



(12)

# PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 938/2000  
(22) Anmeldetag: 29.05.2000  
(42) Beginn der Patentdauer: 15.04.2001  
(45) Ausgabetag: 27.12.2001

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>: **H02M 7/219**  
H02M 7/08

(56) Entgegenhaltungen:  
AT 401591B

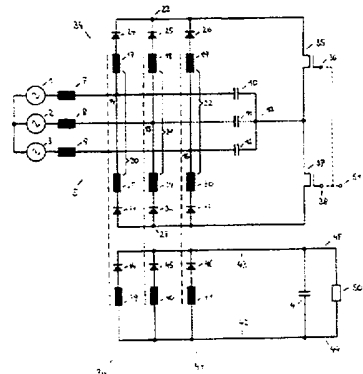
(73) Patentinhaber:  
KOLAR JOHANN W. DIPL.ING. DR.TECHN.  
A-1050 WIEN (AT).  
KOLAR WALPURGA  
A-4866 UNTERACH, OBERÖSTERREICH (AT).  
(72) Erfinder:  
KOLAR JOHANN W. DIPL.ING. DR.TECHN.  
WIEN (AT).  
ERTL JOHANN DIPL.ING. DR.TECHN.  
MAUERKIRCHEN, OBERÖSTERREICH (AT).

(54) NETZRÜCKWIRKUNGSARMES DREHSTROM-PULSGLEICHRICHTERSYSTEM FÜR HOHE EINGANGSSPANNUNG

AT 408 496 B

(57) Die Erfindung betrifft eine Modifikation einer an sich bekannten netzrückwirkungsarmen Vorrichtung zur Umformung eines dreiphasigen Spannungssystems (1,2,3) in eine vorgebbare, hochfrequent potentialgetrennte, einen Verbraucher (50) speisende Gleichspannung. Primär- und Sekundärkreis der Vorrichtung sind über magnetische Phasen-Energiespeicher (20,21,22) gekoppelt, die Speisung erfolgt über ein LC-Tiefpaßfilter, gebildet durch in den Netzzuleitungen liegende Filterinduktivitäten (7,8,9) und eine Sternschaltung von Filterkondensatoren (10,11,12) mit Sternpunkt (13). Im Primärkreis wird durch Dioden (17,18,19) und (28,29,30) und die Phasen-Primärteilmwicklungen (17,28), (18,29) und (19,30) eine dreiphasige Brückenschaltung (34) gebildet, deren positive Ausgangsklemme erfindungsgemäß über einen abschaltbaren elektronischer Schalter (35) mit dem Filtersternpunkt (13) verbunden wird. Weiters wird erfindungsgemäß zwischen dem Filtersternpunkt (13) und der negativen Ausgangsklemme (27) der Brückenschaltung (34) ein abschaltbarer Leistungshalbleiter (37) angeordnet und synchron mit Schalter (35) oder mit gleichem Tastverhältnis jedoch zeitlich um eine halbe Pulsperiode versetzt getaktet. Unab-

hängig von der Art der Taktung wird die Sperrspannungsbeanspruchung der Leistungstransistoren (35) und (37) gegenüber einer dem Stand der Technik entsprechenden Ausführung der Vorrichtung signifikant reduziert bzw. typisch durch den zweifachen Spitzenwert der Netzphasenspannung und nicht der verketteten Netzspannung bestimmt.



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

Nach dem derzeitigen Stand der Technik wird zur Realisierung eines dreiphasigen Pulsleichrichtersystemes bei Forderung nach sinusförmigem Verlauf des Netzstromes, nur einstufiger Energieumformung und hochfrequenter Potentialtrennung der Ausgangsspannung vorteilhaft eine in der AT 401591 beschriebene Vorrichtung eingesetzt. Dieses System ist durch einfache Struktur des Leistungs- und Steuerteiles gekennzeichnet, weist allerdings eine, näherungsweise durch den zweifachen Spitzenwert der verketteten Netzspannung definierte Sperrspannungsbelastung des abschaltbaren elektronischen Schalters auf. Bei Betrieb an hoher Eingangsspannung, wie z.B. in Industrienetzen mit einem Effektivwert der Außenleiterspannung von 480V, kann daher der elektronische Schalter nicht durch einen Leistungs-MOSFET oder einen niedersperrenden IGBT mit hoher Schaltgeschwindigkeit bzw. geringen Schaltverlusten realisiert werden. Unter Rücksicht auf den Wirkungsgrad der Energieumformung ist daher eine relativ tiefe Schaltfrequenz zu wählen, womit eine relativ geringe Leistungsdichte des Systems resultiert bzw. ist ein geringes Bauvolumen des Systems nur bei Verzicht auf hohen Wirkungsgrad erreichbar.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein netzrückwirkungsarmes einstufiges Drehstrom-Pulsleichrichtersystem mit geringer Komplexität des Leistungs- und Steuerungsteils zu schaffen, das auch bei hoher Eingangsspannung den Einsatz schnell schaltender niedersperrender Leistungstransistoren erlaubt und damit die Grundvoraussetzung für die Realisierung einer kompakten Stromversorgungseinheit bietet.

