



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT  
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH 715 318 B1

(51) Int. Cl.: H02M 7/797 (2006.01)  
H02M 1/42 (2007.01)  
H02M 7/219 (2006.01)

**Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein**

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 01085/18

(22) Anmeldedatum: 13.09.2018

(43) Anmeldung veröffentlicht: 13.03.2020

(24) Patent erteilt: 29.10.2021

(45) Patentschrift veröffentlicht: 29.10.2021

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

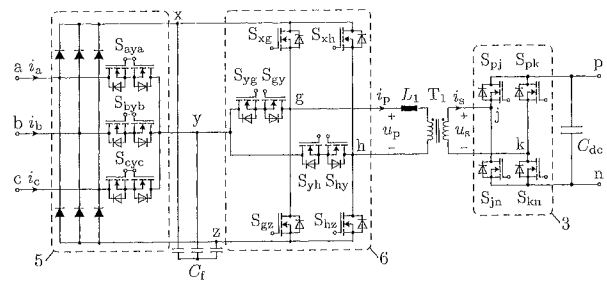
(72) Erfinder:  
Lukas Franz Josef Schrittwieser, 8050 Zürich (CH)  
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)

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

(54) Potentialgetrennter AC-DC-Konverter.

(57) Die Erfindung betrifft einen Konverter zur Übertragung von elektrischer Energie zwischen einem Wechselspannungssystem an Netzeingangsklemmen (a, b, c) und einem Gleichspannungssystem an Gleichspannungsklemmen (p, n), weist auf:

- Zwischenknoten (x, y, z), wobei insbesondere gleich viele Zwischenknoten (x, y, z) wie Netzeingangsklemmen (a, b, c) vorliegen;
- ein Phasenauswahlnetzwerk (5) zur wahlweisen Verbindung jeder der Netzeingangsklemmen (a, b, c) mit jedem der Zwischenknoten (x, y, z);
- eine primärseitige Inverterbrücke (6) zur wahlweisen Verbindung jedes der Zwischenknoten (x, y, z) mit einem von zwei primärseitigen Anschlüssen (g, h);
- ein induktives Netzwerk zur potentialgetrennten Energieübertragung zwischen den zwei primärseitigen Anschlüssen (g, h) und zwei sekundärseitigen Anschlüssen (j, k);
- eine sekundärseitige Gleichrichterbrücke (3) zur wahlweisen Verbindung jedes der zwei sekundärseitigen Anschlüsse (j, k) mit jeder der Gleichspannungsklemmen (p, n).



## Beschreibung

[0001] Nach dem Stand der Technik werden Gleichspannungsverbraucher mit einer Anschlussleistung von zehn Kilowatt, oder mehr, aus einem dreiphasigen Wechselspannungsnetz versorgt. Dabei werden aktive Pulsleichrichterschaltungen eingesetzt, welche eine Regelung der Ausgangsspannung ermöglichen und näherungsweise sinusförmige Netzströme erzeugen, um Netzurückwirkungen zu minimieren.

[0002] Falls die zu erzeugende Ausgangsgleichspannung wesentlich höher oder tiefer als der Gleichrichtwert der speisenden dreiphasigen Wechselspannung ist wird üblicherweise ein potentialgetrennter Gleichspannungswandler, welcher einen Transformator beinhaltet, der Pulsleichrichterstufe nachgeschaltet. Eine Potentialtrennung zwischen Wechselspannungs- und Gleichspannungsseite kann auch aus Sicherheitsgründen oder auf Grund von unterschiedlichen Erdungsschemata der Wechsel- und Gleichspannungsseite erforderlich sein. Eine mögliche Realisierung eines solchen zweistufigen, potentialgetrennten Gleichrichters ist in Figur 1 dargestellt. Die Pulsleichrichterstufe 1 besteht dabei aus drei Eingangsinduktivitäten  $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$  und einer Dreiphasenbrücke bestehend aus sechs abschaltbaren Halbleiterschaltern. Der Gleichspannungsanschluss der Dreiphasenbrücke ist dabei mit einem Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$  verbunden wodurch mittels einer geeigneten Ansteuerung der Dreiphasenbrücke eine näherungsweise konstante Zwischenkreisspannung  $U_{ZK}$  erzeugt wird. An diese Zwischenkreisspannung ist eine Invertervollbrücke 2, bestehend aus vier abschaltbaren Halbleiterschaltern, angeschlossen. Zwischen die Ausgänge der Invertervollbrücke 2 ist die Reihenschaltung einer Induktivität  $L_1$  und der primärseitigen Wicklung eines Transformators  $T_1$  des Gleichspannungswandlers geschaltet. An die sekundärseitige Wicklung des Transformators  $T_1$  ist eine Gleichrichtervollbrücke 3, ebenfalls bestehend aus vier abschaltbaren Halbleiterschaltern angeschlossen, wobei der positive und der negative Anschluss der Vollbrücke den positiven Ausgang  $p$  und den negativen Ausgang  $n$  (auch Ausgangsklemmen oder Gleichspannungsklemmen genannt) des Gleichrichters darstellen. Zwischen die Knoten  $p$  und  $n$  ist typischerweise ein Ausgangskondensator  $C_{dc}$  geschaltet welcher die schaltfrequenten Stromkomponenten der Gleichrichtervollbrücke aufnimmt und die Ausgangsgleichspannung stabilisiert.

[0003] Eine alternative Schaltung, welche eine einstufige Energiewandlung zwischen der dreiphasigen Wechselspannung und der Gleichspannung erlaubt ist in Figur 2 gezeigt. Im Vergleich zu Figur 1 sind dabei die Pulsleichrichterstufe, der Zwischenkreiskondensator und die Invertervollbrücke durch einen direkten Matrixkonverter 4 ersetzt, welcher aus sechs bidirektional sperr- und leitfähigen Schaltern besteht. Drei dieser Schalter sind dabei je mit einer der Eingangsklemmen  $a$ ,  $b$  und  $c$  (auch Netzeingangsklemmen oder Wechselspannungsklemmen genannt) der dreiphasigen Wechselspannung und mit einem Anschluss der Induktivität  $L_1$  verbunden, die weiteren drei bidirektionalen Schalter sind ebenfalls mit den Eingangsklemmen  $a$ ,  $b$  und  $c$ , sowie mit einem Anschluss der primärseitigen Transformatorwicklung verbunden. Jeder bidirektionale Schalter ist dabei durch eine antiserielle Schaltung von zwei bipolar leitfähigen und unipolar sperrfähigen Halbleiterschaltern realisiert. An die Eingangsklemmen  $a$ ,  $b$  und  $c$  der dreiphasigen Wechselspannung sind typisch drei Filterkondensatoren  $C_f$  angeschlossen um kontinuierliche und näherungsweise sinusförmige Netzphasenströme  $i_a$ ,  $i_b$  und  $i_c$  zu erreichen.

[0004] Verglichen mit der Schaltung in Figur 1 resultiert ein geringerer Realisierungsaufwand hinsichtlich Baugrösse, Verlusten und/oder Kosten da der Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$  und die Eingangsinduktivitäten  $L_a$ ,  $L_b$  und  $L_c$  entfallen und die zusätzlichen benötigten zwei Halbleiterschalter und drei Filterkondensatoren  $C_f$  üblicherweise kleinere Baugrösse, Verluste und/oder Kosten aufweisen als die entfallenen Bauteile. Auch kann eine sonst typisch benötigte Vorladeschaltung für den Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$  entfallen da die Filterkondensatoren  $C_f$  üblicherweise eine wesentlich kleinere Kapazität aufweisen als der Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$ . Jedoch resultiert eine komplexere Ansteuerschaltung der Schalter da die Kommutierung der bidirektionalen Schalter in vier Schritten mit Sperrzeiten dazwischen erfolgen muss um dem durch die Induktivität  $L_1$  eingprägten Strom  $i_p$  zu jedem Zeitpunkt einen gültigen Leitpfad zu bieten und um sicherzustellen, dass keine der Aussenleiterspannungen zwischen den Klemmen  $a$ ,  $b$  und  $c$  kurzgeschlossen wird. Im Allgemeinen werden vier verschiedene Kommutierungssequenzen benötigt, da abhängig vom Vorzeichen des Stromes  $i_p$  und dem Vorzeichen der gewünschten Änderung der Ausgangsspannung  $u_p$  des Matrixkonverters eine entsprechende Kommutierungssequenz gewählt werden muss.

[0005] Aufgabe der Erfindung ist es, eine Alternative zu herkömmlichen Schaltungen zu schaffen.

[0006] Die Aufgabe wird durch einen Konverter gemäss den Patentansprüchen gelöst.

[0007] Ein entsprechender Konverter zur potentialgetrennten Übertragung von elektrischer Energie zwischen einem Wechselspannungs-(AC-)system an Netzeingangsklemmen ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ) und einem Gleichspannungs-(DC-)system an Gleichspannungsklemmen ( $p$ ,  $n$ ), weist auf:

- Zwischenknoten ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ), wobei insbesondere gleich viele Zwischenknoten ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ) wie Netzeingangsklemmen ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ) vorliegen;
- ein Phasenauswahlnetzwerk (5) zur wahlweisen Verbindung jeder der Netzeingangsklemmen ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ) mit jedem der Zwischenknoten ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ );
- eine primärseitige Inverterbrücke (6) zur wahlweisen Verbindung jedes der Zwischenknoten ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ) mit einem von zwei primärseitigen Anschlüssen ( $g$ ,  $h$ );

- ein induktives Netzwerk zur potentialgetrennten Energieübertragung zwischen den zwei primärseitigen Anschlüssen (g, h) und zwei sekundärseitigen Anschlüssen (j, k);
- eine sekundärseitige Gleichrichterbrücke (3) zur wahlweisen Verbindung jedes der zwei sekundärseitigen Anschlüsse (j, k) mit jeder der Gleichspannungsklemmen (p, n).

[0008] Weitere Ausführungsformen gehen aus den abhängigen Patentansprüchen hervor.

