

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-lichtensteinerischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 01139/15

(22) Anmeldedatum: 06.08.2015

(43) Anmeldung veröffentlicht: 15.02.2017

(24) Patent erteilt: 31.07.2019

(45) Patentschrift veröffentlicht: 31.07.2019

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

(72) Erfinder:
Dominik Bortis, 8052 Zürich (CH)
Florian Krismer, 8952 Schlieren (CH)
Yannik Lobsiger, 5000 Aarau (CH)
Dominik Neumayr, 8003 Zürich (CH)
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)

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

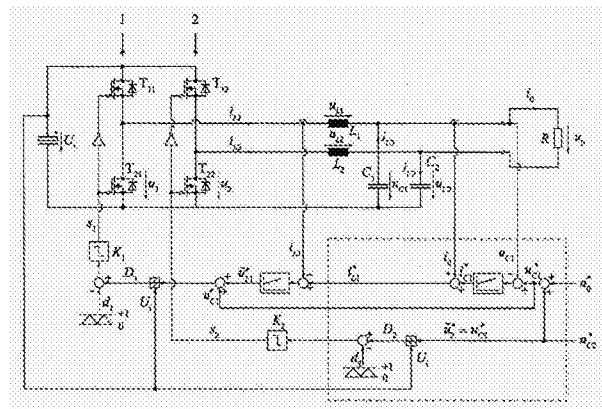
(54) **Verfahren und Vorrichtung zur Steuerung eines Einphasen-DC/AC-Konverters.**

(57) Das erfindungsgemässe Verfahren dient zur Steuerung eines Einphasen-DC/AC-Konverters, wobei im Betrieb des Konverters eine elektrische Leistung von einer Gleichspannungs-Seite an eine Wechselspannungs-Seite oder umgekehrt übertragen wird und dabei in aufeinanderfolgenden Halbschwingungen einer mit einer Grundfrequenz an der AC-Seite auftretenden sinusförmig verlaufenden AC-Spannung (u_0) jeweils während eines ersten Zeitintervalls der Halbschwingung, welches sich über einen wesentlichen Bereich der Halbschwingung erstreckt, eine erste Konverterstufe (1, 2) eine Zwischenspannung (u_{C1}) mit einer sinusförmig verlaufenden Halbschwingung erzeugt, und die AC-Spannung (u_0)

- durch Addieren der Zwischenspannung (u_{C1}) zu einer jeweils während des ersten Zeitintervalls im Wesentlichen konstanten Bezugsspannung (u_{C2}) erzeugt wird, oder
- durch Umschalten der Polarität von jeweils aufeinanderfolgenden sinusförmig verlaufenden Halbschwingungen der Zwischenspannung (u_{C1}) erzeugt wird.

Dabei wird jeweils während eines zweiten Zeitintervalls, welches keine Überlappung mit dem ersten Zeitintervall aufweist, ein Spannungswert (u_{C1}^*) für die Zwischenspannung (u_{C1}) nach unten auf einen unteren Grenzwert begrenzt.

Die Erfindung betrifft auch eine Vorrichtung zur Steuerung eines einphasigen DC/AC-Konverters.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der leistungselektronischen Konverter oder Umrichter, und insbesondere auf ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Steuerung eines Einphasen-DC/AC-Konverters.

[0002] Die hinsichtlich Leistungsfluss bidirektionale einstufige Kopplung einer Gleichspannungsquelle (nachfolgend kurz DC-Quelle) an ein Einphasenwechsellspannungsnetz (nachfolgend kurz als AC-Netz bezeichnet), oder die Erzeugung einer AC-(Netz-)Spannung aus einer DC-Spannung (im Unterschied zur Kopplung an eine vorgegebene Netzspannung als «Inselbetrieb» bezeichnet) erfolgt im einfachsten Fall durch eine hybrid modulierte Vollbrückenschaltung (Inverterschaltung), welche zwei von der positiven gegen die negative DC-Klemme angeordnete Brückenarme, d.h. einen ersten und einen zweiten Brückenarm, mit jeweils zwei in Serie liegenden Leistungstransistoren (einem oberen und einem unteren Transistor) mit antiparallelen Freilaufdioden aufweist. Am Ausgang des ersten Brückenarmes, d.h. an dem zwischen den Transistoren liegenden Schaltungspunkt, kann dann durch abwechselndes Einschalten des oberen und des unteren Transistors (der jeweils andere Transistor bleibt dabei gesperrt), bezogen auf die negative Schiene der DC-Eingangsspannung ein pulsweitenmodulierter Rechteckspannungsverlauf mit positiven Spannungsböcken in Höhe der DC-Eingangsspannung und dazwischen liegenden Abschnitten mit Spannung null erzeugt werden; bei entsprechender Wahl der relativen Einschaltedauern der Transistoren ist somit auch ein Verlauf des lokalen (auf eine Pulsperiode bezogenen) Mittelwertes der Brückenarmausgangsspannung in Form einer netzfrequenten Sinushalbschwingung einstellbar. Wird nun der Ausgang des ersten Brückenarmes über eine Ausgangsinduktivität mit einer ersten Klemme des Netzes verbunden und die zweite Netzklemme direkt an den Ausgang des zweiten Brückenarmes gelegt, und der zweite Brückenarm mit Netzfrequenz jeweils im Nulldurchgang der AC-Spannung umgeschaltet, sodass die zweite Netzklemme während der positiven Netzspannungshalbschwingung mit der negativen und darauffolgend, während der negativen Netzspannungshalbschwingung mit der positiven DC-Spannungsschiene verbunden ist, ist damit eine Einspeisung von Leistung aus der DC-Quelle in das AC-Netz möglich. Die unterschiedliche Taktung der beiden Brückenarme des Systems (schaltfrequente Pulsweitenmodulation und netzfrequente Umschaltung) begründet die Bezeichnung als hybrid modulierter AC/DC-Konverter.

[0003] Innerhalb einer positiven Netzspannungshalbschwingung (physikalisch positiv von der ersten zur zweiten Netzklemme zeigend) wird also der untere Transistor des zweiten Brückenarmes bleibend durchgeschaltet und mit dem ersten Brückenarm durch Pulsweitenmodulation eine (geringfügig) über der Netzspannung liegende Sinusspannung (Betrachtung des lokalen, auf eine Taktperiode bezogenen Spannungsmittelwertes) entsprechender Amplitude und Phasenlage eingestellt, bzw. durch die dann über der Ausgangsinduktivität auftretende Spannungsdifferenz in der Ausgangsinduktivität ein, im Sinne der Minimierung von Blindleistung vorteilhaft sinusförmiger, in Phase zur Netzspannung liegender Strom eingepreßt bzw. in das Netz gespeist. Zuzugabe der Pulsweitenmodulation weist der Ausgangsstrom allerdings einen der Sinusstromform überlagerten schaltfrequenten Rippel auf, der vorteilhaft durch eine zwischen den Netzklemmen angeordnete (oder alternativ von der ersten Netzklemme gegen die positive und/oder negative DC Spannungsschiene gelegte) Filterkapazität, welche die Ausgangsinduktivität zu einem Tiefpassfilter ergänzt, vom Netz ferngehalten wird. Innerhalb der negativen Netzspannungshalbschwingung wird der obere Transistor des zweiten Brückenarmes durchgeschaltet (und der untere Transistor gesperrt), d.h. die zweite Netzklemme bleibend mit der positiven DC Spannungsschiene verbunden und mittels des ersten Brückenarmes eine entsprechende, wieder eine (geringfügig) die Netzspannung übersteigende negative Sinushalbschwingung gegenüber der positiven Spannungsschiene erzeugt und so eine negative Stromhalbschwingung durch die Ausgangsinduktivität eingepreßt. Der netzfrequent taktende Brückenarm erfüllt damit anschaulich eine Gleichrichterfunktion, da er letztlich erlaubt, aus der zwar zeitlich variierenden, aber gegenüber der negativen DC-Schiene stets positiven Ausgangsspannung des hochfrequent taktenden ersten Brückenarmes am Ausgang der Vollbrücke eine AC-Spannung zu bilden, die für die Einspeisung eines AC-Stromes in das Netz benötigt wird.

[0004] Da nur ein Brückenarm hochfrequent betrieben wird, werden die Schaltverluste gegenüber einer stets gleichzeitigen hochfrequenten Taktung beider Brückenarme halbiert bzw. ist eine höhere Effizienz der Energieumformung gegeben; weiter weist die Ansteuerung und Regelung des Konverters gegenüber einer simultanen hochfrequenten Taktung beider Brückenarme geringere Komplexität auf.

