMUNG

T. RUZSÁNYI und Cs. BACSÁNYI

Lehrstuhl für Elektrotechnik,  
Technische Universität. H-1521 Budapest

Eingegangen am 6 Februar 1984  
Vorgelegt von Prof. dr. I. Nagy

## Summary

The paper deals with the principle of a transistorized induction heating device, which can be taken into consideration for industrial application. Shortly are summarized the thyristor equipments for similar purposes and the advantageous properties of the inverters with extinguishable semiconductors are shown. The principle of the control circuits is treated and the mathematical model of the system is built. The operation of the device is simulated on a digital computer and the results are given in form of time functions.

## Einleitung

Die Erscheinung der Thyristorwechselrichter hat ähnlich wie in anderen Industriegebieten neue Möglichkeiten im Gebiet der induktiven Erwärmung und Schmelzung eröffnet. Die statischen Wechselrichter, die leichter und raumsparender sind, als die Motor-Generator Umformer, haben auch weitere Vorteile. Ihre Frequenz ist in weiten Grenzen verstellbar und kann automatisch für jeden momentanen Lastzustand angepaßt werden, um den Leistungsfaktor am höchsten möglichen Wert zu halten. So wird das Aus- und Einschalten vom Kondensatoren während des Erwärmungszyklus erspart.

Der Wirkungsgrad der Thyristorwechselrichter (90—95%) ist bedeutend höher als der Wirkungsgrad der Umformer (80—85%). Ihre Leistung ist schnell und genau regelbar, so daß sie auch für schnell ändernde Lasten verwendbar sind. Sie können in kurzer Zeit in Betrieb gesetzt und mit Schnellschutz versehen werden, und dies erhöht im großen Maß die Betriebssicherheit. Ihre Betriebskosten und Instandhaltungsansprüche sind gering im Vergleich zu Umformereinheiten.

Heute werden statische Wechselrichter mit gewöhnlichen Thyristorschaltungen bis Leistungen von 10 MW und Frequenzen von etlichen 10 kHz erzeugt. Die Erhöhung der Leistung ist prinzipiell nicht begrenzt, weil die Thyristoren unbeschränkt parallel geschaltet werden können. Die Erhöhung der Frequenz bedeutet schon ein schwierigeres Problem. Mit besonderen Frequenzvervielfacherschaltungen werden Wechselrichter auch für mehrere 10

kHz erzeugt, aber ihr Wirkungsgrad ist nicht mehr so gut. Der Ziel dieses Aufsatzes ist die Vorführung eines Transistorwechselrichters für höhere Frequenzen, der vorteilhaftere Eigenschaften besitzt, als die anderen, für ähnlichen Zweck dienenden Thyristorwechselrichter.

### Erhöhungsmöglichkeiten der Betriebsfrequenz der statischen Wechselrichter

Die obere Frequenzgrenze der lastgeführten Wechselrichter ist durch die Freierdezeit der verwendeten Thyristoren bestimmt. Diese Zeit beträgt etwa  $20 \mu\text{s}$  bei den besten Schnelleistungsthyristoren, so liegt die höchste wirtschaftlich realisierbare Frequenz der einfach aufgebauten Wechselrichter bei 5 kHz.

Bei Anwendung für induktive Erwärmung braucht man oft auch höhere Frequenzen. In solchen Fällen werden Thyristorwechselrichter mit Spezialschaltungen benutzt.

Eine solche Möglichkeit ist die Verwendung von mehrgliedrigen (time-sharing) Wechselrichtern. Ihr Grundprinzip besteht darin, daß die Belastung durch mehrere Thyristorkreise gespeist wird. Die Thyristoren werden in zyklischer Reihenfolge nacheinander gezündet wodurch die Ausgangsfrequenz des Wechselrichters abhängig von der Zahl der Stromkreise das mehrfache der Zündfrequenz der Thyristoren sein kann, entsprechend. Eine solche Schaltung ist in Abb. 1 zu sehen [1]. Der Wechselrichter besteht eigentlich aus drei stromquellenartigen Wechselrichtern, die den Parallelschwingkreis durch reihengeschaltete Kopplungskondensatoren speisen. Die Ausgangsfrequenz beträgt die dreifache Zündungsfrequenz der Thyristoren. Durch Festhalten eines entsprechenden Phasenwinkels (etwa  $30^\circ$ ) zwischen dem Strom und der Spannung der Belastung kann gesichert werden, daß die Freihaltezeit der

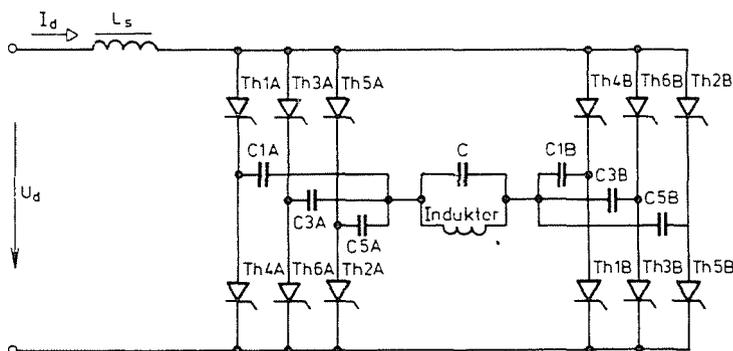


Abb. 1

Thyristoren annähernd die Periodenzeit des Schwingkreises erreiche. So kann die Ausgangsfrequenz, mit Rücksichtnahme der nötigen Sicherheit 15–20 kHz betragen.

Eine andere Methode der Frequenzerhöhung ist eine Verwendung der Wechselrichter mit Frequenzvervielfachung. Eine solche Schaltung ist Abb. 2 gezeigt [2]. Der Grundgedanke der Schaltung liegt darin, daß es genügt, die Verluste nur während eines Periodenteiles zu ersetzen, weil die Dämpfung des

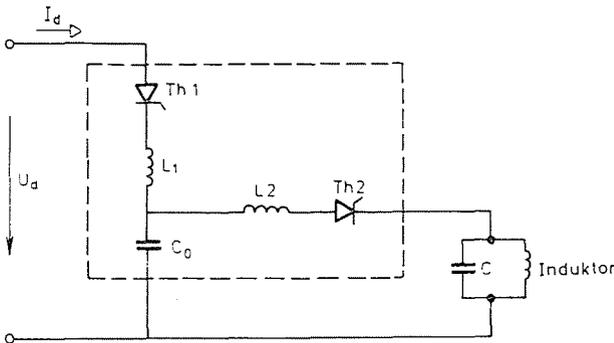


Abb. 2

Schwingkreises klein ist. Man kann sogar durch entsprechende Energiedosen erreichen, daß keine Energiezufuhr in jeder Periode nötig sei. Die Schaltung arbeitet so, daß durch die Zündung des Thyristors  $Th_1$  Energie im Kondensator  $C_0$  gespeichert wird, die im entsprechenden Moment durch Zündung des  $Th_2$  dem Schwingkreis weitergegeben wird. Die Zündung von  $Th_1$  und  $Th_2$  geschieht abwechselnd in gleichen Zeitspannen. Der  $Th_2$  kann bei jedem  $(2n+3)$ -ten positiven Nulldurchgang der Spannung des Schwingkreises gezündet werden ( $n=0, 1, 2, \dots$ ), und dementsprechend kann die Zündfrequenz der Thyristoren das Drittel, Fünftel, usw. der Ausgangsfrequenz sein. (Der  $Th_1$  wird bei jedem  $(2n+3)$ -ten negativen Nulldurchgang der Schwingkreisspannung gezündet.) Ist die Spannung des Kondensators  $C_0$  genügend groß, so wird die Freihaltezeit der Thyristoren ungefähr das  $(n+1)$ -fache der Periodenzeit des Schwingkreises sein, das heißt, die Freihaltezeit kann durch Erhöhung von  $n$  beliebig verlängert werden. Mit dieser Schaltung kann theoretisch auch die Frequenzgrenze von 50 kHz erreicht werden. Der Vorteil dieser Schaltung ist der einfache Aufbau, ihr Nachteil der niedrigere Wirkungsgrad, etwa 90%.

Bei Wechselrichtern mit Spannungsgenerator kann die Schaltfrequenz auch mittels rückwärtsleitender Thyristoren erhöht werden, weil ihre Freiwerdezeit etwa die Hälfte der Freiwerdezeit der Konventionellen schnellen Thyristoren beträgt ( $t_q \approx 10 \mu s$ ).