### Kurzbeschreibung der Figuren

[0009] Der Erfindungsgegenstand wird im Folgenden anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, dargestellt in den beiliegenden Zeichnungen, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

#### Figur 1

Potentialgetrennte, zweistufige, dreiphasige Gleichrichterschaltung mit geringen Netzrückwirkungen gemäss dem Stand der Technik, mit einem Pulsleichrichter 1, einem Zwischenkreiskondensator  $C_{ZK}$ , einer Invertervollbrücke 2, einer Induktivität  $L_1$ , einem Transformator  $T_1$ , einer Gleichrichtervollbrücke 3 und einem Ausgangskondensator  $C_{dc}$ .

#### Figur 2

Potentialgetrennte, einstufige, dreiphasigen Gleichrichterschaltung mit geringen Netzrückwirkungen gemäss dem Stand der Technik, mit drei Eingangfilterkondensatoren  $C_f$ , einem direkten Matrixumrichter 4 mit drei Ein- und zwei Ausgängen, einer Induktivität  $L_1$ , einem Transformator  $T_1$ , einer aktiven Gleichrichtervollbrücke 3 und einem Ausgangskondensator  $C_{dc}$ .

#### Figur 3

Potentialgetrennte, einstufige, dreiphasige Gleichrichterschaltung mit geringen Netzrückwirkungen gemäss der Erfindung, mit einer Phasenauswahlbrücke 5, welche von einer Dreiphasen-Sechspuls-Diodenbrücke sowie drei bipolar sperr- und leitfähigen Schaltern gebildet wird, den Eingangfilterkondensatoren  $C_f$ , einer primärseitigen Dreipunkt-Invertervollbrücke 6, gebildet von acht bipolar leitfähigen, abschaltbaren Halbleiterschaltern (im Folgenden auch Inverterschalter genannt), einer Induktivität  $L_1$ , einem Transformator  $T_1$ , einer sekundärseitigen aktiven Gleichrichtervollbrücke 3, gebildet von vier bipolar leitfähigen, abschaltbaren Halbleitern, sowie einem Ausgangskondensator  $C_{dc}$ .

#### Figur 4

Mögliche alternative Realisierungen der Dreipunkt-Invertervollbrücke: Die in Figur 4a gezeigte Schaltung benötigt im Vergleich zu Figur 3 vier zusätzliche Dioden, jedoch resultiert eine tiefere Spannungsbeanspruchung aller Halbleiter. Die in Figur 4b dargestellte Realisierung benötigt nur sechs bipolar leitfähige, abschaltbare Halbleiterschalter, jedoch zusätzlich acht Dioden.

#### Figur 5

Typische Kurvenverläufe der primärseitigen Inverterspannung  $u_p$  und der sekundärseitigen Gleichrichtereingangsspannung  $u_s$ , während einer Pulsperiode für den Fall  $u_{xy} \geq u_{yz}$ . Dargestellt sind ferner die Ansteuersignale der acht Inverterschalter  $S_{xg}$ ,  $S_{gy}$ ,  $S_{yg}$ ,  $S_{gz}$ ,  $S_{xh}$ ,  $S_{hy}$ ,  $S_{yh}$  und  $S_{hz}$ , sowie die Ansteuersignale der vier Schalter  $S_{pj}$ ,  $S_{jn}$ ,  $S_{pk}$  und  $S_{kn}$  der aktiven Gleichrichtervollbrücke.

#### Figur 6

Typische Kurvenverläufe der primärseitigen Inverterspannung  $u_p$  während einer Pulsperiode für den Fall  $u_{xy} \leq u_{yz}$ . Dargestellt sind die acht Ansteuersignale der Inverterschalter  $S_{xg}$ ,  $S_{gy}$ ,  $S_{yg}$ ,  $S_{gz}$ ,  $S_{xh}$ ,  $S_{hy}$ ,  $S_{yh}$  und  $S_{hz}$ .

#### Figur 7

Einteilung eines zeitlichen Verlaufs der dreiphasigen Netzspannungen  $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$  in zwölf Sektoren  $s$  welche durch die potentialmässige Ordnung und die Vorzeichen der Strangspannungen gegeben sind. Ebenfalls dargestellt sind die resultierenden Potentiale  $u_x$ ,  $u_y$  und  $u_z$  an den Knoten  $x$ ,  $y$  und  $z$  (auch Zwischenknoten genannt) der Schaltung gemäss Fig. 3, sowie die resultierenden Spannungen  $u_{xy}$  und  $u_{yz}$  (auch obere und untere Zwischenspannungen genannt) zwischen den entsprechenden Knoten. Die letzte Zeile gibt an, in welchen Sektoren die Modulationsschemata gemäss Fig. 5, beziehungsweise gemäss Fig. 6 angewendet werden.

#### Figur 8

Mögliche alternative Realisierungen des potentialgetrennten, induktiven Netzwerks zwischen Primär- und Sekundärseite mit unterschiedlichen Kombinationen aus Serien- und Parallelelementen auf Primär- und Sekundärseite.

#### Figur 9

Mögliche Realisierung einer Regelung der Gleichrichterschaltung gemäss der Erfindung, wobei die Ausgangsspannung  $u_{pn}$  durch einen Regler  $G_u$  geregelt wird. Die Übersetzung der gemessenen Netzphasen- und Ausgangsspannungen sowie eines geforderten Ausgangsstromsollwerts  $i_{dc}^*$  in die vier Schaltzeiten  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  und  $t_4$  erfolgt mittels

einer Umsetzungstabelle (Lookup-Tabelle, LUT in Figur 9). Diese Schaltzeiten und der Sektor  $s$ , in welchem sich der Netzspannungsraumzeiger gegenwärtig befindet, werden anschliessend einem Pulsbreitenmodulator (PWM in Figur 9) zugeführt, welcher die Schaltsignale der Halbleiter gemäss Figur 5 und Figur 6 erzeugt.

#### Figur 10

Schaltung gemäss der Erfindung zur drahtlosen Energieübertragung zwischen einer dreiphasigen Wechselspannung und einer Gleichspannung, mit einer Phasenauswahlbrücke 5, einer Dreipunkt-Invertervollbrücke 6, einem induktiven, drahtlosen Energieübertragungssystem 7 gebildet von zwei gekoppelten Spulen  $L_1$  und  $L_2$ , welchen je ein Kondensator  $C_1$  und  $C_2$  zur Kompensation der auftretenden Blindleistung in Reihe geschaltet ist, sowie einer sekundärseitigen aktiven Gleichrichtervollbrücke 3 und einem Ausgangskondensator  $C_{dc}$ .

#### Figur 11

Typische Kurvenverläufe der primärseitigen Inverterspannung  $u_p$ , der sekundärseitigen Gleichrichterspannung  $u_s$  und des resultierenden primärseitigen Spulenstroms  $i_p$  während einer Pulsperiode, für ein drahtloses Energieübertragungssystem gemäss Figur 10.

### Wege zur Ausführung der Erfindung

[0010] Mit der Erfindung ist es möglich, Gleichspannungsverbraucher mittels einer einstufigen Energiewandlung aus dem dreiphasigen Wechselspannungsnetz zu speisen, wobei eine Potentialtrennung zwischen Wechsel- und Gleichspannungsseite, sowie näherungsweise sinusförmige Netzphasenströme und damit geringe Netzrückwirkungen erreicht werden. Im Unterschied zum Stand der Technik können sämtliche aktiven Schalter direkt mittels Pulsbreitenmodulation, ohne Kommutierungssequenzen mit mehreren Schritten, angesteuert werden. Eine entsprechende Schaltung ist in Figur 3 dargestellt, mit einem Phasenauswahlnetzwerk 5, in diesem Fall einer Phasenauswahlbrücke, drei Filterkondensatoren  $C_f$ , einer Dreipunkt-Invertervollbrücke 6, einem induktiven Netzwerk, beispielhaft aufweisend eine Induktivität  $L_1$  und einen Transformator  $T_1$ , einer aktiven Gleichrichtervollbrücke 3, sowie einem Ausgangskondensator  $C_{dc}$ . Das Phasenauswahlnetzwerk 5, die drei Filterkondensatoren  $C_f$ , und die Dreipunkt-Invertervollbrücke 6 sind an drei Knoten  $x$ ,  $y$ ,  $z$  (auch Zwischenknoten genannt) miteinander verbunden. Das Phasenauswahlnetzwerk 5 weist eine Dreiphasen-Sechspuls-Diodenbrücke auf, welche mit den Netzeingangsklemmen  $a$ ,  $b$  und  $c$  verbunden ist und deren positiver Ausgang mit dem Knoten  $x$  der Schaltung verbunden ist und deren negativer Ausgang mit dem Knoten  $z$  der Schaltungen verbunden ist. Zusätzlich ist an jede der drei Netzeingangsklemmen  $a$ ,  $b$  und  $c$  je ein bipolar sperr- und leitfähiger Schalter  $S_{aya}$ ,  $S_{byb}$  und  $S_{cyc}$  angeschlossen, wobei die verbleibenden Anschlüsse dieser Schalter an den Knoten  $y$  der Schaltung angeschlossen sind. Wie in EP 3113345 beschrieben wird jeweils jener Schalter  $S_{aya}$ ,  $S_{byb}$  oder  $S_{cyc}$  eingeschaltet dessen beide zugeordneten Dioden der Dreiphasen-Sechspuls-Diodenbrücke nicht leiten. Dadurch wird jeweils die Netzeingangsklemme mit dem höchsten Potential mit dem Knoten  $x$ , die Netzeingangsklemme mit dem tiefsten Potential mit dem Knoten  $z$  und die verbleibende Netzeingangsklemme mit dem Knoten  $y$  verbunden. Eine Schaltung welche die Umkehr der Leistungsflussrichtung von der Gleich- zur Wechselspannungsseite ermöglicht ist realisierbar indem die Dreiphasen-Sechspuls-Diodenbrücke mit sechs zusätzlichen abschaltbaren Halbleiterschaltern ergänzt oder ersetzt wird, wie in EP 3113345 beschrieben.