[0005] Die auf Basis der vorgehenden Beschreibung (Topologie und Taktung) allgemein als einstufiger hybrid modulierter Einphasen-DC/AC-Konverter zu bezeichnende Schaltung kann aufgrund der antiparallel zu den Schaltern liegenden Dioden nicht nur als (bidirektionaler) Wechselrichter (Einspeisung eines Stromes allgemeiner Phasenlage in das Netz), sondern auch als Gleichrichter (Stromaufnahme aus dem Netz) arbeiten. Wird dann nur eine sinusförmige Stromaufnahme in Phase mit der Netzspannung, d.h. nur unidirektionaler Leistungsfluss bzw. keine Bildung von Netzblindleistung gefordert, können die Transistoren des niederfrequent taktenden Brückenarmes weggelassen werden; die verbleibenden Dioden übernehmen dann aufgrund ihrer Unidirektionalität direkt die Umschaltung des Ausgangs des zweiten Brückenarmes in Abhängigkeit der Netzspannungspolarität bzw. Netzstromrichtung.

[0006] Allerdings ist das bidirektionale wie auch das unidirektionale System hinsichtlich der Sicherstellung eines sinusförmigen Stromverlaufs in der Umgebung der Netzspannungsnulldurchgänge eingeschränkt. Nähert sich z.B. die Netzspannung innert der positiven Halbschwingung dem Wert Null, steht für den Abbau des in das Netz gespeisten positiven Stromes (aus dem Ausgang des ersten Brückenarmes in Richtung des Netzes fließend positiv gezählt) kaum mehr Gegenspannung (Netzspannung) zur Verfügung; es tritt daher eine Stromverzerrung auf, welche zu niederfrequenten Ober-

schwingungen des Netzstromes führt und die Einsetzbarkeit der Schaltung bei Forderung nach sehr geringen Netzrückwirkungen einschränkt.

[0007] Dieser Effekt ist auch für eine alternative, zweistufige Ausführung des hybrid modulierten DC/AC-Konverters gegeben, welcher ebenfalls einen hochfrequent betriebenen und einen netzfrequent taktenden Schaltungsteil aufweist. Es wird dort wieder eine Transistor-Vollbrückenschaltung angeordnet (die Transistoren weisen wieder antiparallele Freilaufdioden auf), deren Brückenzeigausgänge direkt (i.A. über ein EMV Filter, welches jedoch für netzfrequente Vorgänge keine nennenswerte Längsimpedanz aufweist) mit den Netzklemmen verbunden sind. Die Umschaltung der Vollbrücke erfolgt mit Netzfrequenz, wobei sich immer zwei diagonal gegenüberliegende Transistoren im durchgeschalteten Zustand befinden, also innerhalb der positiven Netzspannungshalbschwingung der obere Transistor des linken und der untere Transistor des rechten Brückenzeiges durchgeschaltet wird und im Nulldurchgang zur negativen Halbschwingung diese beiden Transistoren gesperrt und die beiden anderen Transistoren (der untere Transistor des linken und der obere Transistor des rechten Brückenzeiges) durchgeschaltet werden. Die zwischen dem Ausgang des linken und dem Ausgang des rechten Brückenzeiges anliegende (und in dieser Richtung positiv gezählte Netzspannung) wird also einmal direkt und einmal mit inverser Polarität an die DC-Seite der Transistor-Vollbrückenschaltung durchgeschaltet, womit dort bezogen auf die untere DC-Klemme der Vollbrücke die gleichgerichtete Netzspannung auftritt. Damit ist die Gleichrichterfunktion implementiert, allerdings ist noch keine Möglichkeit einer sinusförmigen Stromeinprägung gegeben. Es wird daher zwischen der positiven und negativen Klemme der DC-Quelle eine weitere Konverterstufe, d.h. ein kontinuierlich hochfrequent taktender Brückenzeig mit Ausgangsinduktivität angeordnet, und das dem Brückenzeig abgewandte Ende der Ausgangsinduktivität an die obere Klemme der Transistor-Vollbrückenschaltung gelegt und die untere Klemme des Brückenzeiges mit der negativen Klemme der DC-Quelle und der unteren DC-Klemme der Vollbrücke verbunden. Durch entsprechende Wahl der Ein- und Ausschaltedauer der Transistoren des hochfrequent taktenden Brückenzeiges kann dann bezogen auf die negative DC-Klemme eine Spannung derart gebildet werden, dass über die Ausgangsinduktivität ein Strom vorgegebenen Verlaufs in die obere Klemme der Transistor-Vollbrückenschaltung gedrückt und damit letztlich in das Netz eingespeist wird. Zur Vermeidung einer Weiterleitung des schaltfrequenten Rippels des Stromes in der Ausgangsinduktivität wird vorteilhaft zwischen der oberen und unteren DC-Klemme der Transistor-Vollbrückenschaltung eine Filterkapazität angeordnet, welche gemeinsam mit der Ausgangsinduktivität ein LC-Tiefpassfilter bildet. Eine Schaltung völlig gleicher Grundstruktur kann auch für Energielieferung aus dem AC-Netz an eine DC-Spannungsquelle (Aufladung) Einsatz finden. Die Transistoren der Vollbrücke können dann weggelassen, d.h. nur Dioden bzw. nur eine Diodenvollbrückenschaltung, vorgesehen werden. Der Strom in der Ausgangsinduktivität wird dann durch Taktung der hochfrequent betriebenen Halbbrücke zu der gleichgerichteten Netzspannung proportional und physikalisch aus der oberen Klemme der Transistor-Vollbrückenschaltung in Richtung der DC-Spannungsquelle fließend eingepreßt, womit AC-seitig ideal ein sinusförmiger, in Phase mit der Netzspannung liegender Strom resultiert. Diese Schaltung ist auch als Einphasen-Power-Factor-Corrected-(PFC)-Rectifier bekannt.

[0008] Allerdings tritt unabhängig von der konkreten Ausführung des Systems in der Umgebung der Nulldurchgänge der Netzspannung wieder eine Stromverzerrung, d.h. eine Abweichung des Stromes von der gewünschten Sinusform, auf, da dann zwischen der oberen und unteren Klemme der Vollbrückenschaltung nur mehr eine kleine Spannung vorliegt, bzw. für einen Abbau des Stromes in der Ausgangsinduktivität bei durchgeschaltetem unterem Transistor des hochfrequent taktenden Brückenzeiges kaum mehr Spannung zur Verfügung steht. Die somit beschränkte Stromregelbarkeit wird insbesondere dann deutlich, wenn neben Wirkleistung auch Blindleistung in das Netz gespeist werden soll (wie dies z.B. zunehmend für Photovoltaikinverter gefordert wird). Der Nulldurchgang des Netzstromes ist dann gegenüber dem Nulldurchgang der Netzspannung verschoben bzw. fließt vor dem Umschalten der Vollbrücke im Spannungsnulldurchgang in der oberen Ausgangsklemme der Vollbrücke ein Strom ungleich null, der während des Umschaltens durch entsprechende Ansteuerung des hochfrequent taktenden Brückenzeiges auf den inversen Wert geändert werden muss, um trotz der Invertierung des Schaltzustandes der Transistor-Vollbrücke AC-seitig (ideal) einen glatten Stromverlauf sicherzustellen. Die Umkehr der Stromflussrichtung in der Ausgangsinduktivität kann bei fehlender Gegenspannung jedoch nur relativ langsam erfolgen, womit eine relativ starke Verzerrung des Netzstromes resultiert bzw. relativ hohe Netzrückwirkungen auftreten.

[0009] Aufgabe der Erfindung ist es daher, Verfahren bzw. zugeordnete Regelvorrichtungen zum Betrieb hybrid modulierter, d.h. aus einem (im Wesentlichen) schaltfrequent und einem netzfrequent getakteten Schaltungsteil bestehender Einphasen-AC/DC-Konverter zu schaffen, welche ungeachtet der Phasenverschiebung von Netzstrom und Netzspannung auch in der Umgebung der Spannungsnulldurchgänge einen sinusförmigen Netzstromverlauf sicherstellen bzw. Netzrückwirkungen vermeiden.

[0010] Diese Aufgabe lösen ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Steuerung eines Einphasen-DC/AC-Konverters mit den Merkmalen der entsprechenden unabhängigen Patentansprüche.

[0011] Das Verfahren dient zur Steuerung eines Einphasen-DC/AC-Konverters, wobei im Betrieb des Konverters eine elektrische Leistung von einer Gleichspannungs(DC)-Seite an eine Wechselspannungs(AC)-Seite oder umgekehrt übertragen wird und dabei in aufeinanderfolgenden Halbschwingungen einer mit einer Grundfrequenz an der AC-Seite auftretenden sinusförmig verlaufenden AC-Spannung jeweils während eines ersten Zeitintervalls der Halbschwingung, welches sich über einen wesentlichen Bereich der Halbschwingung erstreckt, eine erste Konverterstufe eine Zwischenspannung mit einer sinusförmig verlaufenden Halbschwingung erzeugt, und die AC-Spannung

- durch Addieren (von aufeinanderfolgenden sinusförmig verlaufenden Halbschwingungen) der Zwischenspannung zu einer jeweils während des ersten Zeitintervalls im Wesentlichen konstanten Bezugsspannung erzeugt wird, oder
- durch Umschalten der Polarität von jeweils aufeinanderfolgenden sinusförmig verlaufenden Halbschwingungen der Zwischenspannung erzeugt wird.