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

Das Pulsleichrichtersystem kann durch erfindungsgemäße Modifikation und Erweiterung der bekannten Grundstruktur eines bekannten einstufigen Drehstrom-Pulsleichrichtersystems gebildet gedacht werden. Die Regelung der Ausgangsspannung der letztendlich resultierenden Schaltung kann dabei vorteilhaft gleich wie die der ursprünglichen Vorrichtung erfolgen.

Zur Realisierung des Leistungsteils eines konventionellen einstufigen Drehstrom-Pulsleichrichtersystems wird jeder Phase ein mit zwei Primär-Teilwicklungen und einer Sekundärwicklung ausgeführter magnetischer Energiespeicher zugeordnet, wobei die an den, über Dioden gekoppelten Primärphasenwicklungen 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 dem Ausgangskondensator ein Gleichspannungsniveau erzeugenden Sekundärkreis 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 von den Phasenenergiespeichern aufgenommene Energie wird nach dem Abschalten des Transistors entsprechend der induktiven Kopplung des Ein- und Ausgangskreises an die Ausgangsseite übergeben und über die Ausgangsdioden in den die Ausgangsspannung stützenden Ausgangskondensator geführt. Der Leistungsfluß des Konverters wird direkt durch die Einschaltzeit des Leistungstransistors definiert, weiters wird zufolge der einstufigen Systemstruktur über die Taktung des Leistungshalbleiters auch die Netzstrombildung beeinflusst. Wird innerhalb einer Pulsperiode stets die gesamte von den Phasenenergiespeichern in der Leitphase des Transistors aufgenommene Energie in den Sekundärkreis abgebaut, treten neben der, in Verbindung mit der Netzspannung den Leistungsfluß definierenden Grundschwingung keine niederfrequenten Harmonischen des Netzstromes auf. Schaltfrequente Harmonische des diskontinuierlichen Eingangstromes der Phasenenergiespeicher werden durch eine Sternschaltung eingangsseitiger Filterkondensatoren und in die Netzzuleitungen gelegte Filterinduktivitäten unterdrückt. Die in der Sperrphase über dem Leistungstransistor auftretende Sperrspannung wird durch die verkettete Eingangsspannung und den zweifachen Wert der entsprechend Windungszahlverhältnis eines Primärwicklungsteiles einer Phase und der zugehörigen Sekundärwicklung transformierten Sekundärspannung definiert.

Grundgedanke der Erfindung ist es nun, den Leistungstransistor durch eine Serienschaltung von zwei Transistoren zu ersetzen und, um ohne weitere Maßnahmen eine Symmetrierung bzw.

Begrenzung der Sperrspannungsbeanspruchung der Einzeltransistoren zu erreichen, den Sternpunkt der eingangsseitigen Filterkondensatoren mit dem, beiden Leistungstransistoren gemeinsamen Punkt zu verbinden. Vorteilhaft werden beide Transistoren synchron und gleich wie der ursprüngliche Leistungstransistor gesteuert, womit die Schaltung gleiche Grundfunktion wie die ursprüngliche Vorrichtung aufweist und eine nähere Beschreibung entfallen kann. Allerdings wird nun die Sperrspannungsbeanspruchung eines Transistors durch den Spitzenwert der Netzphasenspannung und den einfachen Wert der entsprechend Windungszahlverhältnis eines Primärwicklungsteiles einer Phase und der zugehörigen Sekundärwicklung transformierten Sekundärspannung definiert, womit auch bei 480V-Industriernetzen Leistungs-MOSFETs oder schnell schaltende IGBTs mit einer Sperrspannungsfestigkeit kleiner 1000V Einsatz finden können und bei hohem Wirkungsgrad der Energieumformung geringe Abmessungen der Vorrichtung erreichbar sind.

