

SCHWEIZERISCHE Eidgenossenschaft
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH 711 205 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: 00839/15

(22) Anmeldedatum: 11.06.2015

(43) Anmeldung veröffentlicht: 15.12.2016

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

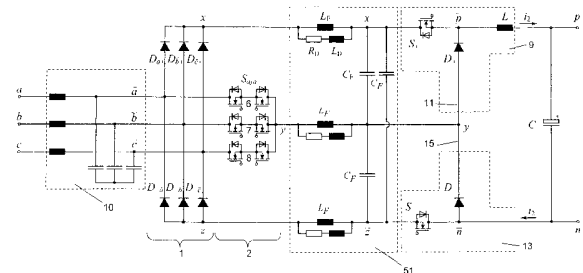
(72) Erfinder:
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)
Patricio Cortes Estay, 8047 Zürich (CH)
Mircea Florian Vancu, 8400 Winterthur (CH)

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

(54) AC/DC-Konverter

(57) Ein erfindungsgemässer AC/DC-Konverter weist einen Eingangsteil (1, 2) mit einer dreiphasigen Brückenschaltung (1) und mit je einem positiven und einem negativen Ausgang (x, z) an einer Gleichspannungsseite auf, wobei

- wechsellspannungsseitige Anschlusspunkte ($\bar{a}$, $\bar{b}$, $\bar{c}$) über Vierquadrantenschalter (6, 7, 8) mit einem mittleren Ausgang (y) des Eingangsteils verbindbar sind,
- eine Filteranordnung (51) mit einer Dreieckschaltung oder Sternschaltung von Filterkapazitäten (C_F) an die Ausgänge (x, y, z) des Eingangsteils (1, 2) angeschlossen ist,
- zwischen einem positiven Ausgang ($\bar{x}$) der Filteranordnung (51) und einer positiven Anschlussklemme (p) des AC/DC-Konverters ein oberer DC/DC-Konverter (9) mit einem unteren Anschlusspunkt (11) als Bezugspunkt geschaltet ist, und
- zwischen einem negativen Ausgang ($\bar{z}$) der Filteranordnung (51) und einer negativen Anschlussklemme (n) des AC/DC-Konverters ein unterer DC/DC-Konverter (13) mit einem oberen Anschlusspunkt (15) als Bezugspunkt geschaltet ist,
- wobei der untere und der obere Anschlusspunkt (11, 15) miteinander verbunden sind und einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt ($\bar{y}$) bilden,
- und der mittlere Ausgang der Filteranordnung 51 mit dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt ($\bar{y}$) verbunden ist.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft das Gebiet der leistungselektronischen Schaltungen und bezieht sich auf einen Gleichrichter mit Leistungsfaktorkorrektur gemäss CH 704 553 A2.

[0002] In CH 704 553 A2 ist eine Injektionsschaltung zur Leistungsfaktorkorrektur in einem Dreiphasen-Gleichrichter respektive AC/DC-Konverter beschrieben. Varianten davon sind in den Fig. 1a und 1b dargestellt. Dieser 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 oder Eingangs-Brückenschaltung 1 mit drei Eingangsphasenklemmen oder Anschlusspunkten $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$ für jeweils eine Eingangsphase an ihrer Wechselspannungsseite und mit je einem positiven Anschlusspunkt $\bar{p}$ und einem negativen Anschlusspunkt $\bar{n}$ an ihrer Gleichspannungsseite auf. Es ist zwischen dem positiven Anschlusspunkt $\bar{p}$ der Brückenschaltung und der positiven Anschlussklemme p des AC/DC-Konverters ein oberer DC/DC-Konverter 9 mit einem unteren Anschlusspunkt 11 als Bezugspunkt geschaltet, und zwischen dem negativen Anschlusspunkt $\bar{n}$ der Brückenschaltung und der negativen Anschlussklemme n 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 13, 15 miteinander verbunden und bilden einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt Y.

[0003] Jeder der drei Anschlusspunkte ist jeweils über einen Vierquadrantenschalter, also einen bidirektionalen Schalter, mit dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt verbunden. Diese Schaltung von drei Vierquadrantenschaltern wird im Folgenden auch als Injektionsschaltung 2 bezeichnet.

[0004] Der Wandler mit der beschriebenen Kombination von Eingangs-Brückenschaltung, DC/DC-Konvertern und Injektionsschaltung wird auch als SWISS-Gleichrichter bezeichnet.

[0005] Ein Vierquadrantenschalter kann jeweils durch eine Gegenserienanordnung 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 sein kann oder rückwärts leitende Schalter eingesetzt werden können.

[0006] 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.

[0007] Eine weitere Alternative bildet die Antiparallelschaltung von zwei bipolar mit Sperrspannung belastbaren jedoch nur unidirektionalen Stromfluss erlaubenden elektronischen Schaltern. Eine weitere Alternative ist ein monolithischer Vierquadrantenschalter.

[0008] Die Vierquadrantenschalter können jeweils mit zwei IGBTs mit antiparallelen Dioden realisiert werden, wie in Fig. 1a gezeigt. Alternativ können die Vierquadrantenschalter jeweils mit einem IGBT in einer Einphasen-Diodenbrücke realisiert werden, wie in Fig. 1b gezeigt.

[0009] Eine Aufgabe der Erfindung ist es, eine neue Anwendung unter Nutzung der Vorteile der eingangs genannten Injektionsschaltung bereitzustellen.

Eine weitere Aufgabe der Erfindung ist es, neue Einsatzmöglichkeiten für solche elektronische Leistungswandler zu ermöglichen.

[0010] Eine weitere Aufgabe der Erfindung ist es, eine Regelung für den Gleichrichter mit Injektionsschaltung zu schaffen, welche netzseitige Eingangsströme erlaubt, die nicht gleichphasig mit einer Netzspannung verlaufen.

[0011] Mindestens eine der Aufgaben wird gemäss mindestens einem der Patentansprüche gelöst.

[0012] Gemäss einem ersten Aspekt der Erfindung, der unabhängig vom zweiten Aspekt realisiert werden kann, liegt ein AC/DC-Konverter gemäss Patentanspruch 1 vor.

[0013] Damit ist es möglich, ein AC-seitiges Eingangsfilter durch eines oder mehrere DC-seitige Filter ganz oder teilweise zu ersetzen. Auch wird bei örtlicher getrennter Anordnung von Ein- und Ausgangsteil trotz zwischen beiden Schaltungsteilen auftretenden Leitungsinduktivitäten eine überspannungsfreie Kommutierung der DC/DC-Wandler ermöglicht. Ferner können mehrere Ausgangsteile mit DC/DC-Wandlern und eigenen, lokalen Filtern realisiert werden, die alle durch den Eingangsteil über einen gemeinsamen DC-Bus gespeist sind.

[0014] Gemäss einem zweiten Aspekt der Erfindung, der unabhängig vom ersten Aspekt realisiert werden kann, liegt ein AC/DC-Konverter der folgenden Art vor: Der AC/DC-Konverter dient zur Leistungsübertragung von einer dreiphasigen

[0015] Wechselspannungsseite an eine Gleichspannungsseite mit einer positiven Anschlussklemme und einer negativen Anschlussklemme und/oder umgekehrt. Er weist eine dreiphasige Brückenschaltung mit drei wechselspannungsseitigen Anschlusspunkten für jeweils eine Eingangsphase an ihrer Wechselspannungsseite und mit je einem positiven und einem negativen Anschlusspunkt an ihrer Gleichspannungsseite auf. Dabei 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 ist

- 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,
- wobei der untere und der obere Anschlusspunkt miteinander verbunden sind und dadurch einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt bilden, und jeder der drei wechsellspannungsseitigen Anschlusspunkte jeweils über einen Vierquadrantenschalter direkt oder über eine Induktivität, im Folgenden auch Kommutierungsinduktivität genannt, mit dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt verbindbar ist.

Dabei weist der AC/DC-Konverter einen Regler zur Steuerung des oberen und des unteren DC/DC-Konverters auf, wobei der Regler jeweils eine Modulationsfunktion für einen oberen elektronischen Schalter des oberen DC/DC-Konverters und für einen unteren elektronischen Schalter des unteren DC/DC-Konverters bestimmt, und wobei der Regler die beiden Modulationsfunktionen jeweils proportional zu einem normierten Spannungssteuersignal bestimmt, wobei für den oberen elektronischen Schalter das normierte Spannungssteuersignal proportional zu einer um einen vorgebbaren Phasenwinkel phasenverschobenen Differenz zwischen der Spannung am positiven Anschlusspunkt der Brückenschaltung und einer wechsellspannungsseitigen Sternpunktspannung an einem Sternpunkt ist, und wobei für den unteren elektronischen Schalter das normierte Spannungssteuersignal proportional zu einer um denselben Phasenwinkel phasenverschobenen Differenz zwischen der Spannung am negativen Anschlusspunkt der Brückenschaltung und der wechsellspannungsseitigen Sternpunktspannung am Sternpunkt ist, und der Phasenwinkel von Null verschieden ist.