[0012] Dabei wird jeweils während eines zweiten Zeitintervalls, welches keine Überlappung mit dem ersten Zeitintervall aufweist, ein Spannungssollwert für die Zwischenspannung nach unten auf einen unteren Grenzwert begrenzt.

[0013] Indem die Zwischenspannung begrenzt wird und nicht auf null geht, kann sie verwendet werden, um bei einer AC-seitigen reaktiven Last oder Quelle einen Strom in die Last bzw. Quelle zu regeln.

[0014] Das Umschalten der Polarität von jeweils aufeinanderfolgenden sinusförmig verlaufenden Halbschwingungen der Zwischenspannung geschieht mit zweimal pro Periode, also mit der doppelten Grundfrequenz.

[0015] Das erste Zeitintervall dauert beispielsweise mindestens 70% oder 80% oder 90% oder 95% der Dauer einer Halbschwingung. Das zweite Zeitintervall liegt jeweils um einen Nulldurchgang der AC-Spannung und dauert beispielsweise mindestens 5% oder 10% oder 20% oder 30% der Dauer einer Halbschwingung.

[0016] Typischerweise folgen die ersten und zweiten Zeitintervalle jeweils abwechselungsweise und lückenlos aufeinander.

[0017] Mit anderen Worten wird also der niederfrequent taktende Schaltungsteil temporär, d.h. in der Umgebung der Netzspannungsnulldurchgänge, mit hoher Taktfrequenz betrieben und damit für den hochfrequent taktenden Schaltungsteil eine Spannungssituation sichergestellt, welche eine sinusförmige Stromeinprägung ermöglicht. Da die hochfrequente Taktung nur in einem kurzen Abschnitt der Netzperiode erfolgt, wird dabei der Vorteil geringer Schaltverluste weitgehend beibehalten.

[0018] In einer Ausführungsform wird die AC-Spannung durch Addieren der Zwischenspannung zu der jeweils während des ersten Zeitintervalls im Wesentlichen konstanten Bezugsspannung erzeugt und ist während des zweiten Zeitintervalls die Bezugsspannung einem nicht sprunghaften sondern kontinuierlich verlaufenden Übergang von einem ersten zu einem zweiten Wert der Bezugsspannung folgend moduliert.

[0019] In einer Ausführungsform wird die Zwischenspannung mittels einer ersten Konverterstufe aus einer DC-seitigen Gleichspannung erzeugt und ist der Spannungssollwert für die Zwischenspannung nach oben auf einen oberen Grenzwert begrenzt, der um einen Betrag unterhalb des Wertes der DC-seitigen Gleichspannung liegt.

[0020] Der Abstand zwischen dem oberen Grenzwert und der DC-seitigen Gleichspannung kann gleich oder anders sein als der Betrag des unteren Grenzwertes. Typische Werte für den Abstand zwischen dem oberen Grenzwert und der DC-seitigen Gleichspannung respektive für den Betrag des unteren Grenzwertes sind 10% bis 30% der DC-seitigen Gleichspannung.

[0021] In einer Ausführungsform wird für die Ansteuerung der ersten Konverterstufe mittels einer mehrschleifigen Regelung

- aus einem Spannungssollwert der Zwischenspannung, mit optionaler Vorsteuerung eines Laststromes und/oder der Ausgangsspannung, ein erster Tastgrad und ein erstes Schaltsignal für einen ersten Brückenweig der ersten Konverterstufe zum Erzeugen der Zwischenspannung bestimmt, und
- aus einem Sollwert für die Bezugsspannung durch Division dieses Sollwertes durch die DC-seitige Gleichspannung ein zweiter Tastgrad und ein zweites Schaltsignal für einen zweiten Brückenweig der ersten Konverterstufe zum Erzeugen der Bezugsspannung bestimmt.

[0022] Die Zwischenspannung und die Bezugsspannung ergeben sich jeweils nach einer Filterung durch ein Ausgangsfilter in Form eines Tiefpassfilters.

[0023] In einer Ausführungsform wird der Spannungssollwert der Zwischenspannung durch Addition eines Sollwertes der AC-Spannung entweder zum Sollwert für die Bezugsspannung oder zu einem Messwert der Bezugsspannung gebildet.

[0024] Wird der Sollwert verwendet, so wird der Aufwand für Messung und Regelung kleiner. Wird der aktuelle Messwert der Bezugsspannung verwendet, so werden vorteilhaft Abweichungen der Bezugsspannung vom Sollwert zufolge der begrenzten Dynamik des Tiefpassfilters unterdrückt.

[0025] In einer Ausführungsform ist im ersten Zeitintervall der Sollwert für die Bezugsspannung von null und von einer DC-seitigen Gleichspannung verschieden und wird die Bezugsspannung aus der DC-seitigen Gleichspannung durch eine hochfrequente Taktung eines zweiten Brückenweiges der ersten Konverterstufe erzeugt.

[0026] In einer Ausführungsform weist die erste Konverterstufe einen ersten Brückenweig und einen zweiten Brückenweig auf und wechseln sich die beiden Brückenweige zum Erzeugen der im Wesentlichen konstanten Bezugsspannung und der sinusförmig verlaufenden Halbschwingung ab.

[0027] Die Brückenweige können sich dabei nach jeder Netzperiode oder nach mehreren Netzperioden abwechseln. Damit kann eine symmetrische thermische Belastung erreicht werden.

[0028] In einer Ausführungsform bildet ein zweiter Brückenweig der ersten Konverterstufe in Verbindung mit einem Mittelpunkt der DC-seitigen Gleichspannung einen Dreipunktbrückenweig zur Bildung der Bezugsspannung über einen Aus-

gang des zweiten Brückenzeigs und ist während zumindest eines Teils des zweiten Zeitintervalls eine mittlere DC-seitige Gleichspannung an den Ausgang des zweiten Brückenzeigs geschaltet.

[0029] In einer Ausführungsform wird während des ersten Zeitintervalls die AC-Spannung durch Umschalten der Polarität von jeweils aufeinanderfolgenden sinusförmig verlaufenden Halbschwingungen der Zwischenspannung erzeugt und wird während des zweiten Zeitintervalls die die AC-Spannung durch Modulation der Zwischenspannung durch hochfrequentes Umschalten der Polarität der Zwischenspannung erzeugt.

[0030] Dies entspricht also einer Erzeugung der AC-Spannung durch Pulsbreitenmodulation.

[0031] In einer Ausführungsform weist der Konverter eine erste Konverterstufe zum Erzeugen der Zwischenspannung aus einer DC-seitigen Gleichspannung und eine zweite Konverterstufe mit einem Ausgangsfilter zum Umschalten der Polarität der Zwischenspannung und zur Bildung der AC-Spannung auf, wobei mittels einer mehrschleifigen Regelung

- aus einem sinusförmigen netzfrequenten Sollwert oder einem Messwert der AC-Spannung, mit optionaler Vorsteuerung eines Laststromes, in einer Regelung des Ausgangsfilters, ein Sollwert eines lokalen Mittelwertes einer Ausgangsspannung der zweiten Konverterstufe bestimmt wird; und
- aus diesem Sollwert
 - einerseits durch Gleichrichtung ein Betragswert $|u_{2\text{quer}}^*|$ und daraus nach Begrenzung nach unten auf den unteren Grenzwert der Spannungssollwert für die Zwischenspannung bestimmt wird; und
 - andererseits durch Division durch den unteren Grenzwert und Begrenzung des Ausgang der Division auf Werte im Intervall $(+1, -1)$ ein Tastgrad bestimmt wird und aus dem Tastgrad, beispielsweise durch Verschneiden mit einem zwischen $+1$ und -1 laufenden Dreiecksignal, ein pulsbreitenmoduliertes Ansteuersignal zum Umschalten der zweiten Konverterstufe bestimmt wird.

[0032] In einer Ausführungsform wird der untere Grenzwert zeitlich variiert.

[0033] In einer Ausführungsform wird der Tastgrad nicht durch Division durch den unteren Grenzwert und Begrenzung des Ausgangs der Division auf Werte im Intervall $(+1, -1)$, sondern durch Division des Sollwerts des lokalen Mittelwertes der Ausgangsspannung der zweiten Konverterstufe durch einen auf das Intervall $(+u_{C1\underline{}}$, $-u_{C1\underline{}}$) begrenzten Messwert der Zwischenspannung gebildet.

