

SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH

708 040 B1

(51) Int. Cl.: H02M 7/04 (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-lichtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 00925/13

(22) Anmeldedatum: 07.05.2013

(43) Anmeldung veröffentlicht: 14.11.2014

(24) Patent erteilt: 15.09.2017

(45) Patentschrift veröffentlicht: 15.09.2017

(73) Inhaber:
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)

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

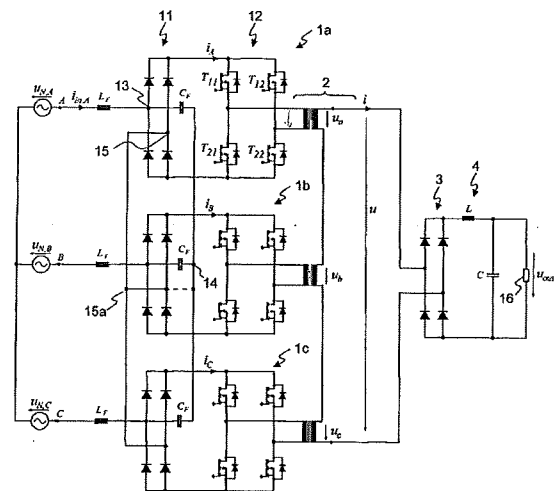
(54) **Elektronischer Leistungswandler und Verfahren zu dessen Ansteuerung.**

(57) Die Erfindung betrifft einen elektronischen Leistungswandler sowie ein Verfahren zur Steuerung eines solchen Wandlers.

Ein elektronischer Leistungswandler weist Teiltransformatoren (2) auf, die zur Bildung einer Summe von Ausgangsspannungen kombiniert sind. Für jede der Phasen ist eine Schalteinrichtung (1a, 1b, 1c) dazu eingerichtet, eine positive oder negative Phasenspannung oder die Spannung Null an die primärseitige Wicklung eines zugeordneten Teiltransformators (2) anzulegen.

Im Betrieb des Wandlers wird mit einer Modulationsfrequenz eine Folge von Spannungspulsen mit der alternierend positiven und negativen jeweiligen Phasenspannung an die primärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators (2) gelegt, wobei eine Zeitdauer jedes der Spannungspulse proportional zum momentanen Betrag der jeweiligen Phasenspannung ist, und wobei die Spannungspulse der Schalteinrichtungen (1a, 1b, 1c) synchron zueinander erzeugt werden und jeweils steigende und fallende Flanken der Spannungspulse in jeder Pulshalbperiode zeitlich symmetrisch bezüglich eines gemeinsamen Mittelpunktes liegen.

Dadurch resultiert eine Leistungsabgabe an eine Last (16), welche jeweils über eine Periode der Modulationsfrequenz gemittelt, konstant ist.



Beschreibung

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

[0002] Schaltungen zum Gleichrichten einer Dreiphasen-Netzspannung sind bekannt.

[0003] Es ist Aufgabe der Erfindung, einen elektronischen Leistungswandler zur Leistungsübertragung von einer mehrphasigen Primärseite an eine Sekundärseite oder umgekehrt sowie ein Verfahren zu dessen Steuerung zu schaffen, welche gegenüber herkömmlichen Wandlern reduzierte Anforderungen an die verwendeten Bauteile aufweisen und dabei eine möglichst konstante Leistungsaufnahme aufweisen.

[0004] Die Aufgabe wird durch einen elektronischen Leistungswandler und ein Verfahren zu dessen Steuerung gemäss den entsprechenden unabhängigen Ansprüchen gelöst.

[0005] In dem Verfahren zur Steuerung eines elektronischen Leistungswandlers zur Leistungsübertragung von einer Primärseite mit mehreren Phasen an eine Gleichspannungsseite oder umgekehrt, wobei

- der Leistungswandler für jede der Phasen einen Teiltransformator aufweist, wobei jeweils eine primärseitige Wicklung eines Teiltransformators an eine zugeordnete Schalteinrichtung angeschlossen ist und eine Summenspannung der Teiltransformatoren an einer Sekundärseite der Teiltransformatoren bildbar ist;
- für jede der Phasen die Schalteinrichtung dazu eingerichtet ist, eine zugeordnete Phasenspannung oder die negative Phasenspannung oder die Spannung Null an die primärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators anzulegen;
- der Leistungswandler ein Glättungselement zum Glätten eines sekundärseitigen Stroms aufweist;

[0006] Dabei wird jede der Schalteinrichtungen jeweils angesteuert, indem

- mit einer Modulationsfrequenz eine Folge von Spannungspulsen mit der alternierend positiven und negativen jeweiligen Phasenspannung an die primärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators gelegt wird;
- wobei eine Zeitdauer jedes der Spannungspulse proportional zum momentanen Betrag der jeweiligen Phasenspannung ist;

und wobei die Spannungspulse der Schalteinrichtungen synchron zueinander erzeugt werden und jeweils steigende und fallende Flanken der Spannungspulse in jeder Pulshalbperiode zeitlich symmetrisch bezüglich eines gemeinsamen Mittelpunktes liegen.

[0007] Die Primärseite kann an eine Wechselspannung gelegt sein und kann dann auch als Wechselspannungsseite bezeichnet werden. Die Sekundärseite kann an eine Gleichspannung gelegt sein und kann dann auch als Gleichspannungsseite bezeichnet werden.

[0008] Weitere bevorzugte Ausführungsformen gehen aus den abhängigen Patentansprüchen hervor. Dabei sind Merkmale der Verfahrensansprüche sinngemäss mit den Vorrichtungsansprüchen kombinierbar und umgekehrt.

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

Fig. 1 einen elektronischen Leistungswandler;

Fig. 2 niederfrequente Vorgänge im Leistungswandler;

Fig. 3 hochfrequente Vorgänge im Leistungswandler; und

Fig. 4 eine Variante des elektronischen Leistungswandlers mit einer Last an einem Serien-LC-Resonanzkreis.

[0010] Grundsätzlich sind in den Figuren gleiche Teile mit gleichen Bezugszeichen versehen.

[0011] Fig. 1 zeigt einen elektronischen Leistungswandler 1 mit drei Teiltransformatoren 2a, 2b, 2c, wobei jeweils eine primärseitige Wicklung eines Teiltransformators 2a, 2b, 2c an eine zugeordnete Schalteinrichtung (oder Phasenschaltstufe) 1a, 1b, 1c angeschlossen ist. Sekundärseitige Wicklungen der Teiltransformatoren 2a, 2b, 2c sind in Serie geschaltet, wodurch im Betrieb der Schaltung eine Summenspannung u über die gleichspannungsseitigen Wicklungen bildbar ist.

