



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH

704 553 A2

(51) Int. Cl.: H02M 7/219 (2006.01)

Patentanmeldung für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 00298/11

(71) Anmelder:
ETH Zürich ETH Transfer, HG E 47-49 Rämistrasse 101
8092 Zürich ETH-Zentrum (CH)

(22) Anmeldedatum: 21.02.2011

(72) Erfinder:
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)
Michael Hartmann, 6832 Zwischenwasser (AT)
Thomas Friedli, 8044 Zürich (CH)

(43) Anmeldung veröffentlicht: 31.08.2012

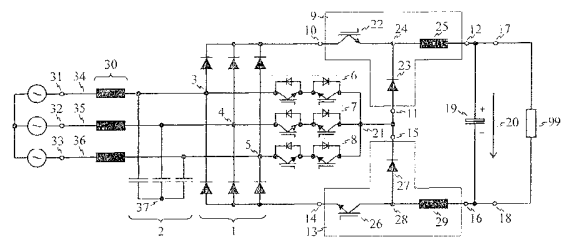
(74) Vertreter:
Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach 1771
8032 Zürich (CH)

(54) Hybrider dreiphasiger AC/DC-Konverter und Verfahren zu dessen Steuerung.

(57) Der AC/DC-Konverter zur Leistungsübertragung von einer dreiphasigen Wechselspannungsseite an eine Gleichspannungsseite mit einer positiven Anschlussklemme (17) und einer negativen Anschlussklemme (18) und/oder umgekehrt, weist eine dreiphasige Brückenschaltung (1) mit drei Anschlusspunkten (3, 4, 5) für jeweils eine Eingangsphase an ihrer Wechselspannungsseite und mit je einem positiven und einem negativen Anschlusspunkt an ihrer Gleichspannungsseite auf. Es ist

- zwischen dem positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung und der positiven Anschlussklemme (17) des AC/DC-Konverters ein oberer DC/DC-Konverter (9) mit einem unteren Anschlusspunkt (11) als Bezugspunkt geschaltet, und
- zwischen dem negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung und der negativen Anschlussklemme (18) des AC/DC-Konverters ein unterer DC/DC-Konverter (13) mit einem oberen Anschlusspunkt (15) als Bezugspunkt geschaltet.

Dabei sind der untere und der obere Anschlusspunkt (11, 15) miteinander verbunden und bilden einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt. Jeder der drei Anschlusspunkte (3, 4, 5) ist jeweils über einen Vierquadrantenschalter (6, 7, 8) mit dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt verbunden.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft das Gebiet der leistungselektronischen Schaltungen und bezieht sich auf einen AC/DC-Konverter zur Leistungsübertragung von einer dreiphasigen Wechselspannungsseite an eine Gleichspannungsseite oder umgekehrt, sowie auf ein Verfahren zu dessen Steuerung.

STAND DER TECHNIK

[0002] Zur Gleichrichtung einer Dreiphasen-Netzspannung werden bei Forderung nach geringen Netzrückwirkungen und geregelter Ausgangsspannung gemäss dem Stand der Technik aktive, d.h. selbstgeführte oder hybride, d.h. aus netzgeführten und selbstgeführten Schaltungsteilen gebildete Gleichrichterschaltungen eingesetzt.

[0003] Hierbei ist grundsätzlich zwischen Systemen mit Hochsetzstellercharakteristik und Systemen mit Tiefsetzstellercharakteristik zu unterscheiden. Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersysteme erlauben eine Ausgangsgleichspannung im Bereich von Null bis zum 1.5-fachen Wert der Netz-Phasenspannungsamplitude zu erzeugen und weisen daher in Verbindung mit zukünftigen 360 V DC-Verteilssystemen (DC, Direct Current) für Rechenzentren oder der Batterieladung von Elektrofahrzeugen hohe Bedeutung auf. Weitere Vorteile liegen in der Möglichkeit eines strombegrenzten Betriebes bei Ausgangskurzschluss und eines kontrollierten, strombegrenzten Hochlaufes ausgehend von Ausgangsspannung Null. Die Beschreibung des Standes der Technik wird aus diesem Grund und mit dem Blick auf den Gegenstand der Erfindung auf Tiefsetzstellerkonzepte beschränkt. Ein aktives Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystem ist beschrieben in: M. Baumann, J.W. Kolar, «A Novel Control Concept for Reliable Operation of a Three-Phase Three-Switch Buck-Type Unity-Power-Factor Rectifier with Integrated Boost Output Stage Under Heavily Unbalanced Mains Condition», IEEE Trans. on Industriell Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 399-409, April, 2005. Gleichartig wie ein DC/DC-Tiefsetzsteller (DC/DC, Direct Current to Direct Current) weisen aktive Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersysteme wie das zitierte ausgangsseitig eine Induktivität, d.h. einen mittels dieser Induktivität eingepprägten Ausgangsstrom und nachfolgend eine Ausgangskapazität auf, da einer zu speisenden Last i.a. eine eingepprägte Ausgangsspannung angeboten werden muss. Eingangsseitig sind Netzphasenspannungen über eine Stern- oder Dreieckschaltung von Filterkondensatoren eingepprägt. Der Gleichrichterteil wird durch eine modifizierte Dreiphasen-Diodenbrücke realisiert, wobei in Flussrichtung jeder Diode ein abschaltbarer elektronischer Schalter gelegt wird. Über Durchschalten eines Schalters kann so der Stromfluss über einen Diodenzweig freigegeben werden, wobei die Stromübernahme des Diodenzweiges dann noch von Vorzeichen und Betrag der an diesem Diodenzweig anliegenden Netzphasenspannung abhängig ist. Das Sperren des Schalters unterbricht den Stromfluss, die Dreiphasen-Diodenbrücke ist also insgesamt als selbstgeführt anzusehen. Resultierend kann damit der Ausgangsstrom sinusförmig pulsbreitenmoduliert auf Netzphasen verteilt und nach Tiefpassfilterung durch die eingangsseitigen Filterkondensatoren und gegen das Netz hin vorgeschaltete Filterinduktivitäten ein sinusförmiger Verlauf von Netzphasenströmen in Phase mit der jeweiligen Netzphasenspannung, d.h. ohmsches Grundschningsnetzverhalten des Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystems erreicht werden. Eine Spannung am Ausgang der modifizierten Dreiphasen-Diodenbrücke wird durch Ausschnitte von Phasenspannungsdifferenzen, d.h. durch Ausschnitte der verketteten Netzspannungen definiert, welche durch das Ein- und Ausschalten der elektronischen Schalter an den positiven und negativen Ausgang der selbstgeführten Dreiphasen-Diodenbrücke weitergeschaltet werden, und weist entsprechend der netzseitig, zufolge der Sinusform der Ströme konstanten Momentanleistung einen konstanten Kurzzeitmittelwert (Mittelwert über eine Pulsperiode) auf, der an einem Ende der ausgangsseitigen Induktivität (Ausgangsinduktivität) zu liegen kommt und über die Tiefpassfilterwirkung dieser Induktivität in Verbindung mit der Ausgangskapazität in eine Ausgangsgleichspannung mit geringem schaltfrequentem Rippel verwandelt wird.

[0004] Nachteile dieses Konzeptes liegen in der Komplexität der Steuerung, einem relativ hohen Realisierungsaufwand - sämtliche Dioden sind für schaltfrequente Kommutierung auszulegen, und die Leistungshalbleiter werden im Sperrzustand maximal mit dem relativ hohen Spitzenwert der verketteten Netzspannung beansprucht - und den relativ hohen Leitverlusten, da ein Phasenstrom stets über eine Diode und einen elektronischen Schalter geführt wird.

[0005] Die Zahl der elektronischen Schalter kann durch Änderung der Topologie der modifizierten Dreiphasen-Diodenbrücke von sechs auf drei reduziert werden. Allerdings sind dann sechs weitere, insgesamt also 12 Dioden erforderlich, und es treten noch höhere Leitverluste auf.

[0006] Neben der vorstehend beschriebenen aktiven Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichterschaltung ist noch eine hybride Dreiphasen-Gleichrichterschaltung bekannt, welche für eine Last mit konstanter Momentanleistungsaufnahme erlaubt, einen sinusförmigen Netzstromverlauf, bzw. wieder ohmsches Grundschningsnetzverhalten zu erreichen. Diese ist beschrieben in: H. Yoo, S.-K. Sul, «A New Circuit Design and Control to Reduce Input Harmonic Current for a Three-Phase AC Machine Drive System having a very Small DC-Link Capacitor», in Proc. 25th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC10, pp. 611-618, 2010.

[0007] Allerdings erlaubt das System keine Ausgangsspannungsregelung, d.h. am Ausgang tritt die unregelmässige, sechspulsig gleichgerichtete Dreiphasen-Netzspannung auf.

[0008] Der Leistungsteil der hybriden Dreiphasen-Gleichrichterschaltung wird durch eine eingangsseitige, netzgeführte Diodenbrücke und zwei abschaltbare elektronische Schalter mit antiparallelen Freilaufdioden, d.h. eine als Brückenweig bekannte Halbleiteranordnung gebildet, welche in Flussrichtung zwischen positiver und negativer Ausgangsklemme der

Diodenbrücke angeordnet ist. Die Dreiphasen-Netzwechselspannung wird direkt an die Eingänge der netzgeführten Dreiphasen-Diodenbrücke gelegt. Des Weiteren wird von jedem Eingang abzweigend eine Gegenserien-schaltung elektronischer Schalter, d.h. ein Vierquadrantenschalter (der Sperrspannungen beider Polaritäten aufnehmen kann und Strom in beiden Richtungen führen kann) gegen einen gemeinsamen Schaltersternpunkt angeordnet. Dieser Schaltersternpunkt ist über eine Induktivität mit dem Mittelpunkt des Brücken-zweiges verbunden. Die Ausgangsklemmen der netzgeführten Diodenbrücke bilden gleichzeitig auch die Ausgangsklemmen der hybriden Dreiphasen-Gleichrichterschaltung.

[0009] Wird ein Konstantleistungs-verbraucher an den Ausgang des Systems geschaltet, stellt sich ein invers zur sechspulsigen Spannungsvariation variierender Verbraucherstrom ein, der jeweils aus der Netzphase mit höchstem Potential (im weiteren kurz als höchste Phase bezeichnet) bezogen und in die Netzphase mit tiefstem Potential (tiefste Phase) zurückgeführt wird. Um auch der dritten, hinsichtlich des Potentials mittleren Phase Strom zuzuführen, wird nun der an dieser Phase liegende Vierquadrantenschalter durchgeschaltet und der Brücken-zweig so getaktet, dass sich in der Induktivität ein sinusförmiger Stromverlauf einstellt. Die Regelung dieses in das Netz gespeisten Stromes erfolgt dann so, dass gemäss dem Ziel einer sinusförmigen Stromaufnahme des Gesamtsystems ein in Phase mit der mittleren Phasenspannung liegender Strom resultiert. Der Strom der mittleren Phase schliesst sich dabei über das Netz und die höchste und die tiefste Phase zurück und überlagert sich dort dem Konstantleistungsstrom. Wie eine Nachrechnung zeigt, kann so in allen Phasen ein sinusförmiger, spannungsproportionaler Stromverlauf sichergestellt werden.

[0010] Der Realisierungsaufwand des Systems ist gering und die Steuerung einfach möglich, allerdings verbleibt die Ausgangsspannung, wie eingangs erwähnt, ungeregt und muss z.B. durch einen nachgeschalteten DC/DC-Tiefsetzsteller in einen konstanten Gleichspannungswert umgeformt werden, womit insgesamt wieder ein relativ hoher Fertigungsaufwand und geringer Wirkungsgrad resultiert.

[0011] Aufgabe der Erfindung ist es daher, einen dreiphasigen AC/DC-Konverter zu schaffen, welcher für die Sicherstellung einer netzspannungsproportionalen Stromaufnahme und einer geregelten Ausgangsspannung, verglichen mit dem Stand der Technik, sowohl einen geringen Realisierungsaufwand als auch eine geringe Komplexität der Steuerung aufweist.

DARSTELLUNG DER ERFINDUNG

[0012] Diese Aufgabe lösen ein AC/DC-Konverter mit den Merkmalen des Patentanspruches 1 und ein Verfahren zur Steuerung eines AC/DC-Konverters mit den Merkmalen des Patentanspruches 9.

[0013] Grundgedanke der Erfindung ist, ein hybrides Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystem zu realisieren, welches eine DC/DC-Konverterfunktion integriert und diese gleichzeitig auch für die Einprägung des Stromes in eine jeweils mittlere Netzphase zu nutzen. Die Forderung nach Bildung einer geregelten Ausgangsspannung und sinusförmiger Stromaufnahme kann so mit geringer Komplexität des Leistungs- und Steuerteiles erfüllt werden.

