



(19) Republik
Österreich
Patentamt

(11) Nummer: AT 401 591 B

(12)

PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 1204/93

(51) Int.Cl.⁶ : H02M 7/23

(22) Anmeldetag: 18. 6.1993

(42) Beginn der Patentdauer: 15. 2.1996

(45) Ausgabetag: 25.10.1996

(56) Entgegenhaltungen:

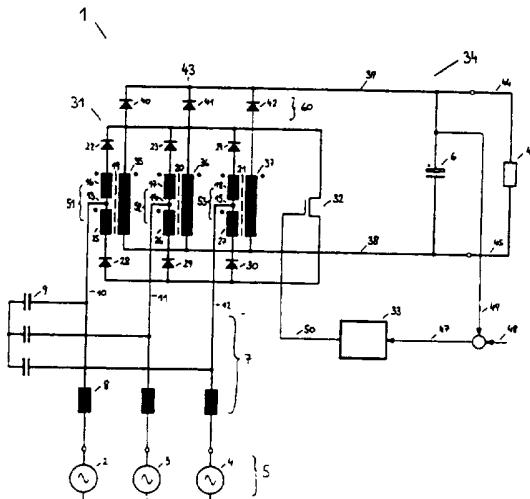
WO 92/07416A1
(ITALTEL SOCIETA)

(73) Patentinhaber:

KOLAR JOHANN WALTER
A-1050 WIEN (AT).

(54) DREHSTROM-PULSGLEICHRICHTERSYSTEM

(57) Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Umformung eines dreiphasigen Spannungssystems (5) in eine vorgegebare, hochfrequente potentialgetrennte, einen Verbraucher (46) speisende Gleichspannung wobei die Netzrückwirkungen gegenüber netzgeföhrter dreiphasiger Gleichrichtung wesentlich verringert werden. Primär- und sekundärseitiger Schaltungsteil sind über magnetische Phasen-EnergieSpeicher (19), (20), und (21) gekoppelt. Im primärseitigen Schaltungsteil (31) ist ein über eine Steuervorrichtung (33) steuerbarer elektronischer Schalter (32) über dreiphasige Verschaltung von Dioden (22), (23), (24) und Dioden (28), (29), (30) mit den Primärwicklungen (51), (52) und (53) der magnetischen Speicher (19), (20) und (21) verbunden. Diese Anordnung ist an den Ausgang eines eingangsseitig an einem speisenden Wechselspannungssystem (5) liegenden Netz-Tiefpaßfilters (7) geschaltet. Im Sekundärkreis (34) wird eine dreiphasige Verschaltung von, den Stromfluß während der Leitdauer des elektronischen Schalters (32) sperrenden Ausgangsdioden (40), (41), (42) mit den Primärwicklungen magnetisch gekoppelten Sekundärwicklungen (35), (36) und (37) der magnetischen Phasen-EnergieSpeicher (19), (20) und (21) angeordnet. Diesem Schaltungsteil wird ein die den Verbraucher (46) speisende Gleichspannung stützender, dem Verbraucher parallel liegender Ausgangskondensator (6) parallelgeschaltet.



AT 401 591 B

AT 401 591 B

Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Umformung von Drehstrom- in Gleichstromenergie wie sie im Oberbegriff des Patentanspruches 1 beschrieben ist.

Nach dem derzeitigen Stand der Technik werden zur Realisierung eines dreiphasigen Pulsgleichrichtersystems bei Forderung nach hochfrequenter Potentialtrennung drei zu einem dreiphasigen System verschaltete, einphasige AC-DC Konverter herangezogen. Die Eingangsteile der einphasigen Teilsysteme werden dabei meist als ungesteuerte Gleichrichter mit kapazitiver Glättung ausgeführt. Die so gebildete Gleichspannung wird mittels potentialgetrennter DC-DC Konverter in die Ausgangsspannungsniveaus umgeformt. Als Nachteile dieses Konzeptes sind die hohe Bauelementanzahl des Leistungs- und Steuerungsteiles, die zufolge der mit doppelter Netzfrequenz pulsierenden Phasenmomentanleistung prinzipbedingt geringe Ausnutzung der Phasenstromrichter, die den Wirkungsgrad und die Leistungsdichte verringern falls zu einer Beeinflussung anderer Verbraucher führende, pulsförmige Stromaufnahme zu nennen.

Weiters ist aus der WO - A1 - 92/07416 eine Ausführung eines dreiphasigen AC/DC-Konverters bekannt, welche über Anordnung jeweils eines elektronischen Leistungsschalters und eines mittels dieses Schalters hochfrequent getakteten Übertragers in jeder Phase gegenüber der vorstehend beschriebenen einfachsten Ausführung eine Verringerung der Netzbeeinflussung erreicht. Allerdings weist auch dieses Konzept ausgangsseitig niedrfrequente Energiependelungen und eine Abweichung des Netzstromverlaufes von der idealen Sinusform auf. Auch weist diese Schaltung eine relativ geringe Ausnutzung der Phasenschaltelemente auf, und benötigt einen relativ hohen Aufwand zur Realisierung des Leistungs- und Steuerungsteiles.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine dreiphasige, hochfrequente potentialgetrennte Gleichrichtereinheit mit geringer Komplexität des Leistungs- und Steuerungsteiles (einfacher Struktur und geringer Bauelementanzahl), hoher Leistungsdichte (einstufiger Energieumformung), weitgehend sinusförmiger Stromaufnahme und der Möglichkeit eines strombegrenzten Hochlaufes bzw. der Begrenzung des Eingangsstromes bei transienten Netzüberspannungen zu schaffen.

Dies wird erfindungsgemäß durch die kennzeichnenden Merkmale des Patentanspruches 1 erreicht. Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Bei Ausführung nach Patentanspruch 2 wird jeder Phase des speisenden Drehstromnetzes ein mit zwei Primär-Teilwicklungen und einer Sekundärwicklung ausgeführter magnetischer Energiespeicher zugeordnet, wobei die an den über Dioden gekoppelten Primärwicklungen liegenden Spannungen durch einen für alle Phasen gemeinsamen abschaltbaren Leistungshalbleiter, z.B. einen Leistungstransistor hochfrequent getaktet werden. Die Sekundärwicklungen der Phasenenergiespeicher werden über Dioden zu einem, in Verbindung mit einem Ausgangskondensator ein Gleichspannungsniveau erzeugenden Systemteil verschaltet. Aufgrund der, innerhalb der Leitphase des primärseitigen Transistors einen sekundärseitigen Stromfluß unterbindenden Orientierung der Ausgangsdioden weist das System die Grundfunktion eines Sperrwandlers auf. Die während der Leitphase des Leistungstransistors in die Phasenenergiespeicher übertragene Energie wird nach Abschalten des Transistors entsprechend der induktiven Kopplung des Eingangs- und Ausgangskreises an die Ausgangsseite übergeben und innerhalb der Sperrphase über die Ausgangsdioden in den die Ausgangsspannung stützenden Ausgangskondensator geführt. Der Leistungsfluß des Konverters wird unmittelbar durch die Steuerung des Leistungstransistors definiert, womit neben der Regelung der Ausgangsgleichspannung auch eine Begrenzung eingangs- wie auch ausgangsseitiger Überströme (z.B. innerhalb der Hochlaufphase, bei transienten Netzüberspannungen oder bei Kurzschluß des Ausgangskreises) ermöglicht wird. Weiters wird aufgrund der einstufigen Systemstruktur über die Taktung des Leistungstransistors auch die Netzstrombildung beeinflußt. Im Gegensatz zu den bei ungesteuerter Gleichrichtung in den, den Maxima der verketteten Phasenspannungen benachbart liegenden Zeitabschnitten auftretenden hohen Pulsströmen, wird bei Anordnung der erfindungsgemäßen Schaltung innerhalb jeder Pulsperiode, also kontinuierlich über eine Grundschwingsperiode ein Leistungsfluß zwischen Primär- und Sekundärkreis erreicht. Erfügt die Steuerung des elektronischen Schalters derart, daß innerhalb jedes Taktintervales die während der Einschaltzeit des Leistungsschalters von den Phasenenergiespeichern aufgenommene Energie zur Gänze an den Ausgangskreis abgegeben wird, treten, wie eine nähere Analyse zeigt, im Spektrum der Eingangs-Phasenströme des Konverters neben der in Verbindung mit der Netzspannungsgrundschwingung den Leistungsfluß definierenden Grundschwung nur schalfrequente Harmonische auf. Über Filterung dieser Harmonischen mittels einer eingangsseitig angeordneten Filterstufe wird somit ein ideales Netzverhalten - ein (ideal) rein sinusförmiger, in Phase mit der Netzspannung liegender Netzstrom - erreicht womit gegenüber Systemen mit netzgeföhrter ungesteuerter Gleichrichtung eine wesentliche Verringerung der Netzerückwirkungen gegeben ist. Zufolge des bei sinusförmigem Netzstromverlauf zeitlich konstanten Leistungsflusses kann vorteilhaft auch die zur Glättung der Ausgangsspannung erforderliche Kapazität des Ausgangskondensators verringert und damit die Leistungsdichte des Systems erhöht werden.