[0016] Diese Regelung ist auch in Kombination mit einer Filteranordnung gemäss dem ersten Aspekt der Erfindung realisierbar.

[0017] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1a–1b SWISS-Gleichrichterschaltungen gemäss dem Stand der Technik;

Fig. 2 Eine Schaltung mit einer gleichspannungsseitigen Filteranordnung;

Fig. 3 Einen SWISS Gleichrichter mit einer Regelung zum Erzeugen phasenverschobener Eingangsströme;

Fig. 4–5 Varianten der Regelung aus Fig. 3;

Fig. 6 Ströme und Spannungen im Gleichrichter ohne Phasenverschiebung; und

Fig. 7 Ströme und Spannungen im Gleichrichter mit Phasenverschiebung.

[0018] Grundsätzlich sind in den Figuren gleiche oder gleich wirkende Teile mit gleichen Bezugszeichen versehen.

[0019] Konvention zur Notation: wo in den Figuren ein Symbol mit einem darüber liegenden Querstrich angeordnet ist, ist dies im folgenden Text durch ein auf das entsprechende Symbol folgendes «quer» wiedergegeben. Eine Spannung zwischen zwei Schaltungspunkten A und B wird mit u_{AB} oder u_{AB} wiedergegeben.

[0020] In den verschiedenen Schaltungsvarianten ist jeweils gezeigt: ein Gleichrichter oder AC/DC-Konverter zur Leistungsübertragung von einer dreiphasigen Wechsellspannungsseite an eine Gleichspannungsseite mit einer positiven Anschlussklemme p und einer negativen Anschlussklemme n und/oder umgekehrt, aufweisend einen Eingangsteil 1, 2 mit einer dreiphasigen Brückenschaltung 1 als Gleichrichterbrücke mit drei wechsellspannungsseitigen Anschlusspunkten ($\bar{a}$, $\bar{b}$, $\bar{c}$) für jeweils eine Eingangsphase an ihrer Wechsellspannungsseite und mit je einem positiven x und einem negativen z Anschlusspunkt oder Ausgang an ihrer Gleichspannungsseite, wobei

– jeder der drei wechsellspannungsseitigen Anschlusspunkte $\bar{a}$, $\bar{b}$, $\bar{c}$ jeweils über einen Vierquadrantenschalter 6, 7, 8 mit einem mittleren Ausgang y des Eingangsteils verbindbar ist (diese Schaltung von drei Vierquadrantenschaltern 6, 7, 8 wird im Folgenden auch als Injektionsschaltung 2 bezeichnet),

– optional eine Filteranordnung 51 vorliegt, welche an die Ausgänge x, y, z des Eingangsteils angeschlossen ist und einen positiven $\bar{x}$, einen negativen zquer und einen mittleren Ausgang der Filteranordnung 51 aufweist,

– zwischen dem positiven Ausgang des Eingangsteils respektive der Filteranordnung 51 und der positiven Anschlussklemme p des AC/DC-Konverters ein oberer DC/DC-Konverter 9 mit einem unteren Anschlusspunkt 11 als Bezugspunkt geschaltet ist, und

– zwischen dem negativen Ausgang des Eingangsteils respektive der Filteranordnung 51 und der negativen Anschlussklemme n des AC/DC-Konverters ein unterer DC/DC-Konverter 13 mit einem oberen Anschlusspunkt 15 als Bezugspunkt geschaltet ist,

– wobei der untere und der obere Anschlusspunkt 11, 15 miteinander verbunden sind und dadurch einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt $\bar{y}$ bilden,

– und der mittlere Ausgang des Eingangsteils respektive der Filteranordnung 51 direkt oder über eine Kommutierungsinduktivität mit dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt $\bar{y}$ verbunden ist.

[0021] An der Wechsellspannungsseite kann als Teil des Eingangsteils ein Netzfilter oder Eingangsfilter 10 zwischen den wechsellspannungsseitigen Anschlusspunkten $\bar{a}$, $\bar{b}$, $\bar{c}$ und Netzanschlüssen a, b, c vorliegen.

[0022] Fig. 2 zeigt eine Schaltung mit einer gleichspannungsseitigen Filteranordnung 51: diese ist zwischen der dreiphasigen Brückenschaltung 1 und den DC/DC-Konvertern angeordnet. Sie weist auf:

- eine obere Filterinduktivität L_F zwischen dem positiven Anschlusspunkt oder Ausgang x der Brückenschaltung und dem oberen DC/DC-Konverter 9;
- eine untere Filterinduktivität zwischen dem negativen Anschlusspunkt oder Ausgang z der Brückenschaltung und dem unteren DC/DC-Konverter 13;
- eine mittlere Filterinduktivität zwischen dem mittleren Ausgang y des Eingangsteils und dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt $\bar{y}$ und
- eine Dreieckschaltung von Filterkapazitäten C_F zwischen den Ausgängen $\bar{x}$, $\bar{y}$, $\bar{z}$ quer der Filteranordnung 51.

[0023] Die Filteranordnung kann Dämpfungselemente R_d , L_d parallel zu den Filterinduktivitäten aufweisen.

[0024] Die Struktur des Leistungsteils des SWISS Rectifier wird in bekannter Weise durch ein netzseitiges Tiefpassfilter oder Eingangsfilter 10, einen netzfrequent kommutierten Eingangsteil 1, 2 (Eingangsgleichrichter, d.h. einer Dreiphasendiodenbrücke oder Brückenschaltung 1 mit Dioden D_{a+} , D_{b+} , D_{c+} einer oberen Brückenhälfte und Dioden D_{a-} , D_{b-} , D_{c-} einer unteren Brückenhälfte und einer Injektionsschaltung 2 mit drei Vierquadrantenschaltern, $S_{ay\bar{a}}$, $S_{by\bar{b}}$, $S_{cy\bar{c}}$, welche durch eine Sektorerkennung in Abhängigkeit der Grössenverhältnisse der Netzphasenspannungen angesteuert werden) und einen schaltfrequent und damit hochfrequent betriebenen Ausgangsteil in Form von zwei übereinander angeordneten Tiefsetzstellern oder DC/DC-Konvertern 9, 13 (Schalter S_+ und S_- , Dioden D_+ und D_- und gemeinsames LC-Ausgangsfilter) gebildet. Wie in der Literatur angegeben (siehe Three-Phase Modular Multilevel Current Source Rectifiers for Electric Vehicle Battery Charging Systems; T. Soeiro, M. Heldwein, J. W. Kolar; Proceedings of the Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2013), Gramado, Brazil, October 27–31, 2013) kann der Ausgangsteil durch mehrere phasenversetzt parallel betriebene Tiefsetzstellersysteme gebildet werden, welche gemeinsam aus einem für die Gesamtleistung dimensionierten Eingangsteil gespeist werden. Um trotz der dann, insbesondere bei örtlicher getrennter Anordnung von Ein- und Ausgangsteil zwischen beiden Schaltungsteilen auftretenden Leitungsinduktivitäten eine überspannungsfreie Kommutierung der Tiefsetzstellerschalter zu ermöglichen kann zwischen Ein- und Ausgangsteil als Filteranordnung 51 ein dreiphasiges LC-Tiefpassfilter angeordnet sein, dessen Kondensatoren C_F die Spannungen an den Ausgängen $\bar{x}$, $\bar{y}$, $\bar{z}$ der Filteranordnung 51 für transiente Vorgänge stützen. Vorteilhaft werden durch die Filteranordnung 51 weiter diskontinuierlichen Eingangsströme $i_{S+} = i_{x+}$, i_{y+} und $i_{z+} = i_{x-}$ des Ausgangsteils geglättet, sodass die Ströme zwischen Ein- und Ausgangsteil geringere Amplituden der schaltfrequenten Oberschwingungen aufweisen und benachbarte Systeme einer geringeren Störbeeinflussung ausgesetzt sind. Zusätzlich zu diesem DC-seitigen Tiefpassfilter kann nach wie vor auf der AC-Seite des Eingangsteils das dem Stand der Technik entsprechende dreiphasige Eingangsfilter 10 vorgesehen sein. Die Kondensatoren C_F der Filteranordnung 51 können an den Ausgängen $\bar{x}$, $\bar{y}$, $\bar{z}$ der Filteranordnung 51 in Dreieckschaltung oder in Sternschaltung angeordnet sein. Weiter können ggf. noch an sich bekannte Dämpfungszweige parallel zu den zwischen den Schaltungspunkten x und $\bar{x}$, y und $\bar{y}$, z und $\bar{z}$ liegenden Filterinduktivitäten L_F oder parallel zu den Filterkapazitäten C_F angeordnet werden. Dabei ist trotz der Platzierung der Filterkapazitäten C_F auf der DC Seite anstelle der naheliegenden Anordnung von nur je einem Filterkondensator am Eingang jeder Tiefsetzstellerstufe respektive DC/DC-Konverter des Ausgangsteils, d.h. zwischen $\bar{x}$ und $\bar{y}$ sowie $\bar{y}$ und $\bar{z}$, drei Filterkondensatoren in dreiphasiger Verschaltung vorliegen. So ist die Bildung symmetrischer (ohmsch-kapazitiver) Netzphasenströme sichergestellt bzw. eine Kompensation der durch die Kondensatoren aufgenommenen Blindleistung, beispielsweise durch eine der nachfolgend beschriebenen erfindungsgemässen Regelschaltungen, möglich. Dies erklärt sich daraus, dass an den Ausgängen x, y, z des Eingangsteils stets Ausschnitte aller drei Netzphasenspannungen auftreten; die Netzphasenspannungen werden in bekannter Weise derart an die Ausgänge geschaltet, dass am positiven Ausgang x die positivste, am negativen Ausgang z die negativste und am mittleren Ausgang y die hinsichtlich des Spannungsmomentanwertes mittlere Phasenspannung auftritt. Die Netzphasenspannungsausschnitte kommen dann an den Filterkapazitäten C_F zu liegen (denn die wie oben erwähnt zwischen x, y, z und $\bar{x}$, $\bar{y}$ und $\bar{z}$, d.h. den Anschlusspunkten der Kondensatoren C_F liegenden Filterinduktivitäten L_F sind für netzfrequente Vorgänge als Kurzschlüsse zu sehen) und, wie für eine Sternschaltung unmittelbar einsichtig, treten dann entsprechende kapazitive Ströme auf, welche letztlich aus den Netzphasen geliefert werden. Nach einem 60-Grad Intervall (einem 60-Grad Sektor) ändern sich die Grössenverhältnisse der Netzphasenspannungen und der Eingangsteil ändert die Zuordnung der Eingangsphasenklemmen $\bar{a}$, $\bar{b}$, $\bar{c}$ zu den Ausgängen x, y, z (es werden andere Dioden der Dreiphasendiodenbrücke leitend und der Schaltzustand der Injektionsschalter wird geändert, d.h. durch die Sektorerkennung wird der vorher leitende Vierquadrantenschalter nun gesperrt und ein anderer Vierquadrantenschalter durchgeschaltet). Allerdings liegt nun nach wie vor an jedem Ausgang x, y, z für netzfrequente Vorgänge effektiv eine Filterkapazität C_F und es treten dementsprechend Kondensatorströme auf welche über den Eingangsteil aus dem Netz bezogen werden. Für den Stromfluss auf der Netzseite ist es unerheblich, ob stets derselbe oder jeweils ein anderer Kondensator gleicher Kapazität (über die Filterinduktivitäten L_F) an einer Eingangsphasenklemme $\bar{a}$, $\bar{b}$, $\bar{c}$ liegt, d.h. der durch die Filterkondensatoren aufgenommene Strom ist gleich dem Strom der bei direkter AC-seitiger Anordnung der Kondensatoren C_F auftreten würde. Dies gilt, solange innerhalb der gesamten Netzperiode jeweils eine Diode der oberen und eine Diode der unteren Hälfte der Dreiphasendiodenbrücke des Eingangsteils leitet, d.h. stets eine der Eingangsphasenklemmen $\bar{a}$, $\bar{b}$, $\bar{c}$ mit dem positiven x und negativen z Ausgang verbunden ist (die jeweils dritte Eingangsphasenklemme ist über einen Vierquadrantenschalter unabhängig vom Stromvorzeichen mit dem mittleren Ausgang y verbunden). Dies ist gegeben, wenn der durch die LC-Tiefpassfilterung gebildete lokale Mittelwert des Stromes i_t bzw. i_z über dem Momentanwert des Stromes des jeweils (über die Filterinduktivitäten L_F) an einem Ausgang $\bar{x}$ bzw. $\bar{z}$ der Filteranordnung 51 liegenden Fil-