[0012] Die Transformatoren der Phasen können wie gezeigt getrennt als separate Teiltransformatoren 2a, 2b, 2c ausgeführt sein. Die Teiltransformatoren können stattdessen aber auch in einem gemeinsamen magnetischen Bauelement vereint sein. Eine solche integrierte Lösung ist so ausgebildet, dass jeder Phase ein Magnetkern mit zwei Schenkeln zugeordnet wird und auf einem ersten Schenkel die jeweilige Primärwicklung angeordnet wird. Die Sekundärwicklung wird nun nur einmal und für alle Phasen gemeinsam ausgeführt, und umschliesst alle zweiten Schenkel der Magnetkerne der Teiltransformatoren. Es resultiert eine Addition der magnetischen Flüsse durch die Sekundärwicklung und somit auch der Flussänderung im Transformator und somit tritt an der Sekundärwicklung dieselbe Summe der Sekundärspannungen auf wie bei der Serienschaltung der separaten Teiltransformatoren 2a, 2b, 2c. Damit ist die Serienschaltung der Teilspannungen konstruktiv einfach realisiert.

[0013] Für jede der Phasen ist die Schalteinrichtung 1a, 1b, 1c (auch Phasenmodul genannt) dazu eingerichtet, die jeweilige zugeordnete Phasenspannung oder die negative Phasenspannung oder die Spannung Null, also beispielsweise einen Kurzschluss, an die primärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators 2a, 2b, 2c anzulegen. Im gezeigten Beispiel ist dafür eine Diodenbrücke 11 als Gleichrichter und eine anschliessende (Voll-)Brückenschaltung 12 mit aktiven Schaltern T_{11} , T_{12} , T_{21} , T_{22} vorgesehen.

[0014] Eine Eingangfilterkapazität C_F kann zur Glättung der pulsformigen Eingangsströme der Brückenschaltung angeordnet sein. Im gezeigten Beispiel ist diese Eingangfilterkapazität C_F zwischen einem Eingangsphasenanschluss 13 und einem gemeinsamen Sternpunkt 14 der Eingangfilterkapazitäten C_F und auch der Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c eingezeichnet. Sie kann aber in funktional äquivalenter Weise auch jeweils zwischen dem Eingangsphasenanschluss 13 und einem zweiten Diodenbrückenweigmittelpunkt 15 angeordnet sein.

[0015] Eine Eingangfilterinduktivität L_F kann zur Glättung eines jeweiligen Phasenstromes in Verbindung mit der Eingangfilterkapazität C_F vorliegen; sie kann Teil der Schalteinrichtung 1a, 1b, 1c sein oder Teil einer externen Beschaltung.

[0016] Die Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c bilden hier eine Sternschaltung mit einem ersten Sternpunkt 15a. Die Eingangfilterkapazitäten C_F bilden ebenfalls eine Sternschaltung, mit einem zweiten Sternpunkt 14. Die Sternpunkte 14, 15a der beiden Sternschaltungen können, wie hier strichliert gezeigt, miteinander verbunden sein. Bei der Ausführung als Sternschaltung ist mindestens einer der Sternpunkte 14, 15a vorteilhaft mit einem vorhandenen Nullleiter zu verbinden. Ist kein Nullleiter vorhanden, wird vorteilhaft ein virtueller Sternpunkt 14 durch Sternschaltung von drei Filterkondensatoren gebildet und der Sternpunkt 15a der Phasensysteme oder Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c mit diesem verbunden, wie im vorliegenden Beispiel.

[0017] Statt einer eingangsseitigen Sternschaltung ist auch eine Dreieckschaltung einsetzbar. Ein Vorteil derselben ist: Die einzelnen Einheiten sind dann entkoppelt, da die Aussenleiterspannungen auch bei Speisung über nur drei Leiter (also in einem Dreileiternetz ohne Nullleiter) durch das Netz eingepreßt sind. Ein Nachteil ist, dass die Eingangsspannung höher als bei einer Sternschaltung ist (um einen Faktor Wurzel 3). Entsprechend tritt eine höhere Spannungsbelastung der Leistungshalbleiter auf, womit sich die Auswahl an, für die praktische Schaltungsrealisierung einsetzbaren unipolarer Leistungstransistoren mit geringem Einschaltwiderstand MOSFETS verringert.

[0018] Die gezeigten Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c zur Erzeugung jeweils der an die Transformatorprimärwicklung einer Phase gelegten Spannung sind mit einem geringen Realisierungsaufwand in Leistungs- und Steuerteil durch Kopplung einer Diodenbrücke 11 (zur Gleichrichtung) und einer nachfolgende Vollbrückenschaltung 12 zweistufig implementiert. Es kann zwischen diesen beiden Stufen zusätzlich ein Schaltüberspannungen limitierender jedoch die Ausgangsspannung der Diodengleichrichtung nicht wesentlich beeinflussender Kondensator eingesetzt sein.

[0019] Alternativ zu einer zweistufigen Schaltung können die Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c jeweils durch eine Vollbrückenschaltung mit Vierquadrantenschaltern realisiert sein. Ein Vierquadrantenschalter erlaubt einen Stromfluss in beiden Richtungen und eine Sperrung von Spannungen beider Polaritäten und ist in bekannter Weise durch Kombination aktiver und passiver unidirektionaler, unipolarer Leistungshalbleiter zu realisieren.

[0020] Sekundärseitig weist der Leistungswandler einen Gleichrichter 3 zum Gleichrichten der Summenspannung u und eine Induktivität L als Glättungselement 4 zum Glätten eines sekundärseitigen Stroms i auf. Dieser sekundärseitige Strom i ist also jener, der durch die Serienschaltung der sekundärseitigen Wicklungen der Teiltransformatoren 2a, 2b, 2c fliesst. Eine Ausgangfilterkapazität C kann als Glättungskapazität zum Bilden einer geglätteten Ausgangsspannung u_{out} des Gleichrichters 3 angeordnet sein. Ein Verbraucher oder eine Last 16 wird mit der Ausgangsspannung gespeist.

[0021] Die Schaltung kann wie folgt betrieben werden: Synchron zueinander, mit einer gemeinsamen Modulationsfrequenz, werden in den Schalteinrichtungen Spannungspulse erzeugt, deren Breite, entsprechend einem Aussteuerungsgrad oder «duty-cycle» gemäss einem Modulationssignal moduliert wird. Das Modulationssignal wird als Betrag eines Sinussignales gebildet. Dabei ist das Modulationssignal synchron und gleichphasig zur Phasenspannung, mit welcher die jeweilige Schalteinrichtung gespeist ist. Das Modulationssignal für jede der Schalteinrichtungen kann also durch Gleichrichten und entsprechende Amplitudenskalerung der jeweiligen Phasenspannung gebildet werden.

[0022] Fig. 2 zeigt niederfrequente Vorgänge im Leistungswandler, d.h. Vorgänge im Bereich einer Grundfrequenz der Phasenspannungen, hier über eine Periode, beispielhaft 20 ms. In der Regel ist die Grundfrequenz eine Netzfrequenz eines Dreiphasennetzes, beispielsweise 50Hz oder 16 2/3 Hz. Die Phasenspannungen sind in Fig. 2 (a) gezeigt, die dazugehörigen Modulationssignale in Fig. 2 (b).

