

**SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT**  
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) **CH 715 005 A2**

(51) Int. Cl.: **H02M 7/797 (2006.01)**  
**F01D 15/08 (2006.01)**

**Patentanmeldung für die Schweiz und Liechtenstein**

Schweizerisch-lichtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTANMELDUNG**

(21) Anmeldenummer: 00616/18

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

(22) Anmeldedatum: 17.05.2018

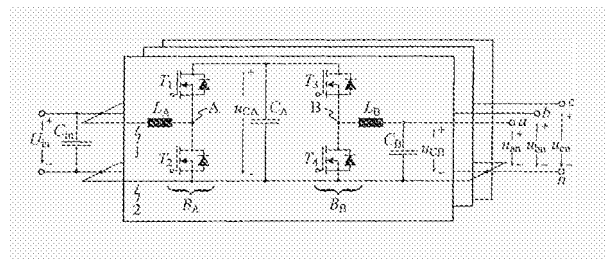
(72) Erfinder:  
Dominik Bortis, 8052 Zürich (CH)  
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)  
David Menzi, 3400 Burgdorf (CH)

(43) Anmeldung veröffentlicht: 29.11.2019

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

(54) **Vorrichtung zur Umsetzung einer in weiten Grenzen variierenden Gleichspannung in eine Mehrphasenwechselfspannung mit variabler Frequenz und Amplitude.**

(57) Ein erfindungsgemässer Konverter zur Übertragung von elektrischer Energie zwischen einem Gleichspannungs-(DC)-System und einem Wechselfspannungs-(AC)-System weist gleichspannungsseitig eine positive DC-Eingangsspannungsschiene (1) und eine negative DC-Eingangsspannungsschiene (2) und wechselfspannungsseitig mindestens zwei Ausgangsphasenanschlüsse (a, b, c) auf. Dabei liegt für jeden der Ausgangsphasenanschlüsse (a, b, c) ein Phasenkonverter vor, welcher an einer ersten Seite an die positive DC-Eingangsspannungsschiene (1) und die negative DC-Eingangsspannungsschiene (2) und an einer zweiten Seite an diesen Ausgangsphasenanschluss (a; b; c) angeschlossen ist und als Hochsetz-Tiefsetzsteller mit einem Spannungszwischenkreis ausgebildet ist. Der Konverter weist eine Regelung auf, welche dazu ausgebildet ist, im Betrieb des Konverters jeden der Phasenkonverter in Abhängigkeit eines Verhältnisses einer DC-Eingangsspannung zu Momentanwerten von an den Ausgangsphasenanschlüssen (a, b, c) zu erzeugenden Ausgangsphasenspannungen, zeitweise entweder als reinen Tiefsetzsteller oder als reinen Hochsetzsteller, zu betreiben.



## Beschreibung

**[0001]** In der Antriebstechnik besteht vielfach die Aufgabe ausgehend von einer Gleichspannungsquelle (Batteriespeicher oder Brennstoffzelle) eine Drehstrommaschine zu speisen, wobei die an die Maschine zu legende Dreiphasenspannung eine, durch eine übergeordnete Drehzahl- oder Positionsregelung, vorgegebene Amplitude und Frequenz aufzuweisen hat. Typisch zeigen dabei für stationären Betrieb sowohl Amplitude als auch Frequenz eine näherungsweise proportionale Abhängigkeit von der Maschinendrehzahl, d.h. sind in weiten Grenzen variabel. Weiters kann die speisende Gleichspannung abhängig vom Ladezustand der Batterie oder aufgrund eines Spannungsabfalls am inneren Widerstand der Batterie oder der Brennstoffzelle einen relativ weiten Variationsbereich aufweisen.

**[0002]** Gemäss dem Stand der Technik wird daher der Gleichspannungsquelle ein DC/DC-Hochsetzsteller nachgeordnet, welcher eine konstante DC-Ausgangsspannung (Zwischenkreisspannung) erzeugt, aus der eine nachfolgende Dreiphasenpulswechselrichterstufe gespeist wird, welche pulsbreitenmodulierte Ausgangsspannungen erzeugt, welche gegebenenfalls durch ein nachfolgendes LC-Tiefpassfilter zu einem sinusförmigen Ausgangsspannungsverlauf geglättet werden (siehe Fig. 1). Das Niveau der Zwischenkreisspannung wird dabei prinzipbedingt in jedem Fall über dem Niveau der speisenden Gleichspannung liegend und darüber hinaus so gross gewählt, dass die Dreiphasenausgangsspannung mit der geforderten Amplitude erzeugt werden kann.