[0011] An die Knoten  $x$ ,  $y$  und  $z$  der Schaltung sind drei Filterkondensatoren  $C_f$  angeschlossen welchen entweder einen gemeinsamen Sternpunkt bilden können oder in einer Dreieckschaltung mit den Knoten  $x$ ,  $y$  und  $z$  verbunden sein können. Die Dreipunkt-Invertervollbrücke 6, bestehend aus zwei Halbbrücken, ist ebenfalls an die Knoten  $x$ ,  $y$  und  $z$  angeschlossen und bildet die primärseitige Inverterspannung  $u_p$  zwischen den Knoten  $g$  und  $h$  (primärseitige Anschlüsse des potentialgetrennten induktiven Netzwerks). Die erste Halbbrücke besteht aus einem bipolar leitfähigen Schalter  $S_{xg}$  welcher zwischen die Knoten  $x$  und  $g$  geschaltet ist, zwei anti-seriellen geschalteten Schaltern  $S_{yg}$  und  $S_{gy}$  welche mit den Knoten  $y$  und  $g$  verbunden sind und einem bipolar leitfähigen Schalter  $S_{gz}$  welcher zwischen die Knoten  $g$  und  $z$  geschaltet ist. Die zweite Halbbrücke besteht aus einem bipolar leitfähigen Schalter  $S_{xh}$  welcher zwischen die Knoten  $x$  und  $h$  geschaltet ist, zwei anti-seriell geschalteten Schaltern  $S_{yh}$  und  $S_{hy}$  welche mit den Knoten  $y$  und  $h$  verbunden sind und einem bipolar leitfähigen Schalter  $S_{hz}$  welcher zwischen die Knoten  $h$  und  $z$  geschaltet ist. An die Knoten  $g$  und  $h$  ist das potentialgetrennte induktiven Netzwerk, in diesem Fall die Serienschaltung der Induktivität  $L_1$  und der Primärwicklung des Transformators  $T_1$  angeschlossen in welcher der Strom  $i_p$  fliesst. Die Sekundärwicklung des Transformators  $T_1$  ist an die Knoten  $j$  und  $k$  (sekundärseitige Anschlüsse des potentialgetrennten induktiven Netzwerks) der Schaltung angeschlossen welche mit der aktiven Gleichrichtervollbrücke 3 verbunden sind. Diese besteht aus zwei Halbbrücken mit je zwei bipolar leitfähigen Schaltern. Die erste Halbbrücke besteht aus einem oberen Schalter  $S_{pj}$  welcher an die positive Ausgangsklemme  $p$  und den Knoten  $j$  angeschlossen ist und aus einem unteren Schalter  $S_{jn}$  welcher an den Knoten  $j$  und die negative Ausgangsklemme  $n$  angeschlossen ist. Die zweite Halbbrücke besteht aus einem oberen Schalter  $S_{pk}$  welcher an die Ausgangsklemme  $p$  und den Knoten  $k$  angeschlossen ist und einem unteren Schalter  $S_{kn}$  welcher an den Knoten  $k$  und die Ausgangsklemme  $n$  angeschlossen ist. Zwischen den Ausgangsklemmen  $p$  und  $n$  kann zusätzlich ein Ausgangskondensator  $C_{dc}$  angeschlossen werden welcher die Ausgangsgleichspannung stabilisiert.

[0012] Alternative Implementationsmöglichkeiten der Invertervollbrücke 6 sind in Figur 4 dargestellt. Die Invertervollbrücke gemäss Figur 4a besteht aus zwei gleichen Halbbrücken, wobei die erste Halbbrücke aus einer oberen Serienschaltung zweier bipolar leitfähiger Schalter zwischen den Knoten  $x$  und  $g$ , und aus einer unteren Serienschaltung zweier bipolar leitfähiger Schalter zwischen den Knoten  $g$  und  $z$  besteht. Die Verbindungspunkte der beiden Serienschaltungen sind über

jeweils eine Diode mit dem Knoten y verbunden, wobei die obere Diode so orientiert ist, dass sie einen Stromfluss vom Knoten y zum Verbindungspunkt der oberen Serienschaltung ermöglicht und die untere Diode so orientiert ist, dass sie einen Stromfluss vom Verbindungspunkt der unteren Serienschaltung zum Knoten y ermöglicht. Die zweite Halbbrücke besteht ebenfalls aus einer oberen Serienschaltung zweier bipolar leitfähiger Schalter zwischen den Knoten x und h, und aus einer unteren Serienschaltung zweier bipolar leitfähiger Schalter zwischen den Knoten h und z. Die Verbindungspunkte der beiden Serienschaltungen der zweiten Halbbrücke sind über jeweils eine Diode mit dem Knoten y verbunden, wobei die obere Diode so orientiert ist, dass sie einen Stromfluss vom Knoten y zum Verbindungspunkt der oberen Serienschaltung erlaubt und die untere Diode so orientiert ist, dass sie einen Stromfluss vom Verbindungspunkt der unteren Serienschaltung zum Knoten y ermöglicht. Verglichen mit der in Figur 3 gezeigten Invertervollbrücke werden vier zusätzliche Dioden benötigt, jedoch reduziert sich die Sperrspannungsbeanspruchung aller Halbleiter, oder die Schaltung kann bei gegebenen Halbleiterschaltern an einer höheren Eingangswchelspannung betrieben werden.

**[0013]** Eine weitere Realisierungsmöglichkeit der Dreipunkt-Invertervollbrücke 6 ist in Figur 4b dargestellt, wobei diese ebenfalls aus zwei gleichen Halbbrücken besteht. Die erste Halbbrücke besteht aus einem oberen bipolar leitfähigen Schalter welcher zwischen die Knoten x und g geschaltet ist, einem unteren bipolar leitfähigen Schalter welcher zwischen die Knoten g und z geschaltet ist, sowie aus einem bipolar leit- und sperrfähigem Netzwerk, welches zwischen die Knoten y und g geschaltet ist und aus einem Vollbrückengleichrichter, gebildet aus vier Dioden, und einem mindestens unipolar leit- und sperrfähigem Schalter besteht. Dabei sind der positive und der negative Anschluss des Vollbrückengleichrichters mit dem Schalter verbunden und die beiden verbleibenden Anschlüsse des Vollbrückengleichrichters mit den Knoten y und g verbunden. Die zweite Halbbrücke besteht aus einem oberen bipolar leitfähigen Schalter welcher zwischen die Knoten x und h geschaltet ist, einem unteren bipolar leitfähigen Schalter welcher zwischen die Knoten h und z geschaltet ist, sowie aus einem bipolar leit- und sperrfähigem Netzwerk welches zwischen die Knoten y und h geschaltet ist und aus einem Vollbrückengleichrichter, gebildet aus vier Dioden, und einem mindestens unipolar leit- und sperrfähigem Schalter besteht. Dabei sind der positive und der negative Anschluss des Vollbrückengleichrichters mit dem Schalter verbunden und die beiden verbleibenden Anschlüsse des Vollbrückengleichrichters mit den Knoten y und h verbunden.

**[0014]** Typische Kurvenverläufe der primärseitigen Inverterspannung  $u_p$  und der sekundärseitigen Gleichrichterspannung  $u_s$ , sowie des resultierenden primärseitigen Transformatorstromes  $i_p$  sind in Figur 5 für eine Pulsperiode  $T_p$  schematisch dargestellt, wobei die Kurvenform von  $u_p$  nur für den Fall  $u_{xy} \geq u_{yz}$  gilt. Vor Beginn der Pulsperiode sind mindestens die Schalter  $S_{xg}$  und  $S_{xh}$  eingeschaltet. Zu Beginn der Pulsperiode bei  $t=0$  verbindet die Dreipunkt-Invertervollbrücke welche an Knoten h angeschlossen ist diesen mit dem Knoten z indem die Schalter  $S_{xh}$  und  $S_{yh}$  ausgeschaltet werden und mindestens der Schalter  $S_{hz}$  eingeschaltet wird, wobei der Schalter  $S_{hy}$  ebenfalls eingeschaltet werden kann. Dadurch resultiert die Inverterspannung  $u_p = u_{xz}$  am Ausgang der Invertervollbrücke 6. Zum Zeitpunkt  $t = T_p/2 - t_2$  wird der Schalter  $S_{hz}$  ausgeschaltet, sowie  $S_{yh}$  und  $S_{hy}$  eingeschaltet, wodurch der Knoten h mit dem Knoten y verbunden wird und die Inverterspannung  $u_p = u_{xy}$  resultiert. Zum Zeitpunkt  $t = T_p/2 - t_1$  wird mindestens der Schalter  $S_{hy}$ , und optional auch der Schalter  $S_{yh}$ , ausgeschaltet und der Schalter  $S_{xh}$  eingeschaltet. Dadurch wird der Knoten h mit dem Knoten x verbunden und es resultiert eine Inverterspannung  $u_p = 0$ . In der Mitte der Pulsperiode bei  $t = T_p/2$  werden die Schalter  $S_{xg}$  und  $S_{yg}$  ausgeschaltet und mindestens der Schalter  $S_{gz}$ , optional auch der Schalter  $S_{gy}$ , eingeschaltet, wodurch der Knoten g mit dem Knoten z verbunden wird und eine Inverterspannung  $u_p = -u_{xz}$  resultiert. Zum Zeitpunkt  $t = T_p - t_2$  wird der Schalter  $S_{gz}$  ausgeschaltet und es werden die Schalter  $S_{yg}$  und  $S_{gy}$  eingeschaltet, wodurch der Knoten g mit den Knoten y verbunden wird und eine Inverterspannung  $u_p = -u_{xy}$  resultiert. Zum Zeitpunkt  $t = T_p - t_1$  wird der Schalter  $S_{gy}$ , und optional auch der Schalter  $S_{yg}$ , ausgeschaltet und der Schalter  $S_{xg}$  eingeschaltet wodurch der Knoten g mit dem Knoten x verbunden wird und die Inverterspannung  $u_p = 0$  resultiert. Jeweils nach dem Abschalten bisher leitfähiger Schalter und vor dem Einschalten der im Folgenden eingeschalteten Schalter muss typisch eine Verriegelungszeit abgewartet werden um Kurzschlüsse zwischen den Knoten x, y und z, und die resultierenden hohen Stromspitzen, zu vermeiden.