[0023] Die Modulationsfrequenz kann mindestens so hoch sein wie das 6-Fache der Grundfrequenz, insbesondere zumindest um das Hundertfache höher als die Grundfrequenz. Die Modulationsfrequenz kann auch abhängig von der Nennleistung so hoch gewählt werden, dass kein hörbares Betriebsgeräusch des Leistungswandlers auftritt.

[0024] Fig. 3 zeigt hochfrequente Vorgänge im Leistungswandler. In Fig. 3 (a) sind die jeweils mit der Modulationsfrequenz an die primärseitigen Wicklungen gelegten und auf die Gleichspannungsseite transformierten Spannungsböcke im Verlauf der sekundärseitigen Spannungen u_a , u_b , u_c gezeigt. Die Spannungsböcke werden in jeder Phase entsprechend der Modulationsfrequenz alternierend positiv und negativ erzeugt. Die Mitten der Pulse der verschiedenen Phasen sind gleichzeitig, die Modulation der Pulsbreiten findet um diese gemeinsame Mitte statt. Mit anderen Worten sind also die Pulse jeweils zeitlich symmetrisch bezüglich eines gemeinsamen Mittelpunktes gelegt. Über die Zeitdauer der Darstellung in Fig. 3 (a) sind die Amplituden und somit auch die Aussteuerung (entsprechend der Pulsbreite) der einzelnen Spannungsböcke über die sichtbaren mehreren Perioden der Modulationsfrequenz quasi konstant. Über eine längere Zeitdauer, also über eine Periode der Grundfrequenz oder Netzfrequenz, verändern sich diese proportional zur jeweiligen Phasenspannung.

[0025] Aus der oben beschriebenen Vorschrift zur Modulation der Spannungen an den primärseitigen Wicklungen ergibt sich Folgendes:

- Die Amplituden der einzelnen Spannungspulse sind proportional zur momentanen Eingangsspannung der jeweiligen Phase, weisen also einen sinusförmigen Verlauf mit der Grundfrequenz auf. Fig. 2 (c) zeigt den zeitlichen Verlauf der Spannungspulse in den drei Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c wie in der Fig. 3 (a), aber über eine Periode der niederfrequenten Grundfrequenz hinweg. Dabei sind wegen des hochfrequenten Verlauf der Spannungspulse keine einzelnen Pulse sichtbar, sondern nur jeweils eine Enveloppe. Es ist also sichtbar, wie die Maxima der Enveloppen der Spannungspulse entsprechend den zugeordneten Phasenspannungen einander mit einer Phasenverschiebung von 120° ablösen.
- Die Dauer der einzelnen Spannungspulse weist, aufgrund der Art, wie das Modulationssignal gebildet ist, über mehrere Spannungspulse hinweg ebenfalls einen sinusförmigen Verlauf mit der Grundfrequenz auf. Dies ist in der Fig. 3 (a) erkennbar.
- Daraus folgt, dass die Spannungs-Zeit-Fläche der Spannungspulse einer Phase gemäss dem Quadrat einer Sinusfunktion der Zeit verläuft. Die über mehrere Phasen respektive mit der Modulationsfrequenz auftretenden Pulse gemittelte Spannung verläuft also ebenfalls gemäss dieser Funktion.
- Die Leistung, welche durch eine einzelne Phase in den Leistungswandler 1 fliesst, über die mit der Modulationsfrequenz auftretenden Pulse gemittelt und bei quasikonstantem sekundärseitigem Strom i , ist somit ebenfalls proportional zu dem Quadrat einer Sinusfunktion.
- Als Summe der Leistungen, die durch die drei Phasen, jeweils mit einer Phasenverschiebung von 120° , aus den Sekundärwicklungen der Transformatoren 2 fliesst, ergibt sich eine konstante Leistung. Der Leistungswandler 1 gibt also konstante Leistung ab und erscheint damit, da der Leistungswandler 1 keine wesentlichen Energiespeicher aufweist, der Wechselspannung als Last mit konstanter Leistungsaufnahme, womit eine sinusförmige Stromaufnahme resultiert.

[0026] Mit anderen Worten: Die Steuerung aller Phasen erfolgt synchron, d.h. mit gleicher Taktfrequenz entsprechend der Modulationsfrequenz und derart, dass die Symmetrieachsen der positiven und negativen Spannungspulse jeder Phase zusammenfallen und im einfachsten Fall jeweils Pulse unterschiedlichen Vorzeichens aufeinander folgen, und so die Primärwicklung des Transformators einer Phasenstufe gleichanteilmässig gespeist wird. Für die Erzeugung dieser Spannungsformen kann in an sich bekannter Weise in jeder Phase ein Modulator eingesetzt werden, welcher im Sinne einer einfachen Pulsbreitenmodulation oder einer Phasenverschiebungssteuerung ausgebildet sein kann. Für die einfache Pulsbreitenmodulation sind während des Anlegens positiver oder negativer Spannung an die Primärwicklung eines der Teiltransformatoren jeweils die einander diagonal gegenüberliegenden Transistoren (beispielsweise T_{11} und T_{22} oder T_{12} und T_{21}) eingeschaltet, und in den übrigen Zeitabschnitten alle Transistoren der Brückenschaltung der Phase gesperrt.

[0027] Alternativ können beide Brückenarme mit 50% Tastverhältnis getaktet werden (während der ersten Hälfte einer Taktperiode ist der obere Leistungstransistor T_{11} respektive T_{12} , während der zweiten Hälfte der Taktperiode jeweils der untere Leistungstransistor T_{21} respektive T_{22} eines Brückenarmes eingeschaltet). Die gewünschte Ausgangsspannungsform wird dann durch Phasenverschiebung der 50%-Ansteuersignale der beiden Brückenarme gebildet.

[0028] Alternativ kann anstelle nur eines (positiven oder negativen) Rechteck-Einzelimpulses je Pulshalbperiode auch eine Sequenz mehrerer unipolarer Pulse erzeugt werden. Beispielsweise wird ein positiver Rechteckimpuls dann durch mehrere positive Rechteckimpulse geringerer Breite ersetzt, deren Pulsbreite z.B. sinusförmig so verändert wird, sodass nach lokaler Mittelung eine Sinusschwingung approximiert wird, deren Amplitude gleich der schaltfrequenten Grundschwingung des ursprünglichen Rechtecksignals ist. Auch hier sind die Mittelachsen der Einzelimpulse der Phasen wieder vorteilhaft übereinanderliegend zu wählen oder ist eine Phasenversetzung so vorzusehen, so dass der Oberschwingungsgehalt der letztlich gebildeten Summe der Sekundärspannung einen minimalen Wert aufweist.

[0029] Neben der vorstehend beschriebenen Grundform der Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c und deren Steuerung durch Pulsbreitenmodulation ist auch eine Erweiterung zu Resonanzkonvertern denkbar, wobei dann in bekannter Form neben der Regelung über Änderung der Pulsbreite auch ein Regeleingriff über Frequenzänderung erfolgen kann, wobei hier jedoch die Frequenz aller Schaltstufen gleich zu verändern ist, sodass das für die Pulsbreitenmodulation beschriebene Zusammenfallen der Symmetrieachsen für die Spannungsbildung sinngemäss weiter erhalten bleibt.