[0014] Der AC/DC-Konverter zur Leistungsübertragung von einer dreiphasigen Wechselspannungsseite an eine Gleichspannungsseite mit einer positiven Anschlussklemme und einer negativen Anschlussklemme und/oder umgekehrt, weist eine dreiphasige Brückenschaltung mit drei Anschlusspunkten für jeweils eine Eingangsphase an ihrer Wechselspannungsseite und mit je einem positiven und einem negativen Anschlusspunkt an ihrer Gleichspannungsseite auf. Es ist

- zwischen dem positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung und der positiven Anschlussklemme des AC/DC-Konverters ein oberer DC/DC-Konverter mit einem unteren Anschlusspunkt als Bezugspunkt geschaltet, und
- zwischen dem negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung und der negativen Anschlussklemme des AC/DC-Konverters ein unterer DC/DC-Konverter mit einem oberen Anschlusspunkt als Bezugspunkt geschaltet.

[0015] Dabei sind der untere und der obere Anschlusspunkt miteinander verbunden und bilden einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt. Jeder der drei Anschlusspunkte ist jeweils über einen Vierquadrantenschalter, also einen bidirektionalen Schalter, mit dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt verbunden.

[0016] Damit ist es möglich, gemäss dem Verfahren zur Steuerung des AC/DC-Konverters, den oberen DC/DC-Konverter so zu takten (d.h. einen Schalter des DC/DC-Konverters ein- und auszuschalten) dass der Strom, welcher vom positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung zum oberen DC/DC-Konverter fliesst, im Kurzzeitmittelwert sinusförmig und proportional zum Spannungsverlauf in der Netzphase mit der höchsten Spannung ist, und analog den unteren DC/DC-Konverter so zu takten, dass der Strom, welcher vom negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung zum unteren DC/DC-Konverter fliesst, im Kurzzeitmittelwert sinusförmig und proportional zum Spannungsverlauf in der Netzphase mit der tiefsten Spannung ist.

[0017] Dabei wird von den drei Vierquadrantenschaltern jeweils derjenige, welcher mit der Eingangsphase mit der mittleren Spannung respektive der Eingangsphase kleinsten Spannungsbetrages verbunden ist, durchgeschaltet, währenddem die beiden anderen Vierquadrantenschalter im Sperrzustand verbleiben, wodurch ein ebenfalls sinusförmiger Summenstrom in dieser Eingangsphase resultiert.

[0018] Damit kann also an allen drei Eingangsphasen, oder, nach einer Glättung durch ein zwischen Eingangsphasen und Netzphasen geschaltetes Filter, an allen drei Netzphasen, ein Strom erzeugt werden, welcher gleichphasig mit der jeweiligen (Netz)Phasenspannung ist.

[0019] Der obere DC/DC-Konverter und der untere DC/DC-Konverter können funktional gesehen vollständig symmetrisch (d.h. nur bezüglich der Art der Komponenten nicht bezüglich deren Orientierung) zueinander aufgebaut sein. Alternativ können Induktivitäten des oberen DC/DC-Konverters und des unteren DC/DC-Konverters zusammen durch ein einziges Bauelement realisiert sein.

[0020] Es bilden die positive Anschlussklemme (17) und die negative Anschlussklemme (18) einen gemeinsamen Ausgang. Dabei sind der obere und den untere DC/DC-Konverter (9, 13) miteinander so verschaltet und ausgelegt, dass

- zwischen einem oberen Eingang des oberen DC/DC-Konverters (9), gebildet durch einen an den positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung geschalteten eingangsseitigen Anschlusspunkt (10) des oberen DC/DC-Konverters (9) und durch den unteren Anschlusspunkt (11) des oberen DC/DC-Konverters (9), und dem gemeinsamen Ausgang, sowie
- zwischen einem unteren Eingang des unteren DC/DC-Konverters (13), gebildet durch einen an den negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung geschalteten eingangsseitigen Anschlusspunkt (14) des unteren DC/DC-Konverters (13) und durch den oberen Anschlusspunkt (15) des unteren DC/DC-Konverters, und dem gemeinsamen Ausgang,
- ein unidirektionaler Leistungsfluss zum gemeinsamen Ausgang hinführend oder ein unidirektionaler Leistungsfluss vom gemeinsamen Ausgang ausgehend oder ein bidirektionaler Leistungsfluss möglich ist.

[0021] Dabei sind die beiden DC/DC-Konverter so ausgelegt, dass im Betrieb des Konverters eine über dem Kondensator (19) anliegende Spannung (20) kleiner, gleich oder grösser als eine Spannung zwischen dem eingangsseitigen Anschlusspunkt (10) des oberen DC/DC-Konverters und dem eingangsseitigen Anschlusspunkt (14) des unteren DC/DC-Konverters ist.

[0022] In einer Ausführungsform der Erfindung ist der AC/DC-Konverter als Gleichrichter für einen Leistungsfluss von der Wechselspannungsseite zur Gleichspannungsseite ausgebildet ist, wobei die dreiphasige Brückenschaltung eine Diodenbrückenschaltung ist und der obere und der untere DC/DC-Konverter für einen Leistungsfluss vom positiven und negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung zur positiven und negativen Anschlussklemme des AC/DC-Konverters ausgebildet sind.

[0023] In einer anderen Ausführungsform der Erfindung ist der AC/DC-Konverter als Wechselrichter für einen Leistungsfluss von der Gleichspannungsseite zur Wechselspannungsseite ausgebildet ist, wobei die dreiphasige Brückenschaltung eine Wechselrichterbrückenschaltung aus elektronischen Schaltern mit jeweils antiparallelen Dioden ist und der obere und der untere DC/DC-Konverter für einen Leistungsfluss von der positiven und negativen Anschlussklemme des AC/DC-Konverters zum positiven und negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung ausgebildet sind.

[0024] In einer weiteren Ausführungsform der Erfindung ist der AC/DC-Konverter als bidirektionaler Umrichter für einen Leistungsfluss von der Wechselspannungsseite zur Gleichspannungsseite oder umgekehrt ausgebildet, wobei die dreiphasige Brücken-Schaltung wie beim Wechselrichter ausgeführt ist, und die der obere und der untere DC/DC-Konverter einen bidirektionalen Leistungsfluss erlauben.

[0025] In einer Ausführungsform sind der obere der untere DC/DC-Konverter jeweils durch Parallelschaltungen von mehreren Teil-Konvertern gleicher Struktur gebildet. Eine dazugehörige Steuerungsvorrichtung ist zu einer versetzten Taktung der parallelen Teil-Konverter ausgebildet.

[0026] In einer Ausführungsform werden, unabhängig von der Realisierung der DC/DC-Konverterschaltung, der obere und der untere DC/DC-Konverter mit gleicher Frequenz und mit versetzter Taktung betrieben. Beispielsweise werden dazu für eine Pulsbreitenmodulation des oberen und unteren Schalters gleichfrequente und gleichphasige Dreieck- oder Sägezahnträgersignale verwendet.

[0027] Zur Regelung eines Mittenphasenstromes, welcher in jeweils der Eingangsphase mit der mittleren Spannung auftritt, können die relativen Einschaltzeiten des oberen und des unteren DC/DC-Konverter gegenläufig zueinander geändert werden.

[0028] Zur Regelung der Ausgangsspannung des AC/DC-Konverters an den Ausgangsklemmen können die relativen Einschaltzeiten des oberen und des unteren DC/DC-Konverter gleichsinnig geändert werden.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0029] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

- Fig. 1: Topologische Grundstruktur eines erfindungsgemässen hybriden Dreiphasen-Gleichrichtersystems, aufweisend eine Dreiphasen-Diodenbrücke 1, drei netzfrequent getaktete bidirektionale Schalter 6, 7, 8 und einen oberen und einen unteren hochfrequent getakteten DC/DC-Konverter 9,13.
- Fig. 2: Topologie eines erfindungsgemässen hybriden Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystems mit sinusförmigem Eingangsstrom und geregelter Ausgangsspannung, wobei elektronische Schalter 6, 7, 8, 22, 26 beispielhaft mittels bipolaren Schaltern implementiert sind.

- Fig. 3: Topologie eines erfindungsgemässen hybriden Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystems mit sinusförmigem Eingangsstrom und geregelter Ausgangsspannung, wobei elektronische Schalter 6, 7, 8, 22, 26 beispielhaft mittels unipolaren Schaltern implementiert sind.
- Fig. 4: Beispielhaft dargestellte Topologie eines oberen Inverswandlers.
- Fig. 5: Beispielhaft dargestellte Topologie eines oberen Tief- und Hochsetzstellers.
- Fig. 6: Beispielhaft dargestellte Topologie eines oberen Hochsetzstellers.
- Fig. 7: Beispielhaft dargestellte Topologie eines oberen Cuk-Konverters (Cuk, Name, keine Abkürzung)
- Fig. 8: Beispielhaft dargestellte Topologie eines oberen SEPIC-Konverters (SEPIC, Single Ended Primary Inductance Converter).
- Fig. 9: Beispielhaft dargestellte Topologie eines oberen Einschalter-Konverters.
- Fig. 10: Regelstruktur eines erfindungsgemässen hybriden Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystems mit einer überlagerten Ausgangsspannungsregelung und einer unterlagerten Regelung der Ströme in einer oberen Ausgangsinduktivität 25 und einer unteren Ausgangsinduktivität 29, gestützt auf Pulsbreitenmodulation mit konstanter Schaltfrequenz.
- Fig. 11: Regelstruktur eines erfindungsgemässen hybriden Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystems mit einer überlagerten Ausgangsspannungsregelung und einer unterlagerten Toleranzbandregelung der Ströme in einer oberen Ausgangsinduktivität 25 und einer unteren Ausgangsinduktivität 29.

[0030] Grundsätzlich sind in den Figuren gleiche Teile mit gleichen Bezugszeichen versehen.

WEGE ZUR AUSFÜHRUNG DER ERFINDUNG

[0031] Im Detail wird das System gemäss Fig. 1 durch eine netzgeführte Dreiphasen-Diodenbrücke 1 mit eingangsseitigen Filterkondensatoren 2 in Stern- oder Dreieckschaltung, eine von Anschlusspunkten 3, 4, 5 von drei Eingangsphasen mit der Dreiphasen-Diodenbrücke abzweigende Sternschaltung von drei elektronischen Vierquadrantenschaltern (bidirektionalen Schaltern) 6, 7, 8, einen oberen DC/DC-Konverter (-Steller) 9 mit einem eingangsseitigen Anschlusspunkt 10 (links), einem unteren Anschlusspunkt 11 als Bezugspunkt und einem ausgangsseitigen Anschlusspunkt 12 (rechts), einen unteren DC/DC-Konverter 13 mit einem eingangsseitigen Anschlusspunkt 14 (links), einem oberen Anschlusspunkt 15 als Bezugspunkt und einem ausgangsseitigen Anschlusspunkt 16 (rechts) und eine zwischen den ausgangsseitigen Anschlusspunkten 12 und 16 der beiden DC/DC-Konverter, welche mit einer positiven respektive einer negativen Ausgangsklemme 17, 18 des Systems verbunden sind, liegende Ausgangskapazität 19 zur Stützung der Ausgangsspannung 20 gebildet. Eine Last 99 ist zwischen die Ausgangsklemmen 17, 18 geschaltet. Die Ausgangskapazität 19 kann als Teil einer Last vorliegen, oder kann als Teil des AC/DC-Konverters realisiert sein. Der eingangsseitige Anschlusspunkt 10 des oberen DC/DC-Konverters 9 ist mit dem positiven Anschlusspunkt oder Ausgang der Dreiphasen-Diodenbrücke in Stromflussrichtung und der eingangsseitige Anschlusspunkt 14 des unteren DC/DC-Konverters 13 mit dem negativen Anschlusspunkt oder Ausgang der Dreiphasen-Diodenbrücke in Stromflussrichtung verschaltet. Im Weiteren sind der untere Anschlusspunkt 11 des oberen DC/DC-Konverters 9 und der obere Anschlusspunkt 15 des unteren DC/DC-Konverters 13 miteinander, einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt bildend, und mit dem Sternpunkt der Vierquadrantenschalter (Schaltersternpunkt) 21 verbunden. Für das erfindungsgemässe hybride Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystem sind die DC/DC-Konverter 9 und 13 als Tiefsetzsteller ausgeführt, wobei der obere DC/DC-Konverter 9 auch als oberer Tiefsetzsteller und der untere DC/DC-Konverter 13 auch als unterer Tiefsetzsteller bezeichnet wird.