Eine neue Möglichkeit der Frequenzerhöhung bieten die letztens entwickelten Hochleistungs-Schaltelemente an. Diese sind die GTO, die bipolaren und die feldgesteuerten Hochleistungs-Transistoren. Die Freierweidezeit dieser Elemente ist kleiner und ihre Schaltgeschwindigkeit größer, als bei den heute verwendeten schnellen Thyristoren, und so kann die obere Grenze des realisierbaren Frequenzbereiches bedeutend erhöht werden. Alle drei Schaltelemente sind löschar, das heißt ihr Strom kann durch einen äußeren Steuerimpuls unterbrochen werden. Dies bedeutet — hinüber der größeren Frequenz — weitere Vorteile gegenüber den Thyristorwechselrichtern.

In Mittelfrequenz-Thyristorwechselrichtern wird der Strom der Halbleiter allgemein durch die Belastungsspannung annulliert. Da jedoch beim Anlauf der Schwingkreis energielos ist, braucht man besondere Stromkreise für die Aufladung der Energiespeicher. Bei Anwendung von löscharen Halbleitern sind keine Hilfseinrichtungen für den Anlauf nötig und so vereinfacht sich der Aufbau des Wechselrichters.

Die Thyristoren müssen nach dem Stromnulldurchgang wegen der Wiederherstellung der Sperrfähigkeit eine Sperrspannung bekommen, und zwar während einer Zeitspanne, die wenigstens der Freierweidezeit entspricht. In lastgeführten Wechselrichtern wird dies so erreicht, daß der Laststrom der Spannung voreilt, z. B. der Parallelschwingkreis arbeitet über der Resonanzfrequenz. Die für die Freihaltezeit erforderliche Phasenverschiebung zwischen den Grundwellen des Stromes und der Spannung beträgt minimal etwa  $30^\circ$ , aber es hängt von der Frequenz ab. Der Leistungsfaktor des Wechselrichters liegt so höchstens bei 0.86.

Ist der Wechselrichter aus löscharen Halbleitern aufgebaut, so kann man erreichen, daß die Strom- und Spannungsgrundwellen der Last phasengleich seien. In diesem Fall arbeitet der Wechselrichter mit  $\cos \varphi \simeq 1$ . Damit kann die abgegebene Wirkleistung um mehr als 10% größer sein, als bei Wechselrichtern mit schnellen Thyristoren.

Eine weitere Folge der Übereinstimmung der Strom- und Spannungs nulldurchgänge ist, daß die Schaltverluste der Halbleiter auch reduziert werden.

### Übersicht der Eigenschaften von löscharen Halbleitern

Unter den löscharen Halbleitern steht der GTO (Gate Turn-Off Thyristor) am nächsten zum Thyristor. Er wurde vor mehr als 10 Jahren entwickelt, aber die für industrielle Anwendungen wichtigen Typen sind nur in den letzten Jahren erschienen. Ihre weite Verbreitung kann in den folgenden Jahren erwartet werden.

Die Zündung des GTO geschieht, ähnlich wie bei Thyristoren, durch einen einzigen kleinen Impuls. Der Strom des Halbleiters wird danach durch

den Lastkreis bestimmt. Die Löschung erfolgt durch einen negativen Stromimpuls an die Steuerelektrode, dessen Energie vielmal größer ist, als die Energie des Zündimpulses. Die Löschung zieht sich während 1—2  $\mu\text{s}$  voll. Zwecks der Herabsetzung der bedeutenden Schaltverluste muß der GTO mit Ein- und Ausschalt-Schutzstromkreisen (snubber circuits) versehen werden.

Die Freiwerdezeit der GTO ist 4—8  $\mu\text{s}$ , und so beträgt die höchste realisierbare Schaltfrequenz 15 kHz. (Es soll bemerkt werden, daß mit GTO auch eine Schaltfrequenz von 50 kHz erreichbar ist, wenn der Laststrom und die Lastspannung reduziert sind.)

Heute sind Höchstleistungs-GTO-s bis zur Spannungsgrenze von 2500 V, bzw. Stromgrenze von 1000 A erhältlich, so kann man aus ihnen Wechselrichter mit einer Leistung von mehreren Hundert kW bauen. Ihr Preis ist etwa fünffach im Vergleich mit dem Preis der schnellen Thyristoren ähnlicher Leistung. Gemäß Prognosen wird die Grenzleistung der GTO-s in den nächsten 10 Jahren die Grenzleistung der größten Thyristoren erreichen und ihr Preis wird zum anderthalbfachen herunterfallen [3].

Die Leistungsgrenze der bipolaren Transistoren wurde in den letzten Jahren sprunghaft erhöht. Die für industrielle Anwendungen bestimmten Schalttransistoren werden bis zu Spannung von 1500 V, bzw. Strom von 1000 A erzeugt. (Diese Werte beziehen sich nicht auf dieselbe Halbleiter.) Die Transistoren brauchen während der Leitungsphase einen stetigen Steuerstrom, dessen Wert durch die Verstärkung des Transistors bestimmt ist. Der Verstärkungsfaktor wird durch Erhöhung der Sperrspannung verringert und sein Wert beträgt nur 3—5 für Transistoren von größter Spannung. In solchen Fällen kann jedoch die Stromverstärkung mittels der Darlingtons-Schaltung auch zum erforderlichen Wert erhöht Stromimpuls und die schnelle Ausschaltung durch lastabhängige Basisstromregelung und durch einen negativen Stromimpuls erreicht werden. Diese können mittels entsprechender Treiberkreise erzeugt werden [4]. Zwecks der Verminderung der Schaltverluste muß auch der Schalttransistor ähnlicherweise wie der GTO, mit Schutzstromkreisen versehen werden.

Die Einschaltzeit der bipolaren Schalttransistoren großer Leistung liegt bei 0,2—1  $\mu\text{s}$ , ihre Ausschaltzeit bei 0,5—2  $\mu\text{s}$  und ihre Ladungspeicherzeit bei 2—6  $\mu\text{s}$ . Hier braucht man keine Freihaltezeit und so kann die höchste erreichbare Frequenz bis 50 kHz sein. Gegenwärtig ist der Preis der Schalttransistoren etwa fünfmal so hoch, als der Preis der schnellen Thyristoren ähnlicher Leistung.

Die neueste Gruppe der Hochleistungshalbleiter bilden die Feldeffekttransistoren. Heutzutage werden diese schon bis zu einer Spannung von 500 V und bis zu einem konstanten Strom von 30 A, bzw. Spitzenstrom von 120 A erzeugt. Ihr Vorteil ist, daß ihre Steuerung durch Spannung, ohne Leistung geschieht. Ihre Kennlinie ist — gegenüber den Thyristoren und Transistoren

— widerstandsartig, und ihr Widerstand steigt mit der Temperatur. So können sie unmittelbar in Parallel und in Reihe geschaltet werden, d.h. sie können zu Einheiten von theoretisch unbegrenzter Leistung zusammengebaut werden. Der Kanalwiderstand erhöht sich durch die Erhöhung der Sperrspannung und so vermindert sich die Strombelastbarkeit (z. B.: bei dem Typ. IRF 450  $U_{DS} = 600$  V,  $I_D = 13$  A, während bei IRF 150 in demselben Gehäuse  $U_{DS} = 100$  V,  $I_D = 40$  A.)

Die Schaltgeschwindigkeit der Feldeffekttransistoren ist sehr hoch, das Ein- und Ausschalten läuft binnen 100—500 ns ab. Die realisierbare größte Frequenz kann sogar 1 MHz sein. Die Schaltverluste sind wegen der schnellen Ausschaltung gering und so Schaltschutzstromkreise nicht nötig.

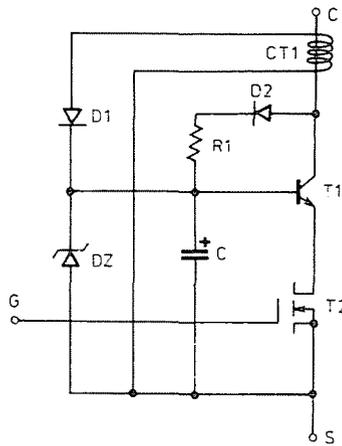


Abb. 3

Der Preis der Feldeffekttransistoren ist wegen der komplizierten Produktionstechnologie und wegen der relativ niedrigen Austragsrate sehr hoch; 6—8-mal höher, als der Preis eines bipolaren Transistors ähnlicher Leistung. So ist die Anwendung der aus Feldeffekttransistoren bestehenden Wechselrichter nur für sehr große Frequenzen und in Spezialfällen begründet.