[0030] Sekundärseitig werden die transformierten Spannungspulse mit den Verläufen u_a , u_b , u_c zu einer Gesamtspannung u summiert. Der Verlauf der Gesamtspannung u ist in Fig. 3 (b) dargestellt: Die Gesamtspannung u variiert mit der Modulationsfrequenz, wobei aber die Amplitude über mehrere Perioden mit der Modulationsfrequenz konstant bleibt. Die Leistung, jeweils über eine Periode der Modulationsfrequenz gemittelt, bleibt wie schon erwähnt ebenfalls konstant. Fig. 2 (d) zeigt ebenfalls die Gesamtspannung u über eine Periode der niederfrequenten Grundfrequenz hinweg. Die Enveloppe weist einen Rippel mit der sechsfachen Grundfrequenz auf. Da die einzelnen Pulse der Gesamtspannung, entsprechend Fig. 3 (b), unterschiedliche Breiten aufweisen, ist der Mittelwert der Amplitude dabei trotzdem konstant.

[0031] Um die Gesamtspannung u und damit auch die übertragene Leistung zu steuern, kann der Modulationsgrad bei allen drei Phasen in gleichen Verhältnis variiert werden. Die Verhältnisse der drei Spannungen u_a , u_b , u_c bleiben dabei gleich, und die Gesamtspannung wird dadurch im gleichen Verhältnis variiert. Die Ausgangsspannung wird also über den Modulationsgrad der Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c eingestellt bzw. geregelt. Wie oben angemerkt, variieren die Breiten der Spannungspulse über die Netzperiode entsprechend den zugeordneten Phasenspannungen bzw. entsprechend den Gleichrichterausgangsspannungen in den Schalteinrichtungen 1a, 1b, 1c, d.h., die Pulsbreite kann von einem sinusförmigen, der jeweiligen Phasenspannung proportionalen Modulationssignal abgeleitet gedacht werden. Bei Änderung des Modulationsgrades werden in allen Phasen die Amplituden dieser Modulationssignale gleichartig geändert. Bei Vollaussteuerung weisen in jeder Phase die Spannungspulse im Maximum der zugeordneten Phasenspannung eine symmetrische Rechteckform auf, d.h. sie verbleiben für die erste Hälfte der Pulsperiode auf dem positiven Wert der Phasenspannung und wechseln dann für die zweite Hälfte der Pulsperiode auf den negativen Wert der Phasenspannung. Bei Absenkung des Aussteuergrades tritt neben dem positiven und negativen Spannungswert auch der Spannungswert Null auf. Für Aussteuerung Null wird keine Spannung gebildet, d.h. die Nullintervalle nehmen die gesamte Dauer einer Pulsperiode ein.

[0032] Die Gesamtspannung u wird durch den Gleichrichter 3 gleichgerichtet. Der Ausgangsstrom des Gleichrichters wird wie bereits erwähnt durch die Induktivität L geglättet. Die Ausgangsspannung u_{out} wird durch die Ausgangsfilterkapazität C geglättet respektive über die Intervalle gemäss der Modulationsfrequenz gemittelt.

[0033] Da die Glättung durch die Ausgangsfilterkapazität C und die Induktivität L nur im hochfrequenten Bereich der Modulationsfrequenz stattfinden muss, werden die Anforderungen an die Grösse respektive Kapazität und Induktivität dieser Bauteile wesentlich kleiner. Dementsprechend kann die Schaltung mit wesentlich kleineren Bauteilen realisiert werden.

[0034] Für die ausgangsseitige Gleichrichterschaltung sind neben der Vollbrückenschaltung auch andere bekannte Gleichrichterkonzepte, insbesondere eine Mittelpunktschaltung oder eine Stromverdopplungsgleichrichtung («current doubler rectifier») einsetzbar.

[0035] Die Induktivität prägt auf der Gleichspannungsseite einen Strom i ein, welcher durch die Serieschaltung der sekundärseitigen Wicklungen fliesst. Ein transformierter Strom fliesst somit auch durch die wechselstromseitigen Wicklungen der Teiltransformatoren 2a, 2b, 2c. Je nach Schaltzustand der jeweiligen Schalteinrichtung 1a, 1b, 1c fliesst dieser Strom

- falls Spannung Null (ein Kurzschluss über zwei der aktiven Schalter) am Teiltransformator angelegt ist, im Kreis durch die Brückenschaltung 12 mit aktiven Schaltern;
- jeweils als Busstrom i_A , i_B , i_C von der Diodenbrücke 11 zur Brückenschaltung 12. Der Busstrom i_A , i_B , i_C in jeder Phase ist somit ein pulsweitenmodulierter Strom mit konstanter Amplitude. Die Pulsbreite ist dieselbe wie die des entsprechenden Spannungspulses, also auch proportional zur entsprechenden Phasenspannung. Fig. 3 (c) zeigt diese Pulse der Busströme i_A , i_B , i_C mit einer Auflösung entsprechend der Modulationsfrequenz. Fig. 2 (e) zeigt einen der Busströme i_A wobei die einzelnen Pulse nicht sichtbar sind.
- Wegen der Gleichrichtung durch die Diodenbrücke erscheinen die Busströme i_A , i_B , i_C an den Phasen als Phasenströme mit netzspannungsfrequent variierendem Vorzeichen. Dies ist ebenfalls in Fig. 2 (e) für den zum erwähnten Busstrom i_A gehörigen Phasenstrom $i_{in,A}$ dargestellt. Die Filterung durch die Eingangfilterkapazität C_F und die Eingangfilterinduktivität L_F bewirkt, dass aus den pulsweitenmodulierten Strompulsen des Busstroms i_A ein geglätteter Phasenstrom $i_{in,A}$ entsteht.
- Da die Pulsbreiten dieser Strompulse wie schon erwähnt proportional zur entsprechenden Phasenspannung sind, ist auch der geglättete Phasenstrom $i_{in,A}$ proportional zur entsprechenden Phasenspannung. Dies ist in Fig. 2 (f) dargestellt.

[0036] Damit ist der Leistungsfaktor 1; der elektronische Leistungswandler 1 erscheint an jeder Phase als rein ohmsche Last.

[0037] Die Schaltung kann auch für einen Leistungsfluss von der Gleichspannungsseite zur Primärseite oder für bidirektionalen Leistungsfluss ausgelegt sein. Dazu sind die Diodenbrücken auf der Primär- und Sekundärseite mit aktiven Schaltern anstelle der Dioden zu versehen respektive mit aktiven Schaltern, die antiparallel zu den Dioden hinzugefügt werden.