**[0003]** Ein Nachteil dieser Lösung besteht darin, dass sowohl der DC/DC-Hochsetzsteller als auch der Dreiphasenpulswechselrichter die gesamte Leistung umformen, d.h. zwischen Gleichspannungsquelle und Maschine eine zweistufige Leistungskonversion vorliegt, womit entsprechend hohe Leit- und Schaltverluste auftreten bzw. eine relativ geringe Effizienz der Energieumformung resultiert.

**[0004]** Es ist darauf hinzuweisen, dass die beschriebene Konverterstruktur auch bei Umkehrung der Energierichtung, also für Anwendungen, bei welchen ausgehend von einer Dreiphasennetzspannung eine in weiten Grenzen schwankende Gleichspannung erzeugt werden muss, wie dies z.B. bei der Batterieladung von Elektrofahrzeugen der Fall ist, Einsatz finden kann. Der DC/DC-Hochsetzsteller arbeitet dann aufgrund der umgekehrten Energierichtung von der Zwischenkreisspannung aus gesehen als DC/DC-Tiefsetzsteller und regelt den Leistungs- bzw. Stromfluss aus dem Zwischenkreis in die Batterie. Der Dreiphasen-AC/DC-Konverter wirkt in diesem Fall als aktiver Gleichrichter und stellt einen sinusförmigen Verlauf der aus dem Netz aufgenommenen Ströme und einen konstanten Wert der Zwischenkreisspannung sicher.

**[0005]** Aufgabe der Erfindung ist es daher eine Vorrichtung mit einem zugehöriges Modulations- und Regelverfahren zu schaffen, welche bei überlappendem Eingangs- und Ausgangsspannungsbereich die seitens einer Gleichspannungsquelle angebotene Leistung in eine Dreiphasenwechselspannung mit vorgebarerer Frequenz und Amplitude umformt, jedoch mit geringeren Leit- und Schaltverlusten bzw. mit erhöhter Effizienz der Energieumformung.

**[0006]** Diese Aufgabe löst ein Konverter zur Übertragung von elektrischer Energie zwischen einem DC und einem AC-System gemäss den Patentansprüchen. Darin geschieht eine hochfrequente Taktung zur Umformung nur in einer Stufe.

**[0007]** Der Konverter zur leistungselektronische Energieumformung ist phasenmodular zu konzipieren und jedes Phasenmodul zweistufig, d.h. mit einem eingangsseitigen DC/DC-Hochsetzsteller (Phasenhochsetzsteller) und einem ausgangsseitigen DC/DC-Tiefsetzsteller (Phasentiefsetzsteller) auszuführen. Durch den Phasenhochsetzsteller wird dann ausgehend von der Eingangsgleichspannung eine, durch einen Phasenzwischenkreiskondensator, dessen negative Klemme mit der negativen Eingangsspannungsklemme verbunden ist, gestützte Phasenzwischenkreisspannung erzeugt. Aus dieser Phasenzwischenkreisspannung wird durch den Phasentiefsetzsteller eine, wieder auf die negative Eingangsgleichspannungsschiene bezogene, an die zugehörige Phasenklemme der Drehstrommaschine gelegte Phasenklammenspannung erzeugt. Da aufgrund des typischerweise isolierten bzw. freien Sternpunktes der gespeisten Drehstrommaschine nur die Differenzen der Phasenklammenspannungen bzw. nur die nullgrössen- bzw. gleichtaktfreien Anteile, d.h. nur die Gegen-taktanteile der Phasenklammenspannungen (Maschinenphasenspannungen) den Maschinenphasenstromverlauf bestimmen, kann so trotz Unipolarität bzw. Gleichspannungsnatur der Phasenklammenspannungen ein sinusförmiger Verlauf der Maschinenphasenströme eingeprägt werden. Alternativ kann auch die positive Eingangsspannungsschiene als Bezugspotential für die Phasenzwischenkreisspannung und die Phasenklammenspannung herangezogen werden, wobei dann die positive Klemme des Phasenzwischenkreiskondensators mit der positiven Eingangsspannungsschiene verbunden ist.