Eine weitere Ausführungsvariante beschreibt der Kennzeichenteil des **Patentanspruches 2**. Die Steuerung der beiden Transistoren erfolgt hierbei nicht synchron sondern zeitlich um eine halbe Pulsperiode versetzt, womit ein Teil des von den Phasenenergiespeichern aufgenommenen Stromes als Nullstrom gegen den Sternpunkt der Filterkondensatoren auftritt. Diese Nullstromkomponente verursacht zwar eine schaltfrequente Nullkomponente der Filterkondensatorspannungen, diese wirkt jedoch aufgrund des fehlenden Anschlusses des Nulleiters des Netzes nicht strombildend. Insgesamt wird daher gegenüber synchroner Steuerung der Transistoren eine Verringerung der Amplitude der nach Filterung verbleibenden, der Grundschwingung überlagerten schaltfrequenten Schwankung des Netzstromes erreicht.

Nachfolgend wird die Erfindung anhand einer Zeichnung näher erläutert. Es zeigt:

**Fig.1** Die Grundstruktur (vereinfachte, schematische Darstellung) eines, bei erfindungsgemäßer Modifikation und Erweiterung der Schaltung eines bekannten einstufigen Drehstrom-Pulsleichrichters resultierenden Gleichrichtersystems.

Die Grundfunktion des in **Fig.1** dargestellten Drehstrom-Pulsleichrichtersystems besteht in der Umformung eines durch Phasen-Wechselspannungsquellen 1,2,3 symbolisierten dreiphasigen Netzspannungssystems in eine, über dem Ausgangskondensator 4 auftretende Gleichspannung. Der Eingangsteil des Systemes wird entsprechend dem Stand der Technik durch ein dreiphasiges LC-Tiefpaßfilter 5, d.h. aus, in den in den drei Netzzuleitungen liegenden Filterinduktivitäten 7,8,9, und einer Sternschaltung von Filterkondensatoren 10,11,12 mit Sternpunkt 13 gebildet. Weiters bilden in bekannter Weise die Ausgangsklemmen 14,15,16 des Filters 5 die Wurzelpunkte einer, aus Primär-Teilwicklungen 17,18,19 magnetischer Phasen-Energiespeicher 20,21,22 und an deren von den Wurzelpunkten 14,15,16 abgewandten Seite angeschlossenen, kathodenseitig in einem ersten Schaltungspunkt 23 verbundenen Dioden 24,25,26 und den anodenseitig in einem zweiten Schaltungspunkt 27 verbundenen, jeweils zu einem Ende der Primär-Teilwicklungen 28,29,30 der Phasen-Energiespeicher 20,21,22 geführten Dioden 31,32,33 gebildeten Brückenschaltung 34 gelegt. Die nicht an Dioden gekoppelten Enden der Primär-Teilwicklungen 17 und 28 sind mit dem Wurzelpunkt 14, die nicht an Dioden gekoppelten Enden der Primär-Teilwicklungen 18 und 29 mit dem Wurzelpunkt 15 und die nicht an Dioden gekoppelten Enden der Primär-Teilwicklungen 19 und 30 mit dem Wurzelpunkt 16 verbunden. Die beiden jeweils in einem Brückenweig befindlichen Primär-Teilwicklungen (17 und 28, 18 und 29,19 und 30) weisen gleichen Wicklungssinn auf, der erste Schaltungspunkt 23 bildet die positive und der zweite Schaltungspunkt 27 die negative Ausgangsklemme der Brückenschaltung 34. Erfindungsgemäß ist nun zwischen positiver Ausgangsklemme 23 und negativer Ausgangsklemme 27 der Brückenschaltung 34 anstelle eines Leistungstransistors wie bei einer dem Stand der Technik entsprechenden Ausführung ein z.B. mittels eines Transistors ausgeführter abschaltbarer Leistungshalbleiter 35 mit Steueranschluß 36 in Stromflußrichtung zwischen positiver Ausgangsklemme 23 und Filterkondensatorsternpunkt 13 und zwischen Filterkondensatorsternpunkt 13 und negativer Ausgangsklemme 27 der Brückenschaltung 34 ebenfalls in Stromflußrichtung ein abschaltbarer Leistungshalbleiter 37 mit Steueranschluß 38 angeordnet.