[0038] Fig. 4 zeigt eine Variante des elektronischen Leistungswandlers mit einer Last an einem Serien-LC-Resonanzkreis mit einer im Wesentlichen ohmschen Last 16 parallel zur Kapazität respektive einem Resonanzkreiskondensator C_R des Resonanzkreises. Damit ist der Strom durch die Last im Wesentlichen unabhängig vom Widerstand der Last 16. Diese Anordnung ist bekannt zur Speisung von Lampen oder anderen Verbrauchern, deren Widerstand vom Betriebszustand abhängig ist. Die Last wird resonant mit der Summenspannung u gespeist. Dabei entfällt also die Gleichrichtung der Summenspannung u und vereinfacht sich die Schaltung.

[0039] Im Zusammenhang mit der hier beschriebenen Erfindung ist die Kombination mit einem Serien-LC-Resonanzkreis wie oben beschrieben vorteilhaft, da die Induktivität des Serien-LC-Resonanzkreises gleichzeitig auch zur Glättung respektive Einprägung des sekundärseitigen Stroms i dient. Dadurch vereinfacht sich der Aufbau der kombinierten Schaltung noch weiter.

[0040] Grundsätzlich ist eine resonante Speisung einer Last auch ohne Serien-LC-Resonanzkreis bzw. auch über andere Resonanzkreisschaltungen möglich.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Steuerung eines elektronischen Leistungswandlers zur Leistungsübertragung von einer Primärseite mit mehreren Phasen an eine Gleichspannungsseite wobei
 - der Leistungswandler für jede der Phasen einen Teiltransformator (2a, 2b, 2c) aufweist, wobei jeweils eine primärseitige Wicklung eines Teiltransformators (2a, 2b, 2c) an eine zugeordnete Schalteinrichtung (1a, 1b, 1c) angeschlossen ist und eine Summenspannung (u) der Teiltransformatoren (2a, 2b, 2c) an einer Sekundärseite der Teiltransformatoren (2a, 2b, 2c) bildbar ist;
 - für jede der Phasen die Schalteinrichtung (1a, 1b, 1c) dazu eingerichtet ist, eine zugeordnete Phasenspannung, positiv oder negativ, oder die Spannung Null an die primärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators (2a, 2b, 2c) anzulegen;
 - der Leistungswandler ein Glättungselement (4) zum Glätten eines sekundärseitigen Stroms (i) aufweist; und im Verfahren jede der Schalteinrichtungen (1a, 1b, 1c) jeweils angesteuert wird, indem
 - mit einer Modulationsfrequenz eine Folge von Spannungspulsen mit der alternierend positiven und negativen jeweiligen Phasenspannung an die primärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators (2a, 2b, 2c) gelegt wird;
 - wobei eine Zeitdauer jedes der Spannungspulse proportional zum momentanen Betrag der jeweiligen Phasenspannung ist;
 und wobei die Spannungspulse der Schalteinrichtungen (1a, 1b, 1c) synchron zueinander erzeugt werden und jeweils steigende und fallende Flanken der Spannungspulse in jeder Pulshalbperiode zeitlich symmetrisch bezüglich eines gemeinsamen Mittelpunktes liegen.
2. Verfahren gemäss Anspruch 1, wobei die Primärseite durch ein Dreiphasen-Wechselstromsystem gespeist wird.
3. Elektronischer Leistungswandler mit einer mehrphasigen Primärseite und einer Gleichspannungsseite, wobei
 - der Leistungswandler für jede der Phasen einen Teiltransformator (2a, 2b, 2c) aufweist, wobei jeweils eine primärseitige Wicklung eines Teiltransformators (2a, 2b, 2c) an eine zugeordnete Schalteinrichtung (1a, 1b, 1c) angeschlossen ist und eine Summenspannung (u) der Teiltransformatoren (2a, 2b, 2c) an einer Sekundärseite der Teiltransformatoren (2a, 2b, 2c) bildbar ist;
 - für jede der Phasen die Schalteinrichtung (1a, 1b, 1c) dazu eingerichtet ist, eine zugeordnete Phasenspannung, positiv oder negativ, oder die Spannung Null an die primärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators (2a, 2b, 2c) anzulegen;
 - der Leistungswandler ein Glättungselement (4) zum Glätten eines sekundärseitigen Stroms (i) aufweist; und der Leistungswandler eine Steuereinrichtung aufweist, welche dazu eingerichtet ist, jede der Schalteinrichtungen (1a, 1b, 1c) anzusteuern, indem
 - sie mit einer Modulationsfrequenz eine Folge von Spannungspulsen mit der alternierend positiven und negativen jeweiligen Phasenspannung an die sekundärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators (2a, 2b, 2c) legt;
 - wobei eine Zeitdauer jedes der Spannungspulse proportional zum momentanen Betrag der jeweiligen Phasenspannung ist;
 und wobei die Steuereinwirkung ferner dazu eingerichtet ist, Spannungspulse der Schalteinrichtungen (1a, 1b, 1c) synchron zueinander und mit jeweils steigenden und fallenden Flanken der Spannungspulse zeitlich symmetrisch bezüglich eines gemeinsamen Mittelpunktes liegend zu erzeugen.
4. Elektronischer Leistungswandler gemäss Anspruch 3, wobei die Primärseite drei Phasen aufweist.
5. Elektronischer Leistungswandler gemäss Anspruch 3 oder 4, wobei der Leistungswandler einen Gleichrichter (3) zum Gleichrichten der Summenspannung (u) vor der Glättung des sekundärseitigen Stroms (i) durch das Glättungselement (4) aufweist.

CH 708 040 B1

6. Elektronischer Leistungswandler gemäss Anspruch 5, wobei der Leistungswandler eine Glättungskapazität (C) zum Glätten einer Ausgangsspannung aufweist.
7. Elektronischer Leistungswandler gemäss Anspruch 3 oder 4, wobei der Leistungswandler einen Serieresonanzkreis speist, dessen Induktivität durch das Glättungselement (4) und dessen Kapazität durch einen Resonanzkreiskondensator (C_R) gebildet ist.
8. Elektronischer Leistungswandler gemäss einem der Ansprüche 3 bis 7, wobei die Schalteinrichtungen (1a, 1b, 1c) jeweils eine Diodenbrücke (11) als Gleichrichter und eine anschliessende Brückenschaltung (12) mit aktiven Schaltern (T_{11} , T_{12} , T_{21} , T_{22}) aufweisen, um die jeweilige zugeordnete Phasenspannung oder die negative Phasenspannung oder die Spannung Null an die primärseitige Wicklung des zugeordneten Teiltransformators (2a, 2b, 2c) zu legen.
9. Elektronischer Leistungswandler gemäss einem der Ansprüche 3 bis 7, wobei die Schalteinrichtungen (1a, 1b, 1c) jeweils durch eine Vollbrückenschaltung mit Vierquadrantenschaltern realisiert sind.
10. Elektronischer Leistungswandler gemäss einem der Ansprüche 3 bis 9, wobei die Schalteinrichtungen (1a, 1b, 1c) eine Sternschaltung mit einem ersten Sternpunkt (15a) bilden, und Eingangfilterkapazitäten (C_F) eine weitere Sternschaltung mit einem zweiten Sternpunkt (14) bilden, und die Sternpunkte der beiden Sternschaltungen miteinander verbunden sind.

