

**SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT**  
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) **CH 711 566 B1**

(51) Int. Cl.: **H02M 7/797 (2006.01)**  
**H02M 1/12 (2006.01)**

**Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein**

Schweizerisch-lichtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 01389/15

(22) Anmeldedatum: 24.09.2015

(43) Anmeldung veröffentlicht: 31.03.2017

(24) Patent erteilt: 15.07.2019

(45) Patentschrift veröffentlicht: 15.07.2019

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

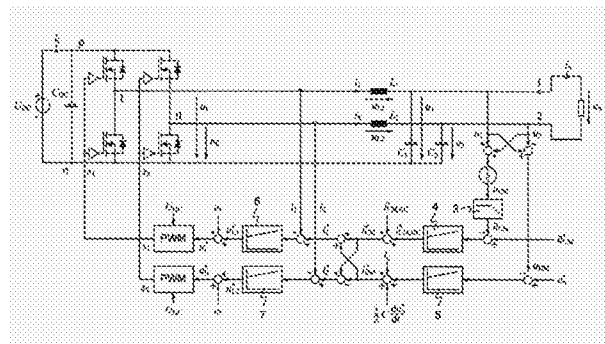
(72) Erfinder:  
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)  
Dominik Bortis, 8052 Zürich (CH)  
Oliver Knecht, 8052 Zürich (CH)  
Florian Krismer, 8952 Schlieren (CH)  
Dominik Neumayr, 8003 Zürich (CH)

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

(54) **Inverter zum Austausch elektrischer Energie zwischen einem DC-System und einem AC-System.**

(57) Ein erfindungsgemässer Inverter dient zum Austausch elektrischer Energie zwischen einem DC-System und einem AC-System, wobei der Inverter mehrere Brückenweige aufweist und jeder Brückenweig einen Mittelpunkt (I, II) aufweist, und im Betrieb der Inverter jeweils vom Mittelpunkt (I, II) eines Brückenweigs ein Brückenweigstrom ( $i_{1,1}$ ,  $i_{1,2}$ ) durch eine dem Brückenweig zugeordnete Filterinduktivität ( $L_{1,1}$ ,  $L_{1,2}$ ) eines Ausgangsfilters ( $L_{1,1}$ ,  $C_{1,1}$ ,  $L_{1,2}$ ,  $C_{1,2}$ ) und über dem Brückenweig zugeordnete Ausgangsklemme (1, 2) zum AC-System fließt, wobei an die Ausgangsklemme (1, 2) eine Ausgangsfilterkapazität ( $C_{1,1}$ ,  $C_{1,2}$ ) zur Glättung einer entsprechenden Ausgangsteilspannung ( $u_{1,1}$ ,  $u_{1,2}$ ) angeschlossen ist.

Der Inverter weist eine Regelung zur Ansteuerung der Schalter der Brückenweige auf, welche dazu eingerichtet ist, die Brückenweige zum Erzeugen von Spannungen an ihren Mittelpunkten (I, II) entsprechend Sollwerten von Brückenweigausgangsspannungen ( $u_{1,I}^*$ ,  $u_{1,II}^*$ ) anzusteuern und diese Sollwerte derart zu bestimmen, dass ein niederfrequenter Wechselanteil einer mit dem AC-System ausgetauschten Leistung durch die Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_{1,1}$ ,  $C_{1,2}$ ) aufgenommen respektive abgegeben wird.



## Beschreibung

**[0001]** Die Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der leistungselektronischen Konverter oder Wandler.

**[0002]** Einphasen-DC/AC-Konverter (nachfolgend kurz Inverterschaltungen oder Inverter) werden typisch in Vollbrückenstruktur ausgeführt, wobei ein erster Brückenweig und ein zweiter Brückenweig zwischen der positiven und der negativen Eingangs-Gleichspannungsschiene angeordnet sind. Für die Speisung des Systems ist eine DC-Quelle, z.B. ein Batteriespeicher mit einer DC-Spannung oder Eingangsspannung oder Batteriespannung  $U_{DC}$ , vorgesehen, deren positiver Pol mit der positiven Gleichspannungsschiene verbunden ist und deren negativer Pol an die negative Gleichspannungsschiene gelegt ist. Jeder Brückenweig wird durch eine Serienschaltung von Transistoren mit antiparallelen Freilaufdioden gebildet. Beide Brückenweige werden pulsbreitenmoduliert betrieben, wobei dieser Betrieb für jeden Brückenweig jener eines Umschalters zwischen der positiven und negativen Gleichspannungsschiene entspricht. Von jeweiligen Schaltungspunkten I und II zwischen den Transistoren des jeweils ersten und zweiten Brückenweiges wird dann jeweils eine pulsbreitenmodulierte Spannung abgegriffen und über jeweils eine Filterinduktivität  $L_1$  bzw.  $L_2$  an je eine Klemme einer jeweils zugeordneten Ausgangsfilterkapazität  $C_O$  gelegt. Da die Induktivitäten und die Ausgangsfilterkapazität ein Tiefpassfilter bilden, tritt an den Klemmen 1 und 2 der Ausgangsfilterkapazität  $C_O$  eine glatte Spannung  $u_O$  auf, welche im einfachsten Fall, d.h. ohne weitere Filterung, die Ausgangswechselspannung (nachfolgend kurz Ausgangsspannung) der Inverterschaltung bildet (im Grenzfall kann diese Spannung auch die Frequenz Null aufweisen, d.h., zu einer Gleichspannung entarten); die beiden Enden 1 und 2 der Ausgangsfilterkapazität stellen also gleichzeitig die Ausgangsklemmen dar.

**[0003]** Durch das vorstehend beschriebene Tiefpassfilter wird nur die Spannungsdifferenz der Schaltungspunkte I und II, d.h. die Differential-Mode-Komponente, kurz DM-Komponente, der Brückenweigaussgangsspannungen gefiltert. Neben dieser DM-Komponente weisen die Brückenweigaussgangsspannungen allerdings auch noch eine Gleichtaktkomponente oder Common-Mode-Komponente, kurz CM-Komponente, auf. Werden alle Spannungen und auch die Brückenweigaussgangsspannungen  $u_I$  und  $u_{II}$  (an den Schaltungspunkten I und II) auf die negative Spannungsschiene bezogen, ist diese Spannung als Mittelwert von  $u_I$  und  $u_{II}$ , also  $1/2 (u_I + u_{II})$  zu erhalten. Soll auch die CM-Komponente tiefpassgefiltert werden, ist gemäss dem Stand der Technik zusätzlich zur Ausgangsfilterkapazität abzweigend von Ausgangsklemme 1 ein erster CM-Filterkondensator  $C_1$  und weiters abzweigend von Ausgangsklemme 2 ein zweiter CM-Filterkondensator  $C_2$  gegen die negative Gleichspannungsschiene zu legen; über den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  treten dann Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  auf, auch Pufferkondensatorspannungen genannt. Alternativ können  $C_1$  und  $C_2$  auch gegen die positive Spannungsschiene geschaltet werden, oder es können CM-Filterkondensatoren sowohl gegen die positive als auch gegen die negative Gleichspannungsschiene angeordnet werden. Werden  $C_1$  und  $C_2$  vorgesehen, kann die Ausgangsfilterkapazität auch entfallen, da die CM-Filterung in abgeschwächter Form auch für eine Gegentaktkomponente wirksam ist (die gegen eine Gleichspannungsschiene geschalteten CM-Kondensatoren wirken in Serienschaltung).