terkapazität CF liegt. Anzumerken ist, dass, wie oben erwähnt anstelle der Sternschaltung auch eine Dreieckschaltung der Filterkapazitäten CF Anwendung finden kann (siehe Fig. 2), da beide Schaltungen als hinsichtlich des Verhaltens an den Anschlusspunkten funktionsgleich ineinander umgerechnet werden können. Es ist hier einzig zu berücksichtigen, dass für Äquivalenz beider Schaltungen ein Kondensator in Dreieckschaltung durch einen Kondensator dreifacher Kapazität in Sternschaltung zu ersetzen ist.

[0025] Eine Regelung des Gleichrichters kann entsprechend der Erweiterung um die gleich-spannungsseitige Filteranordnung angepasst werden. Beispielsweise liegt eine Regelung, vor, wie sie in der eingangs erwähnten CH 704 553 A2 beschrieben ist, insbesondere im Abschnitt «Regelung» und in Bezug auf Fig. 10, auch betreffend die Erzeugung der pulsbreitenmodulierten Ansteuersignale sowie einer Netzspannungsauswerteschaltung, hier als Sektordetektor bezeichnet. Diese Regelung regelt die Ströme durch die beiden DC/DC-Konverter und bildet dazu jeweils einen Sollwert i_{D+} , i_{D-} für diese Ströme. Im hier gezeigten Beispiel ist ein reiner Proportionalregler verwendet, es können aber auch andere Regler eingesetzt werden.

[0026] Es wird gemäss CH 704 553 A2 für die Regelung des Systems ein Ausgangsspannungsregler mit unterlagertem Ausgangsstromregler eingesetzt. Der obere und der untere Ausgangsstromregler geben dabei Sollwerte der durch die Schalter S+ (oberer Tiefsetzsteller) und Schalter S- (unterer Tiefsetzsteller) an den Eingang des LC-Ausgangsfilters des Tiefsetzstellers zu schaltenden Spannungen derart aus, dass durch die Summe beider Spannungen, $U_{pquer} + U_{yquer}$, der durch den Ausgangsspannungsregler geforderte Ausgangsstromsollwert i_2^* eingepreßt wird. Um gleichzeitig einen sinusförmigen Verlauf der Netzphasenströme sicherzustellen werden dabei die Spannungen u_{xN} und u_{zN} (N bezeichnet den Netzsternpunkt oder einen künstlich nachgebildeten Netzsternpunkt) als Vorsteuersignale in die Pulsbreitenmodulation einbezogen. Der Netzstrom wird dabei rein ohmsch eingestellt, d.h. die Netzphasenströme weisen nach AC-seitiger Tiefpassfilterung ein ohmsch kapazitives Verhalten auf, da sich die für die Speisung der Last bezogenen Wirkströme und die Ströme der Filterkondensatoren zum gesamten Netzstrom addieren. Die Ansteuerung der Schalter S+ und S- wird durch Pulsbreitenmodulatorstufen definiert, welche die Modulationsfunktion m_+ bzw. m_- mit einem Dreieckssignal d_+ bzw. d_- verschneiden und daraus mittels Komparatoren K+ und K- die Ansteuerschaltfunktion s_+ bzw. s_- der Schalter ableiten. Jede Modulationsfunktion wird dabei jeweils als Summe von Stromreglerausgangssignal und Vorsteuersignal gebildet.

[0027] Gemäss dem Stand der Technik können die Dreieckssignale d_+ und d_- der oberen und unteren Pulsbreitenmodulatorstufe gleich- oder gegenphasig gewählt werden, womit einerseits geringere Oberschwingungen des Netzstromes und andererseits ein geringerer Rippel des Stromes in den Filterinduktivitäten der Tiefsetzstellerstufe erreicht wird.

[0028] Es wird diese Regelstruktur nun derart erweitert bzw. geändert, dass einerseits nach wie vor der benötigte Ausgangsstrom i_2^* eingestellt bzw. die benötigte Wirkleistung P^* aus dem Netz bezogen wird, zusätzlich aber auch eine definierte Phasenverschiebung ϕ^* von Netzspannung und Netzstrom erreicht bzw. eine definierte netzseitige Blindleistung Q^* gebildet wird.

[0029] Für die nachfolgende Beschreibung der Regelstruktur wird im Sinne der Übersichtlichkeit eine Regelung des Ausgangsstromes mit nur einem Ausgangsstromregler zugrunde gelegt, da zwei Ausgangsstromregler nur bei Parallelschaltung mehrerer Pulsleichrichtersysteme erforderlich sind um Kreisströme zwischen den Systemen zu vermeiden und die Grundgedanken der Erfindung einfach auf diesen Fall zu übertragen sind.

[0030] Anmerkung: Die hier beschriebenen Regelschaltungen sind für Schaltungen mit oder ohne DC-seitigem LC-Tiefpassfilter einsetzbar, sind nachfolgend aber aufgrund der einfacheren Schaltungsstruktur für den Fall einer rein netzseitigen LC-Filterung gezeigt. Strichliert eingerahmte Teile der Regelschaltungen kennzeichnen Erweiterungen bzw. Modifikationen gegenüber dem Stand der Technik. Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist weiters die Sektordetektierung, welche die Ansteuersignale für die Vierquadrantenschalter der Injektionsschalter generiert, weggelassen.