Der Sekundärkreis 36 des Systemes wird in bekannter Weise durch je eine Sekundärwicklung 39,40,41 der Phasen-Energiespeicher 20,21,22 gebildet die an eine, das Bezugspotential der Ausgangsgleichspannung führende Verbindungsleitung 42 gelegt sind. Die von dieser Verbindungsleitung 42 abgewandt liegenden Wicklungsenden werden an die Anoden von drei kathodenseitig an die, das positive Ausgangspotential führenden Verbindungsleitung 43 liegenden Dioden

44,45,46 geschaltet, wobei der Wicklungssinn der Sekundärwicklungen 39,40,41 derart gewählt wird, daß die Dioden 44,45,46 bei Stromfluß über eine der zugehörigen Primärteilwicklungen 17,28 oder 18,29 oder 19,30 einen Stromfluß in der jeweiligen Sekundärwicklung unterbinden. Die Sekundärwicklung 39 ist dabei mit den ebenfalls magnetisch gekoppelten Primär-Teilwicklungen 17 und 28, die Sekundärwicklung 40 mit den magnetisch gekoppelten Primär-Teilwicklungen 18 und 29 und die Sekundärwicklung 41 mit den magnetisch gekoppelten Primär-Teilwicklungen 19 und 30 magnetisch gekoppelt. Die zwischen den Verbindungsleitungen 42 und 43 liegende Ausgangsgleichspannung wird durch einen, der sekundärseitigen Ventil- und Wicklungsanordnung 47 parallel liegenden Ausgangskondensator 4 gestützt und über die Verbindungsleitungen 48, 49 einem Verbraucherkreis 50 zugeführt.

Das System wird vorteilhaft erfindungsgemäß so gesteuert, daß das Einschalten der Leistungstransistoren synchron (d.h. die Steueranschlüsse 36 und 38 der Leistungstransistoren 35 und 36 werden verbunden) und stets stromlos erfolgt, d.h. daß im Einschaltzeitpunkt die magnetischen Energiespeicher 20,21,22 vollständig entladen sind. Bei Durchschalten der Leistungstransistoren 35 und 37 zufolge eines von einer übergeordneten Steuereinheit abgegebenen Steuersignals 51, das in gleicher Weise an die Steuereingänge 36 und 38 der elektronischen Schalter 35 und 37 gelegt wird, liegt ein ausgangsseitiger Kurzschlusses der Brückenschaltung 34 vor, der resultierende Anstieg der Primär-Phasenströme in den in Vorwärtsrichtung gepolten Zweigen der Brückenschaltung 34 wird durch die am Ausgang des Netzfilters 5 liegenden Momentanwerte der Phasenspannungen, die aufgrund der Tiefpaßwirkung des Filters 5 weitgehend den Spannungen der Netzphasenspannungsquellen 1,2,3 entsprechen, definiert. Bei über die Netz-Grundschwingungsperiode innerhalb jeder Pulsperiode konstanter Einschaltzeit der Leistungstransistoren 35 und 37 werden somit im Abschaltzeitpunkt der Transistoren in den jeweils stromführenden Primärwicklungsteilen der Phasenenergiespeicher 20,21,22 den Netz-Phasenspannungen proportionale Stromwerte erreicht bzw. ein diesen entsprechender Energiebetrag gespeichert. Bei Abschalten der elektronischen Schalter 35 und 37 bedingt diese gespeicherte magnetische Energie einen, bei idealer Kopplung des Primär- und Sekundärkreises unmittelbar einsetzenden Stromfluß in den Sekundärwicklungen 39,40,41, der über die, innerhalb der Leitphase der Transistoren 35 und 37 einen sekundärseitigen Stromfluß unterbindenden Dioden 44,45,46 in den Ausgangskondensator 4 bzw. an den diesem parallel geschalteten Verbraucher 50 geführt wird, was eine Abmagnetisierung der Phasenenergiespeicher 20,21,22 bzw. einen Energietransfer an die Sekundärseite bewirkt. Die maximale an den Transistoren 35 und 37 auftretende Sperrspannung wird entsprechend der einseitigen Verbindung mit dem Filterkondensatorsternpunkt 13 (künstlicher Netzsternpunkt) durch den Spitzenwert der Filterkondensator- bzw. Netzphasenspannung und die an einer Primärteilwicklung auftretende Entmagnetisierungsspannung bestimmt und wird daher bei üblicher Dimensionierung im Bereich des zweifachen Netzphasenspannungsspitzenwertes liegen. Für Betrieb an einem 480V-Netz bedeutet dies eine Sperrspannung von 780V womit die Realisierung der elektronischen Schalter vorteilhaft z.B. durch Leistungs-MOSFETs mit einer Sperrspannungsfestigkeit von 1000V erfolgen kann. Aufgrund der geringen Schaltverluste von Leistungs-MOSFETs ist somit bei hoher Schaltfrequenz bzw. geringer Baugröße des Systems ein hoher Wirkungsgrad der Energieumformung sichergestellt. Nach vollständiger Entmagnetisierung der Phasen-Energiespeicher 20,21,22 kann ein stromloses Wiedereinschalten der Transistoren 35 und 37 erfolgen, da in diesem Fall die durch das Einschalten ausgelöste Sperrung der Dioden 44,45,46 das unmittelbare Auftreten eines primärseitigen Stromflusses verhindert.