**[0004]** Wird durch die Inverterschaltung zwischen den Ausgangsklemmen 1 und 2 eine Sinuswechselspannung erzeugt und z.B. eine ohmsche Last gespeist, weist der Zeitverlauf der Ausgangsleistung die für Einphasensysteme charakteristische Schwankung mit zweifacher Netzfrequenz um einen als Wirkleistung bezeichneten Mittelwert auf. Diese Leistungsschwankung tritt, da die Filterinduktivitäten und die Filterkapazitäten nur auf schaltfrequente Vorgänge ausgelegt sind, also keine nennenswerte Energiespeicherfähigkeit aufweisen, im Wesentlichen auch an der Gleichspannungs(DC)-Eingangsseite der Vollbrücke auf und kann dort durch einen zwischen der positiven und negativen Gleichspannungsschiene angeordneten Pufferkondensator hoher Kapazität in Verbindung mit einer Induktivität in den Zuleitungen zum Batteriespeicher geglättet werden, sodass der aus der DC-Quelle resp. dem Batteriespeicher bezogene Strom nur mehr eine geringe Schwankung aufweist, d.h., nur den Gleichanteil der Momentanleistung der Last bzw. die Wirkleistung deckt. Ein klarer Nachteil dieser Lösung ist das hohe Bauvolumen des Pufferkondensators und eine aufgrund der endlichen Pufferkondensatorkapazität letztlich doch verbleibende Schwankung des dem Batteriespeicher entnommenen Stromes mit zweifacher Netzfrequenz.

**[0005]** Alternativ kann anstelle des Pufferkondensators auch eine aktive leistungselektronische Einheit mit internem Energiespeicher eingesetzt, d.h., zwischen die positive und negative Gleichspannungsschiene geschaltet werden, welche bei entsprechender Regelung und Vorsteuerung durch den Wechselanteil der von der Last bezogenen Leistung eine Schwankung des Batteriespeicherstromes ideal gänzlich unterdrückt. Eine derartige Lösung wird gemeinsam mit dem zugehörigen Regelverfahren z.B. in der Patentanmeldung CH 0 151/15 mit Anmeldetag 4.2.2015 beschrieben. Nachteile dieser Lösung stellen der relativ hohe Realisierungsaufwand und die relativ hohe Komplexität dar. Es ist ja neben der die eigentliche Ausgangsspannung erzeugenden Vollbrücke eine weitere aktive Einheit anzuordnen und entsprechend den Lastverhältnissen zu regeln.

**[0006]** Anzumerken ist, dass die vorstehende Beschreibung auch für Leistungsfluss von der Last, d.h. der Wechselspannungs(AC)-Seite an die DC-Seite der Vollbrücke, also für Gleichrichterbetrieb, gilt. Hierbei tritt ein Einphasenwechselspannungsnetz an die Stelle der Last, wird also im einfachsten Fall an die Klemmen der Ausgangsfilterkapazität geschaltet; gleichspannungsseitig wird Strom in die DC-Quelle resp. den Batteriespeicher gespeist, die Batterie also aufgeladen. Derartige Systeme werden aufgrund der typisch sinusförmigen Führung des dem Netz entnommenen Stromes als Einphasen-PFC-Gleichrichter bezeichnet und finden z.B. als On-Board-Charger von Elektrofahrzeugen Einsatz.

**[0007]** Weiters ist anzumerken, dass für Wechselrichterbetrieb, d.h. für DC/AC-Konversion anstelle des Batteriespeichers, grundsätzlich auch ein Photovoltaik-Modul (im Weiteren kurz PV-Modul) treten kann, wobei dann bei Netzeinspeisung der

photovoltaisch erzeugten Leistung wieder das Netz an die Ausgangsklemmen 1 und 2 gelegt wird. Um das PV-Modul im Betriebspunkt maximaler Leistungsabgabe (Maximum Power Point) zu halten, ist dann wieder eine konstante DC-Spannung anzustreben, d.h. eine Schwankung der seitens des PV-Moduls abgegebenen Leistung möglichst zu vermeiden.

[0008] Wie oben erwähnt sind die hierfür bisher bekannten technischen Lösungen allerdings bauraumintensiv oder komplex und kostenintensiv.

### Aufgabe der Erfindung

[0009] Aufgabe der Erfindung ist es daher, einen Inverter und eine entsprechende Regelung zu schaffen, welche eine Pufferung der Leistungsschwankung erlauben und welche mit weniger Leistungskomponenten und/oder mit einem geringeren Bauvolumen als herkömmliche Lösungen realisierbar ist.

### Darstellung der Erfindung

[0010] Diese Aufgabe wird gelöst durch einen Inverter gemäss den Patentansprüchen sowie durch eine Regelung für den Inverter und ein durch die Regelung ausgeführtes Regelverfahren.

[0011] Der Inverter dient zum Austausch elektrischer Energie zwischen einem DC-System und einem AC-System, wobei der Inverter mehrere Brückenarme aufweist und jeder Brückenarm einen Mittelpunkt (I, II) aufweist, der über einen oberen Schalter mit einer positiven Gleichspannungsschiene (p) und über einen unteren Schalter mit einer negativen Gleichspannungsschiene (n) verbunden werden kann, und im Betrieb der Inverter jeweils vom Mittelpunkt (I, II) eines Brückenarms ein Brückenarmstrom ( $i_1, i_2$ ) durch eine dem Brückenarm zugeordnete Filterinduktivität ( $L_1, L_2$ ) eines Ausgangsfilters ( $L_1, C_1, L_2, C_2$ ) und über dem Brückenarm zugeordnete Ausgangsklemme (1, 2) zum AC-System fliesst, wobei an die Ausgangsklemme (1, 2) eine Ausgangsfilterkapazität ( $C_1, C_2$ ) zur Glättung einer entsprechenden Ausgangsteilspannung ( $u_1, u_2$ ) angeschlossen ist.

[0012] Dabei weist der Inverter eine Regelung oder einen Regler zur Ansteuerung der Schalter der Brückenarme auf, respektive führt ein entsprechendes Regelverfahren aus. Die Regelung respektive das Regelverfahren ist dazu eingerichtet, die Brückenarme zum Erzeugen von Spannungen an ihren Mittelpunkten (I, II) entsprechend jeweils zugeordneten Sollwerten von Brückenarmausgangsspannungen ( $u_{I^*}, u_{II^*}$ ) anzusteuern, und diese Sollwerte von Brückenarmausgangsspannungen ( $u_{I^*}, u_{II^*}$ ) derart zu bestimmen, dass ein niederfrequenter Wechselanteil einer mit dem AC-System ausgetauschten Leistung durch die Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1, C_2$ ) aufgenommen respektive abgegeben wird.