**[0015]** Wie in Dual Active Bridge Konvertern gemäss dem Stand der Technik, erzeugt die sekundärseitige Gleichrichtervollbrücke 3 eine in Figur 5 schematisch dargestellte, mittelwertfreie, Rechteckspannung  $u_s$  mit einer variablen Pulsbreite und einer variablen Phasenverschiebung bezogen auf den Beginn der Pulsperiode. Die Amplitude der Rechteckspannung ist dabei durch die Ausgangsspannung zwischen den Klemmen p und n definiert. Wie dargestellt werden die beiden Schalter  $S_{pj}$  und  $S_{pk}$  typisch mit zwei gegenüber dem Beginn der Pulsperiode um  $t_3$  bzw.  $t_4$  phasenverschobenen Rechtecksignalen mit einer Pulsbreite von 50% angesteuert. Der Schalter  $S_{jn}$  wird eingeschaltet wenn  $S_{pj}$  ausgeschaltet ist und umgekehrt wobei typisch eine Verriegelungszeit während des Umschaltvorganges eingehalten wird, in welcher beide Schalter ausgeschaltet sind, um ein Kurzschliessen der Knoten p und n zu vermeiden. In gleicher Weise wird der Schalter  $S_{kn}$  eingeschaltet wenn der Schalter  $S_{pk}$  ausgeschaltet ist und es wird wiederum eine Verriegelungszeit eingehalten.

**[0016]** Der Kurvenverlauf von  $u_p$  für den Fall  $u_{xy} \leq u_{yz}$  ist in Figur 6 schematisch dargestellt. Vor Beginn der Pulsperiode sind mindestens die Schalter  $S_{gz}$  und  $S_{hz}$  eingeschaltet, wodurch die Knoten g und h beide mit dem Knoten z verbunden sind. Zu Beginn der Pulsperiode bei  $t = 0$  wird der Schalter  $S_{gz}$ , und gegebenenfalls der Schalter  $S_{gy}$ , ausgeschaltet und der Schalter  $S_{xg}$ , sowie optional auch der Schalter  $S_{yg}$  eingeschaltet. Dadurch wird der Knoten g mit dem Knoten x verbunden und es resultiert die Inverterspannung  $u_p = u_{xz}$ . Zum Zeitpunkt  $t = T_p/2 - t_2$  wird der Schalter  $S_{xg}$  ausgeschaltet und es werden die Schalter  $S_{gy}$  und  $S_{yg}$  eingeschaltet wodurch der Knoten g mit dem Knoten y verbunden wird und die Inverterspannung  $u_p = u_{yz}$  resultiert. Zum Zeitpunkt  $t = T_p/2 - t_1$  wird der Schalter  $S_{yg}$ , und optional auch der Schalter  $S_{gy}$ , ausgeschaltet und es wird der Schalter  $S_{gz}$  eingeschaltet. Dadurch wird der Knoten g mit dem Knoten z verbunden und es resultiert eine

Inverterspannung  $u_p = 0$ . Zur Mitte der Pulsperiode bei  $t = T_p/2$  wird der Schalter  $S_{hz}$  und gegebenenfalls auch der Schalter  $S_{hy}$  ausgeschaltet und es wird der Schalter  $S_{xh}$ , sowie optional auch der Schalter  $S_{yh}$ , eingeschaltet. Dadurch wird der Knoten h mit dem Knoten x verbunden und es resultiert die Inverterspannung  $u_p = -u_{xz}$ . Zum Zeitpunkt  $t = T_p-t_2$  wird der Schalter  $S_{xh}$  ausgeschaltet und es werden die Schalter  $S_{hy}$  und  $S_{yh}$  eingeschaltet, wodurch der Knoten h mit dem Knoten y verbunden wird und die Inverterspannung  $u_p = -u_{yz}$  resultiert. Zum Zeitpunkt  $T_p-t_1$  wird der Schalter  $S_{yh}$  und optional auch der Schalter  $S_{hy}$  ausgeschaltet und es wird der Schalter  $S_{hz}$  eingeschaltet, wodurch der Knoten h mit dem Knoten z verbunden wird und die Inverterspannung  $u_p = 0$  resultiert. Wie oben ausgeführt wird zwischen den Aus- und den Einschaltvorgängen typisch eine Verriegelungszeit abgewartet um Kurzschlüsse zwischen den Knoten x, y und z zu vermeiden.

**[0017]** Um Netzrückwirkungen des Gleichrichters und die Bildung von Blindleistung im dreiphasen Wechselspannungsnetz zu minimieren werden die vier Parameter  $t_1$  bis  $t_4$  so gewählt, dass den Netzspannungen  $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$  proportionale Eingangsströme  $i_a$ ,  $i_b$  und  $i_c$  resultieren, wobei die Amplitude der Ströme, beziehungsweise die dem Netz entnommene Wirkleistung, typisch von einer überlagerten Ausgangsspannungsregelung vorgegeben wird. Im Wesentlichen wird die entnommene Leistung durch die Phasenverschiebung zwischen  $u_p$  und  $u_s$  beeinflusst und die Minimierung der Blindleistung durch Einstellen des Verhältnisses von  $t_1$  und  $t_2$  erreicht. Da somit nur zwei der vier verfügbaren Freiheitsgrade benötigt werden kann die Bestimmung der vier Parameter so erfolgen, dass die Effektivwerte der Ströme  $i_p$  und  $i_s$  in der primär- und sekundärseitigen Transformatorwicklung minimal werden, wodurch die Leitverluste in den Wicklungen und in den Schaltern minimiert werden.

**[0018]** Die Einteilung der dreiphasigen Wechselspannung in zwölf Sektoren s ist in Figur 7 gezeigt, wobei jeder Sektor durch unterschiedliche Vorzeichen und potentialmässige Ordnung der drei Strangspannungen  $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$  definiert ist. Es gilt in Sektor 1:  $u_a > 0 > u_b \geq u_c$ , in Sektor 2:  $u_a > u_b > 0 > u_c$ , in Sektor 3:  $u_b \geq u_a > 0 > u_c$  und so weiter. Ebenfalls dargestellt sind die Spannungen  $u_x$ ,  $u_y$  und  $u_z$  zwischen den Knoten x, y und z und dem Sternpunkt des dreiphasigen Wechselspannungsnetzes, sowie die daraus resultierenden Spannungen  $u_{xy}$  und  $u_{yz}$  zwischen den entsprechenden Knoten. Wie in der letzten Zeile dargestellt, wird die Figur 5 dargestellte Schaltsequenz in den Sektoren 1, 4, 5, 8, 9 und 12 verwendet und jene gemäss Figur 6 in den verbleibenden Sektoren 2, 3, 6, 7, 10 und 11.

**[0019]** Alternative Realisierungsmöglichkeiten des potentialgetrennten, induktiven Netzwerkes zwischen Knoten g und h sowie j und k sind in Figur 8 dargestellt. Im Allgemeinen bestehen diese Netzwerke aus einem Transformator  $T_1$  und einer Kombination von einem oder mehreren Serielementen, bezeichnet mit  $L_1$  und  $L_2$ , welche die Differenz zwischen der primärseitigen Inverterspannung  $u_p$  und der sekundärseitigen Gleichrichterspannung  $u_s$  aufnehmen. Zusätzlich können ein oder zwei Parallelelemente, bezeichnet mit  $L_{m1}$  und  $L_{m2}$ , eingefügt werden um spannungsloses Schalten der Invertervollbrücke 6, sowie der Gleichrichtervollbrücke 3 zu erreichen.

**[0020]** In Figur 8a ist eine erste Induktivität  $L_1$  mit der Primärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet und eine zweite Induktivität  $L_2$  ist mit der Sekundärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet. In Figur 8b ist eine erste Induktivität  $L_1$  mit der Primärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet und eine zweite Induktivität  $L_{m1}$  ist dieser Serienschaltung parallel geschaltet.

**[0021]** In Figur 8c ist eine erste Induktivität  $L_1$  mit der Primärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet und eine zweite Induktivität  $L_{m2}$  ist der Sekundärwicklung des Transformators  $T_1$  parallel geschaltet.

**[0022]** In Figur 8d ist eine erste Induktivität  $L_1$  mit der Primärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet, eine zweite Induktivität  $L_{m1}$  ist dieser Serienschaltung parallel geschaltet und eine dritte Induktivität  $L_{m2}$  ist der Sekundärwicklung des Transformators  $T_1$  parallel geschaltet.

**[0023]** In Figur 8e ist eine erste Induktivität  $L_2$  mit der Sekundärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet.

**[0024]** In Figur 8f ist eine erste Induktivität  $L_2$  mit der Sekundärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet und eine zweite Induktivität  $L_m$  ist der Primärwicklung des Transformators  $T_1$  parallel geschaltet.

**[0025]** In Figur 8g ist eine erste Induktivität  $L_2$  mit der Sekundärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet und eine zweite Induktivität  $L_{m2}$  ist dieser Serienschaltung parallel geschaltet.

**[0026]** In Figur 8h ist eine erste Induktivität  $L_2$  mit der Sekundärwicklung des Transformators  $T_1$  in Serie geschaltet, eine zweite Induktivität  $L_{m2}$  ist dieser Serienschaltung parallel geschaltet und eine dritte Induktivität  $L_{m1}$  ist der Primärwicklung des Transformators  $T_1$  parallel geschaltet.

**[0027]** In Figur 8i wird die primärseitige Inverterspannung  $u_p$  zwischen den Klemmen g und h direkt an die Primärwicklung des Transformators  $T_1$  gelegt und die sekundärseitige Gleichrichterspannung  $u_s$  zwischen den Klemmen j und k wird direkt an die Sekundärwicklung des Transformators gelegt. Wie auch bei Dual Active Bridge Konvertern gemäss dem Stand der Technik ist in diesem Fall der Transformator mit einem ausreichend grossen magnetischen Streufluss auszuführen um die Funktionalität der entfallenen Serieninduktivität zu ersetzen und die Amplitude der Ströme  $i_p$  und  $i_s$  zu begrenzen.