**[0008]** Zwar weist die vorgehend beschriebene Schaltung in jeder Phase zwei Konversionsstufen, d.h. eine Hochsetz-Tiefsetzsteller-Struktur, auf, allerdings kann im Unterscheid zum konventionellen System durch die Auftrennung in Phasenmodule jede Phasenzwischenkreisspannung jeweils unabhängig von den anderen Phasenzwischenkreisspannungen und abhängig von der zu erzeugenden Phasenklammenspannung gewählt werden, d.h. das Zwischenkreisspannungsniveau ist nicht für alle Phasen gleich und auch nicht durch die Phase mit höchstem Spannungsbedarf bestimmt. Vorteilhaft wird nun die jeweilige Phasenzwischenkreisspannung derart geführt, dass stets nur eine der beiden Stufen, d.h. entweder nur der Phasenhochsetzsteller oder nur der Phasentiefsetzsteller, getaktet wird und die jeweils andere Stufe währenddessen durchgeschaltet bleibt, d.h. es treten also nur für eine der beiden Schaltstufen eines Phasenmoduls Schaltverluste auf bzw. liegt in diesem Sinn eine einstufige hochfrequente Spannungsumsetzung vor. Die Schaltverluste der Phasenmodule weisen damit vorteilhaft einen im Idealfall minimalen, d.h. einen tieferen Wert als für eine Realisierung gemäss dem Stand der Technik auf.

**[0009]** Der Konverter weist also eine Regelung auf, welche dazu ausgebildet ist, im Betrieb des Konverters jeden der Phasenkonverter, in Abhängigkeit eines Verhältnisses einer DC-Eingangsspannung zu Momentanwerten von an den Ausgangsphasenanschlüssen zu erzeugenden Ausgangsphasenspannungen, zeitweise entweder als reinen Tiefsetzsteller oder als reinen Hochsetzsteller zu betreiben. Es sind also die Phasenkonverter als mehrschleifig geregelte Hochtiefsetz-DC/DC-Konverter ausgeführt, wobei die Vorgabe der Sollwerte der Phasenkonverterausgangsspannungen derart erfolgt, dass einerseits ein minimaler Maximalwert der Ausgangsspannungen erforderlich ist und andererseits eine minimale Schwankung der Ströme in den Induktivitäten der Phasenkonverter resultiert. Damit können bei gegebener Schaltfrequenz kleine Induktivitätswerte für die Realisierung des Konverters und bei gegebenen Induktivitätswerten kleine Schaltfrequenzen gewählt werden, bzw. geringe Schaltverluste auftreten.

**[0010]** In Ausführungsformen ist die Regelung dazu ausgebildet, im Betrieb des Konverters in jedem der Phasenkonverter eine Taktung von Schaltern des Phasenkonverters zeitweise auf einen eingangsseitigen Hochsetzstellerteil oder Brücken-zweig oder auf einen ausgangsseitigen Tiefsetzstellerteil oder Brücken-zweig des Phasenkonverters zu beschränken.

**[0011]** In Ausführungsformen ist die Regelung dazu ausgebildet, im Betrieb des Konverters die Taktung aller Phasenkonverter derart vorzunehmen, dass für alle Phasenkonverter dieselbe Taktfrequenz vorliegt und eine Synchronisation der Taktung der Konverter einen in den Ausgangsphasenspannungen enthaltenen Gegentaktspannungsanteil minimiert.

**[0012]** In Ausführungsformen ist die Regelung dazu ausgebildet, im Betrieb des Konverters die Taktung aller Phasenkonverter derart vorzunehmen, dass für alle Phasenkonverter dieselbe Taktfrequenz vorliegt und eine Synchronisation der Taktung der Konverter einen in den Ausgangsphasenspannungen enthaltenen Gleichtaktspannungsanteil minimiert.