[0013] «Niederfrequent» ist hier im Gegensatz zu «schaltfrequent» zu verstehen und entspricht einer Grundfrequenz des AC-Systems. Der niederfrequente Wechselanteil pendelt beispielsweise mit der doppelten Frequenz einer Grundfrequenz des AC-Systems, insbesondere wenn eine ohmsche Last am AC-System vorliegt.

[0014] Es ist also – im Gegensatz zum Stand der Technik – nicht ein Pufferkondensator DC-seitig zwischen der positiven und der negativen Gleichspannungsschiene, sondern zwei Ausgangsfilterkapazitäten AC-seitig von den Ausgangsklemmen beispielsweise gegen die negative DC-Spannungsschiene angeordnet und die Vollbrückenschaltung derart geregelt, dass der den beiden Ausgangsfilterkapazitäten entnommene Gesamtleistungsfluss den niederfrequenten Wechselanteil der von der Last bezogenen Leistung deckt, sodass an der DC-Seite der Vollbrücke mit Ausnahme schaltfrequenter Schwankungen nur ein konstanter Momentanleistungsfluss auftritt.

[0015] Es werden mit anderen Worten also die CM-Filterkondensatoren oder Ausgangsfilterkapazitäten mit insbesondere hoher Kapazität versehen, also als Pufferkondensatoren mit vorteilhaft gleichem Kapazitätswert ausgeführt und wird der Zeitverlauf der CM-Komponente der Ausgangsspannung  $u_{CM} = 1/2 (u_1 + u_2)$  so eingestellt, dass ein Gesamtleistungsfluss aus den beiden Ausgangsfilterkapazitäten derart auftritt, dass einerseits der niederfrequente Wechselanteil der von der Last bezogenen Leistung und andererseits die zufolge der Ausgangswchselspannung  $u_O$ , d.h. der DM-Komponente  $u_{DM} = (u_1 - u_2) = u_O$  auftretende Blindleistung der Ausgangsfilterkapazitäten gedeckt wird, sodass an der DC-Seite der Vollbrücke mit Ausnahme schaltfrequenter Schwankungen nur ein konstanter Momentanleistungsfluss auftritt.

[0016] Die Kapazität der Ausgangsfilterkapazitäten ist z.B. 10-fach höher gegenüber üblichen Kapazitätswerten von Ausgangsfilterkondensatoren für einen Inverter mit ansonsten gleichen Parametern bezüglich Spannungen und Leistung.

[0017] Damit ist es möglich, die leistungselektronischen Komponenten auf die DC/AC-Konvertergrundstruktur, d.h. die Vollbrücke und das AC-seitige Tiefpassfilter, zu beschränken und durch entsprechende Regelung dieses Systems das Auftreten einer niederfrequenten Momentanleistungsschwankung auf der DC-Seite zu unterbinden.

[0018] Grundsätzlich sind verschiedenste Regelverfahren denkbar, welche das so definierte Regelziel erreichen. Aspekte einer möglichen Regelstruktur sind im Folgenden beschrieben.

[0019] In einer Ausführungsform ist die Regelung dazu eingerichtet, einen zeitlichen Mittelwert ( $u_{CMquer}$ ) eines Common-Mode-Anteils ( $u_{CM}$ ) der Ausgangsteilspannungen ( $u_1, u_2$ ) auf einen vorgegebenen Sollwert ( $u_{CM^*quer}$ ) zu regeln, insbesondere auf einen über die Zeit konstanten Wert.

[0020] In einer Ausführungsform ist die Regelung dazu eingerichtet, einen Differential-Mode-Anteil ( $u_{DM}$ ) der Ausgangsteilspannungen ( $u_1, u_2$ ) auf einen vorgegebenen Ausgangsspannungssollwert ( $u_{O^*}$ ) zu regeln, insbesondere auf einen sich über die Zeit sinusförmig ändernden Wert.

**[0021]** In einer Ausführungsform weist der Inverter keinen Pufferkondensator oder eine aktive leistungselektronische Einheit zwischen der positiven und negativen Gleichspannungsschiene (p, n) zum Ausgleich von Lastschwankungen auf.

**[0022]** In einer Ausführungsform sind die Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ ) alle zwischen die jeweilige Ausgangsklemme (1, 2) und die positive Gleichspannungsschiene (p) oder alle zwischen die jeweilige Ausgangsklemme (1, 2) und die negative Gleichspannungsschiene (n) geschaltet.

**[0023]** In einer Ausführungsform ist jede der Ausgangsklemmen (1, 2) jeweils über eine obere Ausgangsfilterteilkapazität an die positive Gleichspannungsschiene (p) und über eine untere Ausgangsfilterteilkapazität an die negative Gleichspannungsschiene (n) angeschlossen.

**[0024]** Damit ergibt sich eine Symmetrierung der Schaltungsfunktion hinsichtlich Energiespeicherung in Abhängigkeit der CM-Spannung, da bei Erhöhung der CM-Spannung ausgehend von der halben Batteriespannung  $U_{DC}$  dieselbe Energieänderung wie bei Absenkung der CM-Spannung ausgehend von der halben Batteriespannung  $U_{DC}$  resultiert.

**[0025]** In einer Ausführungsform ist mindestens eine der Ausgangsklemmen (1, 2) über eine erste Ausgangsfilterkapazität an die positive Gleichspannungsschiene (p) und mindestens eine andere der Ausgangsklemmen (1, 2) über eine weitere Ausgangsfilterkapazität an die negative Gleichspannungsschiene (n) angeschlossen.

**[0026]** Damit wird eine Symmetrierung der Schaltungsfunktion hinsichtlich Energiespeicherung mit minimalem Aufwand erreicht.

**[0027]** In einer Ausführungsform sind die Filterinduktivitäten ( $L_1$ ,  $L_2$ ) der Ausgangsfilters magnetisch miteinander gekoppelt.

**[0028]** Damit wird eine Verringerung der Baugrösse und eine Erhöhung der zu filternden effektiven Schaltfrequenz erreicht. Beispielsweise werden dabei die Brückenweige der Vollbrücke um eine halbe Taktperiode phasenversetzt getaktet.

**[0029]** In einer Ausführungsform ist die Regelung dazu eingerichtet, eine Energiespeicherung in den Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ )

- durch Vorgabe einer Common-Mode-Komponente ( $i_{CM}^*$ ) der Brückenweigströme ( $i_1$ ,  $i_2$ ) so zu regeln, dass ein Wechselanteil der mit dem AC-System ausgetauschten Leistung, welche einen Wirk- und einen Blindleistungsanteil umfassen kann, kompensiert wird und so mit dem DC-System eine im Wesentlichen konstante Momentanleistung ausgetauscht wird; und
- durch Vorgabe einer Differential-Mode-Komponente ( $i_{DM}^*$ ) der Brückenweigströme ( $i_1$ ,  $i_2$ ) so zu regeln, dass einerseits ein AC-seitiger Laststrom ( $i_O$ ) gedeckt ist und andererseits ein Umladestrom für die Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ ) fliesst, welcher eine Differenz der Ausgangsteilspannungen ( $u_1$ ,  $u_2$ ) an den Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ ) auf einen vorgegebenen Ausgangsspannungswert ( $u_O^*$ ) einstellt.