Eine weitere Ausführungsvariante beschreibt der Kennzeichenteil des Patentanspruches 3. Die Zahl der Primärwicklungen wird dabei reduziert, weiters können die Primärenergiespeicher zu einem dreiphasigen System zusammengefaßt werden was eine Verringerung der Baugröße des Konverters erlaubt. Zur Gleichrichtung der sekundärseitig auftretenden Wechselströme werden dabei die Dioden des Sekundärkreises in

5 Form einer Dreiphasen-Diodenbrücke angeordnet da die Beschränkung auf eine Primärwicklung je Phase in einer direkt an die Flußrichtung der Primärströme gebundenen Flußrichtung der Sekundärströme resultiert, unter Bezugnahme auf eine festgelegte Zählpfeilrichtung also positive und negative Sekundärströme auftreten.

Durch Weiterentwicklung nach den Patentansprüchen 4 bis 7 wird über Anordnung eines weiteren, dem
10 Ausgangskondensator über Entkopplungsdiode parallel liegenden abschaltbaren Leistungstransistors eine Verringerung der Schaltverluste und der Sperrspannungsbeanspruchung der eingangsseitigen Leistungs- halbleiter erreicht bzw. ist damit allgemein ein hinsichtlich der Dimensionierung der Komponenten des Stromrichters vorteilhafter zusätzlicher Feiheitsgrad gegeben.

Eine weitere Ausführungsvariante beschreibt der Kennzeichenteil des Patentanspruches 8 wobei durch
15 Anordnung mehrerer Sekundärwicklungen der Phasenenergiespeicher mehrere potentialgetrennte Aus- gangsspannungen gebildet werden können.

Die Erfindung sowie weitere vorteilhafte Ausgestaltungen werden im weiteren anhand der, in den im folgenden angegebenen Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispiele näher erläutert. Es zeigt:

20 **Fig.1** Eine Grundstruktur (vereinfachte, schematische Darstellung) des Leistungs- und Steuerungsteiles des erfindungsgemäßen Drehstrom-Pulsgleichrichtersystems.

Fig.2 Den Zeitverlauf der Eingangs-Phasenspannungen und der Eingangs-Phasenströme bei stationärem Betrieb der erfindungsgemäßen Stromrichterschaltung.

25 **Fig.3** Eine Grundstruktur des Leistungsteiles einer Ausführungsvariante der erfindungsgemäßen Strom- richterschaltung die eine Zusammenfassung der Phasenenergiespeicher zu einem dreiphasigen System erlaubt.

Fig.4, Fig.5, Fig.6 und Fig.7 Grundstrukturen des Leistungsteiles bei durch Anordnung eines sekundär- seitigen abschaltbaren Leistungshalbleiters in Verbindung mit Verschaltungen von Entkopplungsdiode gebildeten Ausführungsvarianten der erfindungsgemäßen Stromrichterschaltung wobei Fig.6 und Fig.7 auf die Darstellung des sekundärseitigen Schaltungsteiles beschränkt werden.

30 **Fig.8** Die Gegenüberstellung des Zeitverlaufes der Primär- und Sekundär-Phasenströme innerhalb des Intervales der Stromübergabe von der Primär- auf die Sekundärseite bei Ausführung der erfindungsgemäßen Stromrichterschaltung mit und ohne sekundärseitigen Leistungsschalter, sowie die Steuersignale des primär- und sekundärseitigen elektronischen Leistungsschalters.

In **Fig.1** ist ein Drehstrom-Pulsgleichrichtersystem 1 dargestellt, dessen Grundfunktion in der Umfor-
35 mung eines durch Phasen-Wechselspannungsquellen 2,3,4 symbolisierten dreiphasigen Spannungssyste- mes 5 in eine über dem Ausgangskondensator 6 auftretende Gleichspannung besteht.

Der Eingangsteil des Systems wird durch ein, vereinfacht als einstufiges LC-Filter 7 dargestelltes, über die Verschaltung der Induktivitäten 8 und der Kapazitäten 9 realisiertes Tiefpaßfilter gebildet.

Die Ausgangsspannungen des Filters werden über die Verbindungsleitungen 10,11,12 an die Wurzel-
40 punkte 13,14,15 einer aus Primär-Teilwicklungen 16,17,18 magnetischer Phasenenergiespeicher 19,20,21 und an deren von den Wurzelpunkten abgewandten Seite angeschlossenen, kathodenseitig verbundenen Dioden 22,23,24 und den anodenseitig verbundenen, jeweils zu einem Ende der Primär-Teilwicklungen 25,26,27 der Phasen-Energiespeicher 19,20,21 geführten Dioden 28,29,30 gebildeten Brückenschaltung 31 gelegt, wobei die nicht an Dioden gekoppelten Enden der Primär-Teilwicklungen 16 und 25 mit dem Wurzelpunkt 13, die nicht an Dioden gekoppelten Enden der Primär-Teilwicklungen 17 und 26 mit dem Wurzelpunkt 14 und die nicht an Dioden gekoppelten Enden der Primär-Teilwicklungen 18 und 27 mit dem Wurzelpunkt 15, verbunden sind und die beiden jeweils in einem Brückenzweig befindlichen Primär- Teilwicklungen (16 und 25, 17 und 26, 18 und 27) gleichen Wicklungssinn aufweisen. Im Ausgangskreis der Brückenschaltung 31 liegt ein z.B. mittels eines Transistors ausgeführter abschaltbarer Leistungshalbleiter 32 der über den Ausgang einer Steuereinheit 33 angesteuert wird.

Jeder Gleichspannungs-Ausgangskreis des Systems wird durch mindestens eine, auf einem der Phasenenergiespeicher 19,20,21 angeordnete Sekundärwicklung gespeist wobei vorteilhaft jeweils eine Sekundärwicklung jeder Phase zur Bildung eines Ausgangskreises herangezogen wird. Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist im vorliegenden Fall nur ein Ausgangskreis 34 dargestellt. Weitere Ausgangskreise sind durch Aufbringen weiterer, entsprechend dem nachstehend beschriebenen Schaltungsprinzip verschalteter Sekundärwicklungen auf die Phasenenergiespeicher zu bilden.