[0031] Fig. 3 zeigt die Grundstruktur des Leistungsteiles des SWISS Rectifier mit Ausgangsspannungsregelung und unterlagertem Ausgangsstromregelung. Durch den Stromregler wird der für die Führung des Ausgangsstromes i_2 gemäss dem Sollwert i_2^* einzustellende lokale Mittelwert der Spannung $u_{\overline{m}}$ ausgegeben, wobei vorteilhaft eine Vorsteuerung mit dem Sollwert U_2^* der Ausgangsspannung u_2 erfolgt, sodass der Stromregler nur den Sollwert u_L^* des induktiven Spannungsabfalls an der Ausgangsinduktivität L zu bilden hat.

[0032] Anschliessend wird nun der für die Generierung von $u_{\overline{m}}^*$ einzustellende Aussteuerungsgrad M^* der Pulsbreitenmodulation durch Division von $u_{\overline{m}}^*$ durch $3/2U_{pk}\cos\phi^*$ berechnet, wobei U_{pk} in den Figuren auch mit $\hat{u}$ bezeichnet, den Spitzenwert der Netzphasenspannung und ϕ^* den zwischen Netzspannung und Netzstrom gewünschten Phasenwinkel bezeichnet. Dies begründet sich dadurch, dass, wie eine nähere Analyse zeigt $3/2U_{pk}\cos\phi^*$ den Maximalwert der bei einem Netzphasenwinkel ϕ^* erzeugbaren Spannung $u_{\overline{m}}^*$ darstellt (Anmerkung: Eine ähnlich funktionale Abhängigkeit der Ausgangsgleichspannung ist für netzgeführte Thyristorbrückenschaltungen bekannt, wo sich ein Ansteuerwinkel bzw. eine Phasenverschiebung ϕ^* des Netzstromes direkt in einer durch $\cos\phi^*$ definierten Reduktion der Ausgangsgleichspannung äussert); der Aussteuerungsgrad M^* kann damit je nacheinzustellendem Wert $u_{\overline{m}}^*$ Werte zwischen 0 und 1 annehmen. Durch Multiplikation von oberen respektive unteren normierten Spannungssteuersignalen n_+ respektive n_- (Amplitude gleich Eins) mit M^* folgen damit unmittelbar die Modulationsfunktionen m_+ und m_- , welche dann die die Ansteuersignale s_+ und s_- der Schalter S+ und S- erzeugenden Pulsbreitenmodulatorstufen zugeführt werden.

[0033] Durch die Schalter S_+ und S_- werden einerseits die Ausgangsspannungen u_{xy} und u_{yz} des Eingangsteils pulsbreitenmoduliert und so u_{pa}^* gebildet, andererseits wird der Strom i_2 in der TiefsetzstellerAusgangsinduktivität während der Einschaltintervalle von S_+ dem Schaltungspunkt x und während der Einschaltintervalle von S_- in den Schaltungspunkt z gespeist, x ist nun über die jeweils leitende Diode der oberen Brückenhälfte der Dreiphasendiodenbrücke mit einer Netzklemme, z.B. $\bar{a}$ und z über die jeweils leitende Diode der unteren Brückenhälfte der Dreiphasendiodenbrücke mit einer anderen Netzklemme, z.B. $\bar{c}$ verbunden, sodass die Schalterströme i_{s+} und i_{s-} letztlich (nach Tiefpassfilterung) die Ströme in den Netzphasen a und c bestimmen. Der Strom in der jeweils dritten Phase, im betrachteten Fall der Phase b, wird sich aufgrund der Kirchhoffschen Knotenregel über den jeweils leitenden Vierquadrantenschalter der Injektionsschaltung so einstellen, dass die Stromsumme zu Null folgt. Werden durch i_{s+} und i_{s-} also nach netzseitiger Tiefpassfilterung sinusförmige Phasenströme eingepreßt, wird auch der dritte Phasenstrom Sinusform aufweisen. Dies zeigt deutlich, dass durch die normierten Spannungssteuersignale n_+ und n_- einerseits die zu bildende Spannung u_{pa}^* und andererseits auch eine definierte Phasenlage des Netzstromes gegenüber der Netzspannung definiert werden kann.

[0034] Für rein ohmsches Netzverhalten könnten nun n_+ und n_- direkt von den Spannungen der Schaltungspunkte x und z gegenüber dem Netzsternpunkt N abgeleitet werden, die vorgehend beschriebene Modulation der Ströme i_{s+} und i_{s-} erfolgt dann direkt proportional zu den Spannungen der jeweils an x und z liegenden Netzphasen, wie dies grundsätzlich auch in der Erstanmeldung zum SWISS Rectifier beschrieben ist. Für phasenverschobenen Betrieb kann diese phasen-spannungsproportionale Modulation ($n_{dcos\phi^*+}$ und $n_{dcos\phi^*-}$) durch orthogonale Komponenten ($n_{qsine\phi^*+}$ und $n_{qsine\phi^*-}$) erweitert werden um zusätzlich zu den Wirkkomponenten der Netzphasenströme orthogonale Blindstromkomponenten (Querkomponenten) zu bilden. Durch Addition beider Modulationsfunktionskomponenten, $n_{dcos\phi^*+}$ und $n_{qsine\phi^*+}$ bzw. $n_{dcos\phi^*-}$ und $n_{qsine\phi^*-}$ werden dann die normierten Spannungssteuersignale n_+ bzw. n_- erhalten.

[0035] Die weitere Beschreibung ist im Sinne der Kürze auf die Bildung von n_+ beschränkt; die Überlegungen zur Bildung von n_- sind sinngemäss analog zu führen bzw. folgen unmittelbar u.a. durch Austausch der Indizes der einzelnen Grössen. Es wird u_{xN} gemessen und durch Division durch die Amplitude der Netzphasenspannungen normiert. Ist z.B. der netzseitige Anschlusspunkt $\bar{a}$ über die Diode $D_{\bar{a}+}$ mit x verbunden (d.h. zeigt die Spannung der Netzphase a den höchsten Momentanwert), liegt dann ein $u_{\bar{a}N}$ proportionales Signal n_{d+} mit Amplitude Eins vor. Die normierte Querkomponente kann nun erfindungsgemäss einfach ausgehend von der zwischen den Schaltungspunkten y und z auftretenden Spannung ermittelt werden. Weist z.B. Netzphase b den höchsten negativen Wert auf, ist $\bar{b}$ über die Diode $D_{\bar{b}-}$ mit Schaltungspunkt z verbunden und der Vierquadrantenschalter von Phase c durchgeschaltet, womit y mit $\bar{c}$, d.h. der Phase mittlerer Spannung verbunden ist. Demgemäss tritt als Spannung u_{yz} direkt die Netzaussenleiterspannung $u_{\bar{c}\bar{b}}$ auf welche unter Vernachlässigung netzfrequenter Spannungsabfälle an den Induktivitäten des netzseitigen LC-Filters direkt gleich der Netzaussenleiterspannung u_{cb} ist, die, wie ein Zeigerdiagramm unmittelbar zeigt, orthogonal voreilend zur Phasenspannung $u_{\bar{a}N} \approx u_{aN}$ steht. Nach Division durch die Amplitude $\sqrt{3}U_{pk}$ der Aussenleiterspannung wird so eine Querkomponente n_{q+} mit Amplitude Eins erhalten. Die Wirkkomponente $n_{dcos\phi^*+}$ des Steuersignales n_+ kann nun einfach durch Multiplikation von n_{d+} mit $\cos\phi^*$ und die Blindkomponente $n_{qsine\phi^*+}$ durch Multiplikation von n_{q+} mit $\sin\phi^*$ ermittelt werden, womit auch sichergestellt ist, dass das Summensignal n_+ wieder eine Amplitude Eins aufweist. Allerdings ist innerhalb des 120 Grad breiten Intervalls einer Netzperiode in dem Phase a die positivste Spannung aller Phasen aufweist, nur innerhalb der ersten 60 Grad der Schaltungspunkt $\bar{c}$ mit y und Schaltungspunkt $\bar{b}$ mit z verbunden. Nach 60 Grad kehren sich die Grössenverhältnisse der Spannungen der Phasen b und c um, sodass dann $\bar{b}$ mit y und $\bar{c}$ mit z verbunden ist. Um nach wie vor ausgehend vom Messwert u_{yz} die Netzaussenleiterspannung $u_{\bar{c}\bar{b}}$ zu erhalten ist dann der Messwert u_{yz} wie in Fig. 3 gezeigt zu invertieren. Wie eine Überlegung für die beiden anderen 120 Grad Intervalle einer Netzperiode zeigt, weist das Steuersignal $c+$ des Umschalters zwischen u_{yz} und $-u_{yz}$ dreifache Netzfrequenz auf.

[0036] Fig. 4 zeigt eine Variation der Regelung nach Fig. 3. Es wird dabei die normierte Querkomponente n_{q+} respektive n_{q-} nicht ausgehend von der Messung der verketteten Netzspannungen sondern einfach durch Differentiation von n_{d+} respektive n_{d-} und anschliessende Division durch die Netzkreisfrequenz ω gebildet.