[0034] Die Vorrichtung zur Steuerung eines Einphasen-DC/AC-Konverters weist eine analog und/oder digital arbeitende Steuereinheit auf, welche zur Ausführung des Verfahrens nach einem der vorangehenden Ansprüche ausgebildet ist.

[0035] Die Erfindung wird nachfolgend anhand von möglichen Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Abbildungen dargestellt sind näher erläutert.

[0036] Typographische Konvention: in den in den Figuren verwendeten Symbolen liegen Querstriche und Unterstriche u. dgl. vor. Diese sind im folgenden Text durch Suffixe wie «quer», «underline» etc. dargestellt.

[0037] Fig. 1 Leistungsteil einer einstufigen hybrid modulierten Einphasen-DC/AC-Vollbrückenschaltung zur bidirektionalen Kopplung einer DC-Quelle und eines Einphasen-AC-Netzes. Weiter dargestellt: Blockschaltbild der Regelung, wobei der für eine nur temporäre hochfrequente Taktung vorgesehene Teil durch strichpunktierte Umrandung gekennzeichnet und Inselbetrieb, d.h. Einstellung eines Spannungssollwertes u_0^* an den Netzklemmen vorausgesetzt ist.

[0038] Fig. 2 Zeitverlauf charakteristischer Spannungsverläufe der Schaltung nach Fig. 1; u_0^* : Sollwert der Netzspannung; u_{C2^*} : Verlauf der Spannung an Filterkondensator C2 bzw. des lokalen Mittelwertes des Sollwertes der Ausgangsspannung von Brückenzeig 2, $u_{2\text{quer}}^*$; u_2 : Zeitverlauf der Ausgangsspannung von Brückenzeig 2; u_{C1^*} : Sollwert der Spannung an Kondensator C1 am Ausgang des Tiefpassfilters (L1C1) von Brückenzeig 1 (durch entsprechende Wahl des Verlaufes von u_{C2^*} wird verhindert, dass u_{C1^*} unter einen Minimalwert $u_{C1\underline{}}$ fällt bzw. sich weiter als bis auf $u_{C1\underline{}}$ der DC-Eingangsspannung U_i nähert, womit für die Regelung des Stromes in L1 stets eine hinreichende negative und positive Spannungsreserve zur Verfügung steht). Im Sinne einer klaren Darstellung werden die Spannungsverläufe über eine Netzperiode und zusätzlich zeitlich gedehnt im Bereich um einen Spannungsnulldurchgang gezeigt.

[0039] Fig. 3 Leistungsteil einer zweistufigen hybrid modulierten DC/AC-Vollbrückenschaltung zur bidirektionalen Kopplung einer DC-Quelle und eines Einphasen-AC-Netzes. Weiter dargestellt: Blockschaltbild der Regelung, wobei der für eine nur temporäre hochfrequente Taktung vorgesehene Teil durch strichpunktierte Umrandung gekennzeichnet und Inselbetrieb, d.h. Einstellung eines Spannungssollwertes u_0^* an den Netzklemmen vorausgesetzt ist.

[0040] Fig. 4 Zeitverlauf charakteristischer Spannungsverläufe der Schaltung nach Fig. 3; $u_{2\text{quer}}^*$: Sollwert des lokalen Mittelwertes der Spannung am Ausgang der Vollbrücke; $\text{abs}(u_{2\text{quer}}^*)$: Nach Gleichrichtung von $u_{2\text{quer}}^*$ resultierender Spannungsverlauf; u_{C1^*} : Verlauf der an Kondensator C1 am Ausgang des Tiefpassfilters (L1C1) des kontinuierlich hochfrequent getakteten Brückenzeiges einzustellenden Spannung; u_2 und $u_{2\text{quer}}$: Verlauf der Ausgangsspannung der Vollbrücke und zugehöriger lokaler Mittelwert; $u_{C1\underline{}}$: Wert der Begrenzung von u_{C1^*} nach unten (stellt hinreichende

Gegenspannung für die Regelung des Stromes in L1 sicher). Im Sinne einer klaren Darstellung werden die Spannungsverläufe über eine Netzperiode und zusätzlich zeitlich gedehnt im Bereich um einen Spannungsnulldurchgang gezeigt.

[0041] Fig. 5 Variante einer Teilfunktion der in Fig. 3 gezeigten Regelstruktur.

[0042] Der Leistungsteil der in Fig. 1 gezeigten einstufigen hybrid modulierten Einphasen-DC/AC-Vollbrückenschaltung wird durch einen kontinuierlich hochfrequent getakteten ersten Brückenarm 1 (Transistoren T11 und T21) und einen nur in der Umgebung der Nulldurchgänge der letztlich zu bildenden Last- bzw. Netzspannung (Sollwert u_0^*) getakteten zweiten Brückenarm 2 (Transistoren T12 und T22) und von den Ausgängen dieser Brückenarme gegen die negative Schiene der DC-Versorgungsspannung U_i geschaltete Tiefpassfilter L1C1 und L2C2 gebildet. Der Verbraucher, dargestellt durch einen Widerstand R, wird an die zwischen den Ausgängen der beiden Tiefpassfilter auftretende Sinusspannung u_0 gelegt. Zur Speisung des Systems wird eine DC-Quelle U_i angeordnet, zwischen deren positiver Spannungsschiene und negativen Spannungsschiene die beiden Brückenarme 1 und 2 liegen. Das Tiefpassfilter L2C2 kann für eine Modulation gemäss dem Stand der Technik entfallen, da dort der zweite Brückenarm 2 nur mit Netzfrequenz umgeschaltet wird, d.h. keine Pulsbreitenmodulation aufweist; üblicherweise ist jedoch in die zur Last führenden Leitungen ein in Fig. 1 nicht gezeigtes EMV-Filter einzufügen um die leitungsgebundene Störaussendung des System auf zulässige Werte zu beschränken.

[0043] Um die gewünschte sinusförmig Ausgangsspannung u_0^* zur bilden, ist eine entsprechende Differenz der Spannungen der beiden Filterkondensatoren C1 und C2, also u_{C1} und u_{C2} , einzustellen, d.h., es sind für beide Kondensatoren Spannungssollwerte, u_{C1}^* und u_{C2}^* , vorzugeben. Der Sollwert u_{C1}^* kann daher durch Addition des sinusförmigen Sollwertes u_0^* der zu bildenden AC-Ausgangsspannung und eines Sollwertes u_{C2}^* gebildet werden, wobei der Verlauf von u_{C2}^* so gewählt wird, dass u_{C1}^* stets grösser als ein Mindestwert u_{C1} bleibt bzw. sich nur so weit dem Pegel U_i der DC-Eingangsspannung nähert, dass noch eine Differenz in Höhe von u_{C1} verbleibt. Dies ist z.B. durch den in Fig. 2 gezeigten trapezförmigen Verlauf von u_{C2}^* möglich, wobei vorteilhaft der Minimalwert von u_{C2}^* gleich null und der Maximalwert gleich U_i gewählt wird, da dann für die Erzeugung von $u_{C2}=u_{C2}^*$ an C2 nur innerhalb der Flanken des Trapezverlaufes, also während des Übergangs von null nach U_i und umgekehrt, eine Taktung des zweiten Brückenarmes 2 erforderlich ist. Innerhalb der horizontalen Abschnitte von u_{C2}^* bleibt der Brückenarm auf die positive oder negative DC-Spannungsschiene geklemmt, womit in T12 und T22 keine Schaltverluste auftreten. Da u_{C1}^* stets einen Abstand u_{C1} nach unten von null und den Abstand u_{C1} nach oben von U_i beibehält, ist innerhalb der gesamten Netzperiode eine Mindestspannungsreserve für den Aufbau oder Abbau des Stromes in L1 sichergestellt; Wird z.B. T11 von Brückenarm 1 durchgeschaltet, kommt dann L1 mindestens u_1 zu liegen, womit ein entsprechend rascher Stromaufbau erfolgen kann; andererseits tritt bei Durchschalten von T21 zumindest u_1 negativ über L1 auf und es ist ein rascher Stromabbau sichergestellt. Diese Mindestspannungsreserve ist auch für an der Grenze von kontinuierlicher und diskontinuierlicher Stromführung (Boundary Conduction Mode, BCM, oder Resonant Transition Mode bzw. Triangulär Current Mode, TCM) arbeitende Schaltungen mit charakteristisch dreieckförmigem Verlauf des Stromes in L1 vorteilhaft, da dann die Variation der Schaltfrequenz eingeschränkt bzw. die leitungsgebundene Störaussendung bei höheren Frequenzen gehalten werden kann, womit auch die Knickfrequenz des netzseitigen EMV-Filters höher gewählt bzw. dessen Baugrösse verringert werden kann.