[0032] Die dreiphasige Brückenschaltung, welche durch Hinzufügen von elektronischen Schaltern antiparallel zu den Dioden der dreiphasigen Diodenbrücke 1, im allgemeinen Fall eine bidirektionale Leistungsübertragung erlaubt, kann als AC/DC-Teilkonverter des gesamten AC/DC-Konverters betrachtet werden, und bildet zusammen mit den beiden DC/DC-Stellern den gesamten AC/DC-Konverter.

[0033] Fig. 2 zeigt die erfindungsgemässe Schaltungstopologie des hybriden Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystems beispielhaft mit bipolaren elektronischen Schaltern und Fig. 3 beispielhaft mit unipolaren elektronischen Schaltern. Die nachfolgende Beschreibung der Schaltungstopologie orientiert sich an Fig. 2, gilt aber analog auch für die Ausführungsformen der Fig. 1 und 3.

[0034] Abzweigend vom eingangsseitigen Anschlusspunkt 10 des oberen Tiefsetzstellers 9 ist ein elektronischer Schalter 22 des oberen Tiefsetzstellers (der obere Schalter) in Stromflussrichtung gegen die Kathode einer oberen Freilaufdiode 23 gelegt, deren Anode mit dem unteren Anschlusspunkt 11 des oberen Tiefsetzstellers und folglich mit dem Sternpunkt (Schaltersternpunkt) 21 der Vierquadrantenschalter verbunden ist. Vom Verbindungspunkt (oder oberen Verbindungspunkt) 24 des oberen Schalters 22 und der oberen Freilaufdiode 23 zweigt eine obere Ausgangsinduktivität 25 ab, deren anderes Ende über den ausgangsseitigen Anschlusspunkt 12 des oberen Tiefsetzstellers mit der positiven Ausgangs-

klemme 17 des Systems verbunden ist. Gleichartig ist für den unteren Tiefsetzsteller ein unterer elektronische Schalter 26 in Stromflussrichtung mit einem ersten Anschluss gegen den eingangsseitigen Anschlusspunkt 14 des unteren Tiefsetzstellers 13 und damit gegen den negativen Ausgang der Dreiphasen-Diodenbrücke 1 angeordnet und mit einem zweiten Anschluss an die Anode einer unteren Freilaufdiode 27 gelegt, deren Kathode mit dem oberen Anschlusspunkt 15 des unteren Tiefsetzstellers und folglich mit dem Schaltersternpunkt 21 verbunden ist. Vom unteren Verbindungspunkt 28 von unterem Schalter 26 und unterer Freilaufdiode 27 zweigt eine untere Ausgangsinduktivität 29 ab, deren anderes Ende über den ausgangsseitigen Anschlusspunkt 16 des unteren Tiefsetzstellers mit der negativen Ausgangsklemme 18 des Systems verbunden ist.

[0035] Die Sternschaltung von Vierquadrantenschaltern wird gleich wie für bekannte hybride Gleichlichtersysteme angesteuert, d.h. es wird stets nur der mit der jeweils bezüglich der Spannung mittleren Phase verbundene Vierquadrantenschalter durchgeschaltet. Die Taktung des oberen Schalters 22 erfolgt so, dass sich unter Annahme eines konstanten Stromes in der oberen Ausgangsinduktivität 25 in der Phase mit der höchsten Spannung ein im Kurzzeitmittelwert sinusförmiger, phasenspannungsproportionaler Stromverlauf einstellt. In gleichem Sinn wird der untere Schalter 26 so getaktet, dass unter Annahme eines konstanten Stromes in der unteren Ausgangsinduktivität 29 auch in der Phase mit der tiefsten Spannung ein im Kurzzeitmittelwert sinusförmiger, phasenspannungsproportionaler Stromfluss resultiert. Hierbei ist anzumerken, dass durch die Taktung des oberen Schalters pulsbreitenmodulierte Ausschnitte des Stromes in der oberen Ausgangsinduktivität und durch die Taktung des unteren Schalters Ausschnitte des Stromes in der unteren Ausgangsinduktivität über die jeweils leitenden Dioden der oberen und unteren Hälfte der Dreiphasen-Diodenbrücke geführt werden. Diese Ausschnitte werden durch die an der Eingangsseite der Dreiphasen-Diodenbrücke angeordneten Filterkondensatoren 2 in Verbindung mit optionalen, zum Netz hin jeweils zwischen den Eingangsphasen und den Netzphasen 34, 35, 36 angeordneten Filter-Vorschaltinduktivitäten, kurz Filterinduktivitäten, 30 geglättet und so in einen kontinuierlichen Strom mit einem, dem Kurzzeitmittelwert gleichen Verlauf in Netzphasenklemmen 31, 32, 33 des Systems verwandelt. Diese Einprägung von zwei Netzströmen führt aufgrund der zu Null erzwungenen Summe der Ströme der Netzphasen 34, 35, 36 zu einem Stromfluss in der dritten Phase. Beispielsweise sei dies die mittlere Netzphase 35. Der genannte Stromfluss schliesst sich in diesem Fall über den durchgeschalteten mittleren Vierquadrantenschalter 7 und die obere und untere Freilaufdiode 23, 27 im System. Damit ist ein sinusförmiger Verlauf sämtlicher Netzphasenströme sichergestellt.

[0036] Wie eine nähere Analyse zeigt, wird durch die vorangehend beschriebene Taktung des oberen und unteren Schalters 22, 26 die Ausgangsspannung der Dreiphasen-Diodenbrücke 1, d.h. die Spannung zwischen dem eingangsseitigen Anschlusspunkt 10 des oberen Tiefsetzstellers 9 und dem eingangsseitigen Anschlusspunkt 14 des unteren Tiefsetzstellers 13, in eine pulsbreitenmodulierte, zwischen dem oberen und unteren Verbindungspunkt 24, 28 auftretende Spannung mit konstantem Kurzzeitmittelwert umgeformt, welcher sich nach Tiefpassfilterung über die obere und untere Ausgangsinduktivität 25, 29 und die Ausgangskapazität zwischen den Ausgangsklemmen 17, 18 des Systems als Ausgangsspannung einstellt. Der Wert der Ausgangsspannung kann über entsprechende gleichsinnige Änderung der relativen Einschaltdauer des oberen und unteren Schalters 22, 26 eingestellt werden. Es liegt also eine geregelte Ausgangsspannung vor.

[0037] Durch die sinusförmigen Netzströme wird aus dem Netz eine zeitlich konstante Leistung aufgenommen, welche unter Annahme von Verlustfreiheit des Systems letztlich über einen entsprechenden Ausgangsstrom, d.h. einen entsprechenden Strom in der oberen und unteren Ausgangsinduktivität 25, 29, an den Ausgang geliefert wird. Bei konstantem Kurzzeitmittelwert der Ausgangsspannung muss auch dieser Strom für die Bildung konstanter Leistung einen konstanten Kurzzeitmittelwert aufweisen, womit sich die weiter oben für die Überlegung der Sinusform des Netzstromes getroffene Annahme bestätigt.

[0038] Die eingangsseitige Frequenz ist typischerweise eine Netzfrequenz wie 50 Hz, 60 Hz oder 360 Hz bis 800 Hz (Bordnetze von Flugzeugen). Die Schaltung Taktung der beiden DC/DC-Konverter geschieht hochfrequent, d.h. typischerweise mit Frequenzen über 500 Hz, in der Regel über 1 kHz oder über 5 kHz. Der oben erwähnte Kurzzeitmittelwert ist in diesem Zusammenhang zu verstehen: die hochfrequent getakteten Schalter führen zu Strömen, welche nach Glättung mit ihrem Kurzzeitmittelwert einem netzfrequenten Verlauf folgen. Der Begriff Taktung bezeichnet Ein- und Ausschalten eines Schalters zur Pulsbreitenmodulation, wobei eine feste Taktfrequenz vorgegeben sein kann, aber auch im Rahmen einer Modulation ohne feste Taktfrequenz, beispielsweise bei einer Toleranzbandregelung.

Topologische Variationen

[0039] Bezüglich der Realisierung des Systems bieten sich verschiedene vorteilhafte topologische Modifikations- oder Erweiterungsmöglichkeiten, welche nachfolgend kurz beschrieben werden.

Ausführung der Vierquadrantenschalter

[0040] Ein Vierquadrantenschalter (Schalterstrukturen 6, 7, 8) kann jeweils durch eine Gegenserien-schaltung von zwei unipolar mit Sperrspannung belastbaren elektronischen Schaltern realisiert werden, wobei aus Schutzgründen und um unabhängig von der konkreten praktischen Realisierung der elektronischen Schalter zwei Stromflussrichtungen zu ermöglichen, über jeden Schalter eine antiparallele Diode gelegt wird oder rückwärts leitende Schalter einzusetzen sind.

[0041] Alternativ kann ein Vierquadrantenschalter auch durch eine Einphasen-Diodenbrücke und nur einen, zwischen der positiven und negativen Ausgangsklemme der Einphasen-Diodenbrücke angeordneten elektronischen Schalter realisiert

werden, wobei die Wechselspannungsklemmen der Einphasen-Diodenbrücke die beiden Schalterklemmen bilden. Eine weitere Alternative bildet die Antiparallelschaltung von zwei bipolar mit Sperrspannung belastbaren jedoch nur unidirektionalen Stromfluss erlaubenden elektronischen Schaltern. Zukünftig ist darüber hinaus auch die Realisierung durch einen dzt. erst als Labormuster vorliegenden monolithischen Vierquadrantenschalter möglich.

[0042] Sämtliche der oben angegebenen Ausführungen sind bekannt, es soll daher nur hervorgehoben werden, dass jede der beschriebenen Ausführungen in Verbindung mit dem erfindungsgemässen System Anwendung finden kann.

Anordnung der Filterkondensatoren

[0043] In der eingangs beschriebenen Ausführung des erfindungsgemässen Systems erfolgt die Tiefpassfilterung der über den oberen bzw. unteren Schalter 22, 26 vom Eingang her, bzw. zum Eingang hin fliessenden pulsweitenmodulierten Ausschnitte der Ströme in der oberen und unteren Ausgangsinduktivität 25, 29 durch Filterkondensatoren 2 am Eingang der Dreiphasen-Diodenbrücke, d.h. durch wechselspannungsseitige reaktive Elemente, welche zu einer entsprechenden Grundschrwingungsblindleistung führen, bzw. das Netz unabhängig von einer über das Gleichrichtersystem zu speisenden Last, also auch im Leerlauf, mit Blindstrom belasten. In einer anderen Ausführungsform werden daher die Filterkapazitäten zumindest teilweise an der Ausgangsseite der Dreiphasen-Diodenbrücke realisiert. Konkret ist dabei beispielsweise ein oberer Filterkondensator vom eingangsseitigen Anschlusspunkt 10 des oberen Tiefsetzstellers gegen den Schaltersternpunkt 21 gelegt und vom Schaltersternpunkt 21 ein unterer Filterkondensator gegen den eingangsseitigen Anschlusspunkt 14 des unteren Tiefsetzstellers geschaltet.

Kapazitive Kopplung des Ausgangsspannungsmittelpunktes und des Sternpunktes der Filterkondensatoren/Filterung der Gleichtaktspannung

[0044] Dreiphasige Gleichrichtersysteme weisen aufgrund der i.a. fehlenden Verbindung des Ausgangsspannungsmittelpunktes und des Sternpunktes des Dreiphasennetzes eine Gleichtaktkomponente der Ausgangsspannung auf, d.h. der Ausgangsspannungsmittelpunkt verschiebt sich potentialmässig mit dreifacher Netzfrequenz oder schaltfrequent gegenüber dem Netzsternpunkt. Durch diese Gleichtaktspannung fliessen über parasitäre Erdkapazitäten des Ausgangskreises Gleichtaktstörströme gegen Erde oder den Netzsternpunkt ab, welche ein durch EMV-Vorschriften definiertes Mass nicht überschreiten dürfen, bzw. kann durch die Potentialverschiebung der Ausgangsspannung ein nachfolgender, durch das System gespeister Verbraucher gestört werden.

[0045] Erfindungsgemäss kann nun der schaltfrequente Anteil der Gleichtaktspannung, im vorliegenden Fall durch eine kapazitive Kopplung des Ausgangskreises und des Netzes, unterdrückt werden. Hierfür sind z.B. von der positiven und negativen Ausgangsklemme 17, 18, Filterkondensatoren (Koppelkondensatoren) gegen den Sternpunkt der wechselspannungsseitigen Filterkondensatoren (Filterkondensatorsternpunkt) 37 zu legen. Alternativ kann auch eine kapazitive Anbindung beider Ausgangsklemmen 17, 18 jeweils an jede der Netzphasen 34, 35, 36, oder eines durch einen beispielsweise kapazitiven Spannungsteiler gebildeten Ausgangsspannungsmittelpunktes mit dem Filterkondensatorsternpunkt 37 erfolgen.