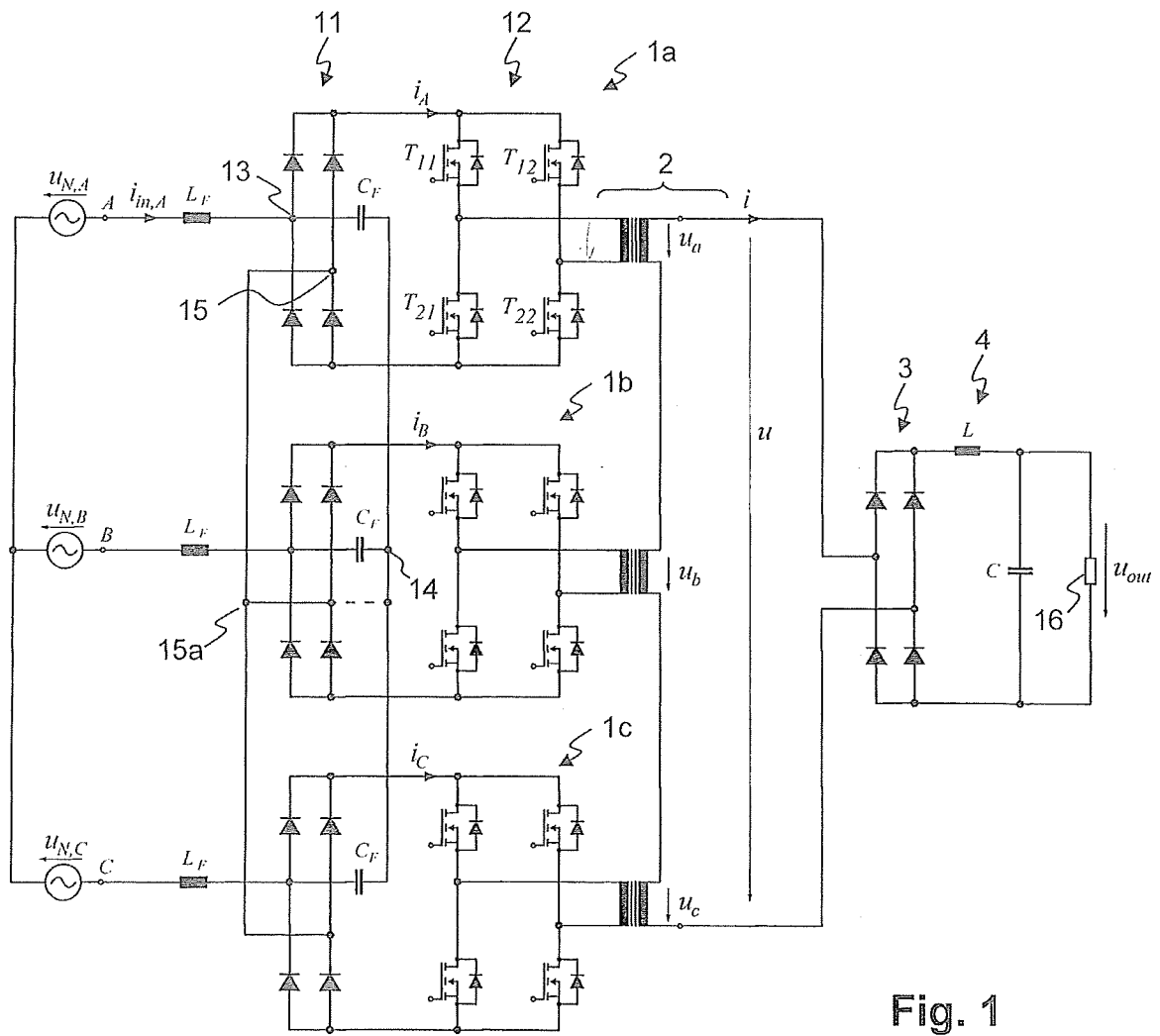


Fig. 1

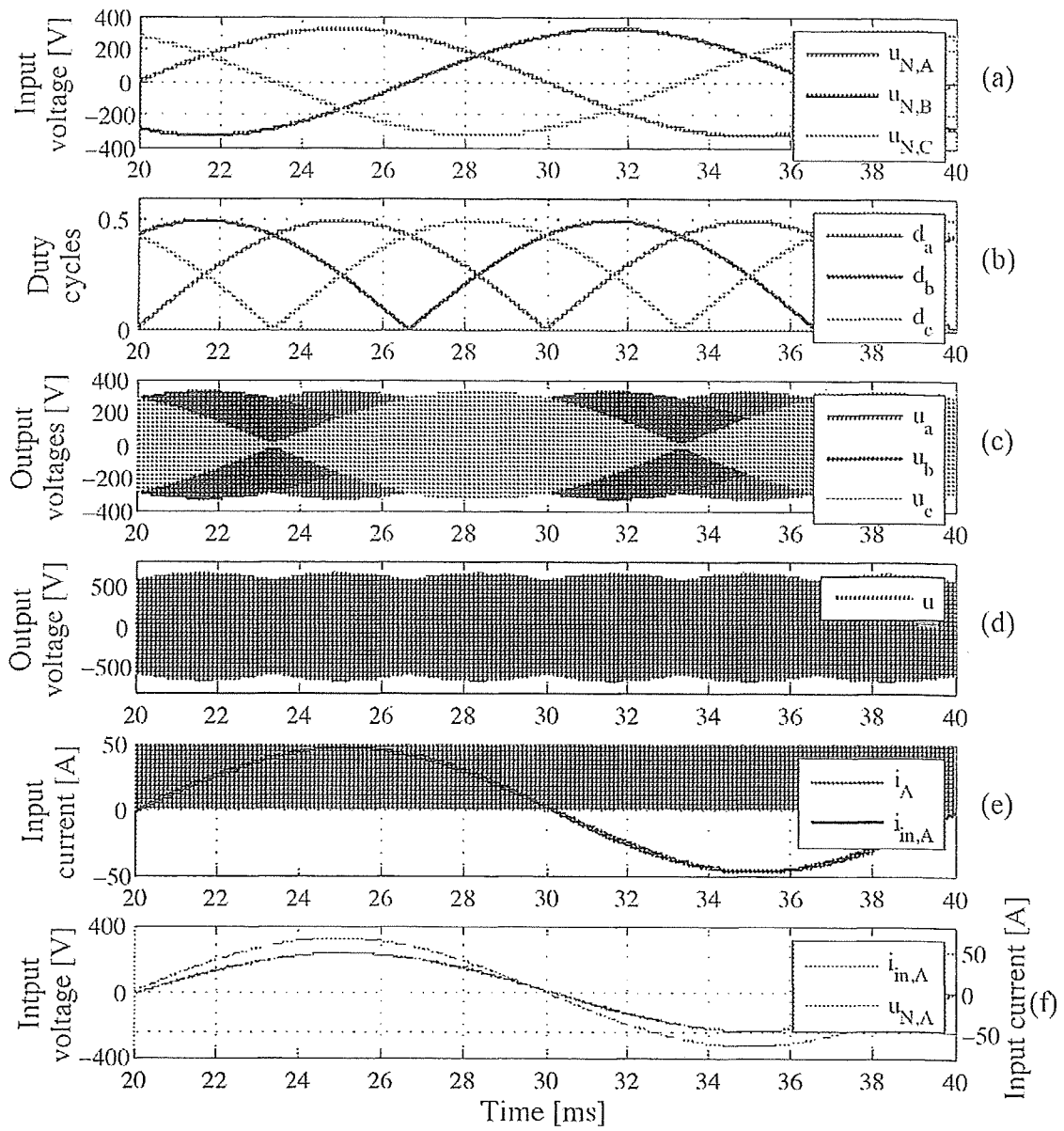


Fig. 2

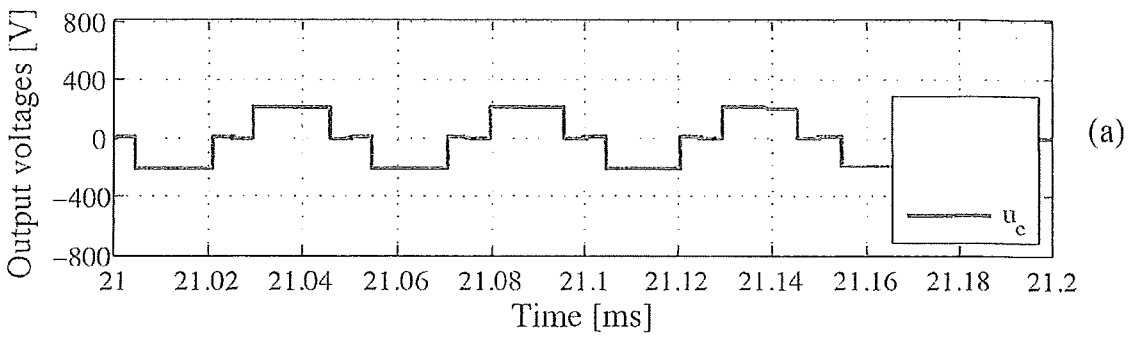