**[0030]** Es versteht sich, dass die mit dem DC-System ausgetauschte «im Wesentlichen konstante» Momentanleistung mit Bezug auf eine Frequenz des niederfrequenten AC-Systems als konstant betrachtet werden kann. Sie kann noch hochfrequente respektive schaltfrequente Schwankungen aufweisen. Die Ausgangsfilterkapazitäten weisen typischerweise den gleichen Kapazitätswert auf. Die Ausgangsfilterkapazitäten wirken, von den Ausgangsklemmen aus betrachtet, als Serienschaltung zweier Kapazitäten.

**[0031]** Hierbei kann der Sollwert  $u_{CM}^*$  quer des zeitlichen Mittelwertes des Common-Mode-Anteils der Ausgangsspannungen, z.B. durch eine überlagerte Regelschleife, so vorgegeben werden, dass der Maximalwert der Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  (beide Ausgangsteilspannungen weisen stationär denselben Maximalwert auf) vom Wert der Spannung  $U_{DC}$  des DC-Systems respektive Batteriespeichers denselben Abstand wie der Minimalwert der Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  (beide Spannungen weisen stationär denselben Minimalwert auf) vom Wert Null aufweist, der Zeitverlauf von  $u_1$  und  $u_2$  also in der Mitte des durch die Batteriespannung  $U_{DC}$  bzw. Eingangsspannung der Vollbrücke und den Wert Null definierten Spannungsbandes liegt. Alternativ kann der Sollwert  $u_{CM}^*$  quer auch gleich der Energiemitte des Spannungsbandes gewählt werden, wobei hier die Energie aller von den Ausgangsklemmen abzweigenden und gegen die negative oder positive DC-Spannungsschiene geschalteten Kondensatoren berücksichtigt wird. Eine weitere Möglichkeit ist eine Vorgabe derart, dass der Maximalwert der Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  einen definierten Abstand von der Batteriespannung  $U_{DC}$  oder der Minimalwert von  $u_1$  und  $u_2$  einen definierten Abstand von Null beibehält.

**[0032]** In einer Ausführungsform liegt ein mehrphasiges, insbesondere dreiphasiges AC-System vor und ist die Regelung dazu eingerichtet, CM-Komponenten und DM-Komponenten aus Phasengrössen von Strömen und/oder Spannung zu bestimmen.

**[0033]** Beispielsweise kann bei einem dreiphasigen System die Common-Mode-Komponente  $i_{CM}$  von Brückenweigströmen  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  als  $i_{CM} = 1/3 (i_1 + i_2 + i_3)$  gebildet werden. Ferner kann die Bildung von DM-Komponenten in an sich bekannter Weise geschehen, am Beispiel der Phasenströme sind diese DM-Komponenten  $i_{\alpha}$ ,  $i_{\beta}$  und werden bestimmt als  $i_{\alpha} = i_1 - i_{CM}$  und  $i_{\beta} = 1/\sqrt{3} \cdot (i_2 - i_3)$ .

**[0034]** In der Anmeldung ist stellenweise die DC-Seite als Eingangsseite und die AC-Seite als Ausgangsseite bezeichnet. Dies geschieht lediglich der Einfachheit der Erklärung halber. Es ist die Erfindung für einen Wechselrichterbetrieb, mit Leistungsfluss von der DC-Seite an die AC-Seite, wie auch für einen Gleichrichterbetrieb, mit Leistungsfluss von der AC- an die DC-Seite, realisierbar.

**[0035]** Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

Fig. 1 eine Inverterschaltung mit einer Regelung;

Fig. 2 eine Bildung eines Vorsteuerwertes für eine Common-Mode-Komponente von Ausgangsströmen;

Fig. 3 einen zeitlichen Verlauf von charakteristischen Grössen der Schaltung.

**[0036]** Die physikalische Möglichkeit einer Kompensation von Leistungsschwankungen kann anschaulich auf Basis einer Zerlegung der Ströme  $i_1$  und  $i_2$  in den Filterinduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  (beide in Richtung der zugehörigen Ausgangsklemme 1 bzw. 2 positiv gezählt) in eine DM-Komponente  $i_{DM} = \frac{1}{2}(i_1 - i_2)$  und eine Gleichtaktkomponente  $i_{CM} = \frac{1}{2}(i_1 + i_2)$  und die vorstehend angegebene Zerlegung der Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  mit  $u_{CM} = \frac{1}{2}(u_1 + u_2)$  und  $u_{DM} = (u_1 - u_2) = u_O$  verstanden werden. Wichtig ist hier festzuhalten, dass die Ströme  $i_1$  und  $i_2$  unabhängig voneinander vorgebar sind, also nicht  $i_1 = -i_2$  gelten muss; in anderen Worten ist also die DM- und CM-Komponente der Ströme  $i_1$  und  $i_2$  unabhängig voneinander vorgebar, da über die negative Spannungsschiene eine Möglichkeit des Rückflusses des Summenstromes besteht. Weiter ist festzuhalten, dass die Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  nur hinsichtlich der Differenz, d.h. des DM-Anteiles  $u_{DM}$  definiert sind, da  $u_{DM}$  gleich der geforderten Ausgangsspannung  $u_O$  gebildet werden muss. Die Spannung  $u_{DM}$  wird durch  $i_{DM}$  erzeugt, wobei dieser Strom einerseits den Laststrom  $i_O$  über den zwischen den Klemmen 1 und 2 liegenden Lastwiderstand und den von Ausgangsklemme 1 über  $C_1$  und zurück über  $C_2$  fließenden Strom für die Einprägung einer DM-Spannungskomponente bzw. Differenz von  $u_1$  und  $u_2$  gleich der geforderten Ausgangsspannung  $u_O^*$  (Ausgangsspannungssollwert) decken muss. Resultierend verbleiben also die Grössen  $u_{CM}$  und  $i_{CM}$  als nicht direkt an die Bildung des Ausgangsspannungssollwerts  $u_O^*$  (der Index «\*» bezeichnet jeweils den Referenzwert oder Sollwert) gebunden.

**[0037]** Durch  $i_{CM}$  werden beide Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  gleichartig geladen und so eine CM-Spannung  $u_{CM}$  gebildet.  $i_{CM}$  und  $u_{CM}$  sind also gekoppelt, repräsentieren also de facto nur einen Freiheitsgrad. Dieser Freiheitsgrad kann nun dafür genutzt werden, einen Leistungsfluss  $u_{CM} \cdot i_{CM}$  aus den Pufferkondensatoren derart zu bewirken, dass die ohne die Puffervorrichtung an der DC-Seite der Vollbrücke auftretende zweifach netzfrequente Leistungsschwankung durch den Leistungsfluss aus der Puffervorrichtung, d.h. aus den Pufferkondensatoren  $C_1$  und  $C_2$ , genau kompensiert wird. Hierfür wird der Leistungsfluss aus den Pufferkondensatoren derart eingestellt, dass der zweifach netzfrequente Wechselanteil der von der Last bezogenen Leistung und die für die Einstellung der Differenz der Ausgangsteilspannung oder Pufferkondensatorspannung  $u_1$  und  $u_2$  in Höhe des Ausgangsspannungssollwerts,  $u_O^* = u_1 - u_2$ , erforderliche Blindleistung genau gedeckt wird.