[0046] In jedem Fall wird damit eine Tiefpassfilterung der Gleichtaktspannung erreicht, wobei als Gleichtaktfilterinduktivität die Parallelschaltung der oberen und unteren Ausgangsinduktivität 25,29 und als Filterkapazität die Parallelschaltung der Koppelkapazitäten wirksam ist. Unterstützend kann hierfür zwischen der oberen und unteren Ausgangsinduktivität und der Ausgangskapazität eine Gleichtaktfilterinduktivität eingefügt werden, welche für Gleichtaktstörströme eine sehr hohe Impedanz aufweist. Resultierend verbleibt dann über den Koppelkapazitäten bzw. für die Potentialbewegung des Ausgangskreises nur mehr der niederfrequente Anteil der Gleichtaktspannung, welcher i.a. zu keiner Störung führt.

Anordnung nur einer Ausgangsinduktivität

[0047] In der Grundform des erfindungsgemässen Systems ist sowohl für den oberen als auch für den unteren Tiefsetzsteller 9, 13 eine eigene Ausgangsinduktivität 25, 29 angeordnet, womit hinsichtlich der am Ausgangs des Systems auftretenden Gleichtaktspannung ein Vorteil gegeben ist. Allerdings fliesst unter Vernachlässigung von gegen Schutzterde abfliessenden Störströmen in der oberen und unteren Ausgangsinduktivität derselbe Strom, sodass bei Verzicht auf gute Gleichtakt-Filtereigenschaften auch eine der beiden Ausgangsinduktivitäten 25,29 weggelassen werden kann, ohne die Grundfunktion des Systems zu beeinträchtigen.

Realisierung des oberen und unteren Tiefsetzstellers durch mehrere parallel geschaltete und phasenversetzt getaktete Teilsysteme

[0048] Der obere und untere Tiefsetzsteller 9, 13 sind im einfachsten Fall jeweils durch einen elektronischen Schalter 22, 26, eine Freilaufdiode 23, 27 und eine Ausgangsinduktivität 25, 29 realisiert. In einer Ausführungsform der Erfindung ist jeder der beiden Tiefsetzsteller 9, 13 durch mehrere parallele Einheiten gleicher Struktur realisiert, wobei dann an die elektronischen Schalter einer oberen, aus n Teilsystemen bestehenden Tiefsetzstellergruppe ein im Zeitverlauf gleiches, jedoch jeweils um $360^\circ/n$ phasenversetztes Ansteuersignal gelegt wird, wobei 360° der in Grad gemessenen Länge einer Pulsperiode entspricht. Analog ist die Realisierung und Ansteuerung der unteren Tiefsetzstellergruppe vorzunehmen.

Ersetzung der Tiefsetzsteller durch andere DC/DC-Konvertergrundschaltungen

[0049] In der weiter oben beschriebenen, auf ein Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystem zielenden erfindungsgemässen Realisierung werden für den oberen und unteren DC/DC-Konverter 9, 13 jeweils ein Tiefsetzsteller eingesetzt. Alternativ kann auch ein oberer und ein unterer Inverswandler oder ein oberer und ein unterer Tief- und Hochsetzsteller vorgesehen werden. Damit ist dann auch ein Hochsetzen der Ausgangsspannung 20 möglich. Die Anschlusspunkte 10, 11, 12, 14, 15, 16 der DC/DC-Konverter 9, 13 bleiben dabei unverändert.

[0050] Für die Modifikation zu einem Inverswandler sind dabei die obere und die untere Freilaufdiode 23, 27 durch eine obere und eine untere Inverswandlerinduktivität zu ersetzen. Im Weiteren ist die obere Ausgangsinduktivität 25 durch eine, vom ausgangsseitigen Anschlusspunkt 12 des oberen Inverswandlers gegen den oberen Verbindungspunkt 24 gerichtete, obere Ausgangsdiode und die untere Ausgangsinduktivität 29 durch eine, vom unteren Verbindungspunkt 28 gegen den ausgangsseitigen Anschlusspunkt 16 des unteren Inverswandlers gerichtete, untere Ausgangsdiode zu ersetzen. Die Polarität der Spannung an der nun mit dem positiven Pol an der Kathode der unteren Ausgangsdiode und mit dem negativen Pol an der Anode der oberen Ausgangsdiode liegenden Ausgangskapazität 19 ist dann invers zu jener der Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichterschaltung aus Fig. 1, Fig. 2 und Fig. 3. Die Steuerung der elektronischen Schalter kann jedoch sinngemäss gleichartig erfolgen, wobei einzig abhängig vom Aussteuergrad (der mittleren relativen Einschaltdauer der elektronischen Schalter) auch eine über dem 1.5-fachen Wert der Netzphasenspannungsamplitude liegende Ausgangsspannung eingestellt werden kann. Fig. 4 zeigt beispielhaft die Schaltungstopologie des oberen Inverswandlers.

[0051] In Weiterbildung des Grundgedankens kann auch die als Sperrwandler (Flyback-Konverter) bekannte potentialgetrennte Form des Inverswandlers Einsatz finden.

[0052] Eine Erweiterung des Ausgangsspannungsbereiches der Grundform, d.h. der Tiefsetzstellerform des erfindungsgemässen Systems nach oben ist auch durch Ergänzen der Schaltungsstruktur durch einen oberen und einen unteren elektronischen Hochsetzstellerschalter und eine obere und eine untere Hochsetzstellerdiode möglich, womit ein System mit Tief- und Hochsetzstellercharakteristik resultiert. Hierbei ist die obere Ausgangsinduktivität 25 vom ausgangsseitigen Anschlusspunkt 12 des oberen Tiefsetzstellers zu lösen und eine obere Hochsetzstellerdiode von dem nun freien Anschluss der Ausgangsinduktivität in Stromflussrichtung gegen den ausgangsseitigen Anschlusspunkt 12 des oberen Tiefsetzstellers einzufügen. Zusätzlich ist ein oberer Hochsetzstellertransistor von der Anode der oberen Hochsetzstellerdiode in Stromflussrichtung gegen den Schaltersternpunkt 21 zu legen. Analog ist die untere Ausgangsinduktivität 29 vom ausgangsseitigen Anschlusspunkt 16 des unteren Tiefsetzstellers zu lösen und eine untere Hochsetzstellerdiode vom ausgangsseitigen Anschlusspunkt 16 des unteren Tiefsetzstellers in Stromflussrichtung gegen den nun freien Anschluss der unteren Ausgangsinduktivität einzufügen und schliesslich ein unterer Hochsetzstellertransistor vom Schaltersternpunkt 21 gegen die Kathode der unteren Hochsetzstellerdiode zu legen. Fig. 5 zeigt beispielhaft die Schaltungstopologie des oberen Tief- und Hochsetzstellers.

[0053] Für reine Tiefsetzstellerfunktion des Systems bleiben dann der untere und der obere Hochsetzstellertransistor gesperrt, und es werden nur die elektronischen Schalter 22, 26 der Tiefsetzsteller getaktet. Für Hochsetzstellerbetrieb verbleiben die elektronischen Schalter 22, 26 der Tiefsetzsteller durchgeschaltet und die Hochsetzstellertransistoren werden getaktet.

[0054] Ist nur ein Hochsetzstellerbetrieb des Systems erforderlich, ist eine Vereinfachung der eben beschriebenen Schaltung möglich. Es können dann, ausgehend von der oben beschriebenen Tief- und Hochsetzstellerschaltung, die obere und untere Freilaufdiode 23, 27 der Tiefsetzsteller ersatzlos entfallen, und der obere und untere elektronische Schalter 22, 26 der Tiefsetzsteller durch Kurzschlussverbindungen ersetzt werden, womit der obere Verbindungspunkt 24 direkt am eingangsseitigen Anschlusspunkt 10 des oberen Tiefsetzstellers und der untere Verbindungspunkt 28 direkt am eingangsseitigen Anschlusspunkt 14 des unteren Tiefsetzstellers zu liegen kommt. Fig. 6 zeigt beispielhaft die Schaltungstopologie des oberen Hochsetzstellers.

[0055] Weitere alternative Schaltungsvarianten mit Tief- und Hochsetzstellerfunktion sind durch Austausch des oberen und unteren DC/DC Tiefsetzstellers durch einen oberen und unteren DC/DC-Cuk-Konverter (Cuk, Name, keine Abkürzung) oder einen oberen und unteren DC/DC-SEPIC-Konverter (SEPIC, Single Ended Primary Inductance Converter) möglich.

[0056] Für die Cuk-Variante wird vom eingangsseitigen Anschlusspunkt 10 des oberen Cuk-Konverters ausgehend eine obere Induktivität gegen einen ersten oberen Schaltungspunkt gelegt und von diesem ein oberer Schalter gegen den unteren Anschlusspunkt 11 des oberen Cuk-Konverters geschaltet. Im Weiteren wird vom ersten oberen Schaltungspunkt ein oberer Koppelkondensator gegen einen zweiten oberen Schaltungspunkt gelegt und von diesem eine obere Ausgangsinduktivität an den ausgangsseitigen Anschlusspunkt 12 des oberen Cuk-Konverters geführt, sowie zusätzlich vom zweiten oberen Schaltungspunkt eine obere Diode in Stromflussrichtung gegen den unteren Anschlusspunkt 11 des oberen Cuk-Konverters gerichtet angeordnet. Desgleichen wird von dem eingangsseitigen Anschlusspunkt 14 des unteren Cuk-Konverters ausgehend eine untere Induktivität gegen einen ersten unteren Schaltungspunkt gelegt und gegen diesen ein unterer Schalter in Stromflussrichtung vom oberen Anschlusspunkt 15 des unteren Cuk-Konverters ausgehend geschaltet. Im Weiteren wird vom ersten unteren Schaltungspunkt ein unterer Koppelkondensator gegen einen zweiten unteren Schaltungspunkt gelegt und von diesem eine untere Ausgangsinduktivität gegen den ausgangsseitigen Anschlusspunkt 16 des unteren Cuk-Konverters geführt, sowie zusätzlich eine untere Diode in Stromflussrichtung vom oberen Anschluss-

punkt 15 des unteren Cuk-Konverters gegen den zweiten unteren Schaltungspunkt gerichtet angeordnet. Fig. 7 zeigt beispielhaft die Schaltungstopologie des oberen Cuk-Konverters.

[0057] Für die SEPIC-Variante wird ausgehend vom Cuk-Konverter die obere Ausgangsinduktivität des Cuk-Systems durch eine gegen den ausgangsseitigen Anschlusspunkt 12 des oberen Cuk-Konverters gerichtete obere Ausgangsdiode und die untere Ausgangsinduktivität durch eine vom unteren Anschlusspunkt 16 des unteren Cuk-Konverters weg gerichtete untere Ausgangsdiode ersetzt. Des Weiteren wird anstelle der oberen Diode des oberen Cuk-Konverters eine obere ausgangsseitige und anstelle der unteren Diode des unteren Cuk-Konverters eine untere ausgangsseitige Induktivität eingefügt. Fig. 8 zeigt beispielhaft die Schaltungstopologie des oberen SEP IC-Konverters.

Umkehr der Energieflussrichtung - Wechselrichterbetrieb und bidirektionaler Leistungsaustausch mit dem Netz

[0058] Dreiphasen-Gleichrichtersysteme werden für die Speisung eines Verbrauchers wie der Last 99 aus dem Dreiphasennetz eingesetzt. In Verbindung mit der Netzeinspeisung regenerativer Energie besteht allerdings zunehmend auch die Forderung nach Möglichkeit einer Rückspeisung von Energie von der DC- auf die AC-Seite (AC, Alternating Current) oder überhaupt nach einem bidirektionalen Leistungstransfer, wenn beispielsweise Batterien aus dem Netz zu laden sind, bzw. darauffolgend die Batterien zur Stützung des Netzes, d.h. zur Leistungsabgabe an das Netz herangezogen werden sollen. Die Last 99 ist in einem solchen Fall eine Leistungsquelle.