[0044] Die Bestimmung von u_{C2}^* gemäss der obigen Beschreibung kann durch eine digital oder analog realisierte Steuereinheit anhand von Messungen eines oder mehrerer Spannungs- respektive Strommesswerte geschehen (in den Figuren nicht dargestellt). Beispielsweise kann eine bekannte Steuereinheit, welche Signale zum Schalten des zweiten Brückenarmes 2 erzeugt, modifiziert werden, um den trapezförmigen Verlauf von u_{C2}^* oder einen anderen kontinuierlichen Verlauf zwischen dem oberen und dem unteren Konstantwert zu erzeugen.

[0045] Die Spannung an Kondensator C1 wird auf den Spannungssollwert u_{C1}^* mittels einer zum Teil dem Stand der Technik entsprechenden mehrschleifigen Regelung mit einer Vorsteuerung anhand von Signalen entsprechend dem Laststrom i_0 und dem Spannungssollwert u_{C1}^* der Ausgangsspannung eingestellt, wobei das Schaltsignal s_1 für die Ansteuerung der beiden Transistoren T11 und T21 resultiert. Die Einstellung von u_{C2}^* erfolgt vorteilhaft mit geringem Realisierungsaufwand direkt rein gesteuert, d.h. es wird durch Division von u_{C2}^* durch U_i der Tastgrad D2 des zweiten Brückenarmes 2 ermittelt und dann in bekannter Form durch Verschneidung mit einem Dreiecksignal d_2 (Komparator K2) das pulsbreitenmodulierte Schaltsignal s_2 für die Ansteuerung des zweiten Brückenarmes 2 erhalten. Die entsprechend pulsbreitenmodulierte Ausgangsspannung des zweiten Brückenarmes 2 wird dann mittels Tiefpassfilterung (L2C2) in die gewünschte Ausgangsspannung u_{C2}^* umgesetzt.

[0046] Alternativ zur Addition von u_0^* und u_{C2}^* kann die Bildung von u_{C1}^* auch durch Addition von u_0^* und der aktuellen Spannung u_{C2} erfolgen, womit vorteilhaft Abweichungen von u_{C2}^* und u_{C2} zufolge der begrenzten Dynamik des Tiefpassfilters L2C2 unterdrückt werden.

[0047] Kann bei Einsatz schnell schaltender Transistoren auch eine kontinuierliche hochfrequente Taktung des zweiten Brückenarmes 2 über die gesamte Netzperiode akzeptiert werden, kann der Spannungspegel der in Fig. 2 horizontalen Abschnitte von u_{C2}^* auch von null und U_i verschieden und durch eine allgemeine Zeitfunktion ersetzt, d.h. zeitlich variabel, gewählt werden, wobei jedoch stets darauf zu achten ist, dass die resultierende Spannung u_{C1}^* in jedem Fall innerhalb der absoluten Grenzen U_i und null verbleibt bzw. vorteilhaft eine hinreichende Differenz (Spannungsreserve der Stromregelung) gegenüber diesen Grenzen wahr.

[0048] Weiter kann, bei symmetrischer Ausführung der die Spannungen u_{C1}^* und u_{C2}^* einprägenden Regelungen (es ist dann gleich wie für u_{C1}^* auch für u_{C2}^* eine explizite Regelung – und nicht nur eine Steuerung – vorzusehen) die Funktion der beiden Brückenarme 1 und 2 abwechseln, d.h. der kontinuierlich taktende Brückenarm in jeder zweiten Netzhalbschwingung den trapezförmigen Stromverlauf erzeugen (und umgekehrt), womit vorteilhaft eine symmetrische thermische Belastung der Brückenarme resultiert.

[0049] Schliesslich kann auf eine temporäre Taktung bzw. Pulsweitenmodulation des zweiten Brückenarms 2 verzichtet und stattdessen eine niederfrequente Dreipunktmodulation vorgenommen werden. Hierfür ist der zweite Brückenarm 2 durch einen weiteren bidirektionalen Schalter T3Mp vom Brückenarmausgang gegen einen Mittelpunkt der DC-Eingangsspannung zu erweitern (T-Type-Struktur; alternativ können auch andere Formen von Dreipunktbrückenarmen, z.B. eine als Neutral-Point-Clamped-Topologie bekannte Struktur Einsatz finden). Der Brückenarm weist dann Dreipunktcharakteristik auf, d.h., es können durch entsprechende Ansteuerung von T11, T21 und T3Mp am Ausgang des Brückenarmes gegenüber der negativen DC-Spannungsschiene die Spannungsniveaus null, $U_i/2$ und U_i erzeugt werden. Vorteilhaft wird dann die Trapezspannung u_2^* derart genähert, dass T3Mp innerhalb der Flankenzeiten, während des Übergangs von null nach U_i und umgekehrt, durchgeschaltet wird, während T11 und T21 sperren. Vorteilhaft kann dann aufgrund der nur niederfrequenten Taktung auch das Tiefpassfilter L2C2 entfallen bzw. kleinere Baugrösse aufweisen.

[0050] Auch der kontinuierlich getaktete Brückenarm 1 kann dann in Dreipunktform ausgeführt werden, womit das vorgehend erwähnte Abwechseln des getakteten und geklemmten Brückenarmes möglich wird und aufgrund des geringeren Stromrippels das Tiefpassfilter L1C1 verkleinert werden kann.

[0051] In Fig. 3 ist die in der Grundstruktur von Einphasen-PFC-Gleichrichterschaltungen bekannte Schaltungstopologie des Leistungsteiles eines zweistufigen hybrid modulierten Einphasen-DC/AC-Konverters gezeigt, welche eine durch eine DC-Spannungsquelle U_i gespeiste Tiefsetzstellerschaltung (Brückenarm mit Transistoren T+ und T– mit antiparallelen Dioden D+ und D– und einem vom Brückenarmausgang gegen die negative DC-Spannungsschiene gelegten Tiefpassfilter L1C1) und eine nachgeordnete, aus der Filterkapazität C1 gespeiste Transistor-Vollbrückenschaltung mit AC-seitigem Tiefpassfilter L2C2 aufweist, wobei die durch einen Widerstand R dargestellte Last über dem Filterkondensator C2 liegt, dessen Spannung durch entsprechende Regelung sinusförmig netzfrequenzgeführt wird. Für konventionelle Modulation der Schaltung wird die Transistor-Vollbrücke nur netzfrequenz umgeschaltet, womit das Filter L2C2 auch entfallen kann und die Lastspannung oder AC-Spannung direkt über u_{C1} definiert wird. Die Spannung u_{C1} weist dann den Verlauf einer gleichgerichteten Sinusspannung auf, die durch entsprechende Umschaltung der Vollbrücke in eine Wechselspannung verwandelt wird (Invertierung jeder zweiten Halbschwingung). Für die Regelung des Systems ist dann, wie in Fig. 1 gezeigt, neben der netzfrequenten Ansteuerung der Vollbrücke auch eine typisch mehrschleifige Regelung von u_{C1} (Regelung von u_{C1} mit unterlagertem Stromregelung, d.h. Regelung von i_{L1} und nachgeordneter Pulsweitenmodulation zur Ansteuerung von T+ und T– sowie entsprechende Vorsteuerungen, z.B. des Stromes i am Ausgang von C1) vorzusehen.

[0052] Es wird dabei die Vorgabe des Sollwertes u_{C1}^* so vorgenommen, dass u_{C1} stets grösser als ein Mindestwert $u_{C1\underline}$ bleibt, womit für die Regelung von i_{L1} stets eine hinreichende Spannungsreserve verbleibt. Soll i_{L1} z.B. abgebaut werden, kann dann ja T– durchgeschaltet und somit in jedem Fall mindestens $u_{C1\underline}$ in negativer Richtung, d.h. in Richtung eines Abbaus von i_1 wirkend an L1 gelegt werden. Um nach wie vor den gewünschten sinusförmigen Verlauf der Lastspannung u_{C2} zu erhalten, ist dann allerdings innerhalb der Intervalle, wo u_{C1} auf $u_{C1\underline}$ geklemmt verbleibt, die Transistorvollbrücke mit entsprechender Pulsweitenmodulation zu betreiben. Weiter ist am Ausgang der Transistor-Vollbrücke ein Tiefpassfilter L2C2 anzuordnen, um einen glatten Verlauf der Lastspannung sicherzustellen.