**[0028]** Eine mögliche Realisierung der Regelung des isolierten Gleichrichters gemäss der Erfindung ist in Figur 9 dargestellt. Aus den gemessenen Strangspannungen  $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$  wird, gemäss dem in Figur 7 gezeigten Schema, der Sektor s bestimmt in welchem sich der Raumzeiger der Netzspannung befindet. Mittels einer Tabelle A wird der entsprechende bipolar leit- und sperrfähige Schalter  $S_{aya}$ ,  $S_{byb}$  oder  $S_{cyc}$  eingeschaltet. Die gemessene Ausgangsgleichspannung  $u_{pn}$  wird

mit ihrem zugeordneten Referenzwert  $u_{pn}^*$  verglichen und das Fehlersignal einem Regler  $G_u$  zugeführt. Die Stellgrösse  $g^*$  dieses Reglers entspricht dem auf der Wechselspannungsseite zu erzielenden Leitwert eines äquivalenten, symmetrischen dreiphasigen Verbrauchers. Durch Multiplikation mit der Summe der Quadrate der gemessenen Strangspannungen und anschliessender Division durch die gemessene Ausgangsgleichspannung  $u_{pn}$  resultiert der Sollwert des gleichspannungsseitigen Ausgangsstromes  $i_{dc}^*$ . Dieser wird, zusammen mit den Strangspannungen, dem Sektor  $s$  und der gemessenen Ausgangsgleichspannung benutzt, um mittels einer Umsetzungstabelle (LUT in Figur 9) die relativen Schaltzeiten  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  und  $t_4$  des in Figur 5 und Figur 6 dargestellten Modulationsverfahrens zu bestimmen. Die vier Schaltzeiten  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  und  $t_4$  werden einem Pulsweitenmodulator (PWM in Figur 9) zugeführt welcher die benötigten Ansteuersignale der Schalter  $S_{xg}$ ,  $S_{yg}$ ,  $S_{zg}$ ,  $S_{xh}$ ,  $S_{yh}$ ,  $S_{zh}$ ,  $S_{pj}$ ,  $S_{jn}$ ,  $S_{pk}$  und  $S_{kn}$  erzeugt.

**[0029]** Eine mögliche Realisierung eines einstufigen, drahtlosen Energieübertragungssystems mit geringen Netzrückwirkungen gemäss der Erfindung, welches von einer dreiphasen Wechselspannung an den Klemmen a, b und c gespeist wird und eine Ausgangsgleichspannung an den Klemmen p und n bereitstellt, ist in Figur 10 dargestellt. Verglichen mit der in Figur 3 dargestellten potentialgetrennten Gleichrichterschaltung ist das induktive Netzwerk zwischen Primär- und Sekundärseite durch zwei magnetisch gekoppelte und mechanisch getrennte Spulen  $L_1$  und  $L_2$  ersetzt. Auf Grund der, verglichen mit einem konventionellen Transformator, wesentlich geringeren magnetischen Kopplung werden typischerweise Kondensatoren zur Kompensation der resultierenden Blindleistung eingesetzt, wobei in Figur 10 der Fall einer Serienkompensation mit den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  beispielhaft dargestellt ist. Typische Kurvenverläufe der primärseitigen Inverterspannung  $u_p$ , der sekundärseitigen Gleichrichterspannung  $u_s$  sowie des resultierenden Spulenstroms  $i_p$  sind in Figur 11 dargestellt. Auf Grund der Blindleistungskompensation durch  $C_1$  und  $C_2$  resultiert ein näherungsweise sinusförmiger Strom  $i_p$  in den Spulen.

### Patentansprüche

1. Konverter zur potentialgetrennten Übertragung von elektrischer Energie zwischen einem Wechselspannungs-System an Netzeingangsklemmen (a, b, c) und einem Gleichspannungs-(DC)-System an Gleichspannungsklemmen (p, n), aufweisend
  - Zwischenknoten (x, y, z), worunter ein erster Zwischenknoten (x), ein zweiter Zwischenknoten (y) und ein dritter Zwischenknoten (z), wobei insbesondere gleich viele Zwischenknoten (x, y, z) wie Netzeingangsklemmen (a, b, c) vorliegen;
  - ein Phasenauswahlnetzwerk (5) zur wahlweisen Verbindung jeder der Netzeingangsklemmen (a, b, c) mit jedem der Zwischenknoten (x, y, z);
  - eine primärseitige Inverterbrücke (6) zur wahlweisen Verbindung jedes der Zwischenknoten (x, y, z) mit einem von zwei primärseitigen Anschlüssen (g, h), worunter ein erster primärseitiger Anschluss (g) und ein zweiter primärseitiger Anschluss (h);
  - ein induktives Netzwerk zur potentialgetrennten Energieübertragung zwischen den zwei primärseitigen Anschlüssen (g, h) und zwei sekundärseitigen Anschlüssen (j, k);
  - eine sekundärseitige Gleichrichterbrücke (3) zur wahlweisen Verbindung jedes der zwei sekundärseitigen Anschlüsse (j, k) mit jeder der Gleichspannungsklemmen (p, n).
2. Konverter gemäss Anspruch 1, wobei das Phasenauswahlnetzwerk (5) dazu eingerichtet ist, jeweils die Netzeingangsklemme mit dem höchsten Potential mit dem ersten Zwischenknoten (x), die Netzeingangsklemme mit dem tiefsten Potential mit dem dritten Zwischenknoten (z) und die verbleibende Netzeingangsklemme mit dem zweiten Zwischenknoten (y) zu verbinden.
3. Konverter gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei das Phasenauswahlnetzwerk (5) zwischen den Netzeingangsklemmen (a, b, c), dem ersten Zwischenknoten (x) und dem dritten Zwischenknoten (z) eine Dreiphasen-Sechspuls-Diodenbrücke aufweist, und zwischen jeder der Netzeingangsklemmen (a, b, c) und dem zweiten Zwischenknoten (y) jeweils einen bipolar sperrfähigen und bipolar leitfähigen Schalter aufweist.
4. Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die primärseitige Inverterbrücke (6) eine Dreipunkt-Invertervollbrücke ist.
5. Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei die primärseitige Inverterbrücke (6) eine erste Halbbrücke mit einer ersten oberen Serienschaltung zweier bipolar leitfähiger Schalter zwischen dem ersten Zwischenknoten (x) und dem ersten primärseitigen Anschluss (g), und mit einer ersten unteren Serienschaltung zweier bipolar leitfähiger Schalter zwischen dem ersten primärseitigen Anschluss (g) und dem dritten Zwischenknoten (z), aufweist, wobei Verbindungspunkte der beiden ersten Serienschaltungen jeweils über eine erste untere respektive obere Diode mit dem zweiten Zwischenknoten (y) verbunden, sind wobei die erste obere Diode so orientiert ist, dass sie einen Stromfluss vom zweiten Zwischenknoten (y) zum Verbindungspunkt der oberen Serienschaltung ermöglicht und die erste untere Diode so orientiert ist, dass sie einen Stromfluss vom Verbindungspunkt der unteren Serienschaltung zum zweiten Zwischenknoten (y) ermöglicht, und die primärseitige Inverterbrücke (6)

eine zweite Halbbrücke mit einer zweiten oberen Serienschaltung zweier bipolar leitfähiger Schalter zwischen dem ersten Zwischenknoten (x) und dem zweiten primärseitigen Anschluss (h), und mit einer zweiten unteren Serienschaltung zweier bipolar leitfähiger Schalter zwischen dem zweiten primärseitigen Anschluss (h) und dem dritten Zwischenknoten (z), aufweist,

wobei Verbindungspunkte der beiden zweiten Serienschaltungen jeweils über eine zweite untere respektive obere Diode mit dem zweiten Zwischenknoten (y) verbunden, sind wobei die zweite obere Diode so orientiert ist, dass sie einen Stromfluss vom zweiten Zwischenknoten (y) zum Verbindungspunkt der oberen Serienschaltung ermöglicht und die zweite untere Diode so orientiert ist, dass sie einen Stromfluss vom Verbindungspunkt der unteren Serienschaltung zum zweiten Zwischenknoten (y) ermöglicht.

6. Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei die primärseitige Inverterbrücke (6) aufweist:
  - eine erste Halbbrücke mit einem ersten oberen bipolar leitfähigen Schalter, welcher zwischen den ersten Zwischenknoten (x) und einem ersten primärseitigen Anschluss (g) geschaltet ist, einem ersten unteren bipolar leitfähigen Schalter welcher zwischen den ersten primärseitigen Anschluss (g) und den dritten Zwischenknoten (z) geschaltet ist, ein erstes bipolar leit- und sperrfähiges Netzwerk, welches zwischen den zweiten Zwischenknoten (y) und den ersten primärseitigen Anschluss (g) geschaltet ist,
  - eine zweite Halbbrücke mit einem zweiten oberen bipolar leitfähigen Schalter, welcher zwischen den ersten Zwischenknoten (x) und einem zweiten primärseitigen Anschluss (h) geschaltet ist, einem zweiten unteren bipolar leitfähigen Schalter welcher zwischen den zweiten primärseitigen Anschluss (h) und den dritten Zwischenknoten (z) geschaltet ist,
  - ein zweites bipolar leit- und sperrfähiges Netzwerk, welches zwischen den zweiten Zwischenknoten (y) und den zweiten primärseitigen Anschluss (h) geschaltet ist.
7. Konverter gemäss Anspruch 6, wobei das erste und/oder das zweite bipolar leit- und sperrfähige Netzwerk jeweils einen Vollbrückengleichrichter, gebildet aus vier Dioden, und einem mindestens unipolar leit- und sperrfähigen Schalter aufweist, wobei der positive und der negative Anschluss des Vollbrückengleichrichters über diesem Schalter verbunden sind und die beiden verbleibenden Anschlüsse des Vollbrückengleichrichters mit den zweiten Zwischenknoten (y) und dem ersten primärseitigen Anschluss (g) respektive dem zweiten primärseitigen Anschluss (h) verbunden sind.
8. Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei das induktive Netzwerk zur potentialgetrennten Energieübertragung einen Transformator, optional in Serie und/oder parallel zu Wicklungen dieses Transformators geschaltete Induktivitäten und/oder Kompensationskapazitäten aufweist.
9. Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die sekundärseitige Gleichrichterbrücke (3) eine aktive Gleichrichtervollbrücke ist.
10. Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, aufweisend eine Regelung, welche dazu eingerichtet ist, das folgende Verfahren durchzuführen:
  - Bestimmen, anhand von gemessenen Strangspannungen  $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$  der Netzeingangsklemmen (a, b, c), eines Sektor (s) in welchem sich der Raumzeiger der Netzspannung befindet;
  - Bestimmen eines diesem Sektor (s) zugeordneten bipolar leit- und sperrfähigen Schalters ( $S_{aya}$ ,  $S_{byb}$  oder  $S_{cyc}$ ) des Phasenauswahlnetzwerks (5), und Einschalten dieses Schalters;
  - Vergleichen einer gemessenen Ausgangsgleichspannung ( $u_{pn}$ ) mit einem zugeordneten Referenzwert ( $u_{pn}^*$ ) und Zuführen ihrer Differenz einem Regler ( $G_u$ ) als Fehlersignal;
  - Bestimmen, durch diesen Regler ( $G_u$ ), einer Stellgrösse ( $g^*$ ) entsprechend einem auf der Wechselspannungsseite zu erzielenden Leitwert eines äquivalenten, symmetrischen dreiphasigen Verbrauchers;
  - Bestimmen eines Sollwerts eines gleichspannungsseitigen Ausgangsstromes ( $i_{dc}^*$ ) durch Multiplikation der Stellgrösse mit der Summe der Quadrate der gemessenen Strangspannungen und anschliessender Division durch die gemessene Ausgangsgleichspannung ( $u_{pn}$ );
  - Bestimmen von relativen Schaltzeiten ( $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $t_4$ ) eines Modulationsverfahrens anhand des Sollwerts des gleichspannungsseitigen Ausgangsstromes ( $i_{dc}^*$ ), der Strangspannungen, dem Sektor (s) und der gemessenen Ausgangsgleichspannung ( $u_{pn}$ );
  - Erzeugen von Ansteuersignalen von Schaltern ( $S_{xg}$ ,  $S_{yg}$ ,  $S_{gy}$ ,  $S_{gz}$ ,  $S_{xh}$ ,  $S_{yh}$ ,  $S_{hy}$ ,  $S_{hz}$ ) der primärseitigen Inverterbrücke (6) und Schaltern ( $S_{pj}$ ,  $S_{jn}$ ,  $S_{pk}$ ,  $S_{kn}$ ) der sekundärseitigen Gleichrichterbrücke (3) mittels eines Pulsweitenmodulators anhand der Schaltzeiten ( $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  und  $t_4$ ).