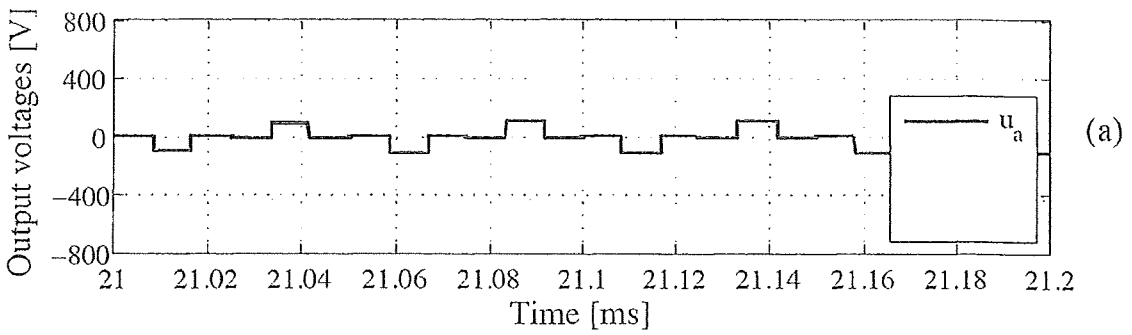
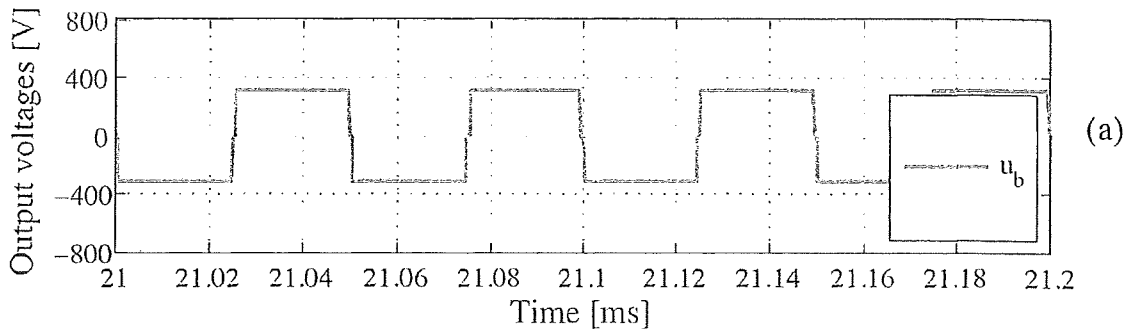


Fig. 3 (a)

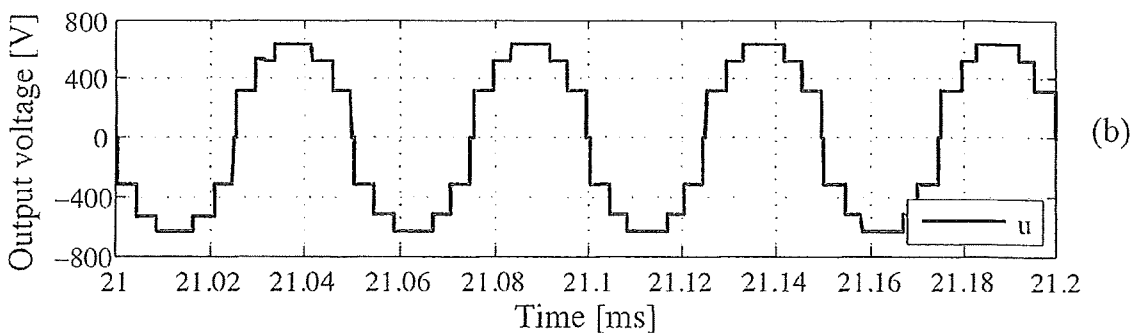


Fig. 3 (b)