Die den Ausgangskreis 34 bildenden Sekundärwicklungen 35,36,37 werden an eine das Bezugspotential der Ausgangsgleichspannung führende Verbindungsleitung 38 gelegt und die von dieser Verbindungsleitung

abgewandt liegenden Wicklungsenden an die Anoden von drei kathodenseitig an der das positive Ausgangspotential führenden Verbindungsleitung 39 liegenden Dioden 40,41,42 geschaltet, wobei der Wicklungssinn der Sekundärwicklungen 35,36,37 derart gewählt wird, daß die Dioden 40,41,42 während des Leitzustandes des Leistungstransistors 32 einen Stromfluß im Sekundärkreis unterbinden. Die Sekundärwicklung 35 ist dabei mit den ebenfalls magnetisch gekoppelten Primär-Teilwicklungen 16 und 25, die Sekundärwicklung 36 mit den magnetisch gekoppelten Primär-Teilwicklungen 17 und 26 und die Sekundärwicklung 37 mit den magnetisch gekoppelten Primär-Teilwicklungen 18 und 27 magnetisch gekoppelt. Die zwischen den Verbindungsleitungen 39 und 38 liegende Ausgangsgleichspannung wird durch einen der sekundärseitigen Ventil- und Wicklungsanordnung 43 parallel liegenden Ausgangskondensator 6 gestützt und über die Verbindungsleitungen 44, 45 einem Verbraucherkreis 46 zugeführt.

In die der Steuereinheit 33 über die Verbindungsleitung 47 zugeführten Information kann neben einem externen Steuersignal 48 über die Verbindungsleitung 49 auch der Istwert der Ausgangsspannung oder etwa bei Realisierung einer Strombegrenzung (in Fig.1 aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt) auch der Wert des Ausgangstromes oder des Stromes durch den Leistungstransistor 32 einbezogen werden, wobei diese Informationen durch die Steuereinheit 33 vorteilhaft in ein gegenüber der Netzfrequenz hochfrequentes, am Ausgang der Steuereinheit 33 auftretendes, den Leistungstransistor 32 im stationären Fall mit über die Grundschwingungs-Netzperiode zeitlich konstantem Verhältnis von Ein- und Ausschaltzeit steuerndes und damit den Leistungsfluß des Konverter definierendes, an der Steuerleitung 50 anliegendes Signal umgesetzt wird.

Das System wird vorteilhaft so gesteuert, daß das Einschalten des Leistungstransistors 32 stets stromlos erfolgt, im Einschaltzeitpunkt die magnetischen Energiespeicher 19,20,21 also vollständig entladen sind. Bei Durchschalten des Leistungstransistors 32 zufolge eines von der Steuereinheit 33 abgegebenen Steuersingales liegt ein gleichspannungsseitiger Kurzschlusses der Brückenschaltung 31 vor, der resultierende Anstieg der Primär-Phasenströme in den in Vorwärtsrichtung gepolten Zweigen der Brückenschaltung 31 wird durch die am Ausgang des Netzfilters 7 liegenden Momentanwerte der Phasenspannungen, die aufgrund der Tiefpaßwirkung des Filters 7 weitgehend den Phasenspannungen der Netz-Spannungsquellen 2,3,4 entsprechen, definiert. Bei über die Netz-Grundschwingungsperiode konstanter Einschaltzeit des Leistungstransistors 32 werden somit im Abschaltzeitpunkt des Transistors 32 in den Verbindungsleitungen 10,11,12 den Netz-Phasenspannungen proportionale Phasenstromwerte erreicht bzw. ein diesen entsprechender Energiebetrag in den Phasen-Energiespeichern 19,20,21 gespeichert. Bei Abschalten des Leistungstransistors bedingt diese gespeicherte magnetische Energie einen bei idealer Koppung des Primär- und Sekundärkreises unmittelbar einsetzenden Stromfluß in den Sekundärwicklungen 35,36,37 der über die innerhalb der Leitphase des Transistors 32 einen sekundärseitigen Stromfluß unterbindenden Dioden 40,41,42 in den Ausgangskondensator 6 bzw. an den diesem parallel geschalteten Verbraucher 46 geführt wird, was eine Abmagnetisierung der Phasenenergiespeicher 19,20,21 bzw. einen Energietransfer an die Ausgangsseite 34 bewirkt. Nach vollständiger Entmagnetisierung der Phasen-Energiespeicher kann ein stromloses Wiedereinschalten von Transistor 32 erfolgen, da in diesem Fall die durch das Einschalten ausgelöste Sperrung der Dioden 40,41,42 keinen unmittelbar auftretenden primärseitigen Stromfluß zufolge hat.

Da die Abmagnetisierungsphase den primärseitigen Stromverlauf nicht beeinflußt verbleiben aufgrund der den Netz-Phasenspannungen proportionalen Einhüllenden der in den Verbindungsleitungen 10,11,12 auftretenden Konvertereingangsströme bei Filterung der schaltfrequenten Harmonischen über das Tiefpaßfilter 7 bei sinusförmigem Verlauf der Spannungen der Wechselspannungsquellen 2,3,4 sinusförmige, in Phase mit den speisenden Spannungen liegende Netzströme. Das System weist somit geringe Netzrückwirkungen und einen hohen Leistungsfaktor bzw. ohmsches Netzverhalten auf womit gegenüber netzgeführter Gleichrichtung eine erhebliche Verringerung der Netzrückwirkungen erreicht wird.

Zur Veranschaulichung der vorstehend beschriebenen Zusammenhänge sind in Fig.2 die Zeitverläufe der über den Phasen-Spannungsquellen 2,3,4 auftretenden Spannungen und die bei Steuerung des Systems entsprechend obiger Beschreibung in den Verbindungsleitungen 10,11,12 auftretenden Ströme angegeben, wobei die Bezeichnung der Spannungs- und Stromkurven gleich der jener Schaltungselemente, an denen die Signalverläufe auftreten, gewählt wurde. Aus der Darstellung ist deutlich die netzspannungsproportionale Führung der Ströme zu ersehen. Zufolge des diskontinuierlichen Betriebes der Vorrichtung durch gegenüber der Netzfrequenz hochfrequente Taktung des Leistungstransistors 32 über die Steuereinheit 33 weisen die Ströme 10,11,12 neben der Grundschwingung schaltfrequente Oberschwingungen auf, die im Zeitverlauf durch einen der Grundschwingung überlagerten, hochfrequenten dreieckförmigen Signalverlauf zum Ausdruck kommen.

Fig.3 zeigt eine Ausführungsvariante des Drehstrom-Pulsgleichrichtersystems nach Fig.1. Diese Variante unterscheidet sich von der Schaltung nach Fig.1 dadurch, daß die Primär-Teilwicklungen 16,17,18 bzw.

25,26,27 der magnetischen Phasen-Energiespeicher 19,20,21 zu Primär-Gesamtwicklungen 51,52,53 vereinigt wurden, während die Dioden 22,23,24 anodenseitig über Verbindungsleitungen 54,55,56 mit den Dioden 28,29,30 kathodenseitig zusammengeschaltet sind. Die Primär-Gesamtwicklungen 51,52,53 liegen somit zwischen den Ausgangspunkten 57,58,59 des Tiefpaßfilters 7 und den Verbindungsleitungen 54,55,56.