[0037] Fig. 5 zeigt eine Variation der Regelungen nach Fig. 3 bzw. Fig. 4 wobei auf einen unterlagerten Ausgangsstromregler verzichtet wird und der durch den Ausgangsspannungsregler vorgegebene Sollwert I_2^* des Stromes i_2 in der TiefsetzstellerAusgangsinduktivität (bei Vorsteuerung des Laststromes I_L folgt I_2^* durch Addition des für die Ausgangsspannungsregelung erforderlichen Sollwertes des Ladestromes i_c^* des Ausgangskondensators und des gemessenen Laststromes I_L ; $I_2^* = I_L + I_c^*$) durch Multiplikation mit dem Sollwert der Ausgangsspannung U_2^* direkt in einen Sollwert P^* der vom Netz her zu beziehenden Leistung und dieser dann mittels Division durch $(3/2)u_{pk}^2$ respektive $(3/2)\hat{u}^2$ in einen Phasenleitwert G^* umgerechnet wird.

[0038] Die weitere Beschreibung wird im Sinne der Kürze wieder auf die Ansteuerung des Schalters S_+ beschränkt. Durch Multiplikation der Phasenleitwertes G^* mit der an x gegenüber dem Netzsternpunkt N auftretenden Spannung u_{xN} , z.B. der Phasenspannung $u_{\bar{a}N}$ kann nun direkt der Wirkanteil i_{d+} des Stromes in Netzphase a bzw. der Wirkanteil des Schalterstromes i_{s+} berechnet werden. Weiter wird die netzseitig einzustellende Blindleistung Q^* mittels Division durch $(3/2)u_{pk}^2$ in einen Phasenblindleitwert Y^* umgerechnet, welcher nach Multiplikation mit einer, für den vorstehend betrachteten Fall der Netzspannung $u_{\bar{a}N} \approx u_{aN}$ um 90 Grad voreilenden Blindspannung auf den Blindanteil i_{q+} des Stromes in Netzphase a bzw. des Schalterstromes i_{s+} führt. Die Blindspannung kann dabei durch Skalierung der der Spannung u_a um 90 Grad voreilenden Aussenleiterspannung $u_{\bar{c}\bar{b}} \approx u_{\bar{c}b}$ (welche wieder wie in Verbindung mit Fig. 3 beschrieben von den Schaltungspunkten y und

z abgegriffen, oder auch direkt ausgehend von den Netzanschlüssen a, b, c gemessen werden kann) mit einem Faktor $1/\sqrt{3}$ berechnet werden.

[0039] Die Summe von Wirkanteil und Blindanteil bildet dann den Sollwert i_{S+}^* des insgesamt durch Pulsbreitenmodulation des Ausgangsstromes im Schalter S_+ einzustellenden Stromes, $i_{S+}^* = i_{d+} + i_{q+}$. Die Modulationsfunktion m_+ ist dann einfach durch Division von i_{S+}^* durch den für die Modulation zur Verfügung stehenden Strom i_2 in der Tiefsetzsteller-Ausgangsinduktivität zu ermitteln und kann durch eine dem Stand der Technik entsprechende Pulsbreitenmodulatorstufe (Dreieckverschneidung und Komparator) in Ansteuerbefehle s_+ für die Schalter S_+ umgeformt werden.

[0040] Anzumerken ist, dass anstelle der Ermittlung der Querspannungskomponente über die Netzaussenleiterspannungen auch hier wieder eine zeitliche Ableitung der Spannungswirkkomponenten u_{xN} bzw. u_{zN} mit nachfolgender Division durch die Netzfrequenz treten kann (vergleiche Fig. 4).

[0041] Allgemein ist darauf hinzuweisen, dass eine vorteilhafte Anwendung der durch die beschriebenen Regelschaltungen möglichen netzseitigen Blindleistung die Kompensation der kapazitiven Blindleistung AC-seitigen Tiefpassfilters oder des DC-seitigen Tiefpassfilters (wie oben erklärt, wirken die Filterkondensatoren des DC-seitigen Filters, als wären sie direkt mit den AC-Klemmen verbunden) oder beider Filter darstellt. Es ist dann die jeweils von den Filterkondensatoren benötigte Blindleistung Q_{CF}^* zu berechnen und mit umgekehrtem Vorzeichen als Sollwert Q^* vorzugeben, sodass eine gegenseitige Kompensation beider Blindleistungsanteile erreicht wird.

[0042] Weitere mögliche Modifikationen der Regelungen sind:

- 1) In der Regelung gemäss Fig. 3 kann bei der Berechnung von M^* einfach durch $3/2U_{pk}$ dividiert und die Multiplikation mit $\cos\phi^*$ bei der Berechnung von n_{+d} weggelassen und die Multiplikation mit $\sin\phi^*$ bei der Berechnung von n_{+q} durch eine Multiplikation mit $\tan\phi^*$ ersetzt werden.
- 2) $\cos\phi^*$ und $\sin\phi^*$ sind aus P^* und Q^* berechenbar (über $\phi^* = \arctan(Q^*/P^*)$).
- 3) Q^* folgt bei gegebenem P^* (durch die Ausgangsspannungsregelung bzw. die unterlagerte Ausgangsstromregelung definiert) und einem Zielwert ϕ^* auch direkt aus $Q^* = P^* \tan\phi^*$.
- 4) Regelschaltungen sind sinngemäss gleich auch für Rückspeisung von Leistung in das Netz einzusetzen, d.h. für nur rückspeisefähige oder bidirektionale SWISS Rectifier einzusetzen.

[0043] Fig. 6 zeigt Ströme und Spannungen im Gleichrichter ohne Phasenverschiebung. Von oben nach unten sind gezeigt:

- drei Phasenspannungen u_a, u_b, u_c an der Wechselspannungsseite;
- einen der Phasenströme i_a , gleichphasig mit der entsprechenden Phasenspannung u_a ;
- einen Aussteuerungsgrad α_+ eines elektronischen Schalters S_+ des oberen DC/DC-Konverters 9 und einen Aussteuerungsgrad α_- eines elektronischen Schalters S_- des unteren DC/DC-Konverters 13; und
- einen durchschnittlichen Strom $i_{S+,avg}$ durch den Schalter S_+ des oberen DC/DC-Konverters 9.

Beispielsweise ist im Abschnitt zwischen $\pi/3$ und $2\pi/3$ der Aussteuerungsgrad α_+ proportional zu u_a und der Aussteuerungsgrad α_- betragsmässig proportional zu u_b . Die Phasenströme sind dadurch gleichphasig mit den entsprechenden Phasenspannungen.

[0044] Fig. 7 zeigt dieselben Ströme und Spannungen, jedoch mit einer Phasenverschiebung, wie sie mit der vorgängig beschriebenen Regelung erzeugt werden können. Anstelle der Aussteuerungsgrade der Fig. 6 treten die normierten Spannungssteuersignale n_+, n_- . Es ist beispielhaft eine Phasenverschiebung um einen Phasenwinkel ϕ^* von 15° gezeigt. Im Abschnitt zwischen $\pi/3$ und $2\pi/3$ ist das obere normierte Spannungssteuersignal n_+ proportional zu einem bezüglich u_a phasenverschobenen Signal, und ist das untere normierte Spannungssteuersignal n_- betragsmässig proportional zu einem bezüglich u_b phasenverschobenen Signal. Wenn der Strom durch die elektronischen Schalter S_+, S_- positiv bleiben muss, ist die Phasenverschiebung auf $+30^\circ$ bis -30° begrenzt. Bei diesen Werten werden die Aussteuerung und der zeitliche Durchschnittswert der Ströme durch den oberen und unteren Schalter zu Null.