[0059] Soll nur eine Einspeisung von Leistung in das Dreiphasennetz, d.h. ein Leistungstransfer von der DC- auf die AC-Seite erfolgen, sind die schaltfrequent betriebenen aktiven Elemente (obere und untere Schalter 22, 26 und Dioden, ohne die bidirektionalen Schalter 6, 7, 8) der bisherigen Schaltungen derart zu tauschen, dass jeweils anstelle eines elektronischen Schalters eine Diode mit inverser Stromflussrichtung und anstelle einer Diode ein elektronischer Schalter mit inverser Stromflussrichtung vorzusehen ist. Des Weiteren ist antiparallel zu jeder Diode der Dreiphasen-Diodenbrücke 1 ein elektronischer Schalter anzuordnen, welcher jeweils nur dann durchgeschaltet wird, wenn die zugehörige Diode aufgrund der wechsellspannungsseitigen Potentialverhältnisse einen Stromfluss übernehmen kann. Der Rest des Systems kann unverändert bleiben.

[0060] Um andererseits die Möglichkeit eines bidirektionalen Leistungsaustausches zwischen AC- und DC-Seite zu schaffen, sind zusätzlich zu den schaltfrequent betriebenen aktiven Elementen der bisher beschriebenen Gleichrichter-Schaltungen weitere aktive Elemente anzuordnen. Konkret ist antiparallel zu jedem elektronischen Schalter (abgesehen von den bidirektionalen Schaltern 6, 7, 8) eine Diode und antiparallel zu jeder Diode ein elektronischer Schalter zu legen. Zusätzlich ist antiparallel zu jeder Diode der Dreiphasen-Diodenbrücke 1 ein elektronischer Schalter anzuordnen, welcher jeweils nur dann durchgeschaltet wird, wenn die zugehörige Diode aufgrund der netzspannungsseitigen Potentialverhältnisse einen Stromfluss übernehmen kann.

Bidirektionaler Leistungsaustausch mit dem Netz

[0061] Der bisherigen Beschreibung wurde ein Betrieb mit Ausgangskondensator 19, d.h. mit eingepprägter Ausgangsspannung zugrunde gelegt. Insbesondere im Bereich der Antriebstechnik sind jedoch auch Anwendungen bekannt, wo beispielsweise eine Wechselrichterstufe mit eingepprägtem Strom gespeist wird (Stromzwischenkreiswechselrichter) und dieser Strom in Form einer Vollblocktaktung oder auch pulsbreitenmoduliert in die Motorphasen eingepprägt wird. Für derartige Applikationen kann der Ausgangskondensator 19 entfallen, bzw. kann der Wert der Ausgangskapazität auf den für die Begrenzung von Überspannungen ggf. noch erforderlichen Kapazitätswert reduziert werden. Dies ergibt eine Mischform von Stromzwischenkreisumrichter und Spannungszwischenkreisumrichter mit variabler Zwischenkreisspannung.

[0062] Der Vollständigkeit halber sei hier noch die einfachste Form eines möglichen bidirektionalen DC/DC-Konverters erwähnt, der im Folgenden als Einschalter-Konverter bezeichnet wird. Dazu wird zwischen dem eingangsseitigen Anschlusspunkt 10 und dem ausgangsseitigen Anschlusspunkt 12 eines oberen Einschalter-Konverters eine Verbindung eingefügt sowie ein elektronischer Schalter in Stromflussrichtung vom oberen Verbindungspunkt 24 ausgehend mit einer antiparallelen Diode an den unteren Anschlusspunkt 11 des oberen Einschalter-Konverters gelegt. Entsprechend wird zwischen dem eingangsseitigen Anschlusspunkt 14 und dem ausgangsseitigen Anschlusspunkt 16 des unteren Einschalter-Konverters eine Verbindung eingefügt sowie ein elektronischer Schalter in Stromflussrichtung vom oberen Anschlusspunkt 15 ausgehend mit einer antiparallelen Diode an den unteren Verbindungspunkt 28 des unteren Einschalter-Konverters gelegt. Des Weiteren ist für übliche Taktfrequenzen eine zusätzliche Kommutierungsinduktivität zwischen dem Schaltersternpunkt 21 und der Verbindung zwischen dem unteren Anschlusspunkt 11 des oberen Einschalter-Konverters und dem oberen Anschlusspunkt 15 des unteren Einschalter-Konverters einzufügen. Fig. 9 zeigt beispielhaft die Schaltungstopologie des oberen Einschalter-Konverters.

Grundsätzliches Steuerkonzept für Dreiphasen-Tiefsetzsteiler-Gleichrichtersystem Steuerung der Vierquadrantenschalter

[0063] Erfindungsgemäss wird durch das Durchschalten des mit der mittleren Phase verbundenen Vierquadrantenschalters 6, 7, 8 jeweils das Potential der zugeordneten Netzphasenklamme 31, 32, 33 an den Schaltersternpunkt 21 geführt. In einem symmetrischen Dreiphasensystem ist die mittlere Phase auch immer die Phase mit der kleinsten Betrag der Spannung und umgekehrt. Wechseln nun die netzseitigen Potentialverhältnisse, d.h. ist auf eine neue mittlere Phase umzu-

schalten, erfolgt diese Umschaltung erfindungsgemäss vorzugsweise im stromlosen Zustand der Vierquadrantenschalter 6, 7, 8. Diese kann durch Ausschalten der elektronischen Schalter 22, 26 der beiden Tiefsetzsteller erreicht werden, da dann der Strom der oberen und unteren Ausgangsinduktivität 25, 29 über die obere und untere Freilaufdiode 23, 27 geführt wird, womit aufgrund der Gleichheit beider Ströme kein Stromfluss über die mittlere Phase auftritt. Hier und an anderen Stellen ist mit der «mittleren» oder «höchsten» oder «tiefsten» Phase etc. jeweils die bezüglich der Spannung mittlere, höchste, tiefste Phase gemeint. Es kann dann der, mit der bisherigen mittleren Phase verbundene Vierquadrantenschalter abgeschaltet und nach einer Sicherheitszeit der Vierquadrantenschalter der neuen mittleren Phase geschlossen werden. Durch die Sicherheitszeit wird ein Kurzschluss zweier Netzphasen sicher vermieden. Nachfolgend kann dann die reguläre Taktung des oberen und unteren elektronischen Schalters 22, 26 wieder aufgenommen werden.

[0064] Anzumerken ist, dass sich abhängig von der Synchronisation der Taktung des oberen und unteren Tiefsetzstellers ein gleichzeitiger Freilauf beider Systeme auch periodisch betriebsmässig einstellen kann und dann nur eine entsprechende Verlängerung dieser Freilaufphase erforderlich ist, um ein sicheres Umschalten der Vierquadrantenschalter zu ermöglichen.

Synchrone oder gegenphasige Taktung des oberen und unteren Tiefsetzstellers

[0065] Die Baugrösse leistungselektronischer Systeme wird massgeblich durch das Bauvolumen der passiven Filterkomponenten bestimmt. Sinnvoll ist daher, die Steuerung so zu wählen, dass z.B. der Rippel des Stromes in den Ausgangsinduktivitäten 25, 29 minimiert wird, bzw. bei gegebenem zulässigen Rippel ein möglichst geringer Induktivitätswert vorzusehen ist.

[0066] Erfindungsgemäss kann dies dadurch erreicht werden, dass die Pulsbreitenmodulation des oberen und des unteren elektronischen Schalters 22, 26 mit gleichfrequenten, jedoch um eine halbe Taktperiode phasenversetzten Dreieck- oder Sägezahn-Trägersignalen erfolgt. Allerdings tritt dann aufgrund des phasenversetzten Leitens der oberen und unteren Freilaufdiode 23, 27 ein hoher schaltfrequenter Rippel des Stromes in der mittleren Phase auf bzw. ist ein hoher Filteraufwand für die Glättung des Stromes vorzusehen.

[0067] Erfindungsgemäss kann der Filteraufwand minimiert werden, wenn für die Pulsbreitenmodulation des oberen und unteren Schalters 22, 26 gleichfrequente und gleichphasige Dreieck- oder Sägezahnträgersignale herangezogen werden. In diesem Fall resultiert allerdings ein relativ hoher Rippel des Stromes in den Ausgangsinduktivitäten 25, 29.

[0068] Wie vorgehend beschrieben werden zur Glättung des pulsförmigen Stromes am Eingang der Dreiphasen-Diodenbrücke 1 Filterkondensatoren 2 eingesetzt. Die Spannung dieser Filterkondensatoren zeigt resultierend eine schaltfrequente Schwankung, d.h. höhere oder tiefere Werte als die rein sinusförmige Netzspannung, sodass kurz bevor die bisherige obere oder bisherige untere Phase durch eine neue Phase abgelöst wird, die neue obere bzw. die neue untere Phase bereits Strom übernehmen kann, womit eine Abweichung des Netzstromes von der Sinusform resultieren kann.

[0069] Erfindungsgemäss ist diese Stromverzerrung, welche eine entsprechende Reduktion der Filterkondensatorspannungsrippel zur Folge hat, durch Anheben der Taktfrequenz des Tiefsetzstellers, dessen Eingangsspannung auf eine neue Phase übergeht zu verhindern. Die Frequenzanhebung eines der beiden Tiefsetzsteller erfolgt also immer dann, wenn ein Wechsel zwischen oberer und mittlerer Phase oder mittlerer und unterer Phase stattfindet.

Regelung

[0070] Die Regelung des Dreiphasen-Tiefsetzsteller-Gleichrichtersystems ist vorzugsweise zweischleifig auszuführen. Fig. 10 zeigt eine entsprechende Reglerstruktur.

[0071] Die Soll-Ist-Differenz 38 zwischen einem Ausgangsspannungssollwert 39 und einer gemessenen Ausgangsspannung 20 wird hierbei an den Eingang eines Ausgangsspannungsreglers 40 gelegt und durch diesen dynamisch bewertet bzw. verstärkt und in einen Sollwert des Ausgangsstromes (Ausgangsstromsollwert) 41 für unterlagerte Ausgangsstromregelkreise umgeformt. Hierzu kann ein durch Messung in der Lastzuleitung erfassbarer Istwert des Laststromes noch im Sinne einer Vorsteuerung addiert werden.

Regelung gestützt auf Pulsbreitenmodulatoren, konstante Schaltfrequenz

[0072] Erfindungsgemäss wird nun der Ausgangsstromsollwert 41 an den Eingang von zwei Ausgangsstromregelkreisen, d.h. einen oberen Ausgangsstromregelkreis für die Regelung des Stromes in der oberen Ausgangsinduktivität 25 und einen unteren Ausgangsstromregelkreis für die Regelung des Stromes in der unteren Ausgangsinduktivität 29 gelegt. Der obere Ausgangsstromregelkreis weist eingangsseitig einen oberen Soll-Ist-Vergleich 42 auf (mittels eines Subtrahiergliedes), an dessen ersten positiven Eingang der Ausgangsstromsollwert 41 und an dessen zweiten negativen Eingang ein gemessener Istwert des Stromes 43 in der oberen Ausgangsinduktivität anliegt und dessen Ausgang in Form der Regelabweichung 44 des oberen Ausgangsstromes an den Eingang eines oberen Ausgangsstromreglers 45 geführt und durch diesen dynamisch bewertet und verstärkt wird. Der obere Ausgangsstromregler bildet dann am Ausgang eine zur Heranführung des Stromistwertes an den Sollwert einzustellende Spannung 46 am oberen Verbindungspunkt 24, welche an den ersten positiven Eingang eines oberen Summiergliedes 47 gelegt wird, an dessen negativen Eingang ein oberes dreieck- oder sägezahnförmiges Pulsbreitenmodulationsträgersignal 48 gelegt ist und an dessen zweiten positiven Eingang eine

am positiven Ausgang der Dreiphasen-Diodenbrücke gemessene und skalierte obere Spannung 50 anliegt. Die skalierte obere Spannung 50 wird am Ausgang eines oberen Skaliergliedes (Multiplikators) 51 gebildet, an dessen ersten Eingang die am positiven Ausgang der Dreiphasen-Diodenbrücke gemessene Spannung 49 und an dessen zweiten Eingang ein zum Ausgangsspannungssollwert und zur Netzspannungsamplitude proportionaler Faktor 52 anliegt. Der Ausgang 53 des oberen Summiergliedes 47 wird dann an einen oberen Komparator 54 mit Vergleichsschwelle Null gelegt und so am Ausgang des oberen Komparators ein pulsbreitenmoduliertes Ansteuersignal 55 für den oberen elektronischen Schalter 22 gebildet, welches zu einer Spannungsbildung am oberen Verbindungspunkt 24 derart führt, dass der Istwert des Stromes in der oberen Ausgangsinduktivität 25 dem Sollwert des oberen Ausgangsstromes folgt. Andererseits wird durch die am zweiten positiven Eingang des oberen Summiergliedes 47 liegende Spannung 50 eine sinusförmige Modulation der relativen Einschaltzeit des oberen elektronischen Schalters 22 derart erreicht, dass über die jeweils leidende Diode der oberen Hälfte der Dreiphasen-Diodenbrücke 1 ein Strom mit sinusförmigem Kurzzeitmittelwert fliesst. Dieser Strom tritt dann, wie bereits früher erwähnt, nach Tiefpassfilterung durch die Eingangsfilterkondensatoren 2 und die gegen das Netz hin vorgeschalteten Filterinduktivitäten 30 als Netzphasenstrom auf.