- 5 Ausgangsseitig wird die Schaltung nach Fig.1 durch Modifikation der Gleichrichterschaltung 60 abgeändert. Die Gleichrichterschaltung wird hier dadurch gebildet, daß die Dioden 61,62,63 anodenseitig über Verbindungsleitungen 64,65,66 mit den Dioden 67,68,69 kathodenseitig zusammengeschaltet sind. Die Dioden 61,62,63 sind wie auch bei der Schaltung nach Fig.1 kathodenseitig über die, das positive Ausgangsspannungspotential der Schaltung führende Leitung 39 verbunden. Demgegenüber bildet die anodenseitige
- 10 Verbindungsleitung 38 der Dioden 67,68,69 das negative Ausgangspotential. Die Sekundärwicklungen 70,71,72 der magnetischen Phasen-Energiespeicher 19,20,21 sind hier beispielsweise in Sternschaltung ausgeführt (prinzipiell ist natürlich auch die Anordnung der Wicklungen 70,71,72 in Dreieckschaltung denkbar), d.h., die Sekundärwicklungen 70,71,72 sind von einem, diesen Wicklungen gemeinsamen Sternpunkt 73 an die Dioden-Verbindungsleitungen 64,65,66 geschaltet. Bezüglich des Wicklungssinns der
- 15 Primär- bzw. Sekundärwicklungen der Phasenenergiespeicher 19,20,21 bestehen in diesem Fall nicht die für die Schaltung nach Fig.1 gegebenen Einschränkungen. Die Anordnung des Tiefpaßfilters 7, der Ausgangskondensators 6, des Verbrauchers 46 und der Steuereinrichtung 33 sind ident mit der in Fig.1 gezeigten.

- Fig.4 und Fig.5 zeigen vorteilhafte Erweiterungen der bisher beschriebenen, erfindungsgemäßen
- 20 Drehstrom-Pulsgleichrichtersysteme nach Fig.1 bzw. Fig.3. Bei den Systemen nach Fig.1 und Fig.3 treten prinzipiell Verluste im, dem abschaltbaren Leistungshalbleiter 32 bei praktischen Realisierungen stets parallelzuschaltenden Spannungsbegrenzungskreis 74 (hier als Z-Diode schematisiert) auf, die durch die nichtideale magnetische Kopplung der Primärwicklungen mit den Sekundärwicklungen der Phasen-Energie- speicher 19,20,21 infolge magnetischer Streuung verursacht werden. Diese, den Wirkungsgrad verschlech- ternden Verluste, sind umso höher, je geringer die zur Entmagnetisierung der Streuinduktivitäten zur Verfügung stehende Spannung ist, d.h., je geringer die maximale Sperrspannung des abschaltbaren Leistungshalbleiters 32 ist. Für eine praktische Realisierung bedeutet dies, daß an sich ein Leistungshalbleiter mit möglichst hoher Spannungsfestigkeit vorteilhaft ist. Allerdings unterliegt die maximale Sperrspannung von Leistungstransistoren technologischen Grenzen, weiters weisen Leistungshalbleiter höherer Spannungsfestigkeit im allgemeinen auch höhere Durchlaßverluste auf, sodaß eine Verbesserung des Wirkungs- grades durch Einsatz eines Leistungshalbleiters mit höherer Spannungsfestigkeit nur bedingt erzielbar ist.
- 25
- 30

- Durch die in Fig.4 bzw. Fig.5 dargestellte vorteilhafte Erweiterung der erfindungsgemäßen Drehstrom- Pulsgleichrichtersysteme nach Fig.1 bzw. Fig.3 kann eine virtuelle Erhöhung der die Streuinduktivitäten abmagnetisierenden Spannungen bei Vermeidung einer Erhöhung der Sperrspannungsbeanspruchung des abschaltbaren Leistungshalbleiters 32 erreicht werden. Die Erweiterung besteht in der Einfügung einer als Diode ausgebildeten Entkopplungseinrichtung 75 in die Verbindungsleitung 39, wobei für das System nach Fig.1 die Dioden 40,41,42 und für das System nach Fig.3 die Dioden 61,62,63 kathodenseitig mit dem Anodenanschluß der Diode 75 verbunden sind, und an diese Verbindungsleitung 39 ein weiterer, vorteilhaft als Leistungstransistor ausgeführter, abschaltbarer Leistungshalbleiter 76 angeschlossen ist. Der zweite Anschluß des Leistungstransistors 76 ist mit dem negativen Anschluß des Ausgangskondensators 6 verbunden. Die Steuerleitung 77 des sekundärseitigen Transistors 76 ist mit einer Steuereinrichtung 78 verbunden deren Eingang über die Signalverbindung 79 an den Ausgang der Steuereinrichtung 33 des primärseitigen Leistungstransistors 32 angeschlossen ist. Die Steuerung des sekundärseitigen Leistungsschalters 76 erfolgt nun derart, daß im Abschaltzeitpunkt des primärseitigen Transistors 32 der sekundärsei- tige Leistungshalbleiter 76 kurzzeitig durchgeschaltet wird. Durch den dadurch bedingten Kurzschluß des sekundärseitigen Schaltungsteiles 43 (bei Ausführung nach Fig.1) bzw. 60 (bei Ausführung nach Fig.3) wird die transformatorische Einkopplung einer, den Stromübergang verlangsamen Spannung in den Primärkreis unterbunden. Dadurch steht die volle Differenz der maximal zulässigen Sperrspannung des primärseitigen Transistors 32 und der Ausgangsspannung des Netzfilters 7 zur Abmagnetisierung der Streuinduktivi- täten der Phasenenergiespeicher zur Verfügung. Die Dauer des Stromüberganges wird verkürzt und die im Begrenzungskreis 74 entstehenden Verluste entsprechend reduziert.
- 35
- 40
- 45
- 50

- Nach Abschalten des sekundärseitigen Leistungsschalters 76 wird die in den Phasenenergiespeichern 19,20,21 gespeicherte magnetische Energie über die, bei durchgeschaltetem Transistor 76 einen Kurzschluß der Ausgangsspannung verhindernde Diode 75 an den Ausgang geliefert. Aufgrund der sehr kurzen Leitdauer, ist der Transistor 76 hinsichtlich Pulsstrombelastung zu dimensionieren, es kann somit ein Leistungstransistor mit geringer mittlerer Stromtragfähigkeit gewählt werden. Die direkt an das Abschalten von Transistor 32 gebundene Steuerung von Transistor 76 erlaubt weiters eine schaltungstechnisch einfache Realisierung der Ansteuereinheit 78 womit bei geringer Erhöhung der Systemkomplexität eine
- 55

signifikante Verbesserung des Wirkungsgrades des Konverters erreicht oder eine Verringerung der Sperrspannungsbeanspruchung von Transistor 32 ermöglicht wird.

Als funktionsmäßig zu Fig.4 bzw. Fig.5 identische Variante kann, wie in **Fig.6** bzw. **Fig.7** unter Beschränkung auf die Darstellung der sekundärseitigen Schaltungsteile der Systeme nach Fig.1 und Fig.3 gezeigt
5 die Einfügung der Diode 75 auch umgangen werden, wenn an den anodenseitigen Anschlüssen der Dioden 40,41,42 (bei Ausführung nach Fig.1) beziehungsweise den anodenseitigen Anschlüssen der Dioden 61,62,63 (bei Ausführung nach Fig.3) drei Entkopplungsdiode 80,81,82 anodenseitig angeschlossen werden, wobei diese Dioden kathodenseitig verschaltet sind und über den sekundärseitigen Leistungsschalter 76 mit dem negativen Anschluß des Ausgangskondensators 6 verbunden werden können.