**[0038]** Der hierfür erforderliche Verlauf von  $i_{CM}$  kann in einem realen System durch die in Fig. 1 gezeigte Regelvorrichtung eingestellt werden.

**[0039]** Die Erfindung wird nachfolgend anhand von Fig. 1 und Fig. 2 näher erläutert.

**[0040]** Fig. 1 zeigt den Leistungsteil einer Inverterschaltung mit Einphasenausgang, realisiert durch eine Vollbrückenschaltung mit AC-seitigem Tiefpassfilter, gebildet durch von den Wurzelpunkten I und II des ersten und zweiten Brückenzweiges abzweigenden Filterinduktivitäten  $L_1$ ,  $L_2$  und einer als CM-Filterkondensatoren oder Ausgangsfilterkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  ausgeführten Ausgangsfilterkapazität. Vorzugsweise sind  $C_1$  und  $C_2$  als Pufferkondensatoren mit hoher Kapazität ausgeführt. Die gezeigte Regelung stellt einen DM-Anteil und CM-Anteil der Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  derart sicher, dass eine niederfrequente Schwankung der dem DC-System resp. Batteriespeicher an der DC-Seite der Vollbrücke entnommenen Leistung mit Ausnahme schaltfrequenter Schwankungen unterbunden, d.h., der DC-seitige Leistungsfluss stationär konstant gehalten wird, d.h., keine niederfrequente und insbesondere keine zweifach ausgangsfrequente Leistungsschwankung auftritt.

**[0041]** Hierfür werden die Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  gemessen und durch Addition und Gewichtung des CM-Anteils,  $u_{CM} = \frac{1}{2}(u_1 + u_2)$ , und durch Subtraktion von  $u_1$  und  $u_2$  der DM-Anteil,  $u_{DM} = (u_1 - u_2)$ , bestimmt.  $u_{DM}$  muss nun durch eine Spannungsregelung so geführt werden, dass der Verlauf dem Ausgangsspannungssollwert  $u_O^*$  folgt. Hierfür wird die Regeldifferenz  $u_O^* - u_{DM}$  gebildet und einem DM-Spannungsregler 5 zugeführt. Der Reglerausgang wird vorteilhaft durch den gemessenen Laststrom  $i_O$  vorgesteuert, sodass seitens des Reglers nur der für die Umladung der Serienschaltung von  $C_1$  und  $C_2$  erforderliche Strom  $i_{CM}$  respektive dessen Sollwert  $i_{CM}^*$  zu bilden ist. Insgesamt resultiert damit der Sollwert  $i_{DM}^*$  der DM-Komponente von  $i_1$  und  $i_2$ .

**[0042]** Anzumerken ist, dass optional auch  $i_{CM}$  vorgesteuert werden kann, da der Verlauf der über der Serienschaltung von  $C_1$  und  $C_2$  zu bildenden Spannung mit dem Ausgangsspannungssollwert  $u_O^*$  ja bekannt ist. Weisen die Pufferkondensatoren jeweils eine Kapazität  $C$  auf, kann also neben der Laststromvorsteuerung durch  $i_O$  auch noch eine

Vorsteuerkomponente  $C/2 \cdot d u_O^*/dt$  dem Reglerausgang des DM-Spannungsreglers 5 addiert werden, womit der Regler stationär nur mehr einen Messfehler von  $i_O$  oder durch Nichtidealitäten der Komponenten verursachte Abweichungen ausgleichen muss.

**[0043]** Der Sollwert der CM-Komponente  $i_{CM}^*AC$  der Ströme  $i_1$  und  $i_2$  wird direkt durch die für die Kompensation der zweifach ausgangsfrequenten Schwankung der von der Last bezogenen Leistung sowie der für die Umladung der Serienschaltung von  $C_1$  und  $C_2$  erforderlichen Blindleistung bestimmt. Die entsprechende Schaltung ist in Fig. 2 gezeigt und weiter unten beschrieben.

**[0044]** Zusätzlich ist durch eine Regelung dafür zu sorgen, dass  $u_{CM}$  einen Mittelwert derart beibehält, dass eine symmetrische Aussteuerbarkeit von  $u_1$  und  $u_2$  zur Bildung der Differenzspannung  $u_1 - u_2 = u_O^*$  gegeben ist. Dies kann durch Tiefpassfilterung 3 von  $u_{CM}$  derart erfolgen, dass eine hinreichende Mittelung über die betriebsmässig auftretenden Schwankungen mit zweifacher Ausgangsfrequenz gegeben ist. Es folgt als Ergebnis der Tiefpassfilterung 3 der Istwert  $u_{CMquer}$ , welcher mit einem Sollwert  $u_{CM}^*quer$  verglichen wird. Die Differenz beider Grössen wird einem CM-Spannungsregler 4 zugeführt, welcher eine  $i_{CM}^*AC$  ergänzenden Stromanteil  $i_{CM}^*DC$  bildet. Die Addition beider Stromanteile führt letztlich auf den gesamten Sollwert  $i_{CM}^* = i_{CM}^*AC + i_{CM}^*DC$ . Aus den Stromsollwerten  $i_{DM}^*$  und  $i_{CM}^*$  können nun durch Addition und Subtraktion die Sollwerte  $i_1^*$  und  $i_2^*$  der Ströme  $i_1$  und  $i_2$  durch die die Filterinduktivitäten gebildet werden; also  $i_1^* = i_{CM}^* + i_{DM}^*$ ,  $i_2^* = i_{CM}^* - i_{DM}^*$ .

**[0045]** Diese Sollwerte werden unterlagerten Stromregelschleifen zugeführt, welche die Istwerte  $i_1$  und  $i_2$  erfassen, und mittels Reglern 6, 7 die über die Filterinduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  zur Einprägung von  $i_1^*$  und  $i_2^*$  anzulegenden Spannungen bilden, wobei die Reglerausgänge vorteilhaft durch die Messwerte von den Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  vorgesteuert werden, womit die Sollwerte der von den Brückenzeigen der Vollbrücke auszugebenden Brückenzeigausgangsspannungen  $u_I^*$  und  $u_{II}^*$  resultieren, welche über Pulsbreitenmodulatorstufen unter Berücksichtigung des aktuellen Wertes der DC-Spannung bzw. der Spannung des Batteriespeichers eingestellt werden. Alternativ können auch andere Stromregelverfahren verwendet, und/oder die Vollbrücke mit dreieckförmigem, die Nulllinie geringfügig unterschreitendem Ausgangsstrom, d.h. im Triangular-Current-Mode betrieben und so weiches Schalten der Brückenzeige sichergestellt werden, wobei dann die Dreieckströme so eingestellt werden, dass über eine Taktperiode die geforderten lokalen Mittelwerte in Höhe der Sollwerte  $i_1^*$  und  $i_2^*$  auftreten.