[0073] Eine völlig analoge Stromregelanordnung (unterer Ausgangsstromregelkreis) ist für die Regelung des Stromes 56 in der unteren Ausgangsinduktivität 29 vorgesehen. Der einzige Unterschied besteht darin, dass dort die am negativen Ausgang der Dreiphasen-Diodenbrücke gemessene Spannung 57 invertiert an den ersten Eingang eines unteren Skaliergliedes 58 geführt wird, was sich daraus erklärt, dass dieser Spannungswert naturgemäss einen negativen Wert aufweist, der, um eine gleiche Verarbeitung wie für den oberen Ausgangsstromregelkreis zu ermöglichen, invertiert werden muss.

[0074] Letzter Teil der erfindungsgemässen Vorrichtung zur Regelung des Systems ist schliesslich eine Netzspannungsauswerteschaltung 59, an deren Eingang die drei Eingangsphasenspannungen an den Anschlusspunkten 3, 4, 5 gelegt werden und deren Funktion darin besteht, die Eingangsphase mit der jeweils betragsmässig kleinsten Spannung zu erkennen und am Ausgang drei Ansteuersignale 60, 61, 62 für die drei Vierquadrantenschalter 6, 7, 8 derart zu bilden, dass jeweils der, mit der Phase kleinsten Spannungsbetrages verbundene Vierquadrantenschalter, durchgeschaltet wird und die beiden anderen Vierquadrantenschalter im Sperrzustand verbleiben.

[0075] Die Anordnung von zwei Ausgangsstromregelkreisen ist insbesondere dann vorteilhaft, wenn mehrere Pulsgleichrichtersysteme ein- und ausgangsseitig parallel geschaltet werden, da sich dann andernfalls Kreisströme zwischen den Systemen ausbilden könnten. Werden der obere und der untere Ausgangsstrom geregelt, werden diese zu einer unsymmetrischen Belastung der parallelen Systeme führenden Kreisströme sicher unterbunden.

[0076] Liegt nur ein Pulsgleichrichtersystem vor, weisen, da kein alternativer Pfad für den zurückfliessenden Strom möglich ist, die Ströme in der oberen und unteren Ausgangsinduktivität 25, 29 denselben Wert auf, und die Ausgangsstromregelung kann mittels nur eines Ausgangsstromreglers erfolgen. Wird z.B. der obere Ausgangsstromregler 45 beibehalten, können so der untere Soll-Ist-Vergleich 63 und der untere Ausgangsstromregler 64 entfallen, und es ist einzig anstelle des Ausgangssignals 65 des unteren Ausgangsstromreglers das Ausgangssignal 46 des oberen Ausgangsstromreglers 45 an den ersten positiven Eingang des unteren Summiergliedes 67 zu legen.

Regelung gestützt auf Toleranzbandregelung der Ausgangsströme

[0077] Neben einer linearen, auf Pulsbreitenmodulation gestützten Regelung des oberen und unteren Ausgangsstromes 43,56 können die, der Ausgangsspannungsregelung unterlagerten, Regelkreise für den oberen und unteren Ausgangsstrom auch in Form von Toleranzbandregelungen realisiert werden, wie in Fig. 11 gezeigt.

[0078] Hierbei wird erfindungsgemäss die am Ausgang des oberen Soll-Ist-Vergleichs 42 auftretende Regelabweichung 44 des oberen Ausgangsstromes 43 an den ersten positiven Eingang eines oberen Offsetsummiergliedes 68 gelegt, an dessen zweiten positiven Eingang ein, von der Vorrichtung zur Regelung des Stromes in der mittleren Phase (Mittenphasenstromregelung) gebildetes Offsetsignal 69 anliegt und dessen Ausgang 70 an ein oberes Hystereseschaltglied 71 geführt wird, welches an seinem Ausgang direkt das Ansteuersignal 55 für den oberen elektronischen Schalter 22 erzeugt. Im Weiteren wird die am Ausgang des unteren Soll-Ist-Vergleichs 63 auftretende Regelabweichung 72 des unteren Ausgangsstromes 56 an den ersten positiven Eingang eines unteren Offsetsummiergliedes 73 gelegt, an dessen zweiten negativen Eingang ein, von der Mittenphasenstromregelung gebildetes, Offsetsignal 69 anliegt und dessen Ausgang 74 an ein unteres Hystereseschaltglied 75 geführt wird, welches an seinem Ausgang direkt das Ansteuersignal 76 für den unteren elektronischen Schalter 26 erzeugt.

[0079] Durch die beiden Hystereseschaltglieder 71,75 erfolgt die Ansteuerung der elektronischen Schalter derart, dass der obere und der untere Ausgangsstrom in einem Toleranzband entsprechend der Hysteresebreite entlang dem Ausgangsstromsollwert geführt werden. Das Offsetsignal 69 nimmt auf die Stromführung keinen unmittelbaren Einfluss. Dies erklärt sich daraus, dass die positive Einbeziehung des Offsets in den oberen Ausgangsstromregelkreis und die negative Einbeziehung in den unteren Ausgangsstromregelkreis beispielsweise bei positivem Offsetwert nach einem in der oberen Ausgangsinduktivität 25 zunehmenden und in der unteren Ausgangsinduktivität 29 abnehmenden Strom verlangt, einer Stromsituation, welche gemäss dem 1. Kirchhoffschem Gesetz nicht einstellbar ist. Das Offsetsignal führt somit nur zu einer gegenläufigen Änderung der relativen Einschaltzeiten des oberen und unteren elektronischen Schalters (welche im Mittel keinen Einfluss auf die Differenzspannung zwischen dem oberen und unteren Verbindungspunkt 24,28 und damit auf die Stromführung nimmt) und bewirkt damit die Bildung einer entsprechenden Differenz des Stromes in der oberen

und unteren Freilaufdiode 23, 27, welche als Strom in der mittleren Phase auftritt. Somit ist durch das Offsetsignal 69 eine Möglichkeit der sinusförmigen Regelung des Stromes in der mittleren Phase (Mittenphasenstromes) 77 gegeben.

[0080] Der Sollwert des Mittenphasenstromes wird durch eine Funktionseinheit 78 gebildet, an deren Eingang die drei Netzphasenspannungen gelegt werden. Diese Funktionseinheit ermittelt die jeweils minimalen Spannungsbetrag aufweisende Phase und schaltet den Zeitverlauf dieser Phasenspannung 79 an deren Ausgang durch. Der Ausgang dieser Funktionseinheit wird dann an den ersten Eingang eines Skaliergliedes 80 zur Mittenphasenstromregelung geführt, an dessen zweitem Eingang ein dem Ausgangsstromsollwert 41 proportionales Signal 81 anliegt, sodass am Ausgang des Skaliergliedes zur Mittenphasenstromregelung 80 der Sollwert des Mittenphasenstromes (Mittenphasenstromsollwert) 82 derart gebildet wird, dass Gleichwertigkeit des durch den Ausgangsstrom bewirkten Leistungstransfers und des durch die sinusförmigen Netzphasenströme und damit auch des Mittenphasenstromes gegeben ist. Der Mittenphasenstromsollwert 82 wird nun an den positiven Eingang eines Mittenstrom-Soll-Ist-Vergleiches 83 geführt, an dessen negativen Eingang ein gemessener und über ein Tiefpassfilter 84 (LP, Low Pass) von schaltfrequenten Spektralkomponenten befreiter Mittenphasenstromwert 85 liegt. Der Ausgang des Mittenstrom-Soll-Ist-Vergleichs, d.h. eine Regelabweichung 86 des Mittenphasenstromes, wird dann an einen Mittenphasenstromregler 87 gelegt, an dessen Ausgang das vorstehend beschriebene Offsetsignal 69 auftritt, über welches, wie oben beschrieben, der gewünschte Verlauf des Mittenphasenstromes 77 eingestellt werden kann.

[0081] Eine jeweilige Dynamik der verschiedenen Regler wie Ausgangsspannungsregler 40, Ausgangsstromregler 45, Mittenphasenstromregler 87 ist mit den Übertragungsfunktionen $R(s)$, $G_+(s)$, $G_-(s)$, $K_I(s)$ etc. bezeichnet und entspricht jeweils beispielsweise einem P, PI, oder PID-Regler oder einem Regler höherer Ordnung und wird mit üblichen regelungstechnischen Entwurfsverfahren bestimmt.

Patentansprüche

1. AC/DC-Konverter zur Leistungsübertragung von einer dreiphasigen Wechselspannungsseite an eine Gleichspannungsseite mit einer positiven Anschlussklemme (17) und einer negativen Anschlussklemme (18) und/oder umgekehrt, aufweisend eine dreiphasige Brückenschaltung (1) mit drei Anschlusspunkten (3, 4, 5) für jeweils eine Eingangsphase an ihrer Wechselspannungsseite und mit je einem positiven und einem negativen Anschlusspunkt an ihrer Gleichspannungsseite, dadurch gekennzeichnet, dass
 - zwischen dem positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung und der positiven Anschlussklemme (17) des AC/DC-Konverters ein oberer DC/DC-Konverter (9) mit einem unteren Anschlusspunkt (11) als Bezugspunkt geschaltet ist, und
 - zwischen dem negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung und der negativen Anschlussklemme (18) des AC/DC-Konverters ein unterer DC/DC-Konverter (13) mit einem oberen Anschlusspunkt (15) als Bezugspunkt geschaltet ist, und
 - zwischen der positiven Anschlussklemme (17) und der negativen Anschlussklemme (18) ein Kondensator (19) angeordnet ist,
 wobei der untere und der obere Anschlusspunkt (11, 15) miteinander verbunden sind und dadurch einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt bilden, und jeder der drei Anschlusspunkte (3, 4, 5) ist jeweils über einen Vierquadranten-schalter (6, 7, 8) direkt oder über eine Kommutierungsinduktivität mit dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt verbunden ist.
2. AC/DC-Konverter gemäss Anspruch 1, wobei der obere DC/DC-Konverter (9) und der untere DC/DC-Konverter (13) jeweils beide Tiefsetzsteller, Inverswandler, Tief- und Hochsetzsteller, Hochsetzsteller, Cuk-Konverter, SEPIC-Konverter oder Einschalter-Konverter sind.
3. AC/DC-Konverter gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei der obere DC/DC-Konverter (9) und der untere DC/DC-Konverter (13) symmetrisch zueinander aufgebaut sind.
4. AC/DC-Konverter gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei Induktivitäten des oberen DC/DC-Konverters (9) und des unteren DC/DC-Konverters (13), zusammen durch ein einziges Bauelement realisiert sind.
5. AC/DC-Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die positive Anschlussklemme (17) und die negative Anschlussklemme (18) einen gemeinsamen Ausgang bilden, und der obere und den untere DC/DC-Konverter (9, 13) miteinander so verschaltet und ausgelegt sind, dass
 - zwischen einem oberen Eingang des oberen DC/DC-Konverters (9), gebildet durch einen an den positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung geschalteten eingangsseitigen Anschlusspunkt (10) des oberen DC/DC-Konverters (9) und durch den unteren Anschlusspunkt (11) des oberen DC/DC-Konverters (9), und dem gemeinsamen Ausgang, sowie
 - zwischen einem unteren Eingang des unteren DC/DC-Konverters (13), gebildet durch einen an den negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung geschalteten eingangsseitigen Anschlusspunkt (14) des unteren DC/DC-Konverters (13) und durch den oberen Anschlusspunkt (15) des unteren DC/DC-Konverters, und dem gemeinsamen Ausgang,
 - ein unidirektionaler Leistungsfluss zum gemeinsamen Ausgang hinführend oder ein unidirektionaler Leistungsfluss vom gemeinsamen Ausgang ausgehend oder ein bidirektionaler Leistungsfluss möglich ist,