Die Kosten der FET-Wechselrichter können bedeutend herabgesetzt werden, wenn der FET in Kaskadenschaltung mit einem bipolaren Transistor verwendet wird [5]. Eine solche Schaltung ist in Abb. 3 zu sehen. T2 ist ein Niederspannungs-Hochstrom-FET, und T1 ein bipolarer Hochspannungstransistor für gleichen Strom. Die Steuerung geschieht durch die Elektrode G, ohne Leistung. Im Ausschaltzustand gelangt an den Transistor T2 etwa die Spannung der Zenerdiode DZ. Die übrige Spannung wird durch den Transistor T1 auf sich genommen. Nach Einschaltung von T2 schaltet die Ladung des auf die Spannung von DZ aufgeladenen Kondensators C auch den

Transistor  $T1$  ein. Im weiteren, nach dem Beginn des Kollektorstromes, wird der Basisstrom des  $T1$  durch den Stromwandler  $CT1$  mittels der Diode  $D1$  gesichert.

Nach der Ausschaltung von  $T2$  wird der Kollektorstrom schnell unterbrochen, und während der Aussteigung der Spannung am  $T2$  fließt ein negativer Strom durch  $T1$  in den Kondensator  $C$ , und demzufolge schaltet auch  $T1$  aus.

Bei Einschaltung der Speisespannung lädt sich der Kondensator  $C$  durch die Diode  $D2$  und den Widerstand  $R1$  auf.

Die große Ausschaltgeschwindigkeit wird durch  $T2$  gesichert und die große Spannung im ausgeschalteten Zustand durch  $T1$  aufgenommen. In dieser Anordnung beträgt die größte realisierbare Frequenz 200 kHz, der Preis einer Halbleitereinheit ist dabei nur doppelt so hoch als der Preis eines bipolaren Transistors ähnlicher Leistung. Mittels der Kaskadenschaltung können Wechselrichter mit Leistungen von einigen zehn kW gebaut werden, bei denen die erforderliche Halbleiterspannung 1000 V erreichen kann.

Mit den aufgezählten Halbleitern können sämtliche in der Industrie vorkommende Hochfrequenzerhitzungs-Probleme gelöst werden. Die nötige Halbleiterart muß nach Leistung, nach der durch die Technologie erwünschten Frequenz und nach den wirtschaftlichen Gesichtspunkten gewählt werden.

In Hochfrequenzerwärmungseinrichtungen und für Oberflächenhärtungen werden allgemein Parallelschwingkreise benutzt, mit kleinerer Induktorspannung und grösserem Strom. Die Eigenschaften der gegenwärtig erhältlichen Hochleistungs-Schalttransistoren passen sich gut zu diesem Benutzungsbereich an, darum haben wir am Lehrstuhl den Ziel gesetzt, einen stromgenerator- gespeisten Wechselrichter zu entwickeln und dessen Funktionierung zu untersuchen.

Die ausgearbeitete Einrichtung ist gegenwärtig im Bau, die Modellierung des Systems am Digitalrechner wurde inzwischen beendet und die Resultate werden im folgenden erörtert.

### **Vergleich der durch Spannungs- und durch Stromgenerator gespeisten Transistorwechselrichter**

Die Transistorwechselrichter sind allgemein durch einen Spannungsgenerator gespeist. Die Transistoren können im gesperrten Zustand nur eine einpolare Kollektor-Emitter-Spannung auf sich nehmen und diese Spannung ist bei Spannungswechselrichtern durch die Kondensatorbatterie gegeben.

Bei Stromwechselrichtern wird die Spannung an den Halbleitern durch die Lastspannung bestimmt, und diese Spannung kann ihr Vorzeichen für eine phasenwinkelabhängige Zeit wechseln. Dies bedeutet in Thyristorschaltungen

kein Problem, aber in Transistorschaltungen muß je eine Diode mit dem Transistor in Reihe geschaltet sein. (Abb. 4)

Die Steuerungsgrundprinzipien der Spannungs- und Stromwechselrichter mit Transistoren sind verschieden. Beim Spannungswechselrichter bedeutet die gleichzeitige Leitung der sich in demselben Brückenweig befindenden Transistoren die größte Gefahr, weil dies zur Beschädigung der Transistoren führen kann. Darum müssen die Transistoren in demselben Brückenweig so

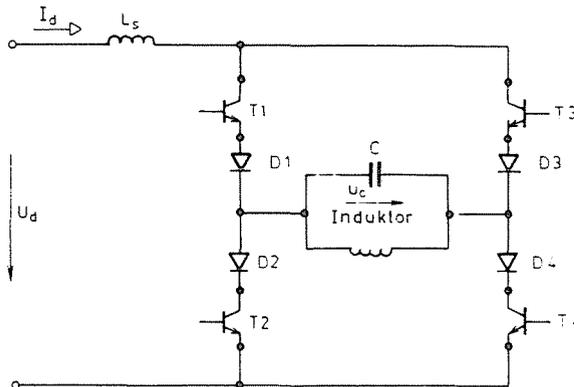


Abb. 4

gesteuert werden, daß eine kurze Pause zwischen den eingeschalteten Zuständen der beiden Transistoren gesichert sei. Für den Fall einer Steuerungsstörung werden die Transistoren mit einer, die Stromsteilheit begrenzenden Drosselspule und mit einem gegen Überstrom schützenden Treiberkreis versehen. (Der Letzterwähnte schaltet den Transistor ab, wenn die Kollektor-Emitter-Spannung wegen des Überstroms um einen gegebenen Wert die Sättigungsspannung überschreitet.) Diese schützen auch gegen lastseitige Kurzschlüsse.

Bei einem Stromwechselrichter ist ein besonderer Überstromschutz der Transistoren nicht nötig, weil die Drosselspule des Gleichstromzwischenkreises die schnelle Stromänderung verhindert, und so kann die Strombegrenzung auch im Gleichstromkreis realisiert werden. Im Gegensatz zum Spannungswechselrichter darf aber der Gleichstromkreis in diesem Fall nicht unterbrochen werden, weil sonst die Drosselspule große Überspannung verursachen könnte, die den Defekt der Transistoren zur Folge hätte. Darum darf man bei Stromwechselrichter einen der Transistoren desselben Brückenweiges nur dann ausschalten, wenn der andere schon sicher eingeschaltet ist. Z. B. gemäß der Abb. 4 wenn wir den Strom von den Transistoren  $T1$  und  $T4$  auf die Transistoren  $T2$ ,  $T3$  kommutieren wollen, müssen wir zuerst  $T2$  und  $T3$  einschalten, und nachdem diese sicher leiten, nur dann wird  $T1$  und  $T4$

ausgeschaltet. Weil die Schaltzeit der Transistoren sehr klein ist, beträgt die gemeinsame Leitungszeit der Transistoren desselben Brückenweiges nur einige  $\mu\text{s}$ .

Der Laststrom ist während der Kommutation durch die Richtung der Lastspannung bestimmt. Wenn die Polarität der Lastspannung während der gemeinsamen Leitung der Abb. 4 entspricht (der Strom eilt vor der Spannung, d. h. die Frequenz des Wechselrichters ist größer, als die Resonanzfrequenz des Schwingkreises), so wird der Strom von  $T1$  und  $T4$  abnehmen und der Strom von  $T2$  und  $T3$  zunehmen, und zwar mit einer durch die zusätzlichen Induktivitäten bestimmten Geschwindigkeit, d. h. die Kommutation wird durch die Lastspannung ausgeführt. Wenn der Strom der Spannung nacheilt, d. h. die Polarität der Spannung der Abb. entgegengesetzt ist, geschieht der Richtungswechsel des Laststromes nur bei Ausschaltung von  $T1$  und  $T4$ , und zwar mit einer größeren Geschwindigkeit als vorher.

Beim Spannungswechselrichter wird zwecks der Verringerung der Schaltverluste der Transistoren ein Schutzstromkreis mit den Transistoren parallel geschaltet, der die Steilheit des Spannungsanstieges begrenzt. Bei dem Stromwechselrichter geschehen die Schaltungen in der Nähe des Nulldurchganges der Spannung, aber doch können bedeutende Spannungsspitzen an den ausgeschalteten Transistoren erscheinen, und zwar wegen der schnellen Stromänderungen und zusätzlichen Induktivitäten. Darum ist auch bei dem Stromwechselrichter die Begrenzung der Spannungssteilheit und der an die Transistoren fallenden Spannung notwendig. Hier ist aber die Spannung der gesperrten Transistoren nicht konstant, und so sind die für die Spannungswechselrichter ausgearbeiteten verlustlosen Schutzschaltungen nicht anwendbar.