**[0046]** Die genannten Regler 4, 5, 6, 7 können beispielsweise durch P-, PI-, PID- oder andere Regler realisiert sein.

**[0047]** Fig. 2 zeigt ein Blockschaltbild der Generierung des Vorsteuerwertes  $i_{CM}^*AC$  der CM-Komponente der Ströme  $i_1$  und  $i_2$  derart, dass der zweifach ausgangsfrequente Wechselanteil der von der Last bezogenen Leistung (gebildet durch Hochpassfilterung 8 der von der Last bezogenen Momentanleistung  $u_O \cdot i_O$ ) sowie die für die Bildung der Spannungsdifferenz  $u_1 - u_2 = u_O^*$  über der Serienschaltung von  $C_1$  und  $C_2$  erforderliche Blindleistung (gebildet durch Differentiation 9 des Ausgangsspannungssollwertes  $u_O^*$  und anschliessende Multiplikation mit  $C/2 \cdot u_O^*$ , wobei  $C/2$  als Kapazität der Serienschaltung von  $C_1$  und  $C_2$  folgt, falls  $C_1$  und  $C_2$  dieselbe Kapazität  $C$  aufweisen) durch einen entsprechenden Leistungsfluss aus den Pufferkondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  gedeckt wird und auch eine ev. aufgrund von Nichtidealitäten der Vorsteuerung verbleibende niederfrequente Wechselkomponente der DC-seitigen Eingangsleistung der Vollbrücke (gebildet durch Hochpassfilterung 10 der DC-seitigen Leistungsaufnahme der Vollbrücke) zu Null geregelt wird.

**[0048]** Fig. 3 zeigt bei Einsatz der beschriebenen Regelung für typische Lastfälle resultierende Zeitverläufe der beiden Ausgangsteilspannungen  $u_1$  und  $u_2$  und den Zeitverlauf der in diesen Spannungen enthaltenen CM-Komponente  $u_{CM}$  und DM-Komponente  $u_{DM}$ , welche entsprechend dem vorgegebenen Ausgangsspannungssollwert  $u_O^*$  einen rein sinusförmigen Verlauf aufweist. Weiters sind die Zeitverläufe der Ströme  $i_1$ ,  $i_2$  und deren DM- und CM-Komponente sowie der Eingangsstrom  $i_I$  der Vollbrücke angegeben (schaltfrequente Änderungen sind ausgefiltert) angegeben; der Strom  $i_I$  weist einen über die Periodendauer der Ausgangsspannung konstanten Wert auf, dem DC-System oder Batteriespeicher wird also – wie durch die Regelung angestrebt – eine zeitlich konstante Momentanleistung entnommen. Die Lastfälle sind, bei ansonsten gleichbleibenden Parametern:

- Fig. 3a: Speisung der Last mit einer Wirkleistung von 2000 W
- Fig. 3b: Speisung der Last mit einer Blindleistung von 2000 kVA bei  $\cos(\phi) = 0.7$
- Fig. 3c: Speisung der Last mit einer Wirkleistung von 100 W

## Patentansprüche

1. Inverter zum Austausch elektrischer Energie zwischen einem DC-System und einem AC-System, wobei der Inverter mehrere Brückenzeige aufweist und jeder Brückenzeig einen Mittelpunkt (I, II) aufweist, der über einen oberen Schalter mit einer positiven Gleichspannungsschiene (p) und über einen unteren Schalter mit einer negativen Gleichspannungsschiene (n) verbunden werden kann, und im Betrieb der Inverter jeweils vom Mittelpunkt (I, II) eines Brückenzeigs ein Brückenzeigstrom ( $i_1$ ,  $i_2$ ) durch eine dem Brückenzeig zugeordnete Filterinduktivität ( $L_1$ ,  $L_2$ ) eines Ausgangsfilters ( $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$ ,  $C_2$ ) und über dem Brückenzeig zugeordnete Ausgangsklemme (1, 2)

zum AC-System fliesst, wobei an die Ausgangsklemme (1, 2) eine Ausgangsfilterkapazität ( $C_1$ ,  $C_2$ ) zur Glättung einer entsprechenden Ausgangsteilspannung ( $u_1$ ,  $u_2$ ) angeschlossen ist, dadurch gekennzeichnet, dass

der Inverter eine Regelung zur Ansteuerung der Schalter der Brückenzeige aufweist, welche dazu eingerichtet ist, die Brückenzeige zum Erzeugen von Spannungen an ihren Mittelpunkten (I, II) entsprechend jeweils zugeordneten Sollwerten von Brückenzeigausgangsspannungen ( $u_{I^*}$ ,  $u_{II^*}$ ) anzusteuern, und diese Sollwerte von Brückenzeigausgangsspannungen ( $u_{I^*}$ ,  $u_{II^*}$ ) derart zu bestimmen, dass ein niederfrequenter Wechselanteil einer mit dem AC-System ausgetauschten Leistung durch die Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ ) aufgenommen respektive abgegeben wird.