[0053] In an sich bekannter Form kann nun ausgehend vom sinusförmigen, netzfrequenten Sollwert u_0^* der Lastspannung durch eine zweischleifige Regelung des Ausgangsfilters (Regelung von u_{C2} und unterlagerte Regelung von i_{L2} , vorteilhaft mit Vorsteuerung des Laststromes i_0) der mit u_0^* vorgesteuerte Sollwert $u_{2\underline}^*$ des lokalen Mittelwertes der Vollbrückenausgangsspannung gewonnen werden. Dieser kann dann durch Gleichrichtung in Betrag ($u_{2\underline}^*$) verwandelt und daraus nach Begrenzung auf $u_{C1\underline}$ nach unten der Sollwert u_{C1}^* gewonnen werden. Weiter wird $u_{2\underline}^*$ durch $u_{C1\underline}$ dividiert um den erforderlichen Tastgrad D2 der Transistor-Vollbrücke (z.B. einfach derart gesteuert, dass stets diagonal gegenüberliegende Transistoren eingeschaltet werden – bipolare Modulation) zu berechnen. Diese Berechnung ergibt allerdings für $u_{2\underline}^* > u_{C1\underline}$ keine sinnvollen, d.h. ausserhalb des Bereiches (+1, 1) liegende Werte, weshalb eine entsprechende Begrenzung des Ausgang der Division auf Werte im Bereich (+1, –1) erforderlich ist. Der so berechnete Tastgrad D2 wird in an sich bekannter Form mit einem zwischen +1 und –1 laufenden Dreieckssignal d_2 verschnitten (Komparator K2) und so das pulsbreitenmodulierte Ansteuersignal s_2 für die Transistor-Vollbrücke erhalten. Vorteilhaft bleibt dann, wenn $u_{2\underline}^*$ über $u_{C1\underline}$ oder unter $-u_{C1\underline}$ liegt der Tastgrad D2 auf den Wert +1 oder –1 geklemmt und die Spannung u_{C1} wird in der richtigen Polarität an den Ausgang der Vollbrücke weitergeschaltet bzw. letztlich eine sinusförmige Lastspannung gebildet (siehe Fig. 4).

[0054] Vorteilhaft ist noch, die Rückübersetzung des Stromes i_{L2} durch die Vollbrücke an deren DC-Eingang, d.h. in einen entsprechenden Strom i für eine Vorsteuerung des durch die Regelung von i_{L1} zu bildenden Sollwertes i_{L1}^* zu berücksichtigen. Es kann der lokale Mittelwert i_{quer} von i durch Multiplikation von i_{L2} mit D2 ermittelt und in dieser Form direkt als Vorsteuersignal von i_{L1} herangezogen werden.

[0055] Es kann $u_{C1\underline}$ auch eine zeitliche Variation aufweisen, welche z.B. bei Boundary Mode Control (BCM) des Tiefsetzstellers T+, T–, L1C1 (kann auch durch mehrere phasenversetzt getaktete Stufen mit nur temporärer Taktung, d.h.

kontinuierlicher oder temporärer Klemmung eines oder mehrerer Brückenweige ausgeführt sein) vorteilhaft so gewählt wird, dass die Schaltfrequenz zeitlich variiert und einerseits bei hohen Werten verbleibt und andererseits die Amplituden der Störaussendung bei einzelnen Frequenzen reduziert bzw. die Störaussendung über einen weiteren Frequenzbereich verteilt wird.

[0056] Hervorzuheben ist auch, dass die Tiefpassfilter L1C1 oder L2C2 gegebenenfalls mehrstufig ausgeführt sein können.

[0057] Schliesslich kann für die Berechnung des Tastgrades anstelle von u_{C1} innerhalb des Intervalls, wo eine Pulsbreitenmodulation der Transistorvollbrücke auftritt, auch der tatsächliche Verlauf von u_{C1} herangezogen werden. Damit werden Abweichungen von u_{C1} vom Sollwert u_{C1} für die Bildung von u_2 direkt berücksichtigt. Für die Division von u_2^* ist dann anstelle von u_{C1} der auf das Intervall ($+u_{C1}$, $-u_{C1}$) begrenzte Spannung u_{C1} heranzuziehen (Fig. 5).

[0058] Abschliessend sei darauf hingewiesen, dass die vorstehend für Inselbetrieb ein- und zweistufiger hybrid modulierter Inverterschaltungen beschriebenen Konzepte sinngemäss auch für die Kopplung der Inverterschaltungen an eine vorgegebene Netzspannung Anwendung finden können. Es ist dann einzig der Spannungssollwert u_0^* durch den Messwert u_0 zu ersetzen bzw. für die Definition des Ausgangs der Vollbrücke mit den beiden Brückenweigen 1 und 2 ein Sollwert des in das Netz zu speisenden Stromes (entsprechend dem Sollwert i_{L1}^* der unterlagerten Stromregelung oder für das zweistufige System der Sollwert i_{L2}^*) entsprechend vorzugeben.

[0059] Weiter sei hervorgehoben, dass die vorstehend beschriebenen Konzepte unabhängig von der Phasenbeziehung von Netzstrom und Netzspannung, also insbesondere auch für Gleichrichterbetrieb (z.B. Einphasen-PFC-Gleichrichtung), d.h. Speisung einer DC-Spannungsquelle aus dem AC-Netz, Anwendung finden können.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Steuerung eines Einphasen-DC/AC-Konverters, wobei im Betrieb des Konverters eine elektrische Leistung von einer DC-Seite an eine AC-Seite oder umgekehrt übertragen wird und dabei in aufeinanderfolgenden Halbschwingungen einer mit einer Grundfrequenz an der AC-Seite auftretenden sinusförmig verlaufenden AC-Spannung (u_0) jeweils während eines ersten Zeitintervalls der Halbschwingung, welches sich über einen wesentlichen Bereich der Halbschwingung erstreckt, eine erste Konverterstufe eine Zwischenspannung (u_{C1}) mit einer sinusförmig verlaufenden Halbschwingung erzeugt, und die AC-Spannung (u_0)
 - durch Addieren der Zwischenspannung (u_{C1}) zu einer jeweils während des ersten Zeitintervalls im Wesentlichen konstanten Bezugsspannung (u_{C2}) erzeugt wird, oder
 - durch Umschalten der Polarität von jeweils aufeinanderfolgenden sinusförmig verlaufenden Halbschwingungen der Zwischenspannung (u_{C1}) erzeugt wird,
 dadurch gekennzeichnet, dass jeweils während eines zweiten Zeitintervalls, welches keine Überlappung mit dem ersten Zeitintervall aufweist, ein Spannungssollwert (u_{C1}^*) für die Zwischenspannung (u_{C1}) nach unten auf einen unteren Grenzwert (\underline{u}_{C1}) begrenzt wird.
2. Verfahren gemäss Anspruch 1, wobei die AC-Spannung (u_0) durch Addieren der Zwischenspannung (u_{C1}) zu der jeweils während des ersten Zeitintervalls im wesentlichen konstanten Bezugsspannung (u_{C2}) erzeugt wird, und während des zweiten Zeitintervalls die Bezugsspannung (u_{C2}) einem nicht sprunghaften sondern kontinuierlich verlaufenden Übergang von einem ersten zu einem zweiten Wert der Bezugsspannung (u_{C2}) folgend moduliert ist.
3. Verfahren gemäss Anspruch 2, wobei die Zwischenspannung (u_{C1}) mittels einer ersten Konverterstufe aus einer DC-seitigen Gleichspannung (U_i) erzeugt wird, und der Spannungssollwert (u_{C1}^*) für die Zwischenspannung (u_{C1}) nach oben auf einen oberen Grenzwert begrenzt ist, der um einen Betrag (\underline{u}_{C1}) unterhalb des Wertes der DC-seitigen Gleichspannung (U_i) liegt.
4. Verfahren gemäss Anspruch 3, wobei für die Ansteuerung der ersten Konverterstufe mittels einer mehrschleifigen Regelung
 - aus einem Spannungssollwert (u_{C1}^*) der Zwischenspannung (u_{C1}), mit optionaler Vorsteuerung eines Laststromes (i_0) und/oder der Ausgangsspannung (u_{C1}), ein erster Tastgrad (D_1) und ein erstes Schaltsignal (s_1) für einen ersten Brückenweig (1) der ersten Konverterstufe zum Erzeugen der Zwischenspannung (u_{C1}) bestimmt wird, und
 - aus einem Sollwert (u_{C2}^*) für die Bezugsspannung (u_{C2}) durch Division dieses Sollwertes (u_{C2}^*) durch die DC-seitige Gleichspannung (U_i) ein zweiter Tastgrad (D_2) und ein zweites Schaltsignal (s_2) für einen zweiten Brückenweig (2) der ersten Konverterstufe zum Erzeugen der Bezugsspannung (u_{C2}) bestimmt wird.
5. Verfahren gemäss Anspruch 4, wobei der Spannungssollwert (u_{C1}^*) der Zwischenspannung (u_{C1}) durch Addition eines Sollwertes (u_0^*) der AC-Spannung (u_0) entweder zum Sollwert (u_{C2}^*) für die Bezugsspannung (u_{C2}) oder zu einem Messwert der Bezugsspannung (u_{C2}) gebildet wird.
6. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 2 bis 5, wobei im ersten Zeitintervall der Sollwert (u_{C2}^*) für die Bezugsspannung (u_{C2}) von Null und von einer DC-seitigen Gleichspannung (U_i) verschieden ist, und die Bezugsspannung (u_{C2}) aus der DC-seitigen Gleichspannung (U_i) durch eine hochfrequente Taktung eines zweiten Brückenweiges (2) der ersten Konverterstufe erzeugt wird.

7. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei die erste Konverterstufe einen ersten Brückenweig (1) und einen zweiten Brückenweig (2) aufweist, und sich die beiden Brückenweige (1, 2) zum Erzeugen der im Wesentlichen konstanten Bezugsspannung und der sinusförmig verlaufenden Halbschwingung abwechseln, oder gemäss einem der Ansprüche 4 bis 5 wobei sich die beiden Brückenweige (1, 2) zum Erzeugen der im Wesentlichen konstanten Bezugsspannung und der sinusförmig verlaufenden Halbschwingung abwechseln.
8. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 2 bis 7, wobei ein zweiter Brückenweig (2) der ersten Konverterstufe in Verbindung mit einem Mittelpunkt der DC-seitigen Gleichspannung (U_i) einen Dreipunktbrückenweig zur Bildung der Bezugsspannung (u_{C2}) über einen Ausgang des zweiten Brückenweigs (2) bildet, und während zumindest eines Teils des zweiten Zeitintervalls eine mittlere DC-seitige Gleichspannung an den Ausgang des zweiten Brückenweigs (2) geschaltet ist.
9. Verfahren gemäss Anspruch 1, wobei während des ersten Zeitintervalls die AC-Spannung (u_0) durch Umschalten der Polarität von jeweils aufeinanderfolgenden sinusförmig verlaufenden Halbschwingungen der Zwischenspannung (u_{C1}^*) erzeugt wird und während des zweiten Zeitintervalls die die AC-Spannung (u_0) durch Modulation der Zwischenspannung (u_{C1}^*) durch hochfrequentes Umschalten der Polarität der Zwischenspannung (u_{C1}^*) erzeugt wird.
10. Verfahren gemäss Anspruch 9, wobei der Konverter eine erste Konverterstufe zum Erzeugen der Zwischenspannung (u_{C1}) aus einer DC-seitigen Gleichspannung (U_i) und eine zweite Konverterstufe (4) mit einem Ausgangsfilter (L2, C2) zum Umschalten der Polarität der Zwischenspannung (u_{C1}) und zur Bildung der AC-Spannung (u_0) aufweist, mittels einer mehrschleifigen Regelung
 - aus einem sinusförmigen netzfrequenten Sollwert (u_0^*) oder einem Messwert (u_0) der AC-Spannung, mit optionaler Vorsteuerung eines Laststromes (i_0), in einer Regelung des Ausgangsfilters, ein Sollwert ($u_{2\text{quer}}^*$) eines lokalen Mittelwertes einer Ausgangsspannung (u_2) der zweiten Konverterstufe (4) bestimmt wird; und
 - aus diesem Sollwert ($u_{2\text{quer}}^*$)
 - einerseits durch Gleichrichtung ein Betragswert $|u_{2\text{quer}}^*|$ und daraus nach Begrenzung nach unten auf den unteren Grenzwert (\underline{u}_{C1}) der Spannungssollwert (u_{C1}^*) für die Zwischenspannung (u_{C1}) bestimmt wird; und
 - andererseits durch Division durch den unteren Grenzwert (\underline{u}_{C1}) und Begrenzung des Ausgang der Division auf Werte im Intervall (+1, -1) ein Tastgrad (D2) bestimmt wird, und aus dem Tastgrad (D2), beispielsweise durch Verschneiden mit einem zwischen +1 und -1 laufenden Dreiecksignal (d_2) ein pulsbreitenmoduliertes Ansteuersignal (s_2) zum Umschalten der zweiten Konverterstufe (4) bestimmt wird.
11. Verfahren gemäss Anspruch 9 oder 10, wobei der untere Grenzwert (\underline{u}_{C1}) zeitlich variiert.
12. Verfahren gemäss Anspruch 9 oder 10, wobei der Tastgrad (D2) nicht durch Division durch den unteren Grenzwert (\underline{u}_{C1}) und Begrenzung des Ausgang der Division auf Werte im Intervall (+1, -1), sondern durch Division des Sollwerts ($u_{2\text{quer}}^*$) des lokalen Mittelwertes der Ausgangsspannung (u_2) der zweiten Konverterstufe (4) durch einen auf das Intervall ($+\underline{u}_{C1}$, $-\underline{u}_{C1}$) begrenzten Messwert der Zwischenspannung (u_{C1}) gebildet wird.