Bei dem Stromwechselrichter kann die wegen der zufälligen Unterbrechung des Lastkreises erscheinende Überspannung das größte Problem bedeuten. Dies kann man durch einen Überspannungsschutzstromkreis an der Gleichstromseite des Wechselrichters verhindern.

### Speisung des Stromwechselrichters

Das Starkstromschema der Einrichtung in Bau ist in Abb. 5 gezeigt. Die Leistungsregelung geschieht nicht durch eine gesteuerte Drehstrombrücke, wie es bei Thyristorwechselrichtern gewöhnlich ist. Die Einrichtung ist an das 50 Hz Drehstromnetz über eine Diodenbrücke angeschlossen, nach welcher ein aus den Elementen  $L_F$ ,  $C_F$  bestehender Filter kommt. Der Wechselrichterstrom wird durch den Transistorchopper  $TO$  geregelt. Im ausgeschalteten Zustand des Transistors schließt sich der Strom der Glättungsdrossel  $L_s$  durch die Freilaufdiode  $DO$ .

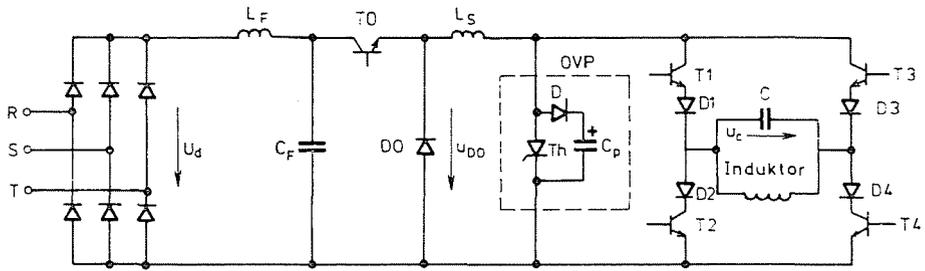


Abb. 5

Diese Anordnung ist aus mehreren Gesichtspunkten vorteilhafter als die konventionelle. Der Leistungsfaktor des Netzstromes ist in jedem Lastzustand höher als 0.95. Wegen der doppelten Filterung ist die Hochfrequenz-Netzrückwirkung kleiner. Bei dem Transistorchopper muß nur ein Halbleiter gesteuert werden, gegenüber den sechs Halbleitern der Thyristorbrücke. Die Chopperfrequenz ist vom Netz unabhängig und so kann sie viel höher sein, als die Netzfrequenz. Am zweckmäßigsten ist ihre Synchronisierung mit dem Wechselrichter. Infolge der großen Chopperfrequenz kann bei gleicher Stromwelligkeit die Dimension der Glättungsdrossel  $L_s$  reduziert werden, weiterhin wächst die Genauigkeit der Regelung und verringert sich auch die im Fall einer Störung erforderliche Eingriffszeit.

Neben den Gleichstromklemmen des Wechselrichters befindet sich die Überspannungsschutzeinheit (OVP), die gegen die im Fall der Unterbrechung des Lastkreises auftretende Überspannung schützt. Der Kondensator  $C_p$  ist im stationären Zustand durch eine Diode auf den Spitzenwert der Gleichstromspannung an den Wechselrichterklammern aufgeladen. Wenn die Gleichspannung wegen irgendeiner Ursache anzusteigen beginnt, wird der Strom des Gleichstromzwischenkreises in den Kondensator  $C_p$  gelenkt, der die Steilheit des Spannungsanstieges mildert. Insofern die Gleichspannung den für den Wechselrichter gefährlichen Wert erreicht, zündet die Regeleinheit den Thyristor  $Th$  an. Damit werden die Gleichstromklemmen des Wechselrichters kurzgeschlossen und so kann der Strom des  $L_s$  durch  $DO$  und  $Th$  abklingen. Die Regelung blockiert gleichzeitig den Gleichstromchopper.

### Regelung, Steuerung

Die Frequenz- und Leistungsregelung geschieht unabhängig voneinander. Der Frequenzregler steuert die Transistoren des Wechselrichters und der Leistungsregler steuert den Chopper im Gleichstromkreis. Die Blockschaltung der Regler ist in Abb. 6 gegeben.

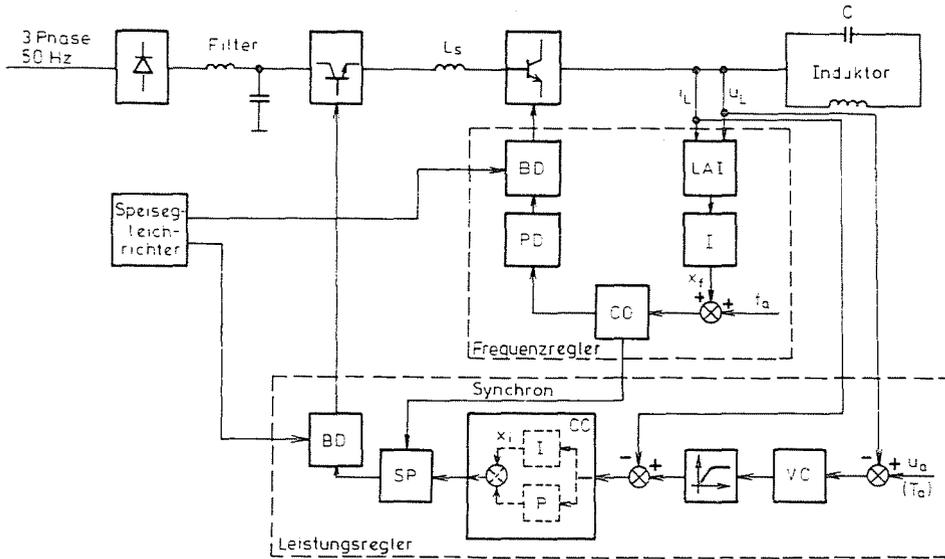


Abb. 6

Der Frequenzregler regelt zur Resonanzfrequenz in solcher Weise, daß die Phasenverschiebung zwischen dem Ausgangstrom und der Ausgangsspannung des Wechselrichters minimal sei. Die Frequenzregelung hat das in der Literatur gut bekannte Prinzip. Ihr wichtigster Teil ist ein gesteuerter Frequenzgenerator ( $CO$ ), dessen Anfangsfrequenz ( $f_a$ ) von außen einstellbar ist. Die Nulldurchgänge des Laststromes und der Lastspannung werden durch einen Phasenwinkelindikator (Load Angle Indicator) LAI überwacht, zu dem ein Integrator angeschlossen ist. Der Integratorausgang steigt entsprechend dem Sinn der Phasenverschiebung an oder ab, proportional der Zeit zwischen den Nulldurchgängen des Stromes und der Spannung in jeder Halbperiode. Die Frequenz des gesteuerten Frequenzgenerators wird gemeinsam durch die Grundfrequenz ( $f_a$ ) und durch den Ausgangssignal des Integrators bestimmt. Während des Betriebes ändert der Integrator die eingestellte Anfangsfrequenz so, daß sie mit der Resonanzfrequenz übereinstimme. Die Leitungsdauer der einzelnen Transistoren des Wechselrichters wird durch den Impulsverteiler  $PD$  bestimmt, der die Steuersignale an die Treiberkreise ( $BD$ ) der Transistoren weitergibt.

Der Frequenzregler ist integrierend und sein Eingriff ist um eine Halbperiode verzögert. (In der Praxis dauert ein vollständiger Korrektionsvorgang mehrere Halbperioden.) Bei Erwärmungsprozessen ist aber die Frequenzänderung des Schwingkreises binnen einer Halbperiode normalerweise so klein, daß die Verzögerung des Frequenzreglers praktisch keine Schwierigkeiten bedeutet. Der Frequenzregler ist vollständig digital aufgebaut.

Die Leistungsregelung besteht aus zwei Kreisen. Der äußere langsamere Regelkreis verstellt die Lastspannung (Lasttemperatur) entsprechend dem Sollwertsignal der eingestellten Spannung  $U_a$  (Temperatur  $T_a$ ). Das Ausgangssignal des Spannungsreglers  $VC$  liefert den Sollwert des inneren schnellen Regelkreises. Das System ist auch mit Strombegrenzung versehen und so wird der Ofen mit abnehmender Spannung und mit dem Nennstrom beim Überschritt der Nennlast gespeist.

Der Spannungsregler  $VC$  und der Stromregler  $CC$  sind beide proportional-integrierend ( $PI$ ).