10 **Fig.8** illustriert die Beschleunigung des Stromüberganges am Beispiel des Einsatzes der vorstehend beschriebenen Schaltungserweiterung nach Fig.4 bzw. Fig.6 (sekundärseitiger, abschaltbarer Leistungshalbleiter 76 mit ausgangsseitiger Diode 75 bzw. mit Entkopplungsdiode 80,81,82). Die Bezeichnung der dargestellten Ströme ist im weiteren im Sinne der Übersichtlichkeit gleich wie die der, diese Ströme führenden Schaltungselemente gewählt. Die positive Zähldrichtung der Primärströme 10,11,12 ist vom 15 Ausgang des Netzfilters 7 zu den Wurzelpunkten 13,14,15 vereinbart. Die Sekundärströme werden in Richtung der Dioden 40,41,42 positiv gezählt. Der Strom 76 durch den sekundärseitigen Leistungstransistor wird zur Verbindungsleitung 38 orientiert positiv gezählt. Mit 32 wird das an der Steuerleitung des primärseitigen Leistungstransistors anstehende Signal bezeichnet, entsprechend bezeichnet 76 das an der Steuerleitung 77 des sekundärseitigen Leistungsschalters anstehende Signal.

20 **Fig.8,(a)** zeigt die Verhältnisse ohne sekundärseitigen Leistungstransistor 76. **Fig.8,(b)** veranschaulicht, wie durch Einsatz des sekundärseitigen Leistungsschalters 76 die Stromübergabe von der Primär- auf die Sekundärseite beschleunigt wird, was in einer entsprechenden Reduktion der Verluste im Begrenzungskreis 74 bzw. in der Verringerung der Spannungsbeanspruchung des primärseitigen Leistungsschalters 32 resultiert.

25

Patentansprüche

1. Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Umformung eines dreiphasigen Spannungssystems in eine vorgebbare, einen Verbraucher speisende Gleichspannung die einen Primärkreis (31) und einen mit 30 diesem über magnetische Phasenenergiespeicher (19), (20) und (21) gekoppelten Sekundärkreis (34) aufweist, wobei im Sekundärkreis eine dreiphasige Anordnung von Ausgangsdioden (60) den Stromfluß während des Einschaltzustandes einer primärseitigen Schaltanordnung sperrend mit den Sekundärwicklungen verbunden und ein, die am Verbraucher auftretende Gleichspannung stützender, den Verbraucher (46) parallel liegender Ausgangskondensator (6) dazu parallel geschaltet ist **dadurch gekennzeichnet**, daß im Primärkreis (31) ein über eine Steuervorrichtung (33), die mit externen Einstell- und Überwachungsvorrichtungen für die am Verbraucher (46) auftretende Spannung und/oder den am Eingang und/oder Ausgang der Vorrichtung auftretenden Strom zusammengeschaltet ist, steuerbarer elektronischer Schalter (32) über dreiphasige Anordnung von Dioden (22), (23), (24) und Dioden (28), (29), (30) mit den Primärwicklungen (51), (52) und (53) der magnetischen Speicher (19), (20) und (21) verbunden und diese Anordnung an den Ausgang eines eingangsseitig an einem 40 speisenden Wechselspannungssystem (5) liegenden Netzfilters (7) gelegt ist.
2. Vorrichtung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Primärwicklungen (51), (52) und (53) der Phasen-Energiespeicher (19), (20) und (21) jeweils in zwei Teilwicklungen (16),(25) und (17),(26) und (18),(27) aufgeteilt sind und die den Primär-Teilwicklungen der Phasen gemeinsamen Punkte (13), (14) und (15) an den Ausgang des Netzfilters (7) gelegt werden und die dreiphasige Anordnung (60) der Ausgangsdioden durch drei kathodenseitig verbundene Ventile (40), (41) und (42) gebildet wird.
3. Vorrichtung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Primärwicklungen (51), (52) und (53) der Phasen-Energiespeicher zwischen die Ausgänge des Netzfilters (7) und die Verbindungsleitungen (54), (55) und (56) einer durch Zusammenfassung der dreiphasigen Verschaltungen der Dioden (22), (23), (24) und der Dioden (28), (29), (30) gebildeten Dreiphasendiodenbrücke gelegt werden und die sekundärseitige Ventilanordnung (60) als Dreiphasendiodenbrücke ausgeführt wird, an deren Eingänge die in Sternschaltung verbundenen Sekundärwicklungen (70), (71) und (72) der Phasenenergiespeicher (19), (20), (21) gelegt werden.
4. Vorrichtung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Primärwicklungen (51), (52) und (53) der Phasen-Energiespeicher zwischen die Ausgänge des Netzfilters (7) und die Verbindungsleitungen

AT 401 591 B

(54), (55) und (56) einer durch Zusammenfassung der dreiphasigen Verschaltungen der Dioden (22), (23), (24) und der Dioden (28), (29), (30) gebildeten Dreiphasendiodenbrücke gelegt werden und die sekundärseitige Ventilanordnung (60) als Dreiphasendiodenbrücke ausgeführt wird, an deren Eingänge die in Dreieckschaltung verbundenen Sekundärwicklungen (70), (71) und (72) der Phasenenergiespeicher (19), (20), (21) gelegt werden.

5. Vorrichtung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, daß parallel zum Ausgangskondensator (6) ein über eine Steuervorrichtung (78) in Abhängigkeit des Ausgangssignales der den primärseitigen Leistungstransistor (32) steuernden Einheit (33) gesteuerter, elektronischer Schalter (76) angeordnet ist, wobei zwischen Ausgangskondensator (6) und Schalter (76) eine aus Dioden aufgebaute Entkopplungsanordnung (75) vorgesehen ist.
10. Vorrichtung nach Anspruch 5 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Entkopplungsanordnung (75) ident einer Diode ist und von der Steuereinheit (78) ein Ansteuersignal des elektronischen Schalters (76) in einem Zeitabschnitt nach Abschalten des elektronischen Schalters (32) gebildet wird.
15. Vorrichtung nach Anspruch 5 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Entkopplungsanordnung (75) durch drei kathodenseitig mit dem elektronischen Schalter (76) verbundene, anodenseitig mit den, der Gleichrichteranordnung (60) und den Sekundärwicklungen der Phasenenergiespeicher (19), (20) und (21) gemeinsamen Schaltungspunkten verbundenen sekundärseitigen Dioden (80), (81), (82) gebildet wird und von der Steuereinheit (78) ein Ansteuersignal des elektronischen Schalters (76) in einem Zeitabschnitt nach Abschalten des elektronischen Schalters (32) abgegeben wird.
20. Vorrichtung nach Anspruch 5 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Entkopplungsanordnung (75) durch drei kathodenseitig mit dem elektronischen Schalter (76) verbundene, anodenseitig mit den, der Gleichrichteranordnung (60) und den Sekundärwicklungen der Phasenenergiespeicher (19), (20) und (21) gemeinsamen Schaltungspunkten verbundenen sekundärseitigen Dioden (80), (81), (82) gebildet wird und von der Steuereinheit (78) ein Ansteuersignal des elektronischen Schalters (76) in einem Zeitabschnitt nach Abschalten des elektronischen Schalters (32) abgegeben wird.
25. Vorrichtung nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 8 **dadurch gekennzeichnet**, daß jedenfalls einer der Phasenenergiespeicher (19), (20) oder (21) mehrere, getrennte Gleichspannungs-Ausgangskreisen zugeordnete Sekundärwicklungen aufweist und mehrere potentialgetrennte Verbraucher gespeist werden.