- wobei im Betrieb des Konverters eine über dem Kondensator (19) anliegende Spannung (20) kleiner, gleich oder grösser als eine Spannung zwischen dem eingangsseitigen Anschlusspunkt (10) des oberen DC/DC-Konverters und dem eingangsseitigen Anschlusspunkt (14) des unteren DC/DC-Konverters ist.
6. AC/DC-Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, welcher als Gleichrichter für einen Leistungsfluss von der Wechselspannungsseite zur Gleichspannungsseite ausgebildet ist, wobei die dreiphasige Brückenschaltung (1) eine Diodenbrückenschaltung ist und der obere und der untere DC/DC-Konverter (9, 13) für einen Leistungsfluss vom positiven und negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung zur positiven und negativen Anschlussklemme (17, 18) des AC/DC-Konverters ausgebildet sind.
 7. AC/DC-Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, welcher als Wechselrichter für einen Leistungsfluss von der Gleichspannungsseite zur Wechselspannungsseite ausgebildet ist, wobei die dreiphasige Brückenschaltung (1) eine Wechselrichterbrückenschaltung aus elektronischen Schaltern mit jeweils antiparallelen Dioden ist und der obere und der untere DC/DC-Konverter (9, 13) für einen Leistungsfluss von der positiven und negativen Anschlussklemme (17, 18) des AC/DC-Konverters zum positiven und negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung ausgebildet sind.
 8. AC/DC-Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, welcher als bidirektionaler Umrichter für einen Leistungsfluss von der Wechselspannungsseite zur Gleichspannungsseite oder umgekehrt ausgebildet ist, wobei die dreiphasige Brückenschaltung (1) eine Wechselrichterbrückenschaltung aus elektronischen Schaltern mit jeweils antiparallelen Dioden ist und der obere und der untere DC/DC-Konverter (9, 13) für einen bidirektionalen Leistungsfluss von der positiven und negativen Anschlussklemme (17, 18) des AC/DC-Konverters zum positiven und negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung oder in Gegenrichtung ausgebildet sind.
 9. AC/DC-Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei der obere der untere DC/DC-Konverter (9, 13) jeweils durch Parallelschaltungen von mehreren Teil-Konvertern gleicher Struktur gebildet sind.
 10. AC/DC-Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei zwischen ausgangssseitigen Anschlusspunkten (12, 16) des oberen und unteren DC/DC-Konverters (9, 13) und Anschlusspunkten des Kondensators (19) eine Gleichtaktinduktivität eingefügt ist und eine kapazitive Kopplung der positiven und negativen Anschlussklemme (17, 18) des AC/DC-Konverters mit der Wechselspannungsseite erfolgt, wobei
 - ein durch einen kapazitiven Spannungsteiler zwischen der positiven und der negativen Anschlussklemme (17, 18) gebildeter Spannungsmittelpunkt mit einem wechselspannungsseitigen Filterkondensatorsternpunkt (37) verbunden ist, und/oder
 - Koppelkondensatoren zwischen der positiven und der negativen Anschlussklemme (17, 18) und dem Filterkondensatorsternpunkt (37) geschaltet sind, oder
 - Koppelkondensatoren zwischen der positiven und der negativen Anschlussklemme (17, 18) und jeweils jeder Netzphase (34, 35, 36) geschaltet sind.
 11. AC/DC-Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei zwischen einen an den positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung geschalteten eingangsseitigen Anschlusspunkt (10) des oberen DC/DC-Konverters (9) und dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt respektive Schaltersternpunkt (21) der Vierquadrantenschalter (6, 7, 8), und zwischen dem Schaltersternpunkt (21) und einen an den negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung geschalteten eingangsseitigen Anschlusspunkt (14) des unteren DC/DC-Konverters (13) Filterkondensatoren geschaltet sind.
 12. Verfahren zur Steuerung eines AC/DC-Konverters gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei
 - der obere DC/DC-Konverter (9) so getaktet wird, dass der Strom, welcher vom positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung zum oberen DC/DC-Konverter (9) fliesst, im Kurzzeitmittelwert sinusförmig und proportional zum Spannungsverlauf in der Netzphase mit der höchsten Spannung ist, und
 - der untere DC/DC-Konverter (13) so getaktet wird, dass der Strom, welcher vom unteren DC/DC-Konverter (13) zum negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung fliesst, im Kurzzeitmittelwert sinusförmig und proportional zum Spannungsverlauf in der Netzphase mit der tiefsten Spannung ist, und
 - von den drei Vierquadrantenschaltern (6, 7, 8) jeweils derjenige, welcher mit der Eingangsphase mit der mittleren Spannung respektive der Eingangsphase kleinsten Spannungsbetrages verbunden ist, durchgeschaltet wird, während dem die beiden anderen Vierquadrantenschalter im Sperrzustand verbleiben, wodurch ein ebenfalls sinusförmiger Summenstrom in dieser Eingangsphase resultiert.
 13. Verfahren gemäss Anspruch 12, wobei der obere und der untere DC/DC-Konverter (9, 13) mit gleicher Frequenz und
 - mit versetzter Taktung betrieben werden, indem für eine Pulsbreitenmodulation des oberen und unteren Schalters (22, 26) gleichfrequente und um eine halbe Taktperiode phasenversetzte Dreieck- oder Sägezahnträgersignale verwendet werden, oder
 - mit gleichphasiger Taktung betrieben werden, indem für eine Pulsbreitenmodulation des oberen und unteren Schalters (22, 26) gleichfrequente und gleichphasige Dreieck- oder Sägezahnträgersignale verwendet werden.
 14. Verfahren gemäss Anspruch 12 oder 13 mit Pulsbreitenmodulation,

- wobei zur Vorsteuerung der Einschaltzeiten des oberen Schalters (22) mindestens der Sollwert (39) einer Ausgangsspannung zwischen der positiven Anschlussklemme (17) und der negativen Anschlussklemme (18), einer Netzspannung an der Wechselspannungsseite und eine am positiven Anschlusspunkt der dreiphasigen Brückenschaltung (1) abgegriffene und auf einen Netzsternpunkt bezogene Spannung verwendet werden, und
 - zur Vorsteuerung der Einschaltzeiten des unteren Schalters (26) mindestens der Sollwert (39) der Ausgangsspannung, die Netzspannung und eine am negativen Anschlusspunkt der dreiphasigen Brückenschaltung (1) abgegriffene und auf einen Netzsternpunkt bezogene Spannung verwendet werden.
15. Verfahren gemäss Anspruch 12, wobei zur Regelung eines Mittenphasenstromes (77), welcher in jeweils der Eingangsphase mit der mittleren Spannung bezüglich der anderen Eingangsphasen auftritt,
- ein Sollwert (82) des Mittenphasenstromes (77) aus dem Zeitverlauf (79) der den momentan minimalen Spannungsbetrag aufweisende Phase und einem dem Stromsollwert (41) proportionalen Signal (81) bestimmt wird, und
 - am Eingang eines Mittenphasenstromreglers (87) eine Differenz aus dem Sollwert (82) des Mittenphasenstromes und einem gemessenen und durch ein Tiefpassfilter (84) geführten Mittenphasenstromwert anliegt, aus welcher am Ausgang des Mittenphasenstromreglers (87) ein Offsetsignal (69) generiert wird, und
 - Ansteuersignale (55, 76) des oberen und unteren Schalters (22, 26) mittels jeweils eines oberen und unteren Hystereseschaltgliedes (71, 75) generiert werden, und
 - ein Eingangssignal (70) des oberen Hystereseschaltgliedes (71) durch Addition des Offsetsignals (69) zu einer Regelabweichung (44) eines oberen Ausgangsstromes gebildet wird und ein Eingangssignal (74) des unteren Hystereseschaltgliedes (75) durch Subtraktion des Offsetsignals (69) von einer Regelabweichung (72) eines unteren Ausgangsstromes gebildet wird.