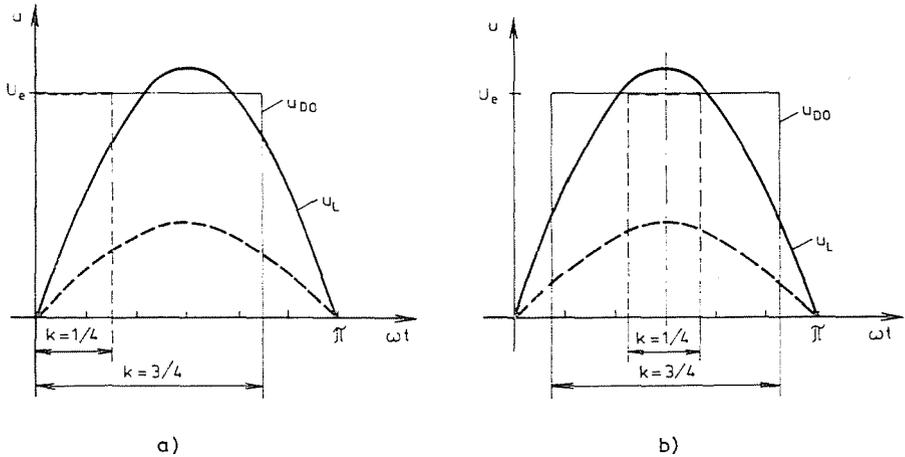


Abb. 7

Der Stromregler steuert die die Funktionierung des Gleichstromchoppers bestimmende Einheit  $SP$ . Die Betriebsfrequenz des Gleichstromchoppers ist zur Wechselrichterfrequenz synchronisiert, und beträgt das Doppelte der letzterwähnten, und so ist die Eingriffmöglichkeit in jeder Halbperiode der Ausgangsspannung des Wechselrichters gegeben. Die Leistungsregelung geschieht durch Änderung der Leistungszeit des Choppers binnen einer Halbperiode.

Für die Choppersteuerung binnen einer Halbperiode gibt es mehrere Möglichkeiten. Untersuchen wir zwei Fälle vom Gesichtspunkt der Gleichstromwelligkeit bei einer gegebenen Drosselspule  $L_s$ . Im ersten Fall wird der Chopper immer am Anfang der Halbperiode gezündet (Abb. 7.a), im zweiten Fall ist der eingeschaltete Zustand des Choppers symmetrisch zur Mitte der Halbperiode (Abb. 7.b). In den Abbildungen sind auch je zwei verschiedene Aussteuerungen eingezeichnet. Die gestrichelten Kurven beziehen sich auf den Fall, wenn die Einschaltdauer der Choppers  $1/4$  der Halbperiode beträgt und

die stetigen Kurven auf den Fall der Einschaldauer von  $3/4$  der Halbperiode. („ $k$ “ ist das Einschaltverhältnis binnen einer Halbperiode.)

Die Amplitude der sinusförmigen Spannung an den Wechselrichterklemmen in Funktion der Aussteuerung ist:

$$\hat{U}_c = U_e \cdot k \cdot \frac{\pi}{2} \quad (1)$$

mit  $U_e$  – Gleichspannung.

Im Fall  $a)$  der Abbildung ist die Spannung-Zeitfläche für die Drosselspule während der Einschaltung:

$$\Psi = \frac{1}{\omega} \left( U_e \cdot k \cdot \pi - U_e \cdot k \cdot \frac{\pi}{2} \int_0^{k\pi} \sin \omega t \, d\omega t \right) \quad (2)$$

Während der Ausschaltung nimmt die Drosselspule eine gleich große, aber negative Spannung-Zeitfläche an sich.

Nach der Integration

$$\Psi = \frac{1}{\omega} \left[ U_e k \pi - U_e k \frac{\pi}{2} (1 - \cos k\pi) \right] \quad (3)$$

Den Extremalwert bekommt man durch numerischen Vorgang aus der Gleichung:

$$\frac{d\Psi}{dk} = 0 = 1 + \cos k\pi - k\pi \sin k\pi \quad (4)$$

Der Extremalwert liegt bei der Aussteuerung

$$k = 0,416 \quad (5)$$

Die maximale Spannung-Zeitfläche ist:

$$\Psi_{\max} = \frac{1}{\omega} U_e \cdot 0,824 \quad (6)$$

Bei symmetrischer Aussteuerung (Abb. 7.b) ist die Spannung-Zeitfläche während der Ausschaltung:

$$\Psi = \frac{1}{\omega} \cdot 2U_e \cdot k \frac{\pi}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}(1-k)} \sin \omega t \, d\omega t \quad (7)$$

Nach der Integration:

$$\Psi = \frac{1}{\omega} U_e k \pi \left[ 1 - \cos \frac{\pi(1-k)}{2} \right] \quad (8)$$

Der Extremalwert ergibt sich ähnlicherweise aus der Gleichung:

$$\frac{d\Psi}{dk} = 0 = 1 - \cos \frac{\pi(1-k)}{2} - k \frac{\pi}{2} \sin \frac{\pi(1-k)}{2} \quad (9)$$

Die größte Spannung-Zeitfläche liegt bei

$$k = 0,355 \quad (10)$$

und hat den Wert

$$\Psi_{\max} = \frac{1}{\omega} U_e \cdot 0,525 \quad (11)$$

Der Vergleich der zwei Resultate zeigt, daß eine gegebene Stromwelligkeit durch die symmetrische Steuerung mit einer um 36% kleinerer Induktivität gesichert werden kann. Außer diesen zwei Grenzfällen kann man sich theoretisch noch viele dazwischen liegende Steuerungsmöglichkeiten vorstellen, aber diese bilden einen Übergang zwischen den zwei untersuchten Steuerungsweisen und darum ist die Verwendung der symmetrischen Steuerung zweckmäßig.

Der symmetrische Zustand kann sich natürlich nur dann einstellen, wenn der Ausgang des Stromreglers konstant ist. In der Wirklichkeit ändert sich der Ausgang des Stromreglers auch während einer Halbperiode und so kann der Chopperbetrieb von dem betrachteten symmetrischen Zustand geringmäßig abweichen.

Der Steuerkreis des Choppers sichert eine minimale Ein- und Ausschaltzeit für die Umladung der Transistorschutzstromkreise und es kann in den Extremalzuständen des Reglerausganges vorkommen, daß der Chopper während mehrerer Halbperioden nicht ein- oder ausschaltet.

### Modellierung der Transistorwechselrichter

Die beschriebene Einrichtung wird zusammen mit den für einen sicheren Betrieb notwendigen Stromkreisen schon ziemlich kompliziert. Eben darum ist es zweckmäßig, einige solche Annäherungen zu verwenden, die die mathematische Behandlung grundsätzlich erleichtern, ohne die realitätstreue Abbildung des Wechselrichters zu gefährden.

Der Ofen selbst wird als ein paralleler  $R-L$  Kreis betrachtet, in welchem die Änderung des Widerstandes  $R$  die Laständerung representiert. Mit dem parallel zugeschalteten blindleistungskompensierenden Kondensator ( $C$ ) entspricht der Ofen einem parallelen  $R-L-C$  Kreis.

Die Transistoren werden als ideale Schaltelemente betrachtet und die Wirkung der Schutzstromkreise vernachlässigt.

Wir nehmen in Rechnung auch die durch die Verbindung zwischen den Wechselrichter und Induktor bedingte zusätzliche Induktivität ( $L_2$ ), deren Wirkung sich bei der Kommutation meldet.

Zufolge der obenerwähnten Vereinfachungen bedeutet die Ausschaltung der Transistoren eine sprunghafte Stromänderung an der Last. Hier wird in den Rechnungen die Wirkung des  $L_2$  vernachlässigt. Das ist gestattet, weil die Induktivität  $L_2$  in der Wirklichkeit bei Ausschaltung der Transistors eine

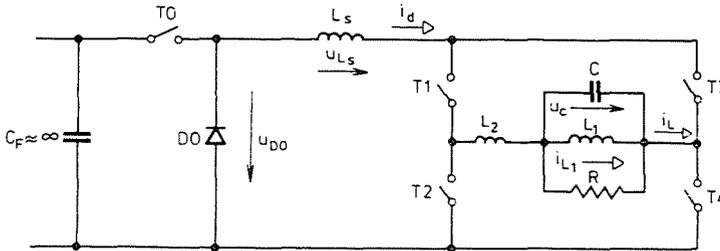


Abb. 8

durch den zum Transistor parallelgeschalteten Schutzstromkreis bestimmte maximale Spannung bekommt, die eine viel größere Stromsteilheit verursacht, als die Stromsteilheit während der Kommutation.

Am Choppereingang wird eine glatte Gleichspannung vorausgesetzt ( $C_F \approx \infty$ ). Die mit den vorigen Annahmen aufgebaute Ersatzschaltung ist in Abb. 8 dargestellt.