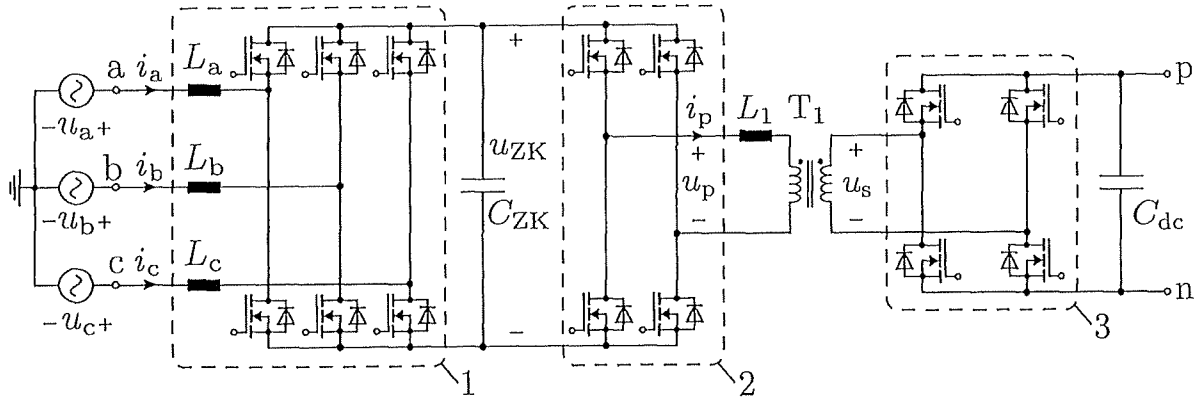


Fig. 1

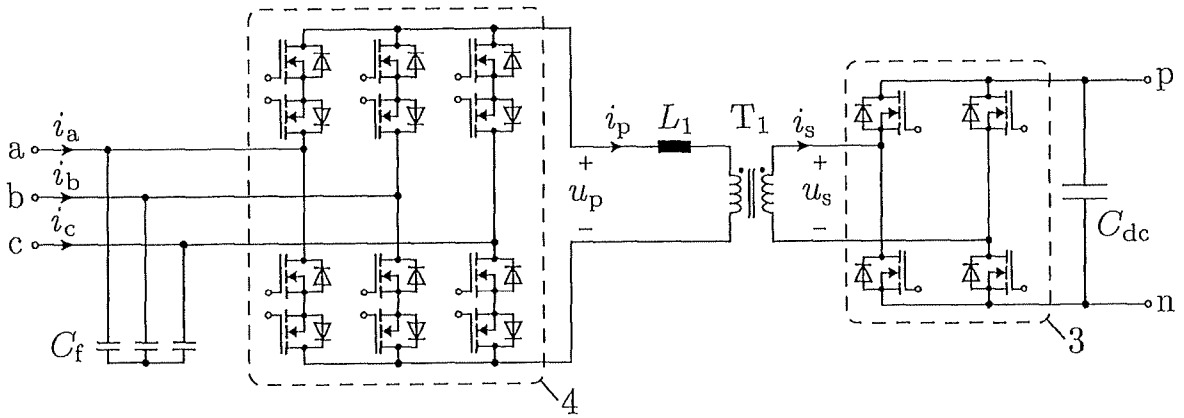


Fig. 2

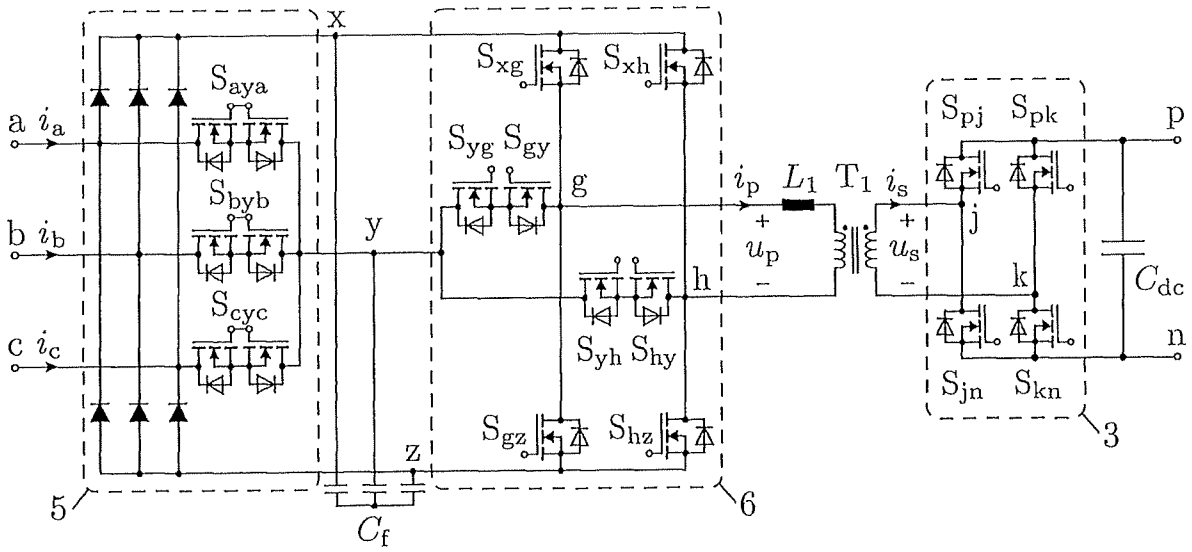


Fig. 3

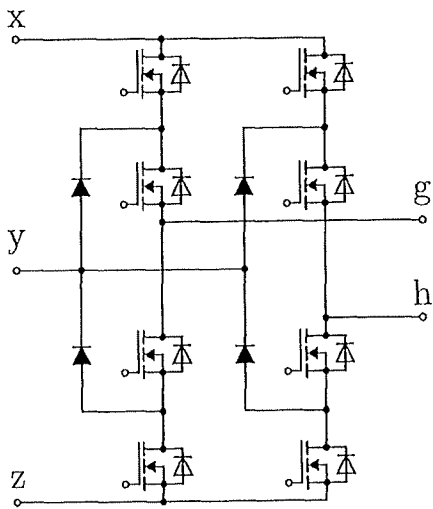


Fig. 4a

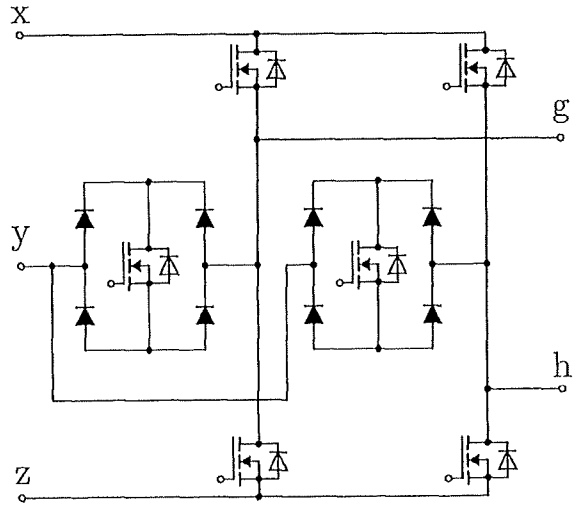


Fig. 4b

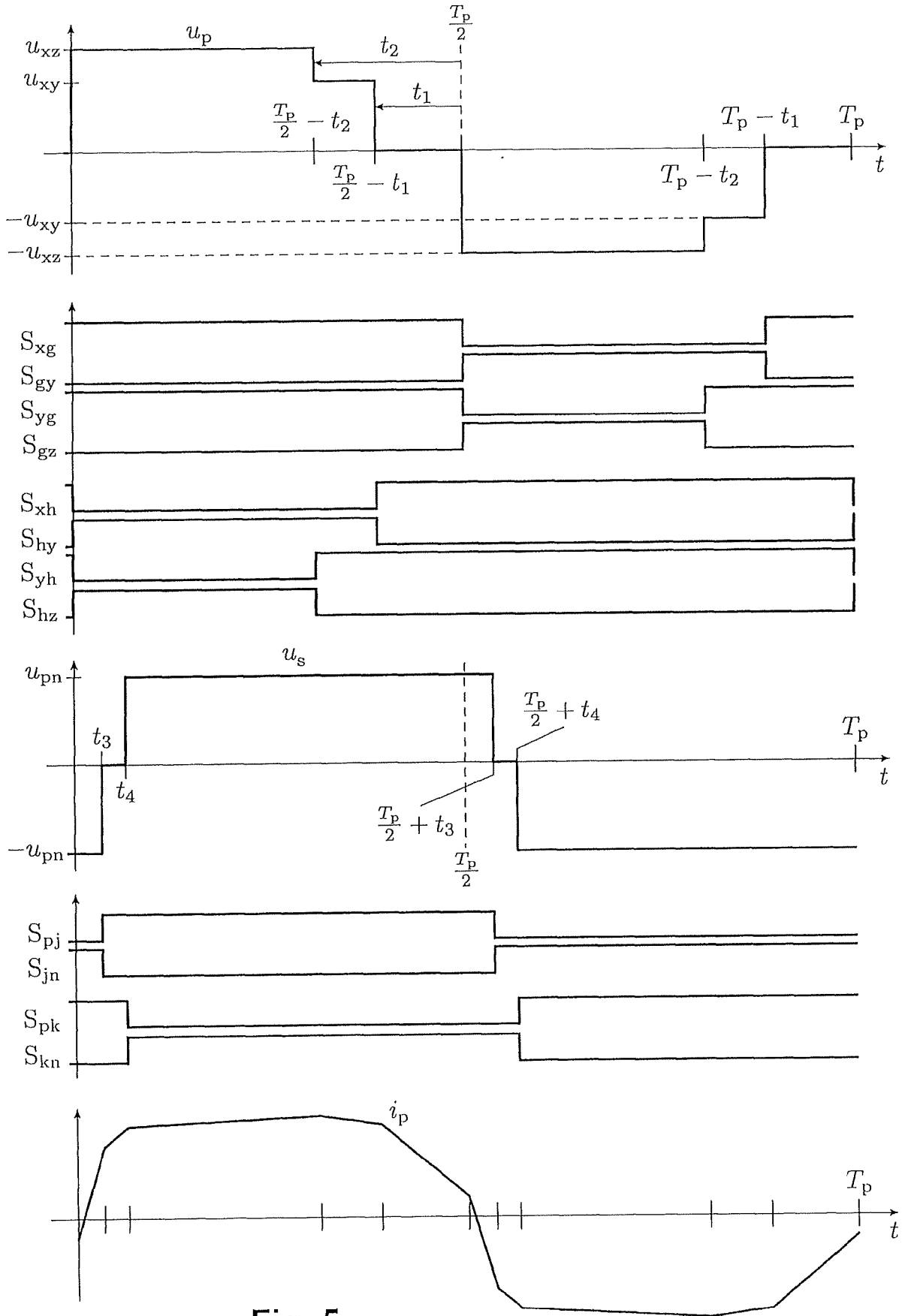


Fig. 5

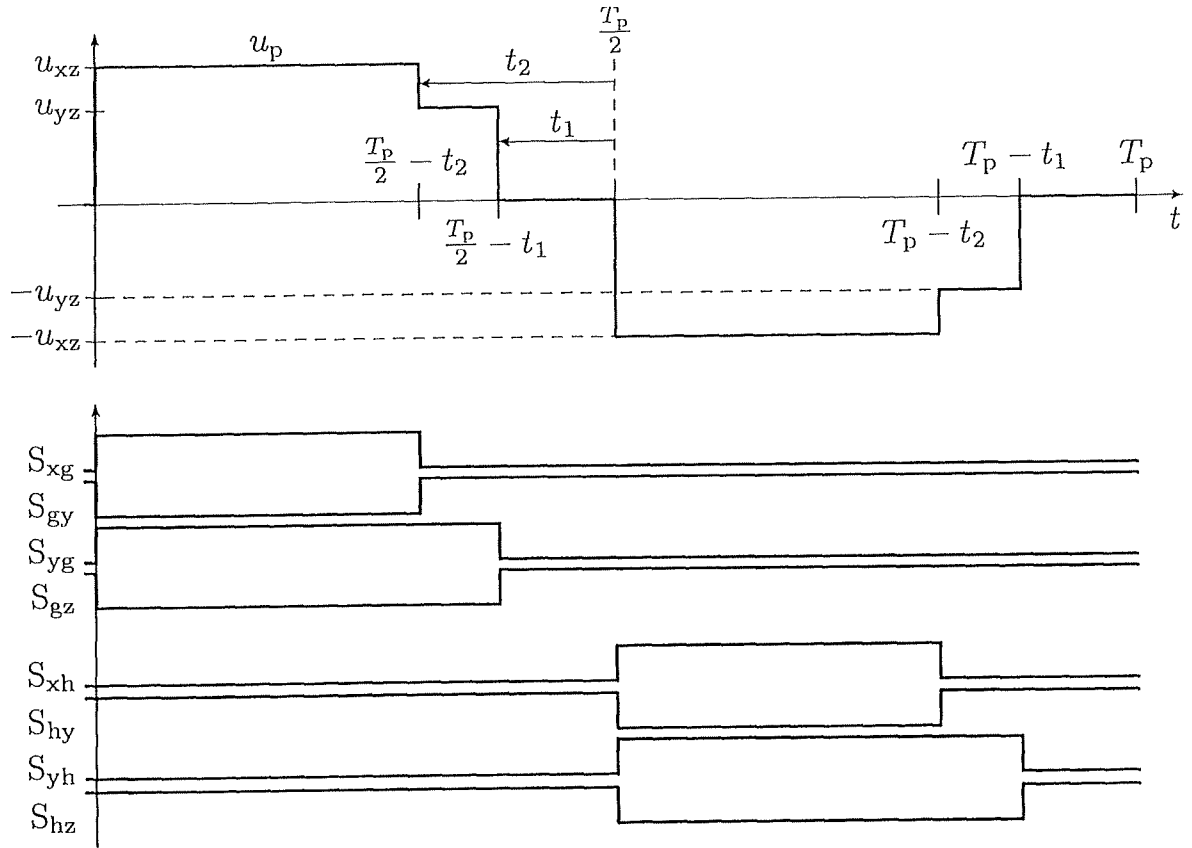


Fig. 6

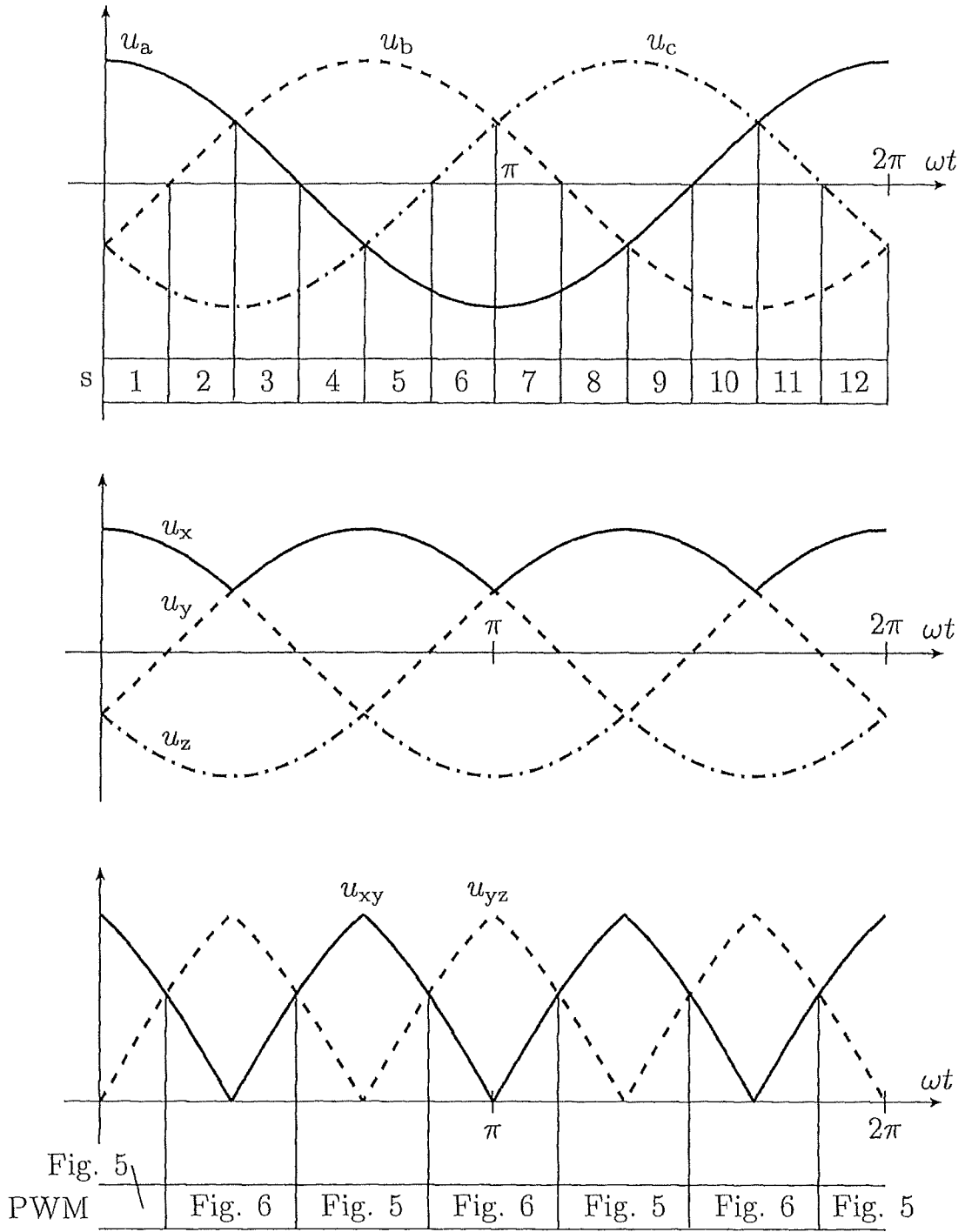


Fig. 7

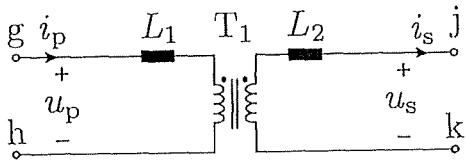


Fig. 8a

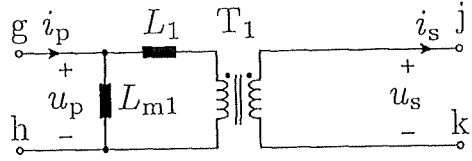