Hiezu 8 Blatt Zeichnungen

30

35

40

45

50

55

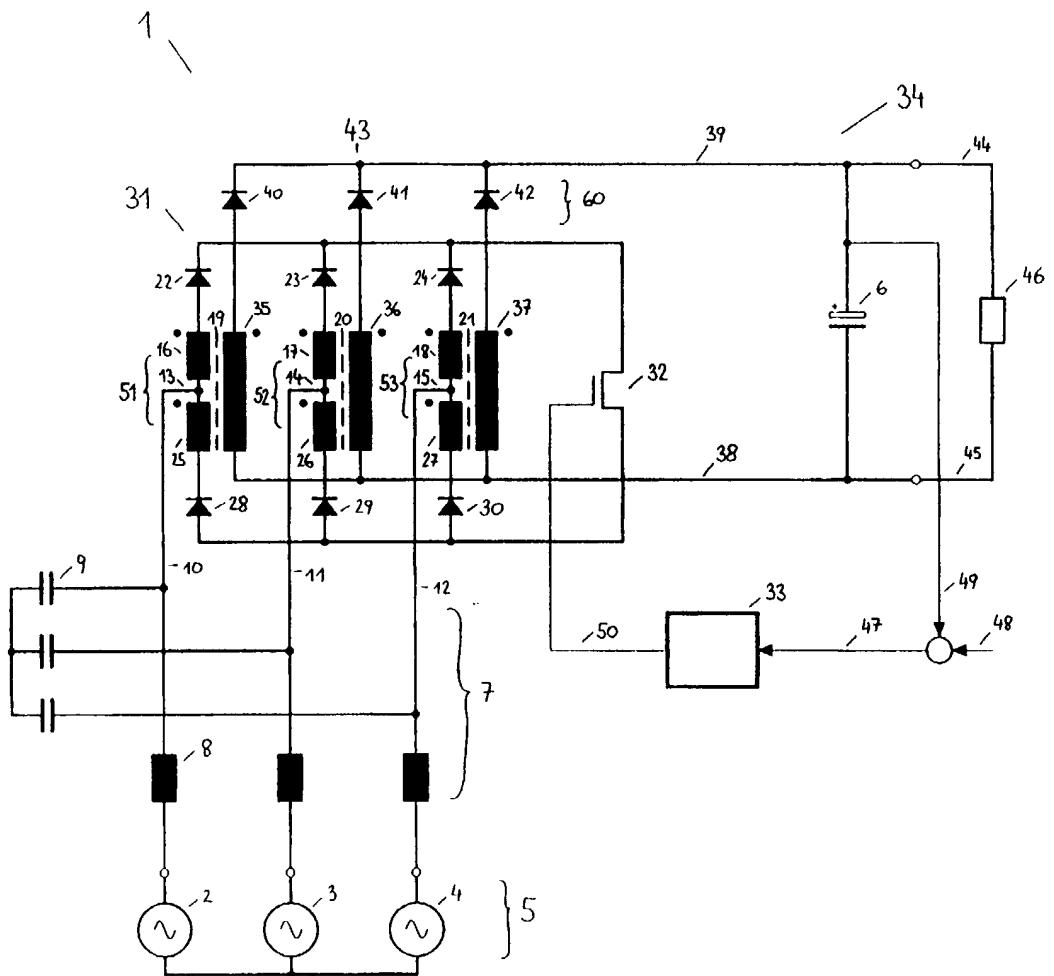


Fig.1

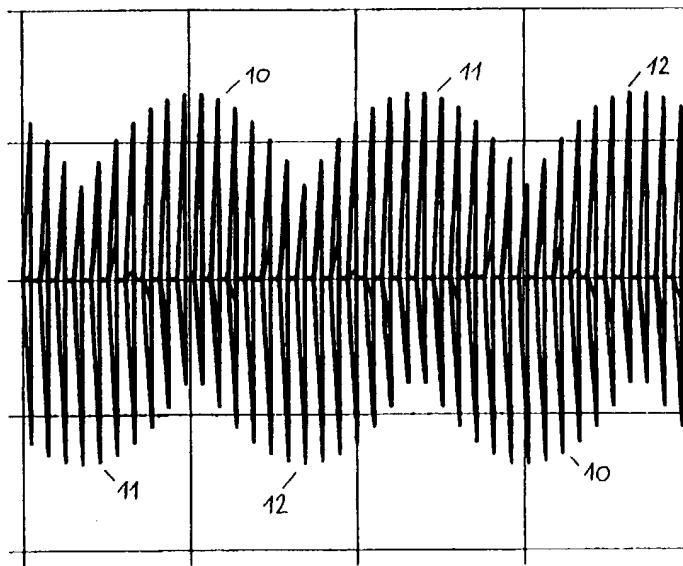
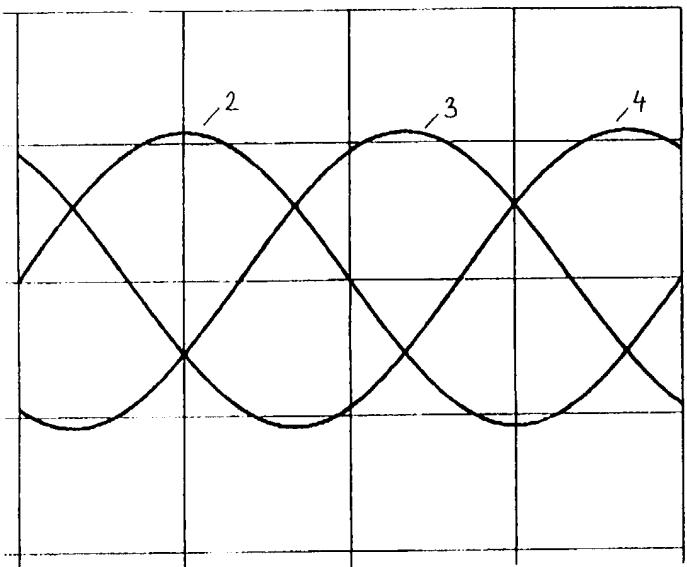