Die Energiespeicher in der Ersatzschaltung sind die folgenden: die Schwingkreisinduktivität  $L_1$ , der Parallelkondensator  $C$ , die zusätzliche Induktivität  $L_2$  und die Glättungsdrossel im Gleichstromkreis. Für die Systemanalyse haben wir auch jene Energiespeicher in Betracht genommen, die sich einerseits aus dem integrierenden Frequenzregler und andererseits aus dem Stromregelkreis des proportionalintegrierenden (PI) Leistungsregelkreis ergeben. Der langsamere Spannungsregler wurde in den Rechnungen nicht einbezogen, weil dies in den untersuchten Arbeitspunkten und Vorgängen zu keinem bedeutenden Unterschied führte.

Das aus insgesamt 6 Energiespeichern bestehende Modell kann durch ein Differentialgleichungssystem sechster Ordnung beschrieben werden. Wegen der guten numerischen Methoden für die Lösung von Differentialgleichungen erster Ordnung ist es zweckmäßig, die Zustandsraummethode anzuwenden.

- Die den Energiespeichern entsprechenden Zustandsvariablen sind:
- der Strom der den Ofen repräsentierenden Induktivität ( $i_{L_1}$ )
  - die Kondensatorspannung ( $u_C$ )
  - der Strom der Induktivität  $L_2$  ( $i_L$ )

der Gleichstrom der Drosselpule ( $i_d$ )  
 der integrierende Teil des Ausgangssignals des Stromreglers ( $x_i$ )  
 das Ausgangssignal des Frequenzreglers ( $x_f$ ).  
 Demgemäß ist die Vektorform der Zustandvariablen:

$$\mathbf{x}^T = [i_{L_1}, u_C, i_L, i_d, x_i, x_f] \quad (12)$$

Aus dem Differentialgleichungssystem wird die Gleichung der Änderungsgeschwindigkeit der Zustandsvariablen in der folgenden Vektorform aufgeschrieben:

$$\mathbf{v}[\mathbf{x}, \mathbf{u}, t] = \frac{d\mathbf{x}[\mathbf{u}, t]}{dt} \quad (13)$$

Der Vektor  $\mathbf{u}$  besteht aus den Eingangswerten des Systems:

$$\mathbf{u}^T = [U_e, i_a, f_a] \quad (14)$$

wo  $U_e$  die Gleichspannung vor dem Chopper,  
 $i_a$  und  $f_a$  die Sollwerte des Strom- bzw.

Frequenzreglers bedeuten. Im Laufe der Rechnung ist auch die Möglichkeit gegeben, die Laständerung durch die Änderung des Widerstandes  $R$  in Betracht zu nehmen.

Die Zustandsgleichungen sind im Anhang einzeln zu finden.

Das von den Betriebszuständen des Wechselrichters abhängende Differentialgleichungssystem wurde mit dem Runge-Kutta Verfahren gelöst. Dieses Verfahren vierter Ordnung sichert, daß die mit relativ großen Zeitschritten gerechneten Resultate genügend genau seien.

Während des Betriebes der Einrichtung wechseln sich verschiedene Betriebszustände. So gibt es im Wechselrichter Leitungszustände mit zwei Transistoren, bzw. mit vier Transistoren während der Kommutation. Bei dem Leerlauf des Wechselrichters kann ein aufsetzender Betrieb auftreten. Weiterhin kann der Gleichstromchopper aus- oder eingeschaltet sein. Alle diese Zustände sind durch verschiedene Gleichungen charakterisiert, und so muß das Differentialgleichungssystem für jeden einzelnen Betriebszustand separat aufgeschrieben werden. Da die Reihenfolge der Betriebszustände des Wechselrichters nicht vorher genau bestimmbar ist, müssen mehrere Kennwerte des Systems gleichzeitig überwacht werden, um auf Betriebszustandswechselung folgern zu können. Außerdem muß auch der Nulldurchgang des Laststromes und der Lastspannung für den Frequenzregler wahrgenommen werden.

Im Rechnungsprogramm wurde eine besondere Matrix gebildet, in der ein Vorzeichenwechsel der Elemente auf Änderung des Zustandes der überwachten Mengen hinweist. Wenn eines der Matrixelemente negativ wird, bestimmt

ein inneres Iterationsverfahren das Moment des Nulldurchganges und von diesem Moment an wird die Rechnung mit jenem Differentialgleichungssystem weiterführt, das dem neuen Zustand entspricht.

### Rechnungsergebnisse

Die Untersuchung des im vorigen Abschnitt dargelegten mathematischen Modells wurde mit den Daten eines existierenden Erwärmungsofens am Digitalrechner ausgeführt, und zwar:

Nennleistung	$P_n = 30 \text{ kW}$
Nennwert der Gleichspannung	$U_e = 250 \text{ V}$
Nennfrequenz	$f_n = 4 \text{ kHz}$
Ofeninduktivität	$L_1 = 10 \text{ } \mu\text{H}$
Schwingkreis Kapazität	$C = 158 \text{ } \mu\text{F}$

Bei der Berechnung wurden die folgenden Bezugsgrößen gewählt: der Nennwert des Gleichstromes und der Gleichspannung der Erwärmungseinrichtung und der Nennwert der Resonanzkreisfrequenz  $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$  des aus dem Ofen und aus dem Kondensator bestehenden Schwingkreises. Die weiteren benutzten Werte, in Bezugseinheiten ausgedrückt, sind die folgenden

$$L'_1 = 0,121; C' = 8,27; L'_2 = 0,0121; L'_s = 0,5.$$

Die Induktivität  $L_2$  ist ein auf Grund der geometrischen Anordnung gerechnete Näherungswert.

Der Scheitelwert der Ofenspannung bei maximaler Aussteuerung ist nach (1)

$$\hat{U}'_C = 1,57 \quad (15)$$

Der bezogene Wert des der Nennleistung zugeordneten Widerstandes ist:

$$R' = \frac{\hat{U}'_C{}^2}{2} = 1,23 \quad (16)$$

Die genaue Stabilitätsuntersuchung des geregelten Systems wurde nicht ausgeführt. Da das Ziel unserer Rechnungen nicht die Bestimmung der optimalen Einstellung der Regler, sondern die Demonstrierung des Betriebes des vom Transistorwechselrichter gespeisten Schmelzofens war, haben wir auf Grund von unserer angenäherten Stabilitätsanalyse solche Regelparameter angenommen, bei welchen eine stabile Systemfunktionierung zu erwarten ist. Diese Erwartung wurde durch unsere Rechnungen bestätigt. Für die

Bestimmung der Regelparameter, die ein optimales dynamisches Verhalten sichern, wäre eine genaue Systemanalyse notwendig.

Die angenommenen Regelparameter sind die folgenden:

Integrationszeit des Frequenzreglers:  $T'_f = 8$

Verstärkungsfaktor des Stromreglers:  $K = 2$

Integrationszeit des Stromreglers:  $T'_i = 5$

Die Zeit der gemeinsamen Leitung der Transistoren in einem Brücken-zweig ist 0,02, und das entspricht für die gegebene Frequenz dem Wert von  $5 \mu\text{s}$ .

Im Laufe der Rechnungen wurden mehrere, zu verschiedenen Belastungen gehörende stationäre Arbeitspunkte und Anlaufprozesse untersucht. Für die Bestimmung der stationären Zustände wurden die wichtigsten Systemkenngrößen mit Annäherungsmethode berechnet. Auf Grund dieser Größen konnte man mit Hilfe eines Digitalrechners die gesuchten Arbeitspunkte in relativ kurzer Zeit bekommen.

Die Ergebnisse wurden zwecks der einfacheren Auswertung mit Zeitfunktionen dargestellt.

In Abb. 9 sind Zeitfunktionen gegeben, die für den stationären Nennbetrieb charakteristisch sind. In der Abb. zeigt a) die Lastspannung ( $u_c$ ), den Laststrom ( $i_L$ ), und das Fünftel des Kondensatorstromes ( $i_c/5$ ), und b) zeigt den Gleichstrom und die Spannung an der Drosselspule des Gleichstromzwischenkreises. In diesem Arbeitspunkt ist der Chopper stetig eingeschaltet. Der Frequenzregler hat die Arbeitsfrequenz auf die Resonanzfrequenz des Schwingkreises eingestellt. Man kann in der Abbildung klar sehen, daß die Momente des Nulldurchganges des Stromes und der Spannung beinahe übereinstimmen. Da die Last und auch der Gleichstrom den Wert 1 hat, schwingt der durch den Schwingkreis aufgenommene Strom ( $i_L$ ) um den Nennwert. Die Lastspannung ist rein sinusoidal. Wenn der Kondensatorstrom ganz sinusförmig wäre, hätte er den Scheitelwert:

$$\hat{I}_c = \hat{U}_c \omega' \cdot C' = 13,02 \quad (17)$$

was mit der Kurve in der Abbildung gut übereinstimmt. Die Abweichung ist durch den Vorzeichenwechsel des Wechselrichterstromes verursacht.