Patentansprüche

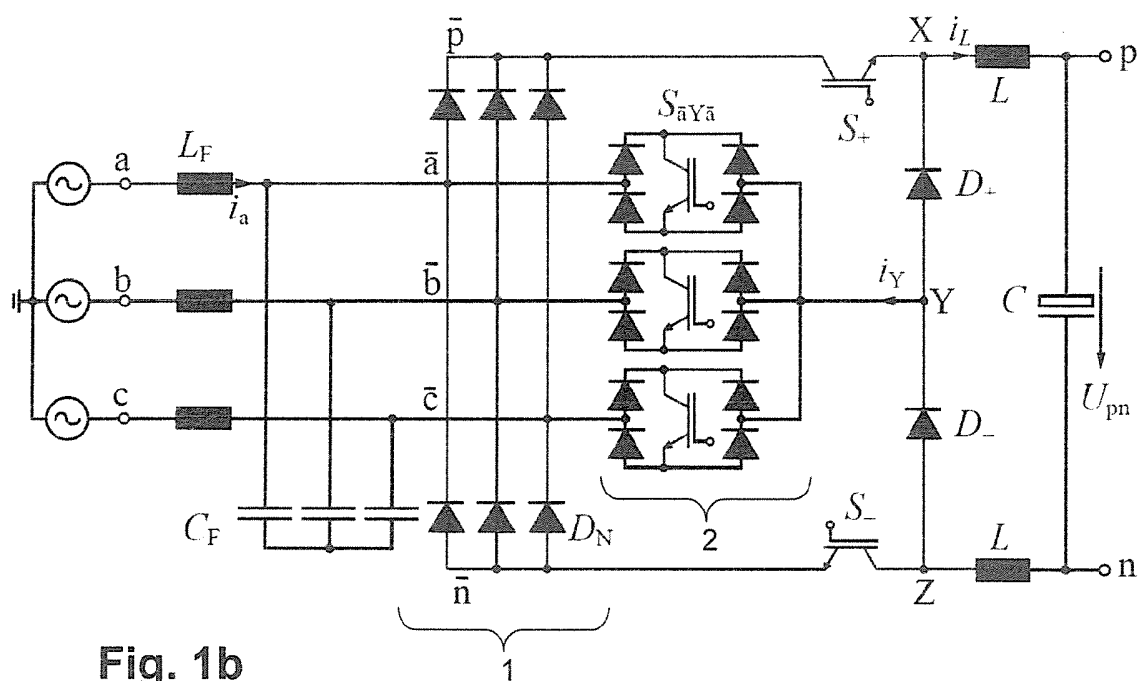
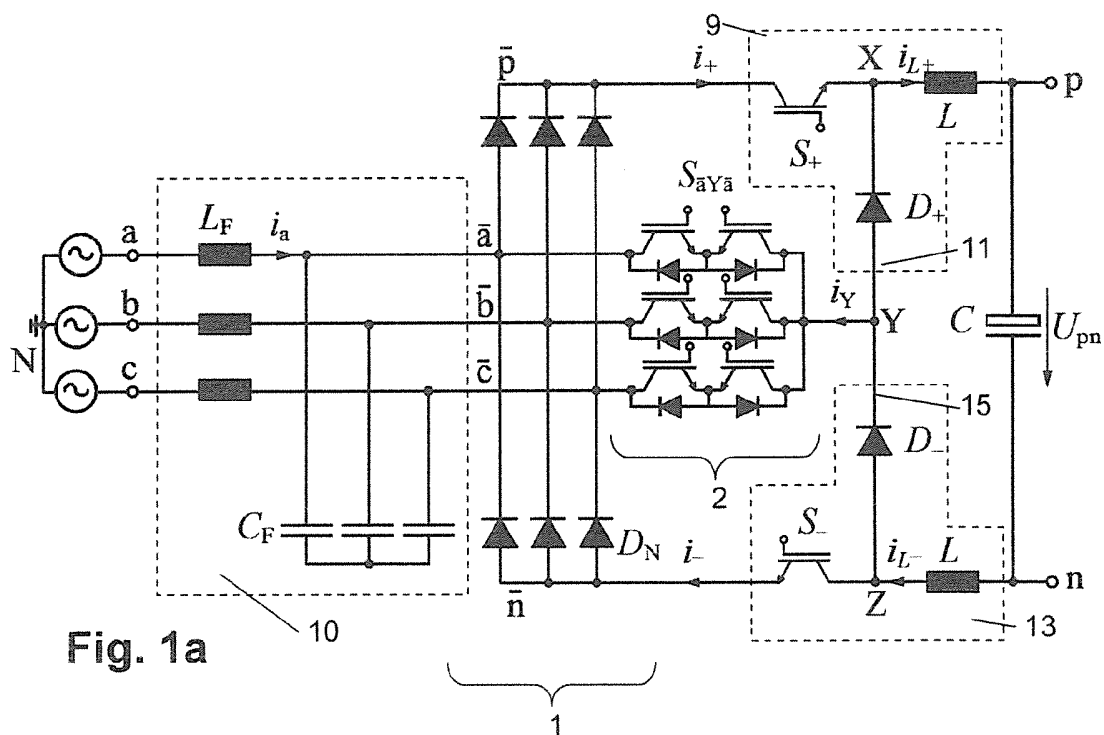
1. AC/DC-Konverter zur Leistungsübertragung von einer dreiphasigen Wechselspannungsseite an eine Gleichspannungsseite mit einer positiven Anschlussklemme (p) und einer negativen Anschlussklemme (n) und/oder umgekehrt, aufweisend einen Eingangsteil (1, 2) mit einer dreiphasigen Brückenschaltung (1) mit drei wechselspannungsseitigen Anschlusspunkten ($\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$) für jeweils eine Eingangsphase an ihrer Wechselspannungsseite und mit je einem positiven und einem negativen Ausgang (x, z) des Eingangsteils an ihrer Gleichspannungsseite, wobei
 - jeder der drei wechselspannungsseitigen Anschlusspunkte ($\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$) jeweils über einen Vierquadrantenschalter (6, 7, 8) mit einem mittleren Ausgang (y) des Eingangsteils verbindbar ist,
 - eine Filteranordnung (51) vorliegt, welche an die Ausgänge (x, y, z) des Eingangsteils (1,2) angeschlossen ist und einen positiven ($\bar{x}$), einen negativen ($\bar{z}$) und einen mittleren Ausgang der Filteranordnung (51) aufweist,
 - zwischen dem positiven Ausgang der Filteranordnung (51) und der positiven Anschlussklemme (p) des AC/DC-Konverters ein oberer DC/DC-Konverter (9) mit einem unteren Anschlusspunkt (11) als Bezugspunkt geschaltet ist, und
 - zwischen dem negativen Ausgang der Filteranordnung (51) und der negativen Anschlussklemme (n) des AC/DC-Konverters ein unterer DC/DC-Konverter (13) mit einem oberen Anschlusspunkt (15) als Bezugspunkt geschaltet ist,

- wobei der untere und der obere Anschlusspunkt (11, 15) miteinander verbunden sind und dadurch einen gleichspannungsseitigen Mittelpunkt ($\bar{x}$) bilden,
 - und der mittlere Ausgang der Filteranordnung 51 direkt oder über eine Kommutierungsinduktivität mit dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt ($\bar{x}$) verbunden ist,
- wobei die Filteranordnung (51) aufweist:
- eine obere Filterinduktivität (L_F) zwischen dem positiven Ausgang (x) des Eingangsteils und dem oberen DC/DC-Konverter (9);
 - eine untere Filterinduktivität zwischen dem negativen Ausgang (z) des Eingangsteils und dem unteren DC/DC-Konverter (13);
 - eine mittlere Filterinduktivität zwischen dem mittleren Ausgang (y) des Eingangsteils dem gleichspannungsseitigen Mittelpunkt ($\bar{x}$);
 - eine Dreieckschaltung oder eine Sternschaltung von Filterkapazitäten (CF) zwischen den Ausgängen ($\bar{x}$, $\bar{y}$, $\bar{z}$) der Filteranordnung (51).

2. AC/DC-Konverter gemäss Anspruch 1,

aufweisend einen Regler zur Steuerung des oberen und des unteren DC/DC-Konverters (9, 13), wobei der Regler jeweils eine Modulationsfunktion (m_+ , m_-) für einen oberen elektronischen Schalter (S_+) des oberen DC/DC-Konverters (9) und für einen unteren elektronischen Schalter (S_-) des unteren DC/DC-Konverters (13) bestimmt, dadurch gekennzeichnet, dass der Regler die beiden Modulationsfunktionen (m_+ , m_-) jeweils proportional zu einem oberen respektive unteren normierten Spannungssteuersignal (n_+ , n_-) bestimmt,

wobei für den oberen elektronischen Schalter (S_+) das obere normierte Spannungssteuersignal (n_+) proportional zu einer um einen vorgebbaren Phasenwinkel (ϕ^*) phasenverschobenen Differenz ($u_{xN} = u_{d+}$) zwischen der Spannung am positiven Anschlusspunkt (x) der Brückenschaltung und einer wechsellspannungsseitigen Sternpunktspannung an einem Stempunkt ist, und wobei für den unteren elektronischen Schalter (S_-) das untere normierte Spannungssteuersignal (n_-) proportional zu einer um denselben Phasenwinkel (ϕ^*) phasenverschobenen Differenz ($u_{zN} = u_{d-}$) zwischen der Spannung am negativen Anschlusspunkt (z) der Brückenschaltung und der wechsellspannungsseitigen Sternpunktspannung am Sternpunkt ist, und der Phasenwinkel von Null verschieden ist.