2. Inverter gemäss Anspruch 1, wobei die Regelung dazu eingerichtet ist, einen zeitlichen Mittelwert ( $u_{CMquer}$ ) eines Common-Mode-Anteils ( $u_{CM}$ ) der Ausgangsteilspannungen ( $u_1$ ,  $u_2$ ) auf einen vorgegebenen Sollwert ( $u_{CM^*quer}$ ) zu regeln, insbesondere auf einen über die Zeit konstanten Wert.
3. Inverter gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei die Regelung dazu eingerichtet ist, einen Differential-Mode-Anteil ( $u_{DM}$ ) der Ausgangsteilspannungen ( $u_1$ ,  $u_2$ ) auf einen vorgegebenen Ausgangsspannungssollwert ( $u_{O^*}$ ) zu regeln, insbesondere auf einen sich über die Zeit sinusförmig ändernden Wert.
4. Inverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei der Inverter keinen Pufferkondensator und keine aktive leistungselektronische Einheit zwischen der positiven und negativen Gleichspannungsschiene (p, n) zum Ausgleich von Lastschwankungen aufweist.
5. Inverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei die Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ ) alle zwischen die jeweilige Ausgangsklemme (1, 2) und die positive Gleichspannungsschiene (p) oder alle zwischen die jeweilige Ausgangsklemme (1, 2) und die negative Gleichspannungsschiene (n) geschaltet sind.
6. Inverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei jede der Ausgangsklemmen (1, 2) jeweils über eine obere Ausgangsfilterteilkapazität an die positive Gleichspannungsschiene (p) und über eine untere Ausgangsfilterteilkapazität an die negative Gleichspannungsschiene (n) angeschlossen ist.
7. Inverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei mindestens eine der Ausgangsklemmen (1, 2) über eine erste Ausgangsfilterkapazität an die positive Gleichspannungsschiene (p) und mindestens eine andere der Ausgangsklemmen (1, 2) über eine weitere Ausgangsfilterkapazität an die negative Gleichspannungsschiene (n) angeschlossen ist.
8. Inverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die Filterinduktivitäten ( $L_1$ ,  $L_2$ ) der Ausgangsfilter magnetisch miteinander gekoppelt sind.
9. Inverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die Regelung dazu eingerichtet ist, eine Energiespeicherung in den Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ )
  - durch Vorgabe einer Common-Mode-Komponente ( $i_{CM^*}$ ) der Brückenzeigströme ( $i_1$ ,  $i_2$ ) so zu regeln, dass ein Wechselanteil der mit dem AC-System ausgetauschten Leistung, welche einen Wirk- und einen Blindleistungsanteil umfassen kann, kompensiert wird und so mit dem DC-System eine im Wesentlichen konstante Momentanleistung ausgetauscht wird; und
  - durch Vorgabe einer Differential-Mode-Komponente ( $i_{DM^*}$ ) der Brückenzeigströme ( $i_1$ ,  $i_2$ ) so zu regeln, dass einerseits ein AC-seitiger Laststrom ( $i_O$ ) gedeckt ist und andererseits ein Umladestrom für die Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ ) fliesst, welcher eine Differenz der Ausgangsteilspannungen ( $u_1$ ,  $u_2$ ) an den Ausgangsfilterkapazitäten ( $C_1$ ,  $C_2$ ) auf einen vorgegebenen Ausgangsspannungssollwert ( $u_{O^*}$ ) einstellt.
10. Inverter gemäss Anspruch 9, wobei ein mehrphasiges, insbesondere dreiphasiges AC-System vorliegt, und die Regelung dazu eingerichtet ist, CM-Komponenten und DM-Komponenten aus Phasengrössen von Strömen und/oder Spannung zu bestimmen.