Fig.2

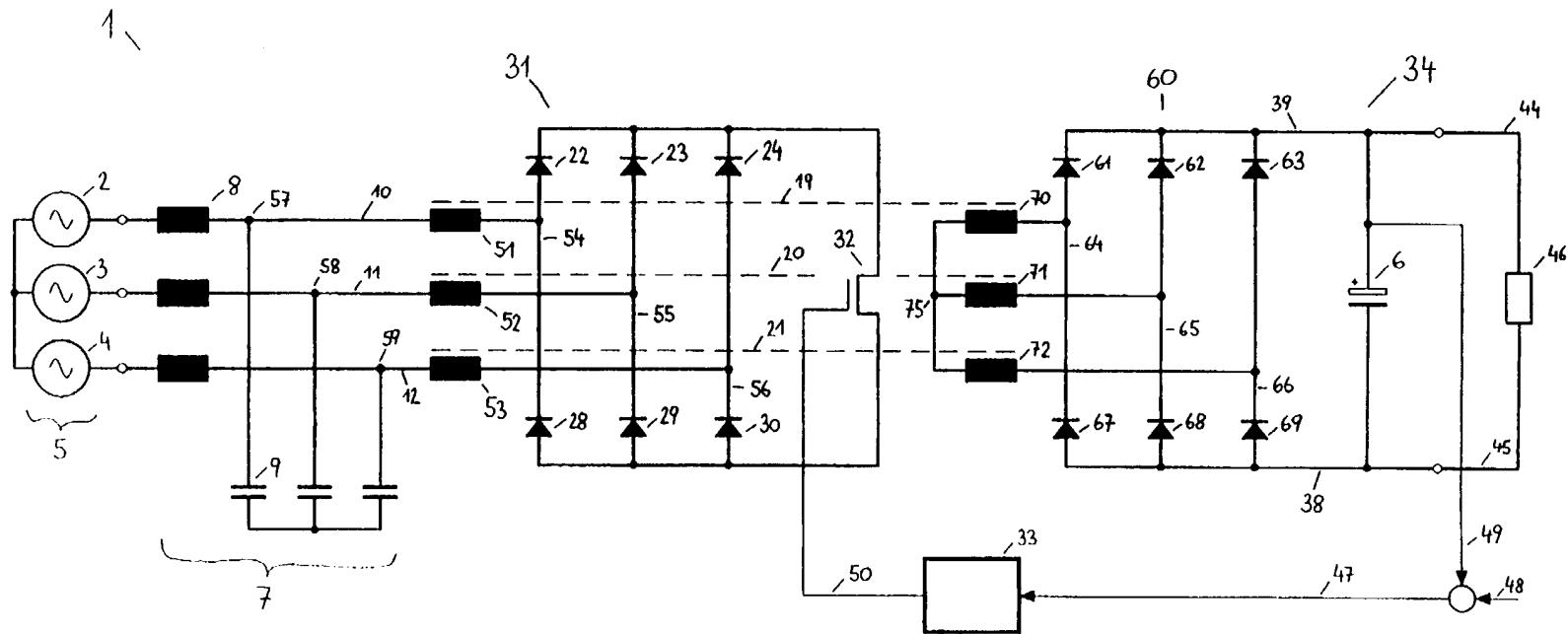


Fig.3

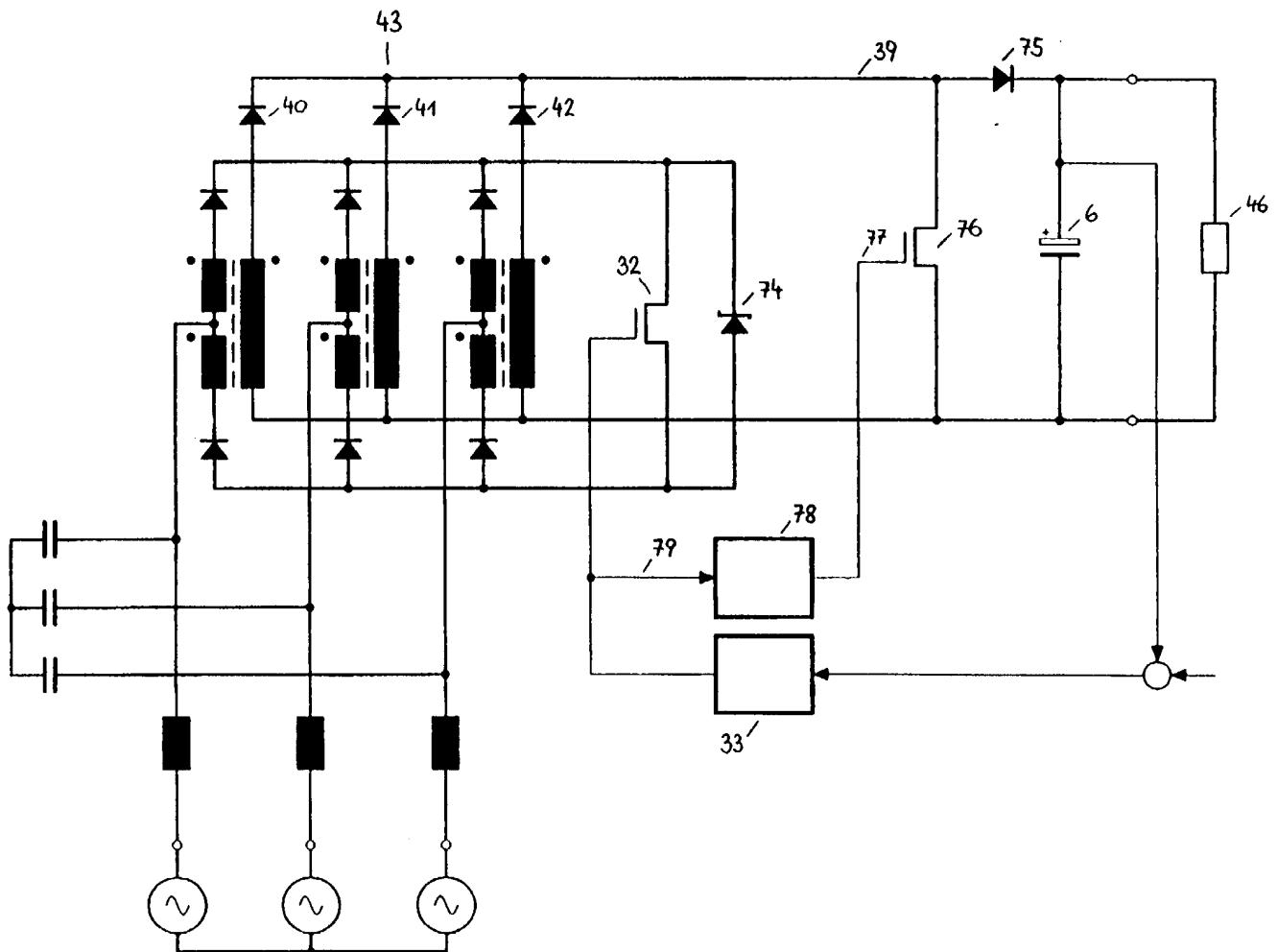


Fig.4

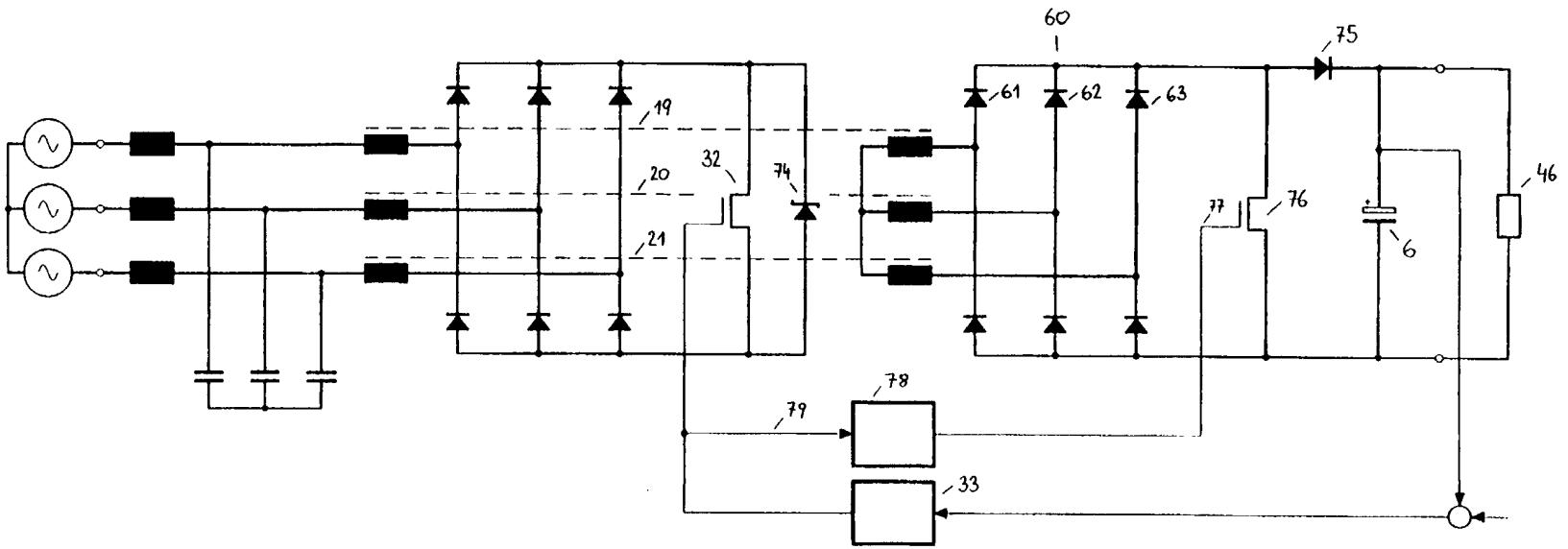