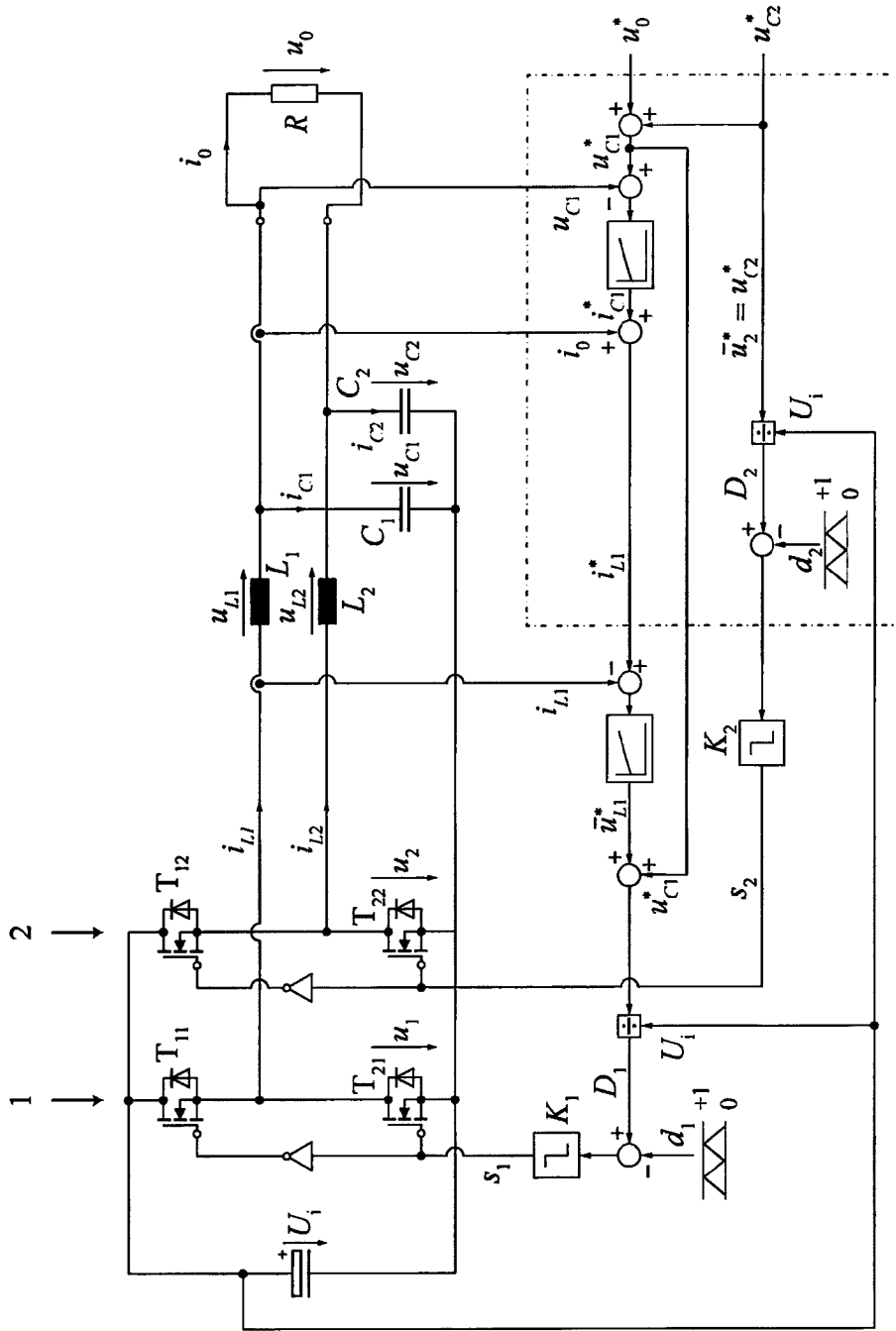


Fig. 1

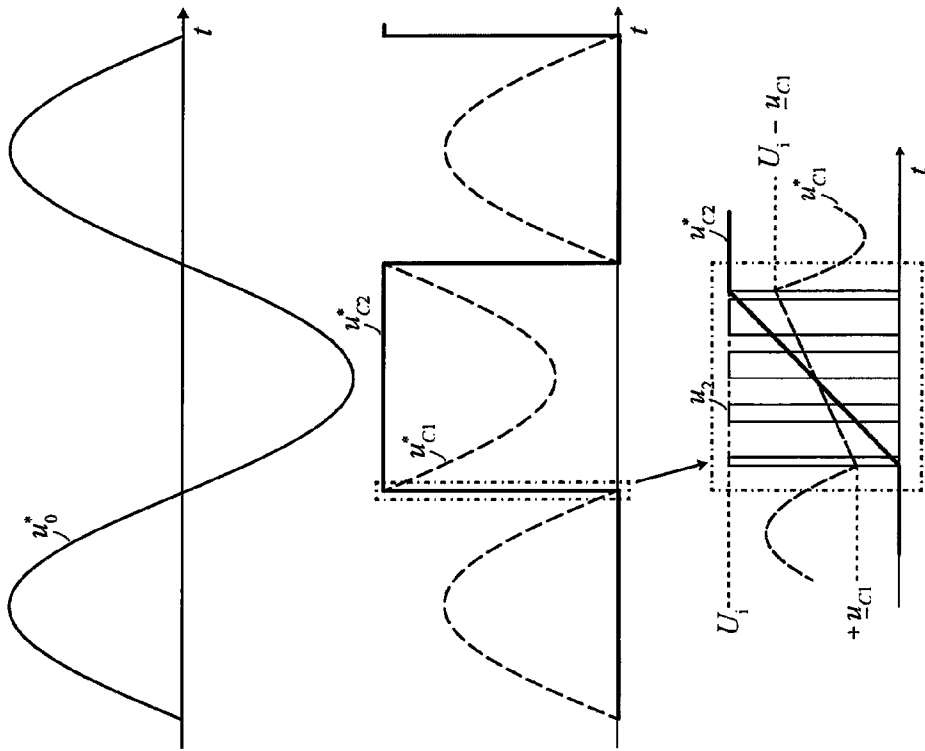


Fig. 2

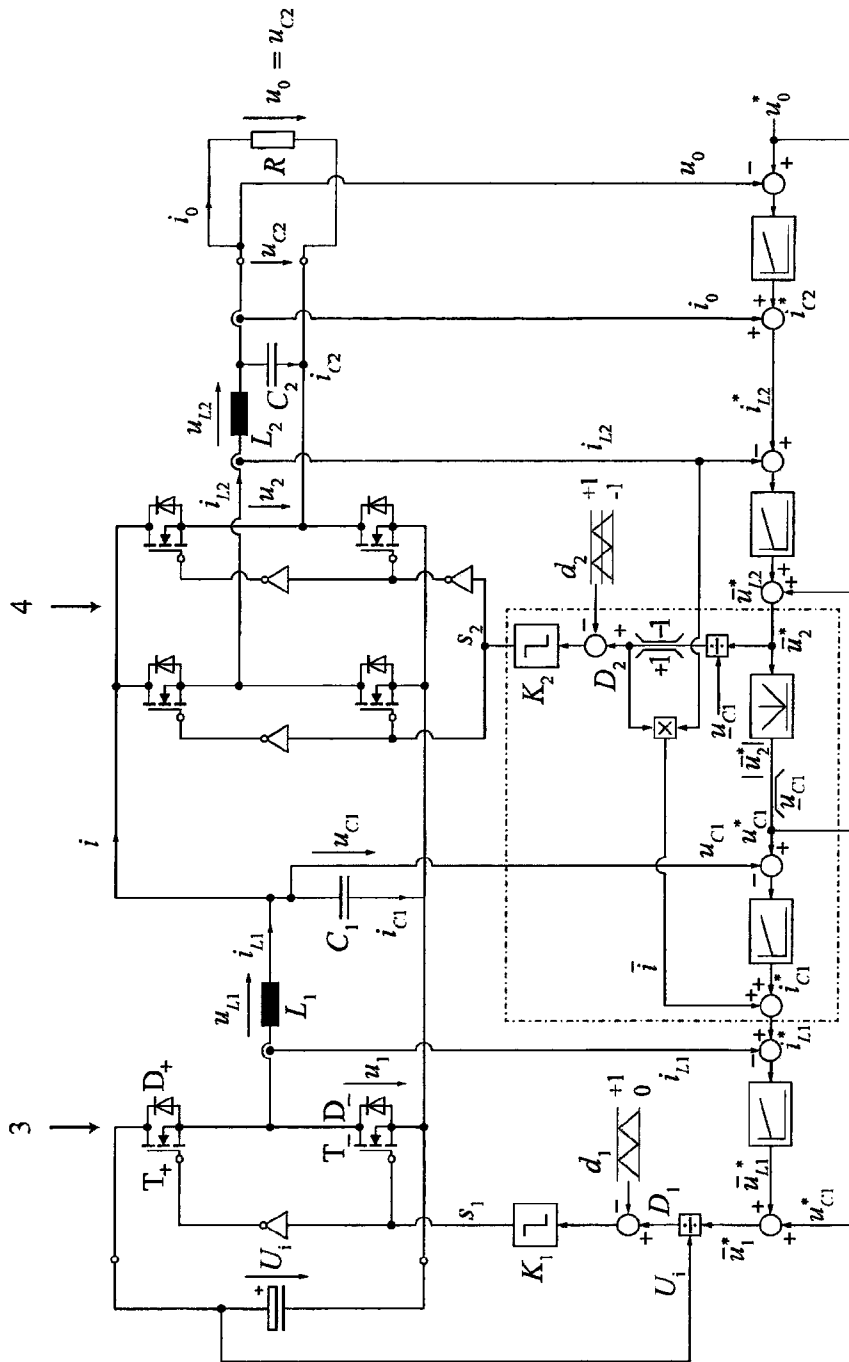


Fig. 3

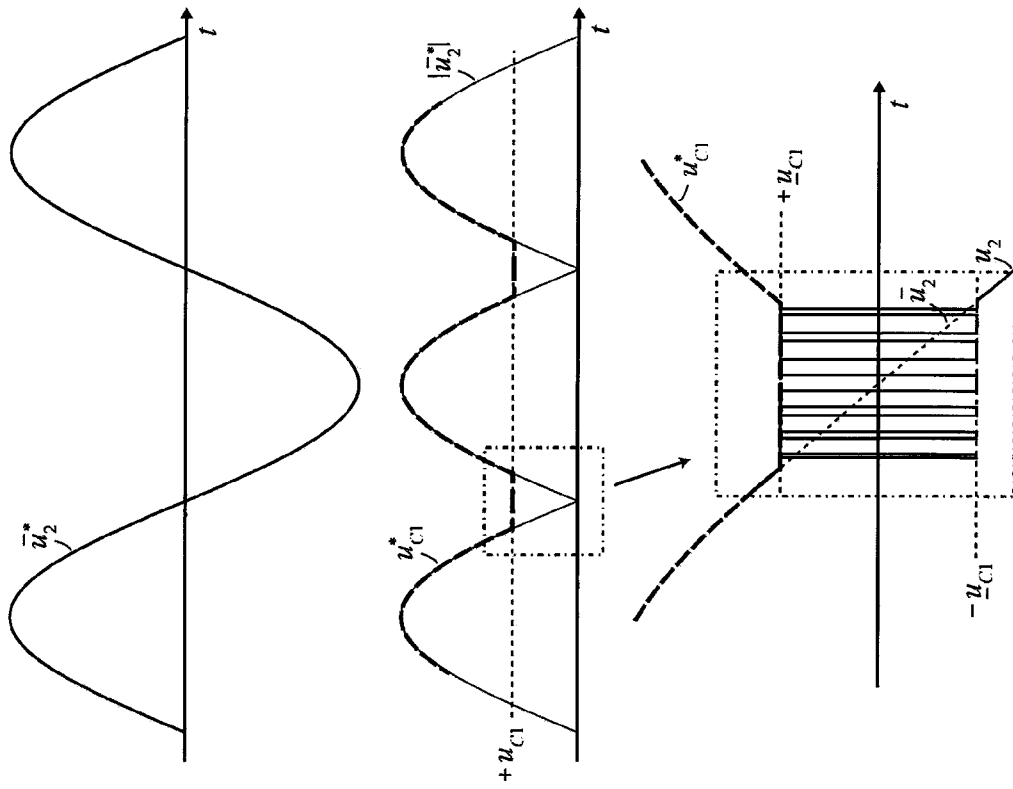


Fig. 4

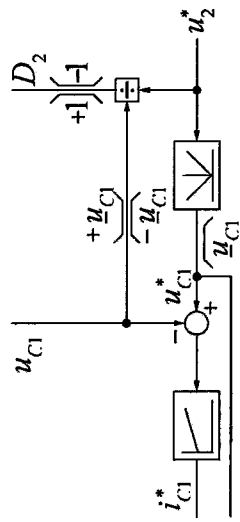


Fig. 5