Da während der Abmagnetisierungsphase kein primärseitiger Stromfluß auftritt, verbleiben aufgrund der den Netzphasenspannungen proportionalen Einhüllenden der Ströme in den Primär-Teilwicklungen nach Filterung der schaltfrequenten Harmonischen über das Tiefpaßfilter 5 bei sinusförmigem Verlauf der Spannungen der Wechselspannungsquellen 1,2,3 sinusförmige, in Phase mit den speisenden Spannungen liegende Ströme. Durch die erfindungsgemäße Erweiterung bzw. Modifikation des dem Stand der Technik entsprechenden Grundkonzeptes des Systems wird somit der Vorteil geringer Netzurückwirkungen bzw. eines hohen Leistungsfaktors nicht beeinträchtigt.

PATENTANSPRÜCHE:

- 5
- 10
- 15
- 20
- 25
1. Vorrichtung zur Umformung eines dreiphasigen Spannungssystemes (1,2,3) in eine vorgebbare, einen Verbraucher (50) speisende Gleichspannung die einen Primärkreis und einen Sekundärkreis aufweist, wobei Primär- und Sekundärkreis über magnetische Phasen-Energiespeicher (20,21,22), deren Primärteilwicklungen in die Brückenweige einer ungesteuerten Drehstrombrückenschaltung (34) gelegt sind, gekoppelt sind und der Vorrichtung ein Tiefpaßfilter (5), gebildet durch, in den Netzzuleitungen liegende Filterinduktivitäten (7,8,9) und eine Sternschaltung von Filterkondensatoren (10,11,12) mit Sternpunkt (13) vorgeschaltet ist und im Sekundärkreis eine dreiphasige Anordnung von Ausgangsdioden (44,45,46) mit, zur Realisierung einer Sperrwandlerfunktion der Vorrichtung entsprechender Orientierung angeordnet ist **dadurch gekennzeichnet**, daß die positive Ausgangsklemme (23) der Brückenschaltung (34) über einen abschaltbaren elektronischen Schalter (35) in Stromflußrichtung mit dem Sternpunkt (13) der Filterkondensatoren (10,11,12) verbunden wird und weiters zwischen dem Filtersternpunkt (13) und der negativen Ausgangsklemme (27) der Brückenschaltung (34) ein abschaltbarer Leistungshalbleiter (37) in Stromflußrichtung angeordnet und synchron mit Schalter (35) getaktet wird.
  2. Vorrichtung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, daß die elektronischen Leistungsschalter (35) und (37) mit gleichem Tastverhältnis jedoch zeitlich um eine halbe Pulsperiode versetzt durchgeschaltet werden, womit ein Teil der den Filterkondensatoren (10,11,12) entnommenen Ströme als Nullstrom gegen den Filtersternpunkt (13) auftritt und entsprechend die schaltfrequente Schwankung des nullsystemfreien Stromes in den drei Zuleitungsinduktivitäten (7,8,9) gegenüber synchroner Steuerung deutlich reduziert wird.

HIEZU 1 BLATT ZEICHNUNGEN

30

35

40

45

50

55