Fig.5

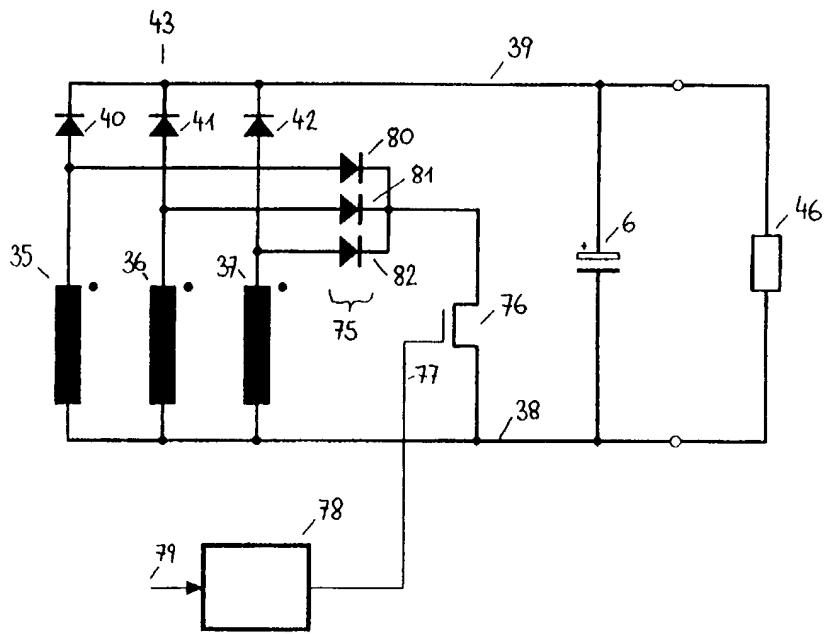


Fig.6

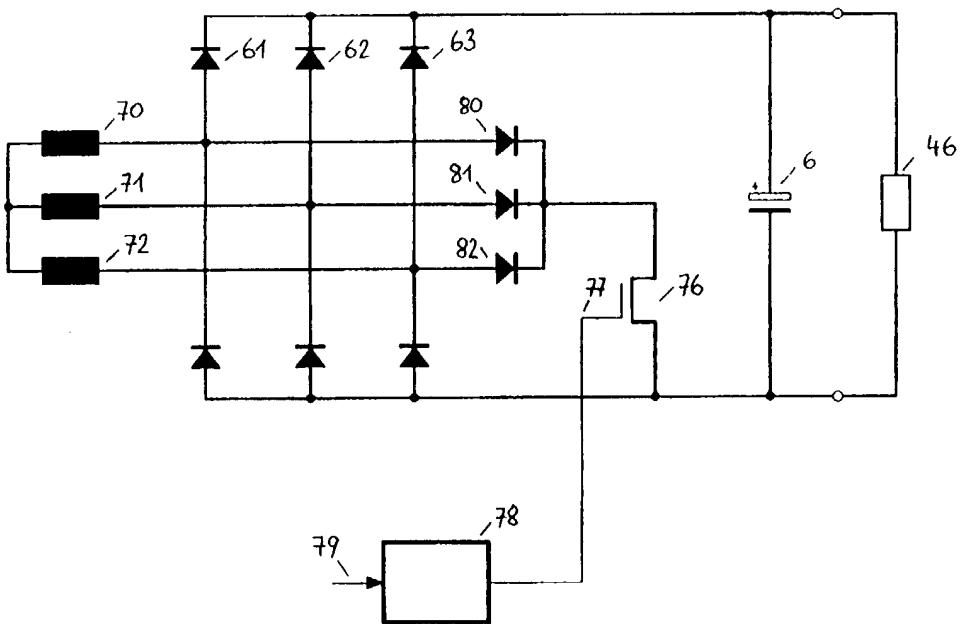


Fig.7

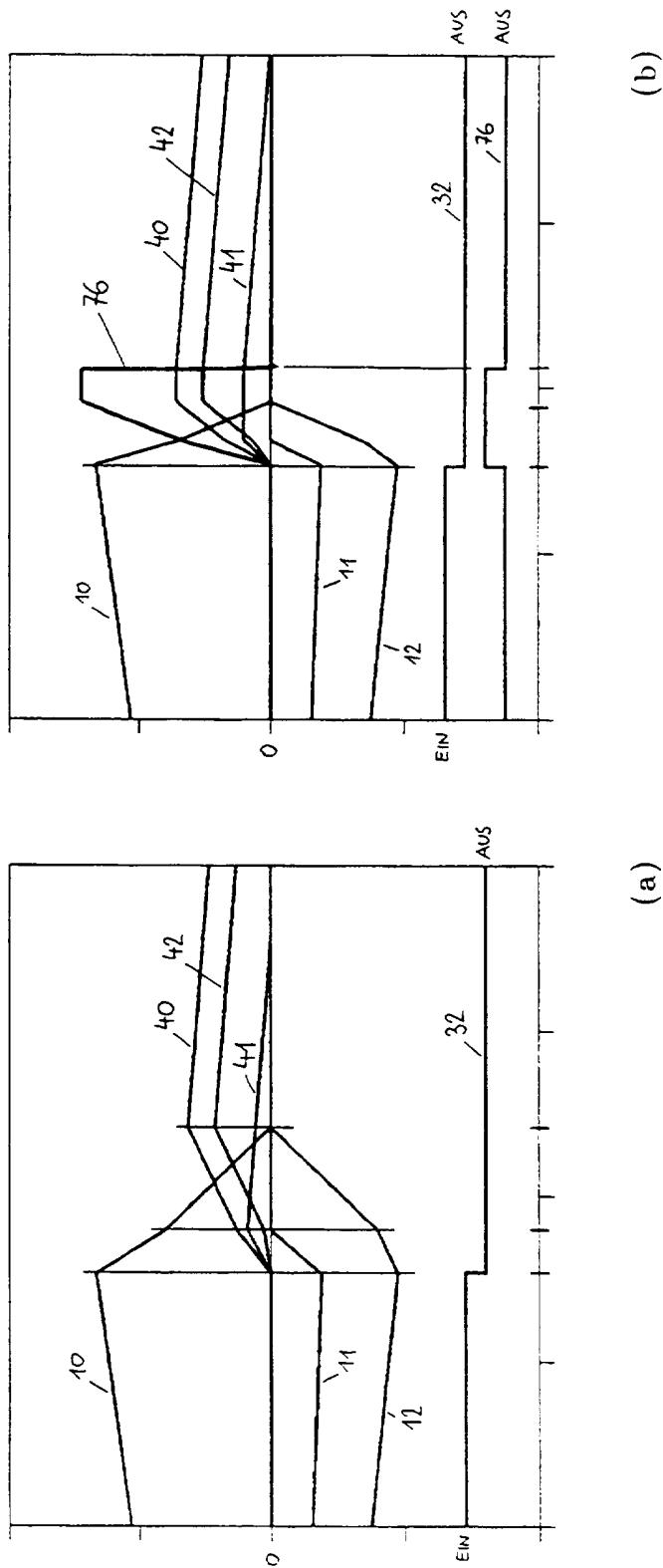


Fig.8