**[0013]** In Ausführungsformen ist die Regelung dazu ausgebildet, im Betrieb des Konverters einen Offset zur Bildung von Ausgangsphasenspannungssollwerten aus Lastphasenspannungssollwerten vorzugeben, derart, dass jeweils in einem Zeitabschnitt für denjenigen Phasenkonverter, dessen zugeordneter Lastphasenspannungssollwert den höchsten negativen Wert aufweist, ein Ausgangsphasenspannungssollwert gleich Null resultiert, womit dieser Phasenkonverter nicht getaktet werden muss und sein Ausgangsphasenanschluss an eine Referenzspannungsschiene geklemmt verbleiben kann, und der Verlauf der Ausgangsphasenspannungssollwerte von nicht geklemmten Phasenkonvertern durch gegenüber dem geklemmten Ausgangsphasenanschluss zu erzeugende und durch Subtraktion von jeweils zwei Lastphasenspannungssollwerten in diesem Zeitabschnitt gebildete Sollwerte von Lastauslenkerspannungen definiert ist, sodass insgesamt wieder ein sinusförmiger Verlauf aller Lastauslenkerspannungen vorliegt.

**[0014]** In Ausführungsformen sind die Phasenkonverter jeweils als kaskadierte Auf-Abwärtswandler (Boost-Buck-Konverter) ausgebildet.

**[0015]** In Ausführungsformen ist die Regelung dazu ausgebildet, im Betrieb des Konverters bei relativ kleinen Amplituden der Ausgangsphasenspannungen einen konstanten Offset der Ausgangsphasenspannungen so gross zu wählen, dass einerseits eine, durch zu erzeugende Lastphasenspannungen bedingte Schwankung der Ausgangsphasenspannungen symmetrisch um ein Niveau der DC-Eingangsspannung zu liegen kommt, und andererseits eine zweifache maximale Amplitude von Lastphasenspannungen nicht überschritten wird, wobei dies durch Absenken des Offsets bei hohen Amplituden der Lastphasenspannungen erreicht wird.

**[0016]** In Ausführungsformen sind eines oder mehrere der folgenden Merkmale realisiert:

- Die Regelung ist dazu ausgebildet, ein Offsetsignal zu addieren, welches einen Wert hat, der mit dreifacher Ausgangsfrequenz variiert, d.h. einen Offset mit einer 3. Harmonischen, mit einer Amplitude und Phasenlage derart, dass eine grössere Ausgangsspannungsamplitude erreicht werden kann.
- Es ist kein Ausgangsfilter vorgesehen, d.h. der Schaltpunkt/die Schaltpunkte sind direkt mit den Motorklemmen verbunden.
- Ein dritter Brücken-zweig ist am Phasenzwischenkreiskondensator angeordnet und somit ist eine doppelte Ausgangsspannungsamplitude ohne Erhöhung der Zwischenkreisspannung und Sperrspannungsfähigkeit der Halbleiter ermöglicht.
- Ein dritter und vierter Brücken-zweig sind am Phasenausgangskondensator angeordnet und somit ist eine doppelte Ausgangsspannungsamplitude ohne Erhöhung der Zwischenkreisspannung und Sperrspannungsfähigkeit der Halbleiter ermöglicht, und zusätzlich wird eine betragssinusförmige Gleichtaktspannung am Ausgang erzeugt, welche ein besseres EMV-Verhalten aufweist.

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

**[0018]** Fig. 1: Ein Konvertersystem gemäss dem Stand der Technik, welches eingangsseitig eine DC/DC-Hochsetzstellerstufe aufweist und damit eine auf die negative Eingangsspannungsschiene bezogene, durch einen Zwischenkreiskondensator gestützte Zwischenkreisspannung bildet, aus der eine nachfolgende Dreiphasenpulswechselrichterstufe gespeist wird, wobei weiters ein Ausgangstiefpassfilter zur Glättung der pulsbreitenmodulierten Ausgangsspannungen der Pulswechselrichterstufe vorgesehen ist, womit die Maschinenklemmenspannungen einen näherungsweise sinusförmigen Verlauf zeigen.

**[0019]** Fig. 2: Schaltungsstruktur eines phasenmodularen DC/AC-Konverters mit Hoch-Tiefsetzstellerfunktion. Die an den Phasenausgängen erzeugten tiefpassgefilterten Spannungen sind auf die negative Eingangsspannungsschiene 2 bezogen. Die Anordnung setzt einen isolierten Maschinensternpunkt voraus.