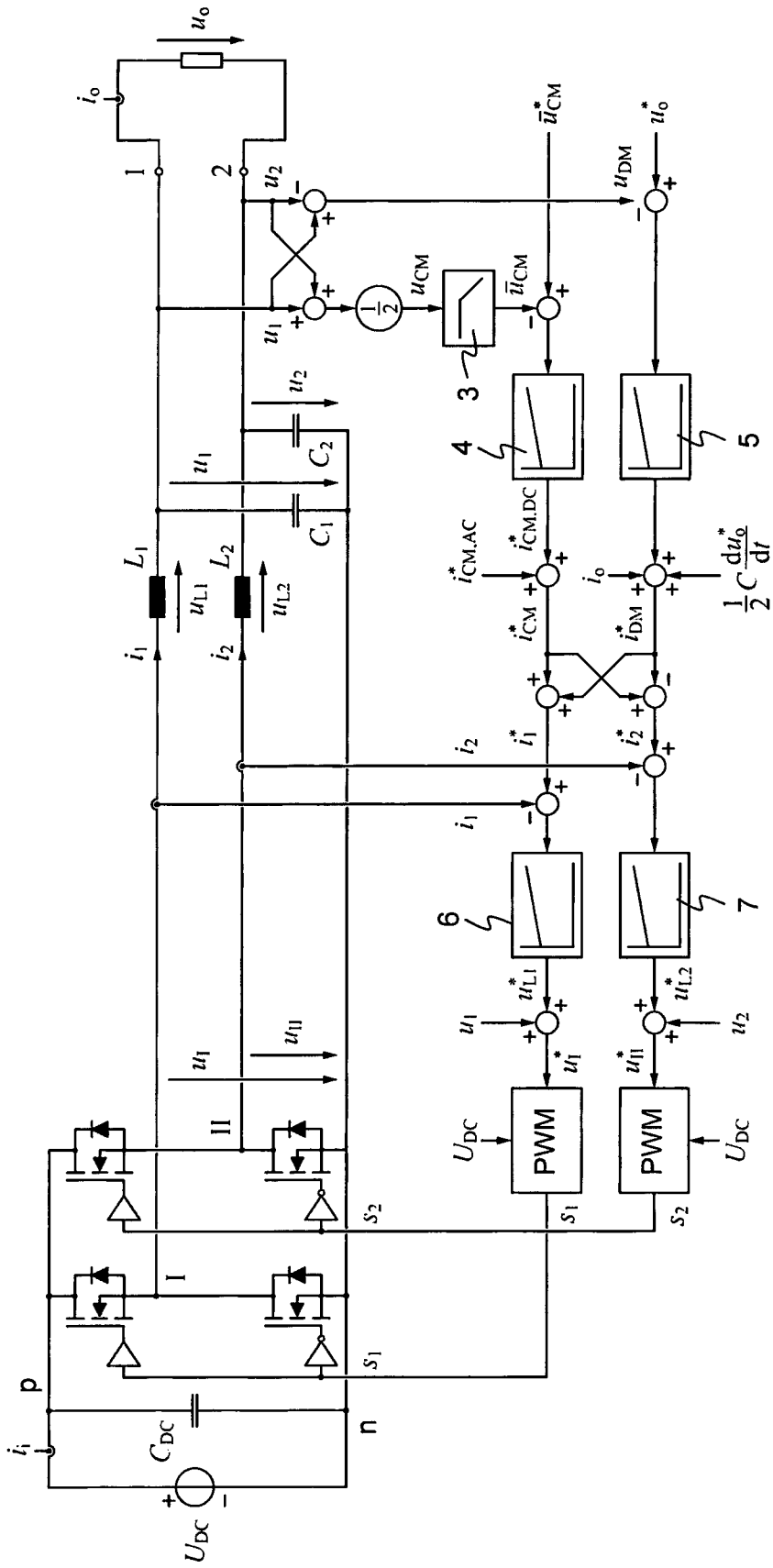


Fig. 1



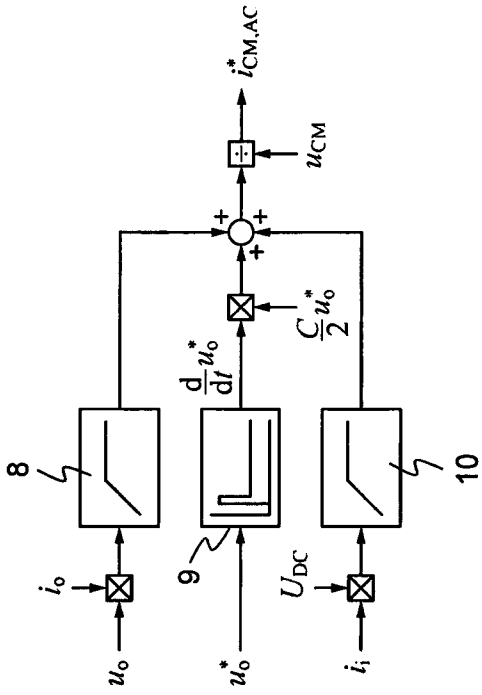


Fig. 2

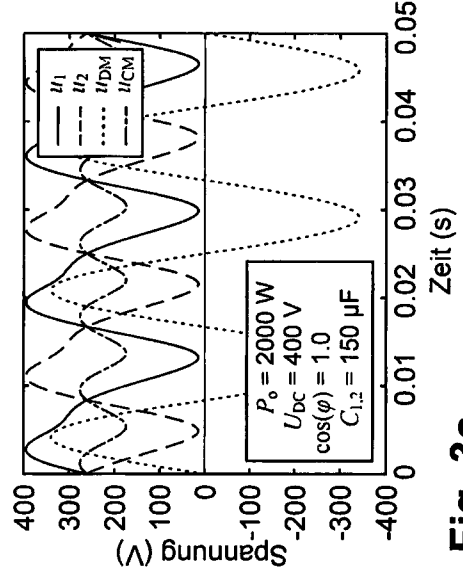
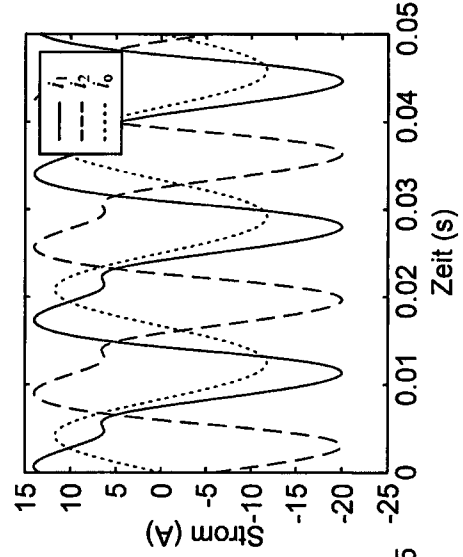
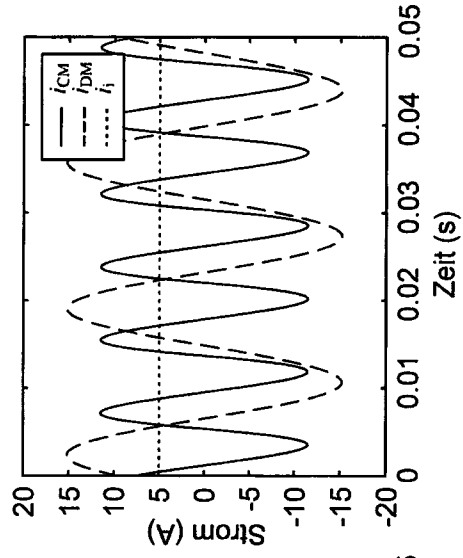


Fig. 3a

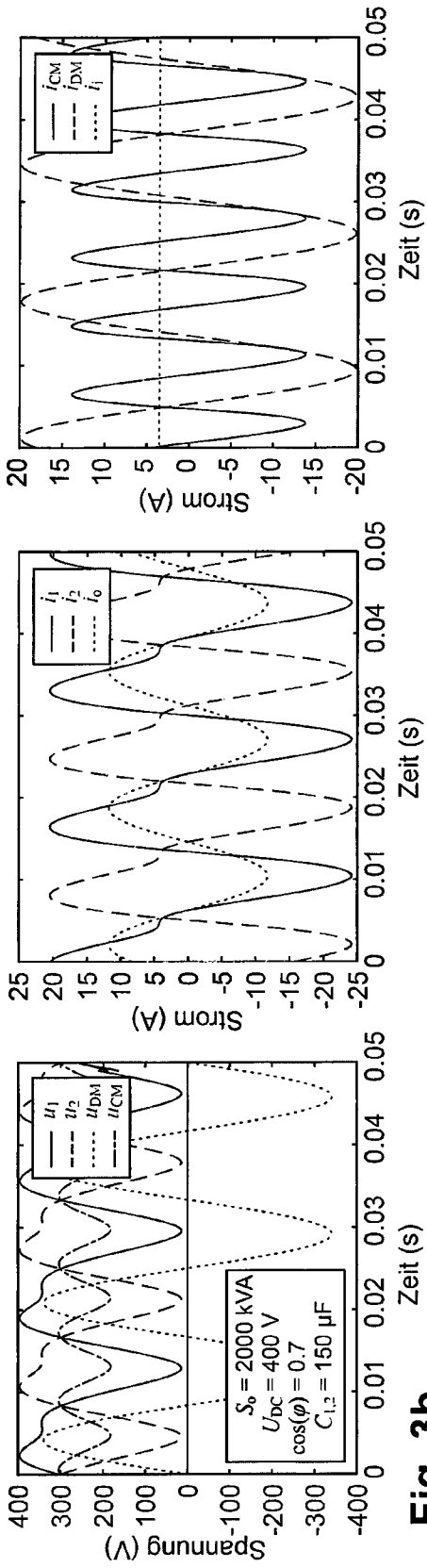


Fig. 3b

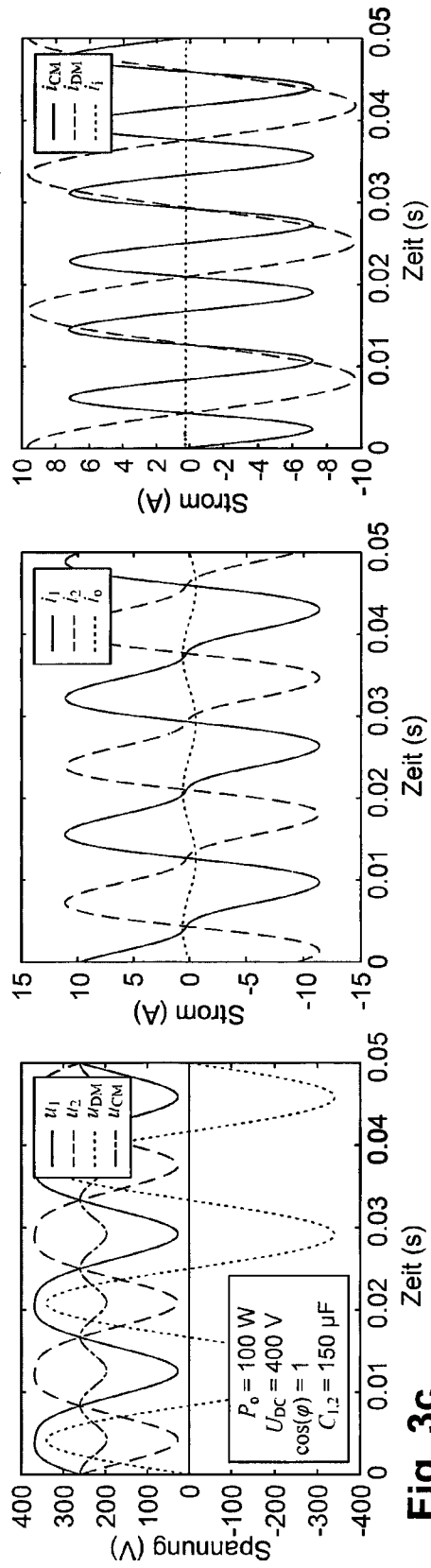


Fig. 3c