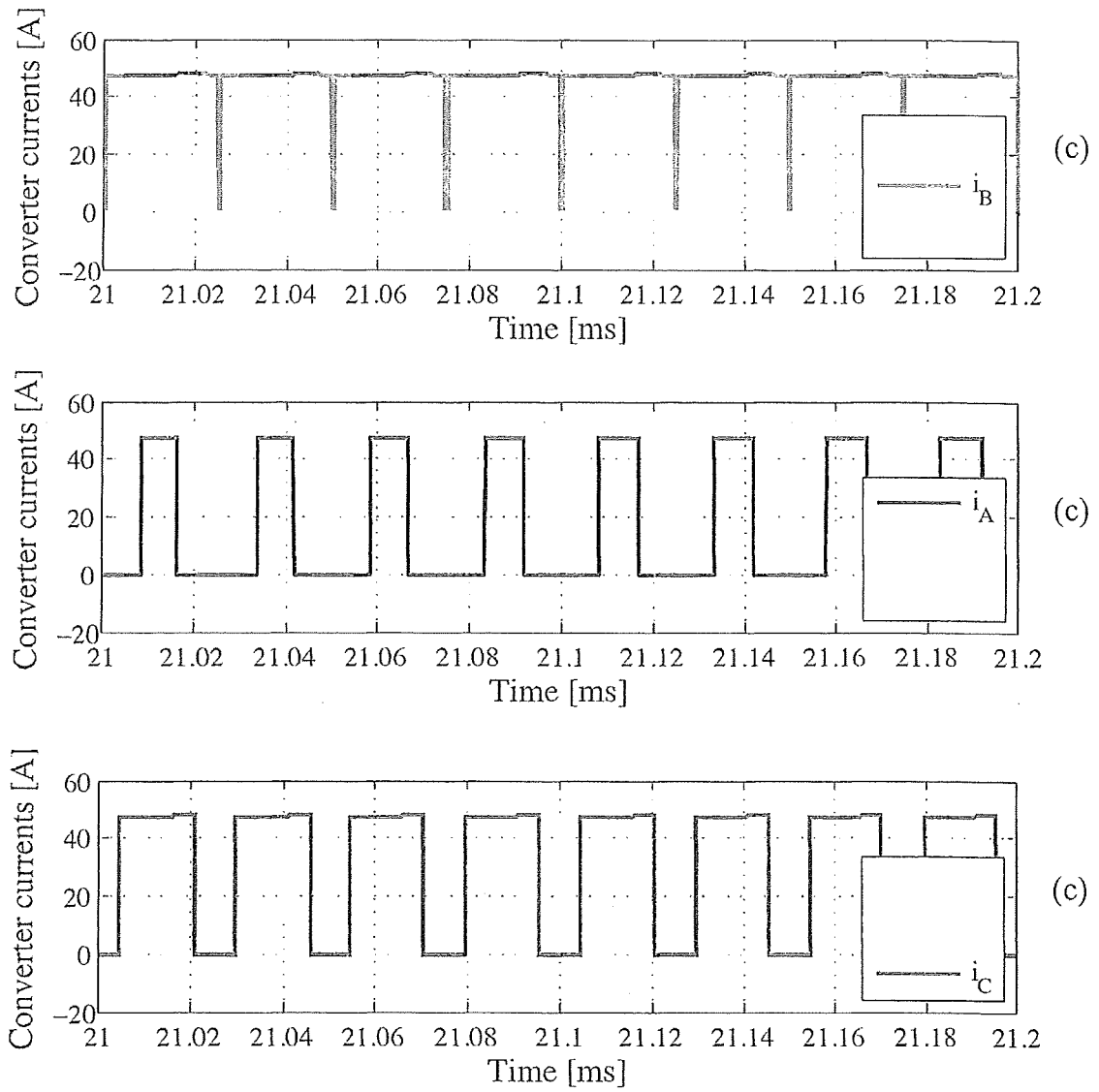


Fig. 3 (c)

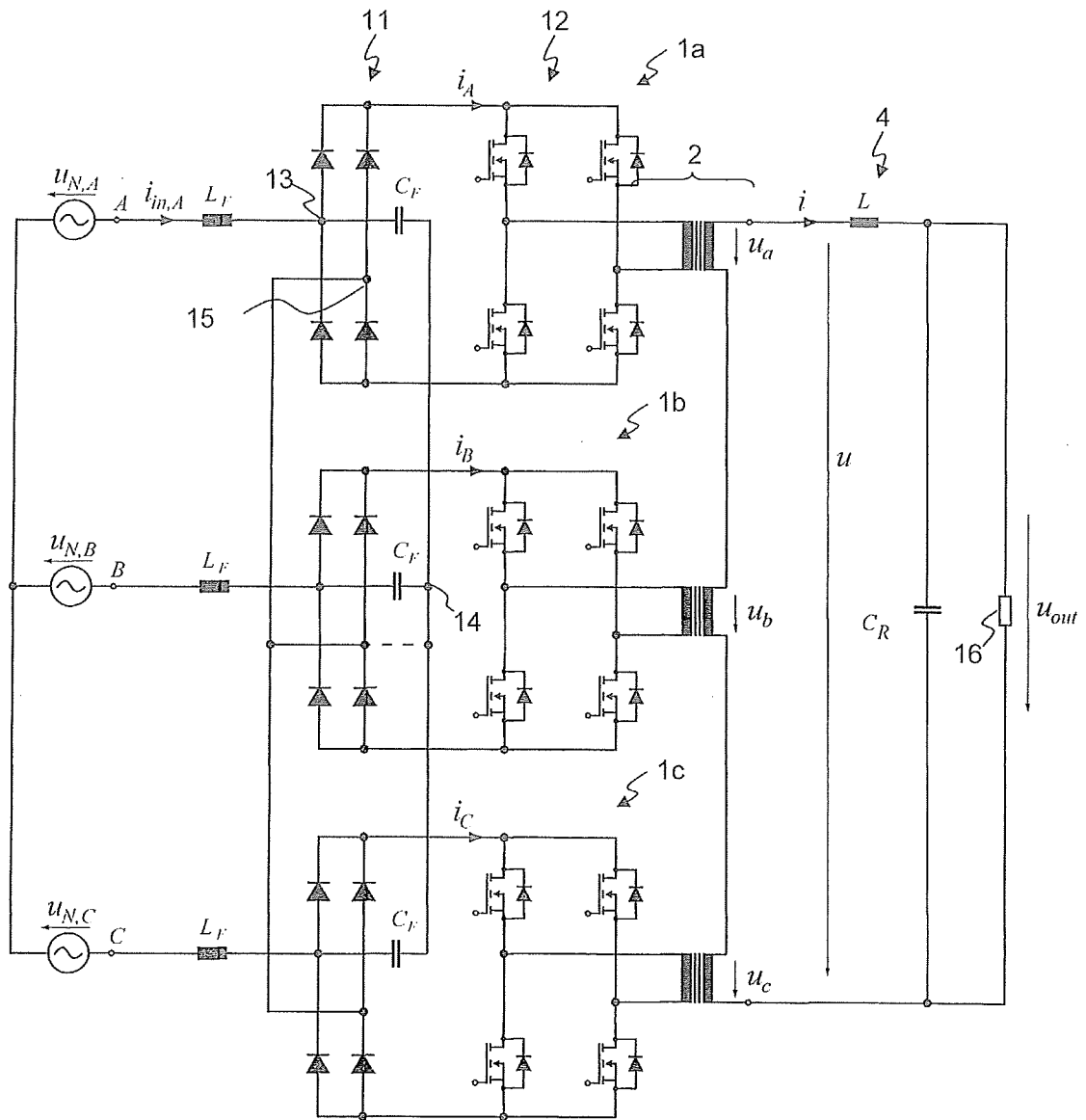


Fig. 4