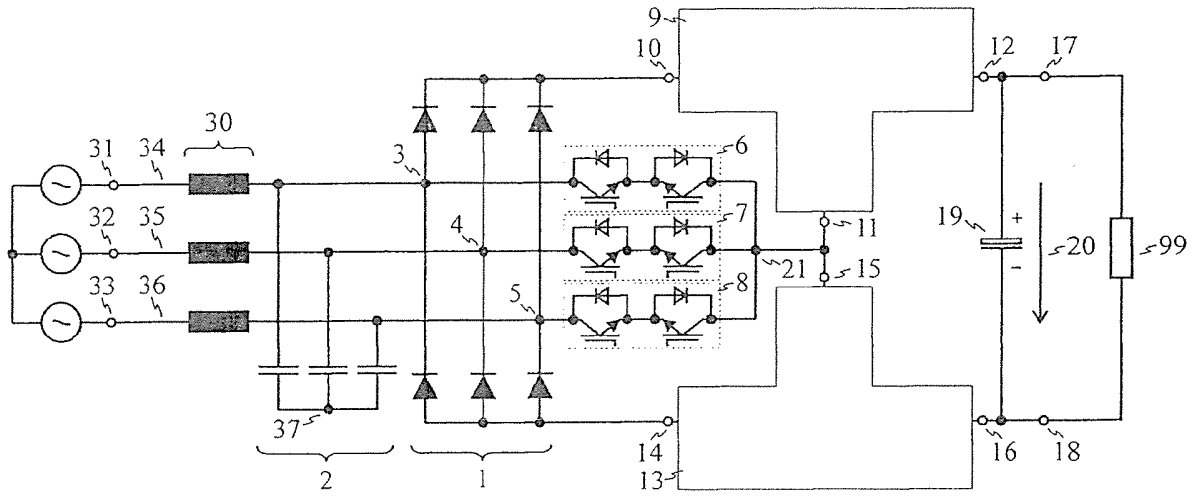


Fig. 1

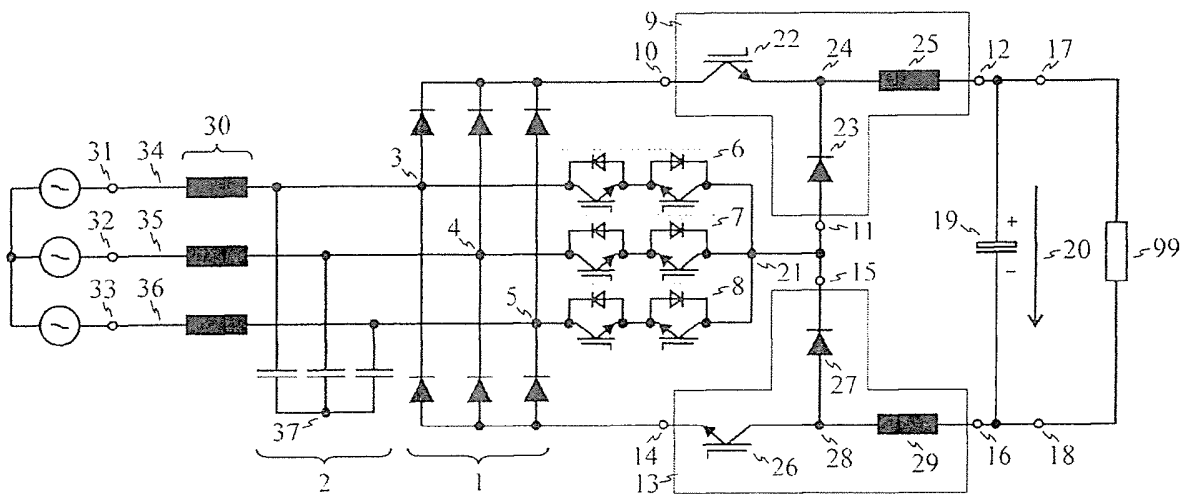


Fig. 2

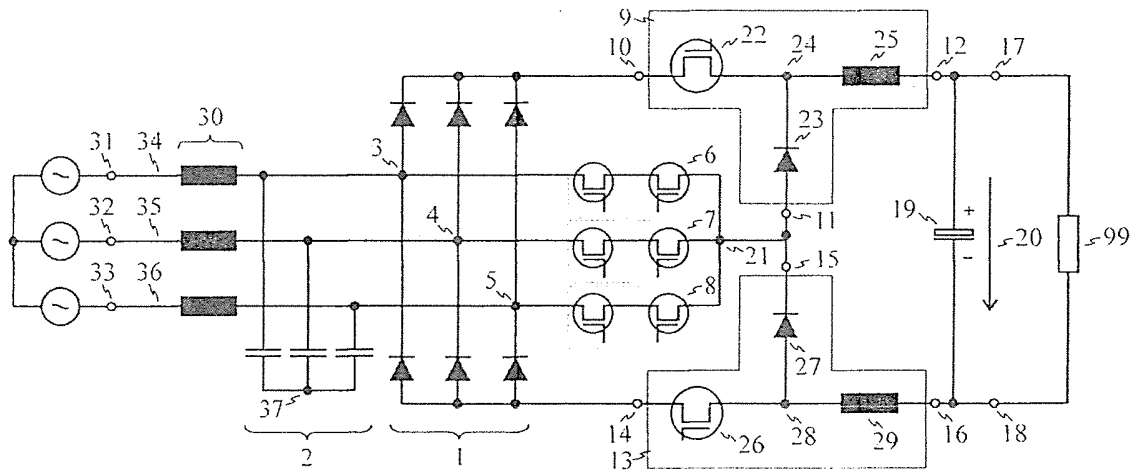


Fig. 3

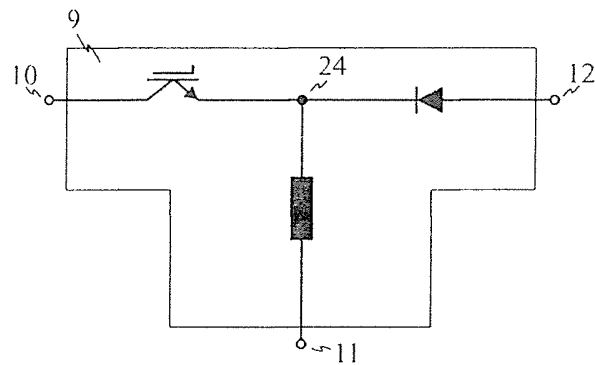


Fig. 4

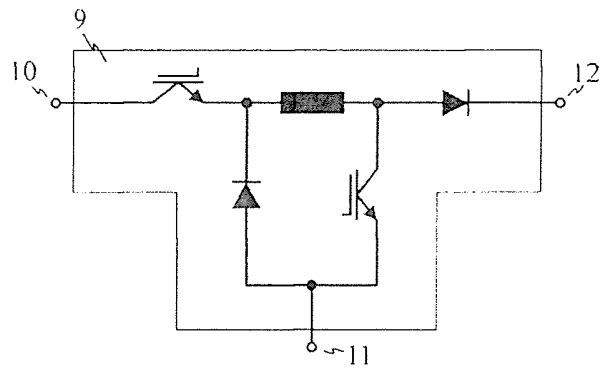


Fig. 5

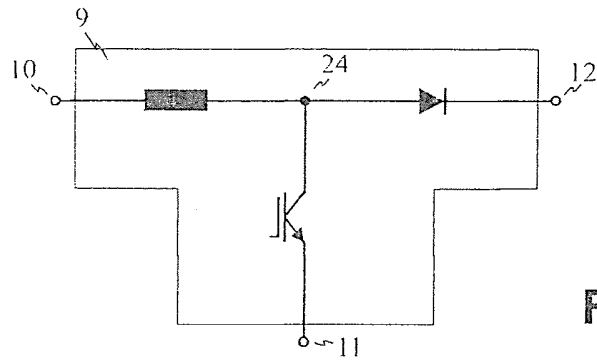


Fig. 6

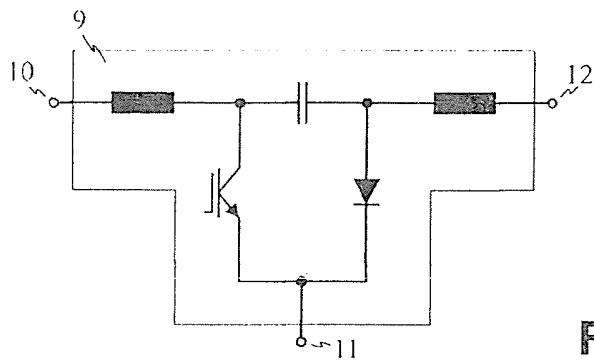


Fig. 7

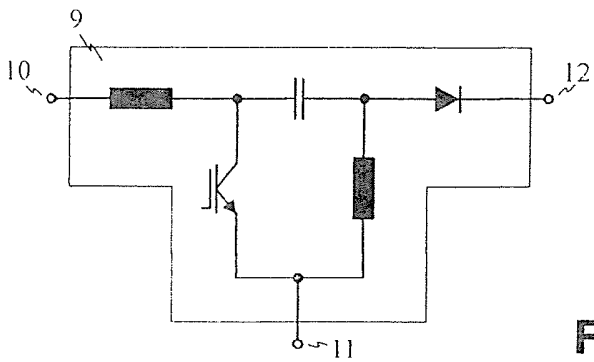


Fig. 8

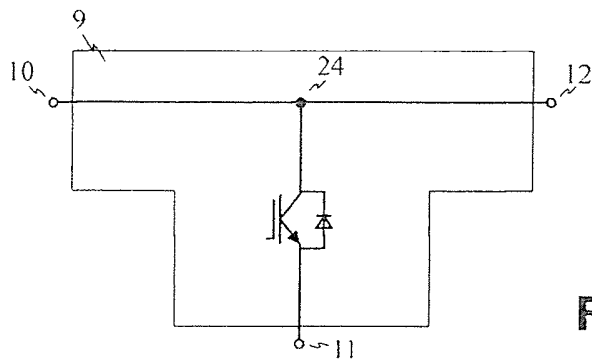
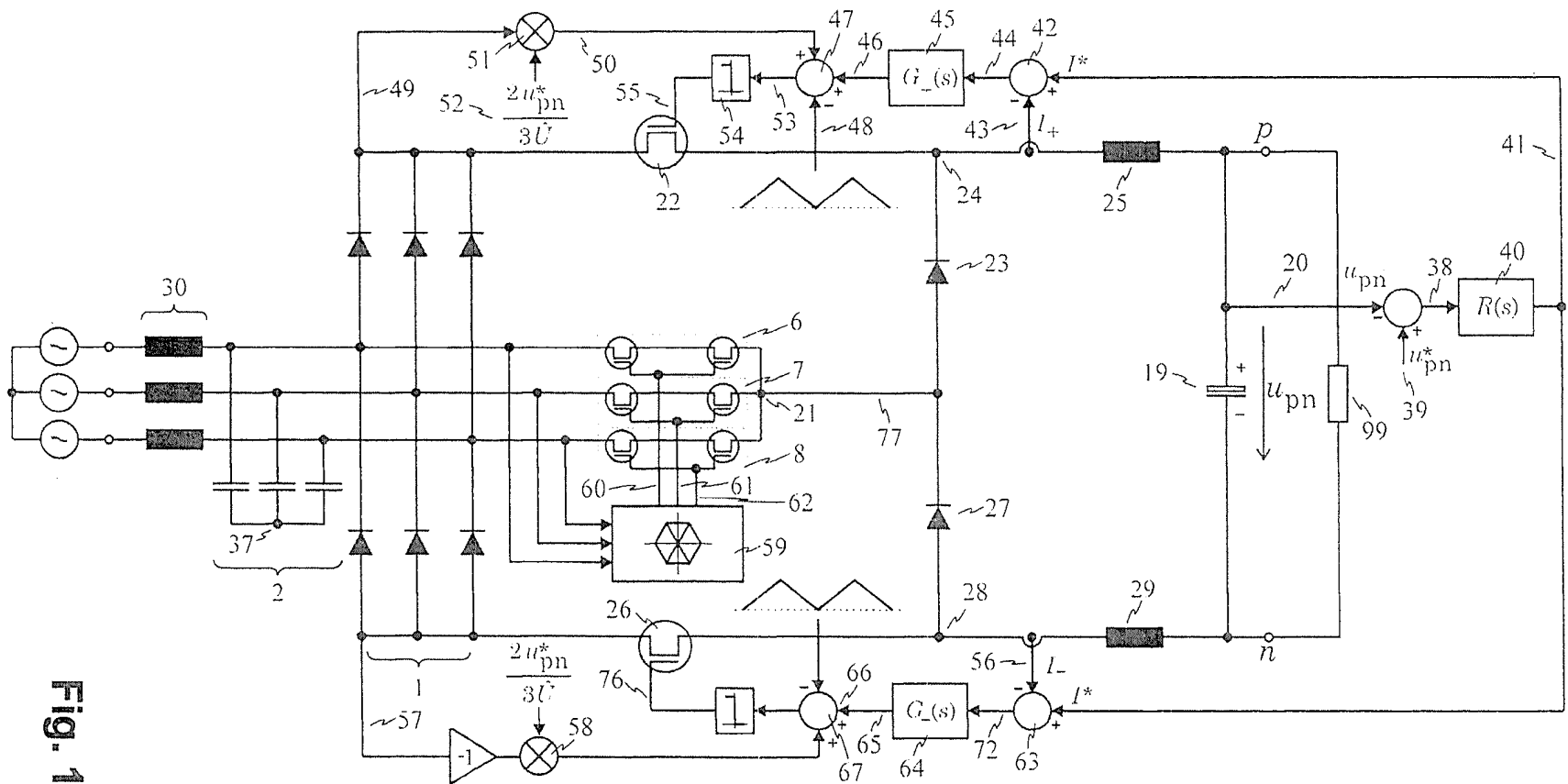


Fig. 9



75
1950
10

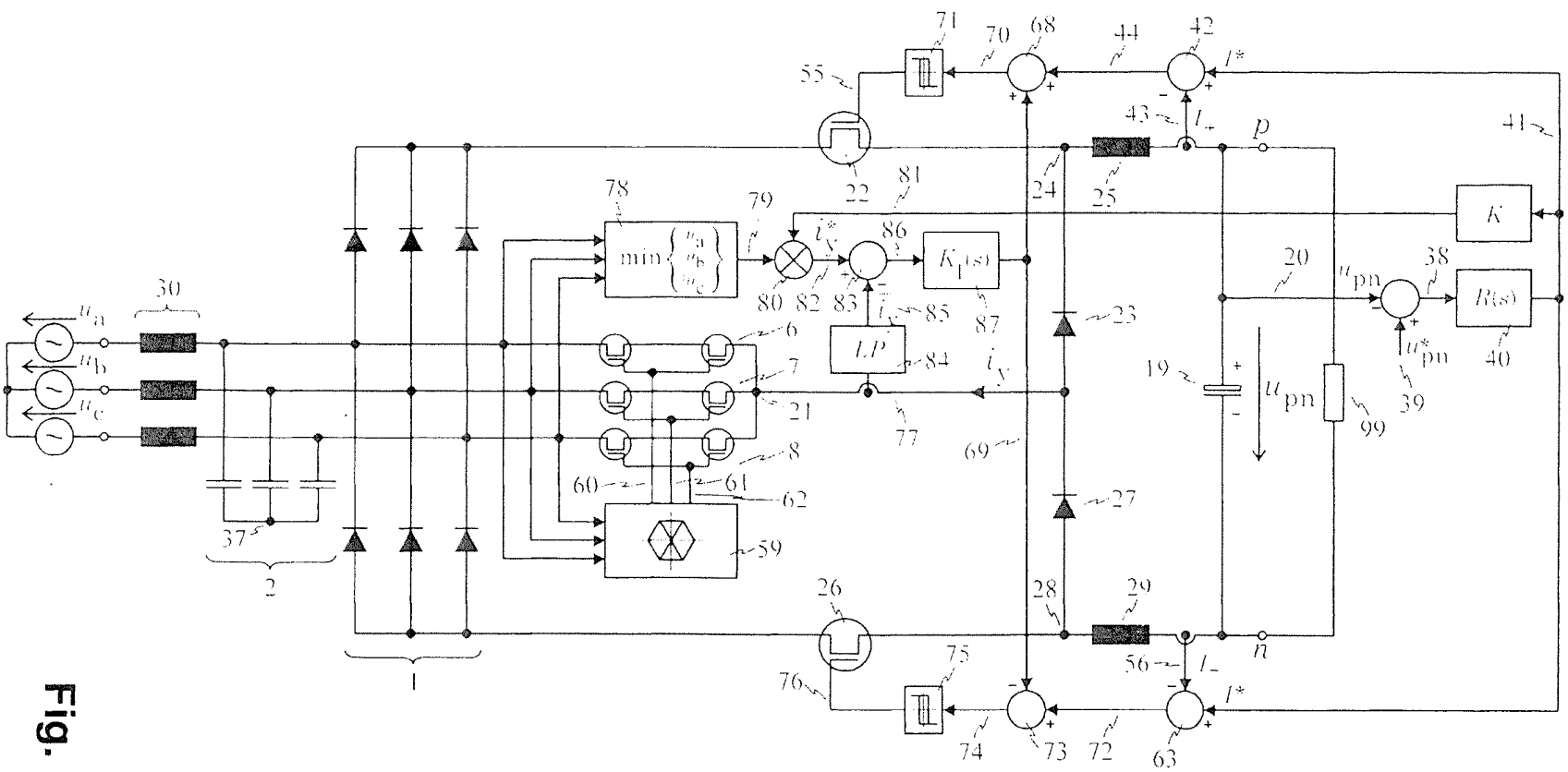


Fig. 11