Fig. 8b

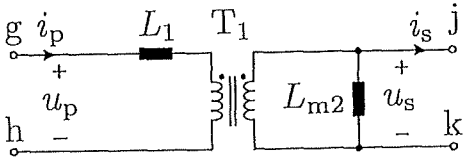


Fig. 8c

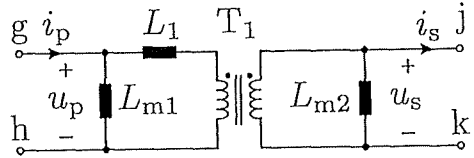


Fig. 8d

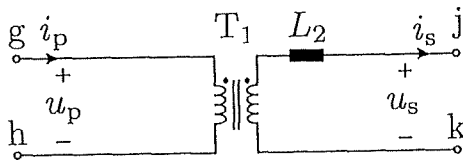


Fig. 8e

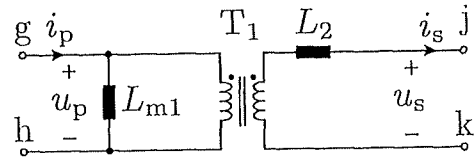


Fig. 8f

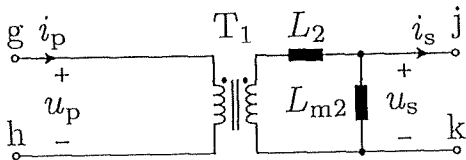


Fig. 8g

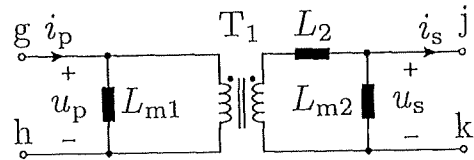


Fig. 8h

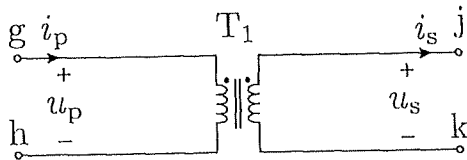


Fig. 8i



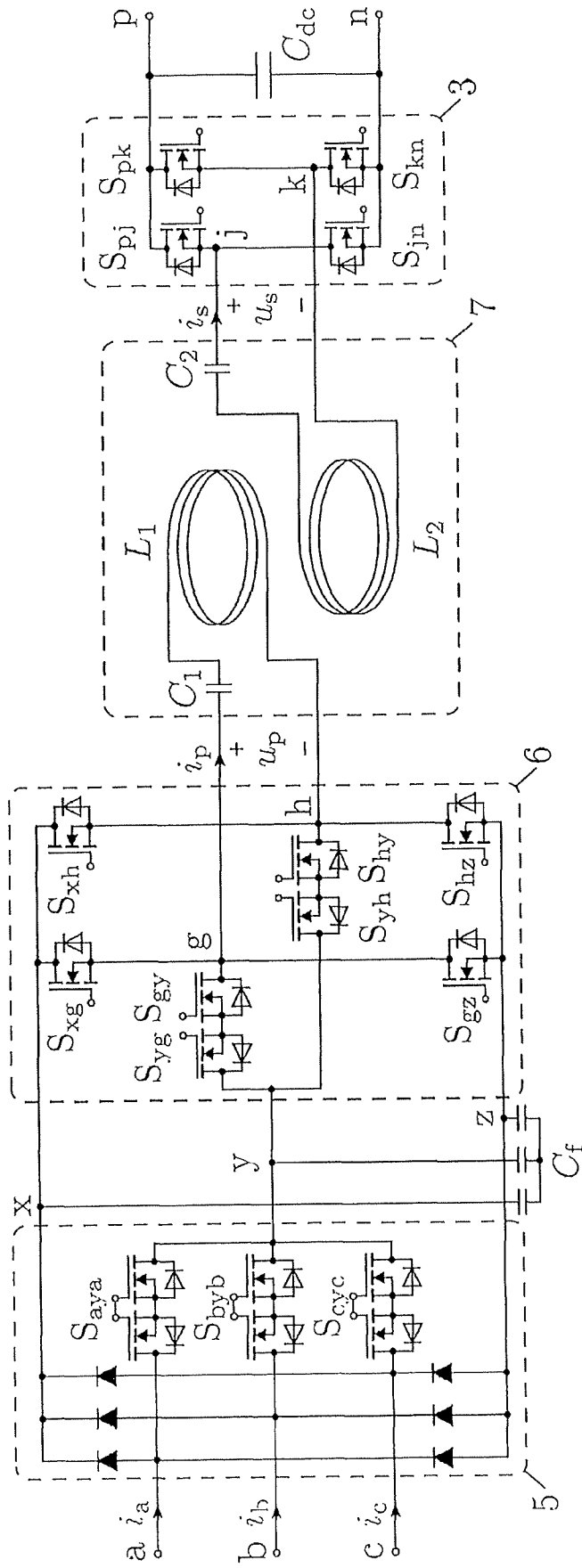


Fig. 10



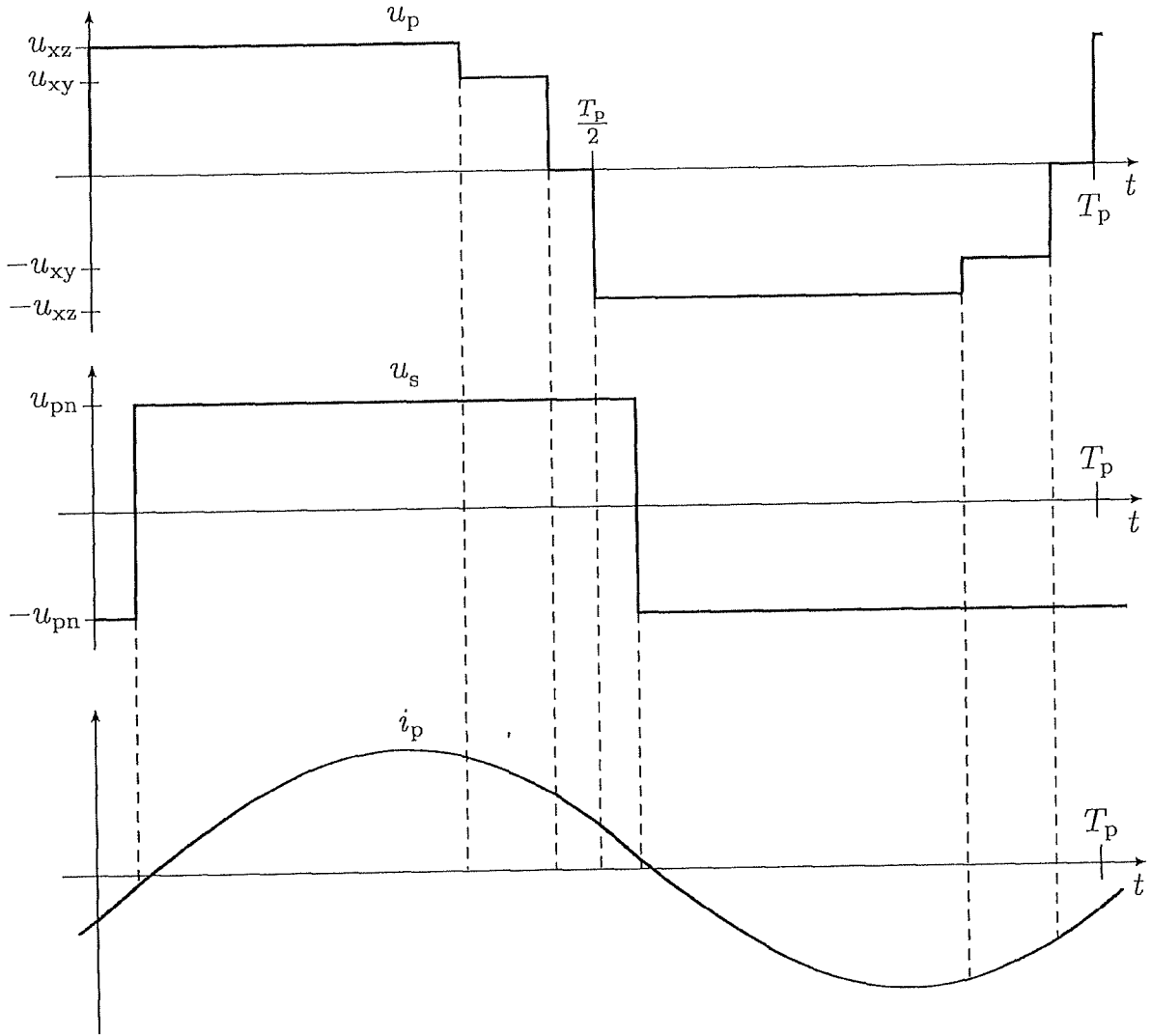


Fig. 11