Im Zeitintervall zwischen  $t_0$  und  $t_1$  leiten die Transistoren  $T1$  und  $T4$  gemäß den Bezeichnungen in Abb. 8. Die Transistoren  $T2$  und  $T3$  werden im Moment  $t_1$  eingeschaltet. Die Last ist nun kurzgeschlossen (die ganze Gleichspannung gerät an die Drosselspule  $L_s$ ). Die Kommutation zwischen den Brückenzeigen geschieht durch die Lastspannung, der Laststrom beginnt abzunehmen, und zwar mit einer durch die Zusatzinduktivität  $L_2$  bestimmten Steilheit. Die Transistoren  $T1$  und  $T4$  werden im Zeitpunkt  $t_2$  ausgeschaltet und demzufolge erreicht der Strom  $i_L$  mit entgegengesetztem Vorzeichen dem Momentanwert des Gleichstromes.

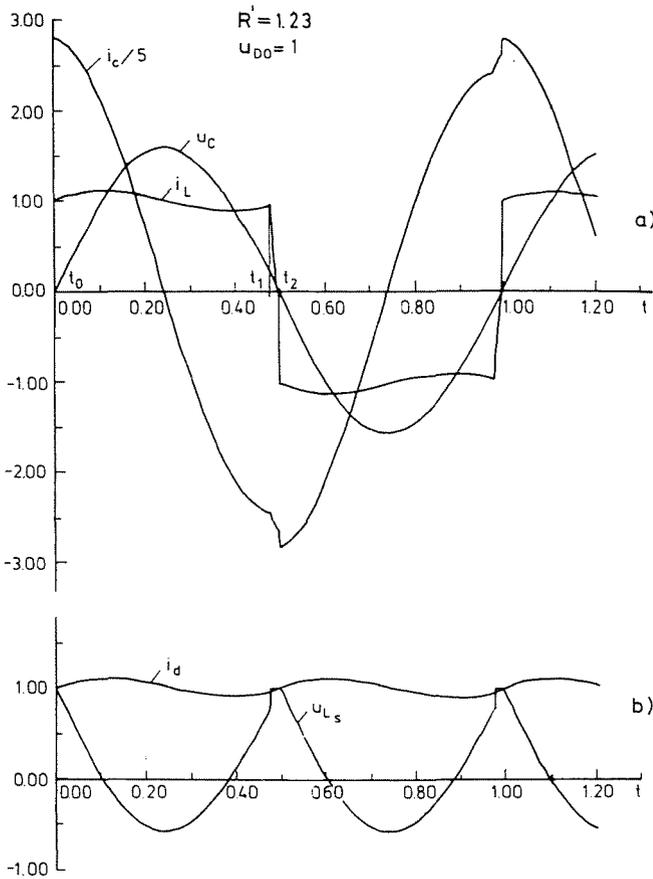


Abb. 9

Bei der Ausschaltung der Transistoren ist ihr Strom kleiner als der Gleichstrom, so werden ihre Schaltverluste auch abnehmen.

In der Abb. 10 sind die Größen der Abb. 9.a für einen Arbeitspunkt in der Nähe des Leerlaufes ( $R=3$ ) gegeben. Der Gleichstromchopper ist auch hier stetig eingeschaltet und so haben die Lastspannung und der Kondensatorstrom angenähert denselben Wert, als in vorigem Fall. Der Laststrom ist entsprechend der kleineren Last kleiner und auch die Kommutation ist in geringem Maß verschieden. Nach der Einschaltung der Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  beginnt auch hier der Laststrom abzunehmen, mit durch  $L_2$  bestimmter Steilheit, und erreicht den Nulldurchgang früher als im vorigen Fall. Nach dem Spannungsnulldurchgang aber wechselt die Richtung der Stromänderung (der Strom des auszuschaltenden Transistors beginnt von neuem anzusteigen). Die Kommutation endet im Zeitpunkt  $t_2$  durch die Ausschaltung der Transistoren

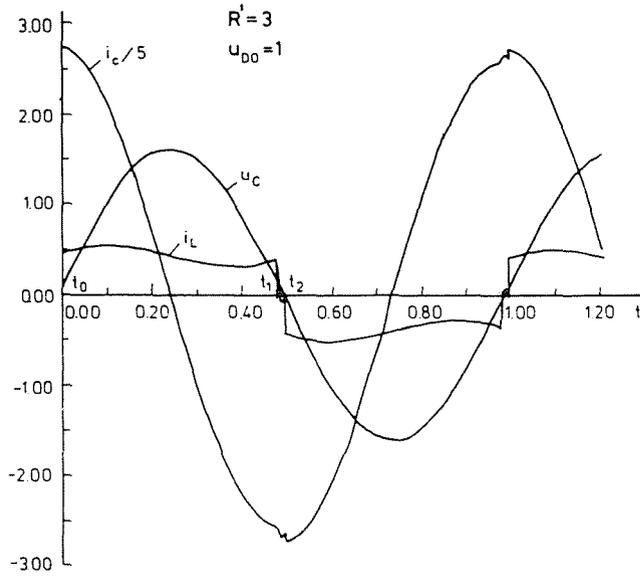


Abb. 10

$T1$  und  $T4$ . Der Beispiel zeigt, daß bei kleinen Lasten auch ein mehrfacher Stromnulldurchgang vorkommen kann.

Die Abb. 11 zeigt die Zeitfunktionen für einen Arbeitspunkt ober der Nennlast ( $R=0,7$ ). Der Stromregler hält den Laststrom am Nennwert als Grenzwert durch Herabsetzung des Chopperfüllfaktors. Die Größen der Abb. 11.a und b entsprechen den früheren Abbildungen, in c ist die Ausgangsspannung des Choppers gezeichnet. In der Abb. 11.a kann man sehen, daß der Strom etwa den Nennwert hat, die Spannung und der Kondensatorstrom aber kleiner sind, entsprechend der Abnahme des Gleichspannungsmittelwertes. Infolge der vorher beschriebenen Regelungsprinzipien—trotz der aussetzenden Gleichspannungsspeisung—ist die Welligkeit des Gleichstromes kleiner als bei Nennlast, obwohl die Einschaltzustände des Choppers wegen der Gleichstromänderung während einer Halbperiode nicht genau in die Mitte der Halbperiode fallen. Die Abweichung von der Symmetrie kann am besten an der Kurvenform der Spannung  $u_{L_s}$  der Drosselspule beobachtet werden.

Aus den drei Abbildungen ist es klar, daß der entwickelte Frequenzregler die Phasengleichheit der Grundwellen der Lastspannung und des Laststromes sichert.

In der Abb. 12 kann man den Anlaufvorgang eines mit Nennlast arbeitenden und durch Transistor-Stromwechselrichter gespeisten Schmelzofens verfolgen. Die eingestellte Anfangsfrequenz des Frequenzreglers ist viel kleiner als der Nennwert (die Periodenzeit ist  $T_p = 1,4$ ) und die Strombegren-

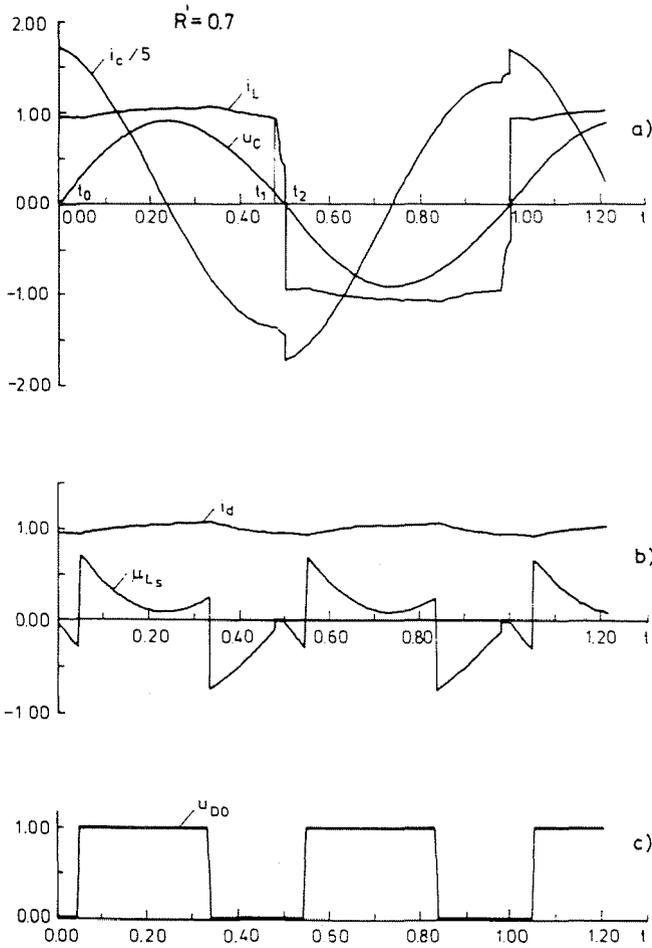


Abb. 11

zung ist auf den Nennwert gestellt. In Abb. 12.a kann man den Laststrom und die Lastspannung, in Abb. 12.b den Gleichstrom und die Ausgangsspannung des Choppers, und in Abb. 12.c die Änderung der halben Periodenzeit sehen.