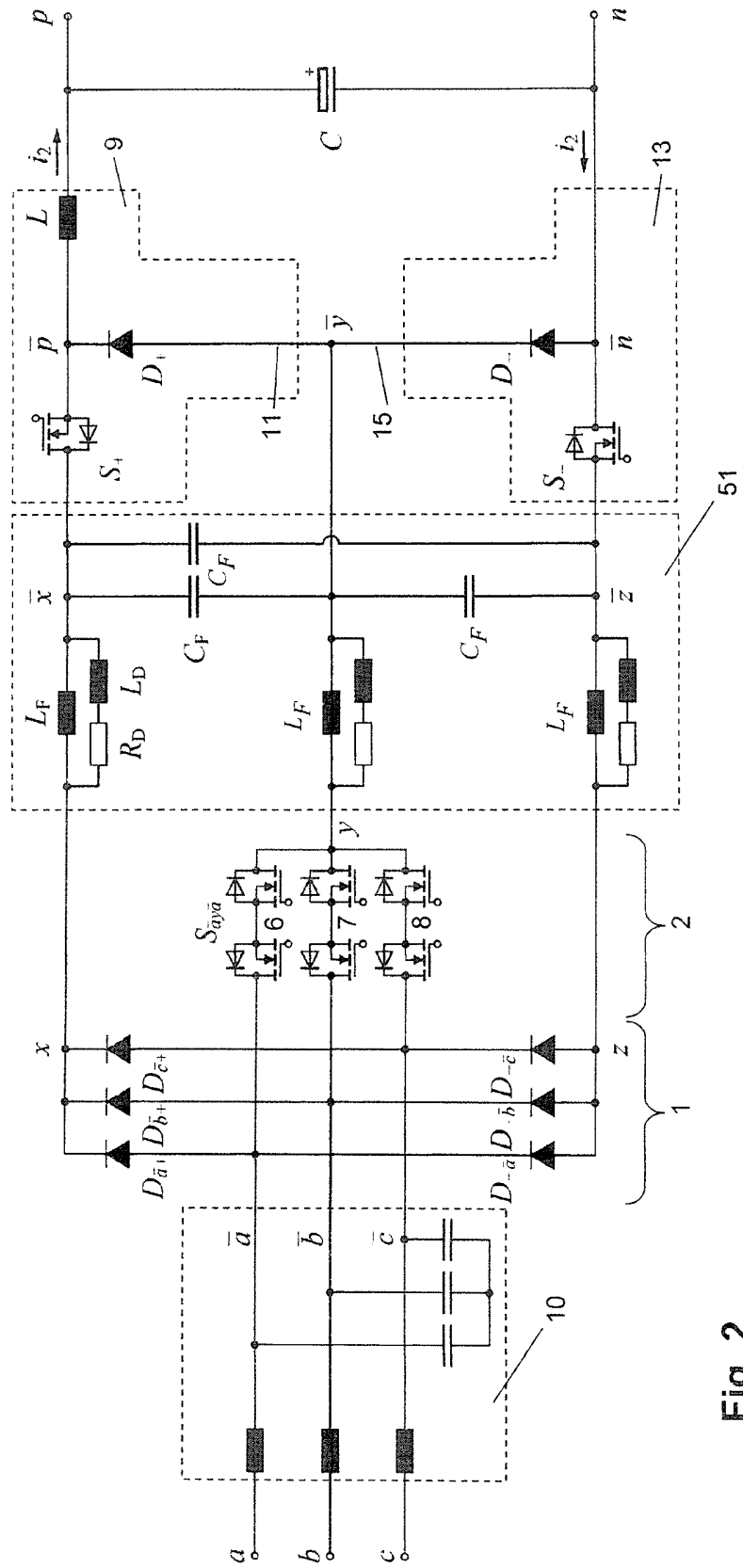
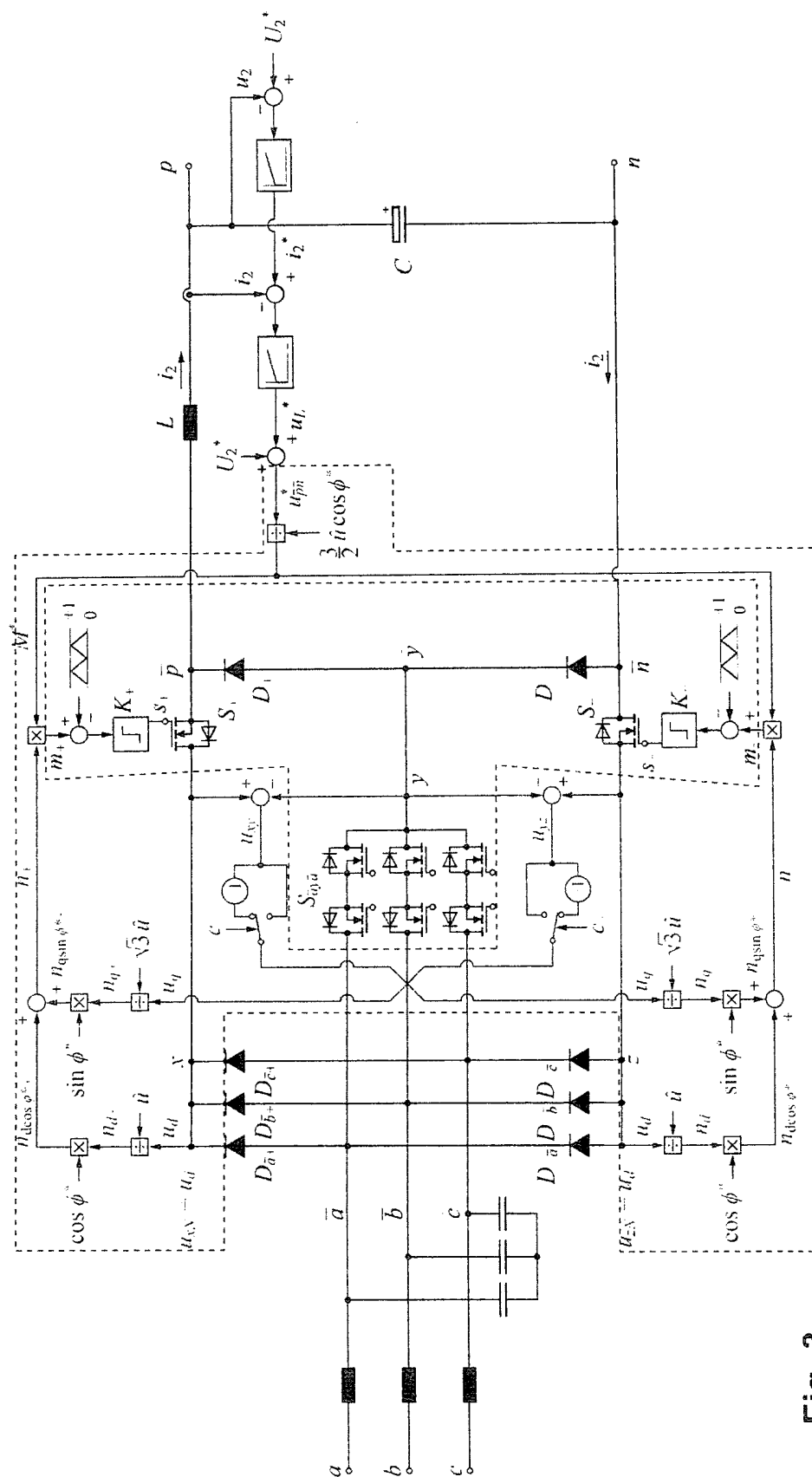
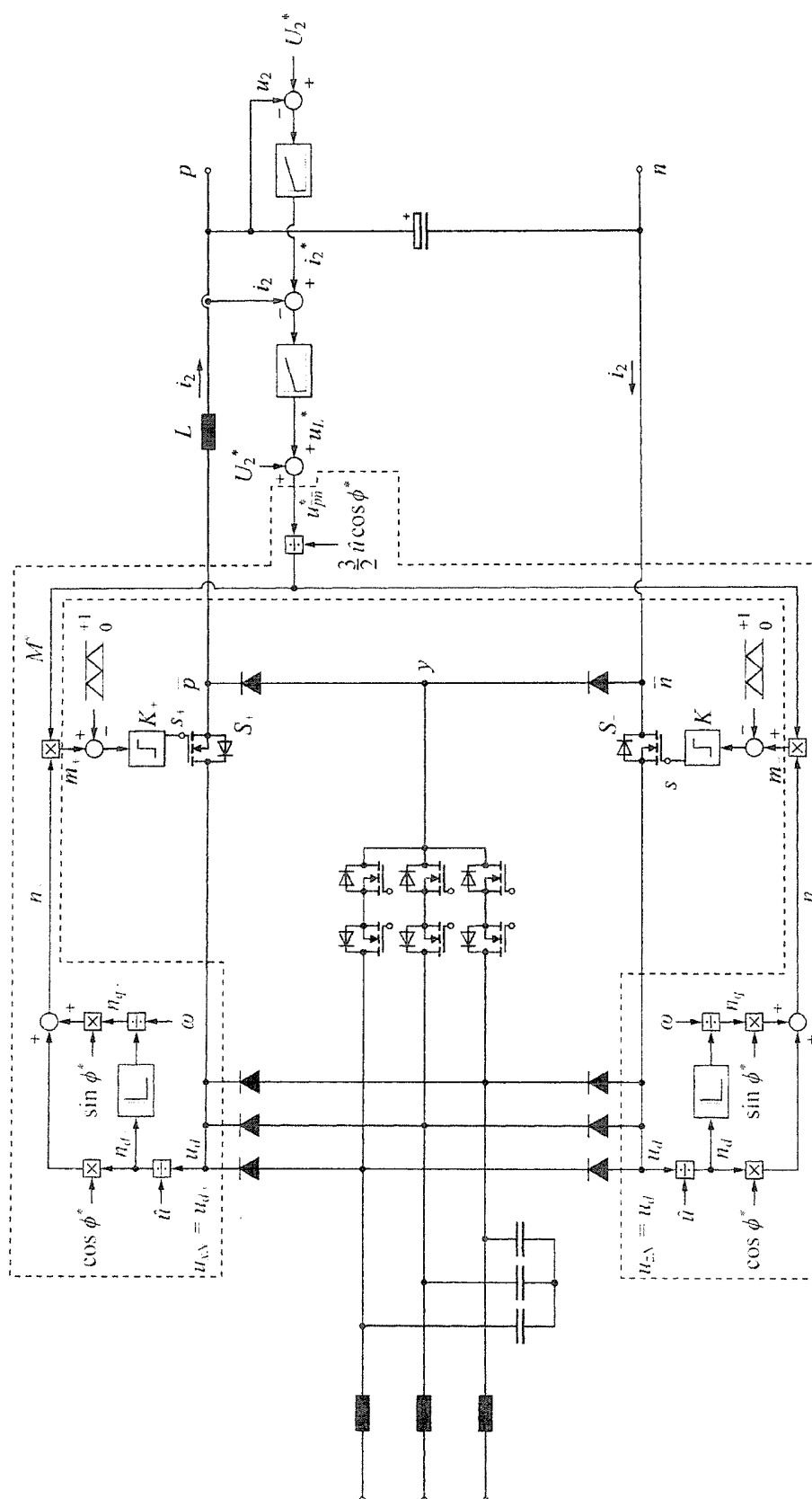