Der Gleichstrom erreicht — schon in der ersten Halbperiode — fast den Nennwert, mit der Steilheit:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U'_e}{L'_s} = 2 \quad (18)$$

So schaltet der Chopper in den folgenden drei Halbperioden nur für eine sehr kurze Zeit ein. Währenddessen schwingt der Wechselrichter den Schwingkreis ein. Da die Frequenz von der Resonanzfrequenz stark abweicht,

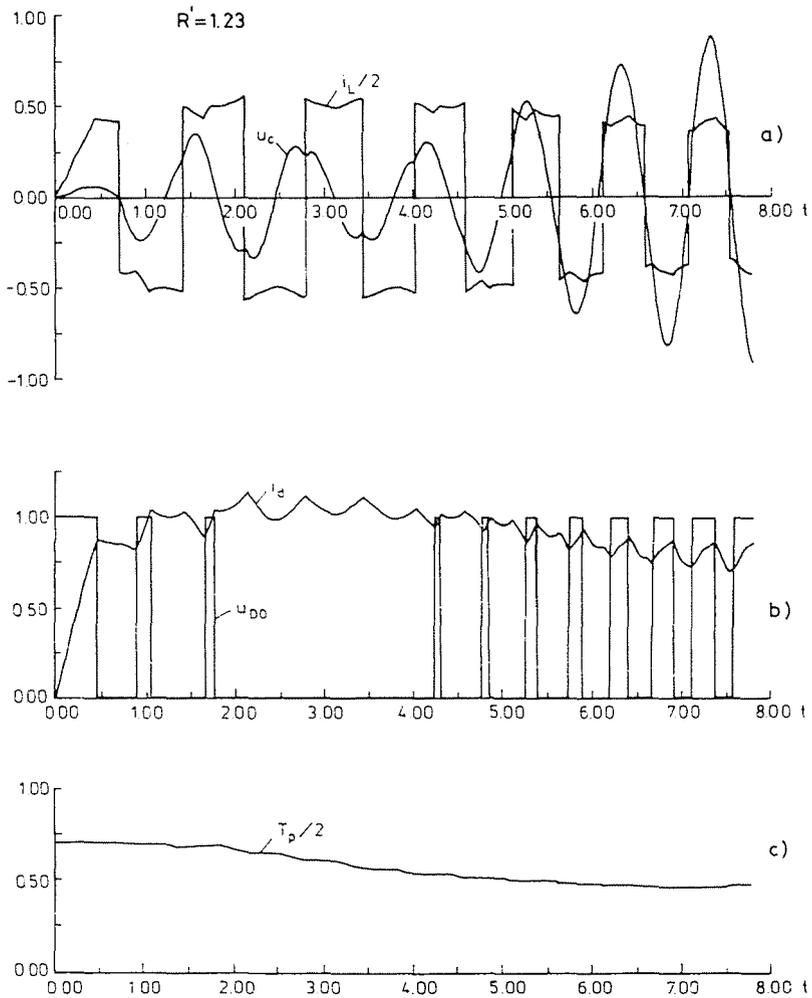


Abb. 12

beträgt der Phasenwinkel zwischen den Strom und Spannung der Last bei nahe  $90^\circ$ . Die abgegebene Wirkleistung ist gering und so ändert sich der Gleichstrom in den folgenden Halbperioden auch ohne neue Einschaltung des Choppers kaum. Dazwischen nähert der Frequenzregler die Frequenz zur Resonanzfrequenz, die etwa nach 5 Perioden erreicht wird. Der Chopper fängt an von neuem zu funktionieren und die Spannung der Schwingkreises beginnt schnell anzusteigen. Im weiteren arbeitet die Einrichtung mit der Resonanzfrequenz, bzw. in ihrer unmittelbarer Nähe und binnen 15—20 Perioden erreicht sie den durch die Last bestimmten stationären Zustand (Abb. 9).

Die im Gleichstrom auftretenden Schwankungen sind Folgen der am PI Stromregler eingestellten Kennwerten und der relativ kleinen Drosselspule im Gleichstromzwischenkreis.

### Folgerungen

Auf Grund der Rechnungen kann man feststellen, daß das ausgearbeitete System die minimale Phasenverschiebung zwischen dem Laststrom und der Lastspannung im stationären Zustand sichern kann, das heißt es sichert die maximale Ausnutzung des Wechselrichters, unabhängig von den Abweichungen der Last und der Resonanzfrequenz. Der mit dem Wechselrichter synchronisierte Gleichstromchopper ermöglicht eine schnelle Leistungsregelung, einen wirksamen Überlastschutz, und gestattet die Verwendung einer kleineren Drosselspule im Gleichstromkreis.

Auf Grund des dargelegten Systems wurde eine Versuchseinrichtung hergestellt. Diese wurde ohne die Lastregelkreise, aber mit der Steuerung ausprobiert. Die erhaltenen Messergebnisse zeigen eine qualitativ gute Übereinstimmung mit den gerechneten Kurven.

### Anhang

#### Die Zustandsgleichungen

$$\frac{d i_{L_1}}{d t} = \frac{1}{L_1} u_C \quad (19)$$

$$\frac{d u_C}{d t} = \frac{1}{C} i_C \quad (20)$$

$$\frac{d i_L}{d t} = -\frac{1}{L_2} u_C \quad (21)$$

Die Gl. (21) kommt nur während der Kommutation in Betracht

$$\frac{d i_d}{d t} = \frac{1}{L_s} u_{L_s} \quad (22)$$

(Während der Zeit der aussetzenden Leitung ist  $\frac{d i_d}{d t} = 0$ )

$$\frac{d x_i}{d t} = \frac{1}{T_1} (i_a - i_L) \quad (23)$$

$$\frac{d x_f}{d t} = \frac{1}{T_f} \Delta t \quad (24)$$

wo  $\Delta t$  die Zeitspanne zwischen den Nulldurchgängen des Stromes und der Spannung ist.

### Hilfsgleichungen

$$\text{TO gesperrt: } u_{L_s} = U_e - u_C \quad (25)$$

$$\text{TO geöffnet: } u_{L_s} = -u_C \quad (26)$$

(Bei Kommutation ist  $u_{L_s} = U_e$ )

$$i_L = i_C + i_{L_1} + i_R \quad (27)$$

$$i_R = \frac{u_C}{R} \quad (28)$$

Der Angangssignal des Stromreglers ist:

$$x_I = x_i + K(i_a - i_L) \quad (29)$$

### Literatur

1. PELLY, B. R.: Latest Developments in Static High Frequency Power Sources for Induction Heating Westinghouse Electric Corporation, Research and Development Center.
2. NAGY, I.—MIKLÓS, D.: Untersuchung eines vom Stromgenerator gespeisten Mittelfrequenz-Thyristor-wechselrichters. 3. Leistungselektronik Konferenz, Budapest, 1977. (Ungarisch)
3. HOFT, G.: Historical Review, Present Status and Future Prospect. International Power Electronics Conference Record p. 6—18.
4. RISCHMÜLLER, K.: Treiberstufen für schnelle Schalttransistoren Thomson-CSF, Bereich Halbleiter: Handbuch Schalttransistoren, 1979.
5. CLEMENTE, S.—PELLY, B.—RUTTONSHA, E.—TAYLOR, B.: High Voltage, High Frequency Switching Using a Cascode Connection of HEXFET and Bipolar Transistor, International Rectifier: HEXFET Databook 1982—83.

dr. Tamás RUZSÁNYI }  
Csaba BACSÁNYI } H-1521 Budapest