Fig. 2





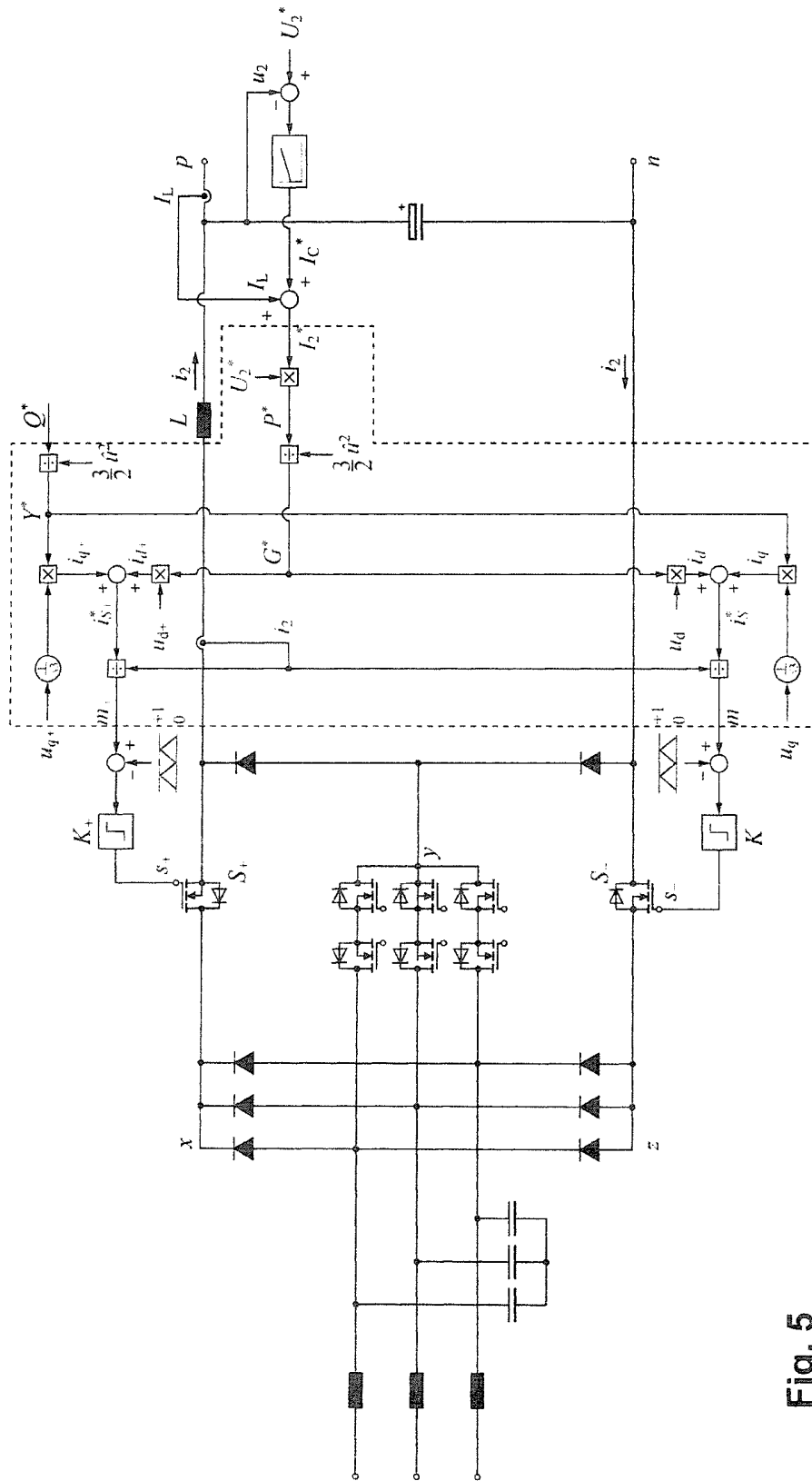


Fig. 5

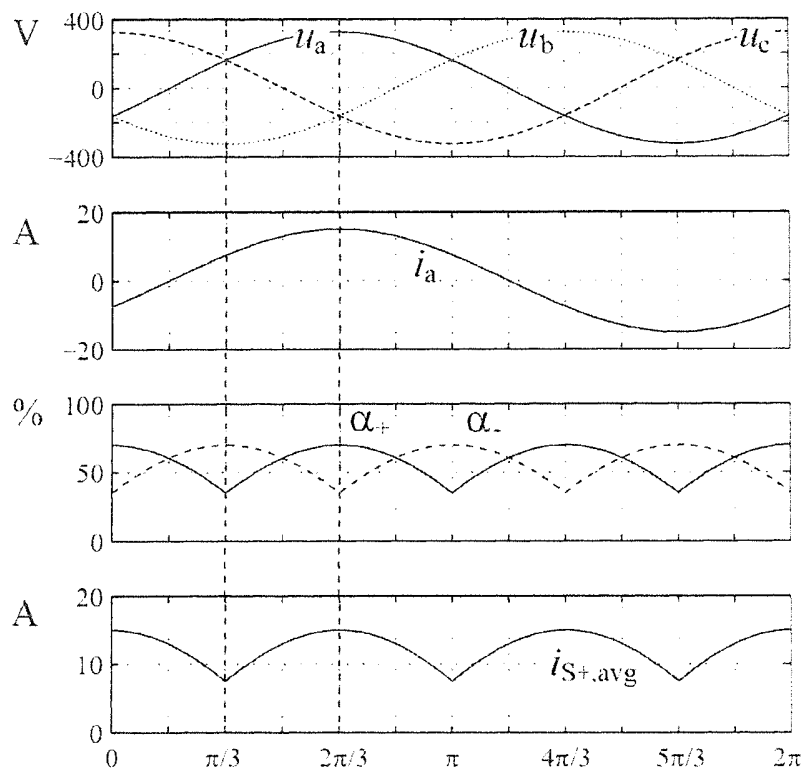


Fig. 6

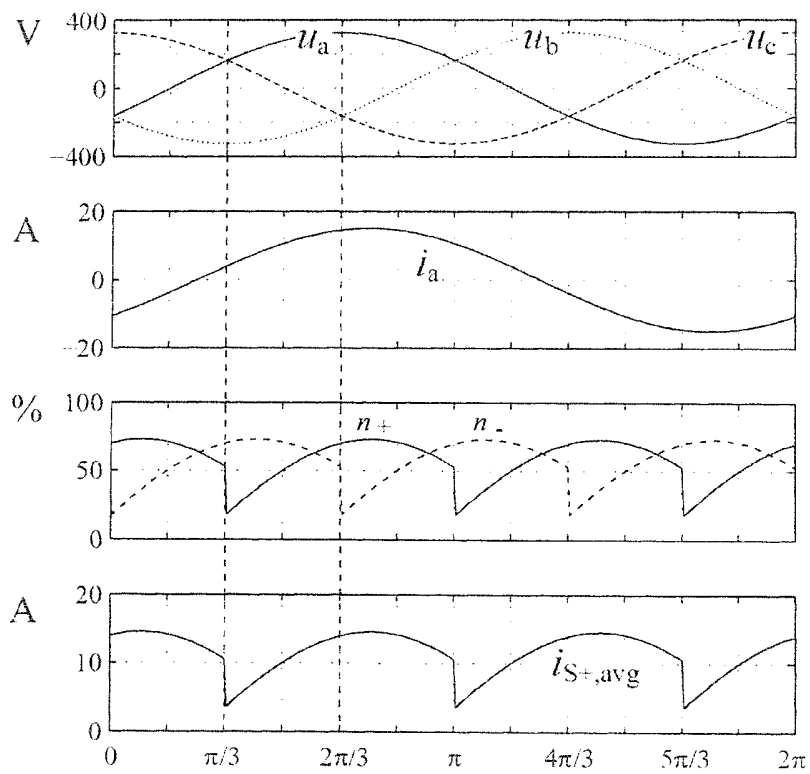


Fig. 7