**[0020]** Fig. 3: Zeitverlauf der bei Speisung einer Drehstrommaschine zu erzeugenden Phasenkonverterausgangsspannungen für (Fig. 3.1) zeitlich konstante Offsetverschiebung  $u_{\text{off}}$  des eigentlich zu erzeugenden Lastphasenspannungssystems in Höhe der Amplitude der Lastphasenspannung; (Fig. 3.2) bei konstanter Offsetverschiebung und zusätzlicher Überlagerung eines Wechselanteils des Offsetsignals mit dreifacher Ausgangsfrequenz und einer Phasenlage derart, dass der Maximalwert der Phasenkonverterausgangsspannungen minimiert wird; (Fig. 3.3) bei Offsetverschiebung des zu erzeugenden Lastphasenspannungssystems derart, dass für einen Phasenkonverterausgang über ein Drittel der Ausgangsperiode ein Sollwert gleich Null vorliegt, und dieser Konverter daher im Klemmzustand verbleiben kann, also nicht getaktet wird.

**[0021]** Fig. 4: Zeitverlauf der Sollwerte der Phasenkonverterausgangsspannungen  $u_{\text{an}}$ ,  $u_{\text{bn}}$  und  $u_{\text{cn}}$  für die Konverterschaltungen nach Fig. 2, welche bei gegenüber der DC-Eingangsspannung  $U_{\text{in}}$  kleiner Amplitude  $U_{\text{Mpk}}$  der Sollwerte der Lastphasenspannungen Einsatz finden kann, um eine Minimierung der schaltfrequenten Schwankung des Stromes in den Phasenkonverterinduktivitäten  $L_A$  und  $L_B$  zu erreichen.

**[0022]** Fig. 5: Vorrichtung zur Regelung der Ausgangsspannungen der Phasenkonverter um einen vorgegebenen Verlauf  $u_{\text{am}}^*$  der Lastphasenspannungen  $u_{\text{am}}$  einzustellen, wie dies für USV Systeme oder bei der Speisung drehzahlvariabler Drehstrommaschinen benötigt wird. Die Regelung weist für jede Phase gleiche Struktur und ist aus Gründen der Übersichtlichkeit nur für eine Phase dargestellt.

**[0023]** Fig. 6: Modifikation eines Teiles der Regelvorrichtungen nach Fig. 5, d. h. die Vorrichtung zur Regelung der Ausgangsspannungen wird um einen Zwischenkreisspannungs- und Eingangsstromregler erweitert um eine höhere Regeldynamik zu erreichen und allfällige Schwingungen im System aktiv zu dämpfen.

**[0024]** Fig. 7: Alternative Ausführungen des Leistungsteiles bei Einsatz einer Drehstrommaschine mit offener Wicklung, d.h. bei Zugänglichkeit der Anfänge und Enden jeder Maschinenphasenwicklung, wobei die Schaltung eines Phasenmoduls nach Fig. 2 um einen dritten Brückenweig  $B_C$  mit Schaltpunkt C, parallel zu den beiden Brückenweigen  $B_A$  und  $B_B$ , erweitert wird.

**[0025]** Fig. 8: (a) Zeitverlauf der Phasenkonverterausgangsspannungen  $u_{\text{aC}}$ ,  $u_{\text{bC}}$  und  $u_{\text{cC}}$  für die Konverterschaltungen nach Fig.7, (b) der Spannung am Schaltpunkt C des Brückenweigs  $B_C$  sowie der Phasenzwischenkreiskondensatorspannung  $u_{\text{CA}}$ , (c) der beiden Tastverhältnisse  $d_A$  und  $d_C$ , sowie (d) die Schaltzustände der einzelnen Brückenweige über eine Ausgangsperiode, wobei die schraffierte Fläche das hochfrequente Schalten des entsprechenden Brückenweiges darstellt.

**[0026]** Fig. 9: Alternative Ausführungen des Leistungsteiles bei Einsatz einer Drehstrommaschine mit offener Wicklung, d.h. bei Zugänglichkeit der Anfänge und Enden jeder Maschinenphasenwicklung, wobei die Schaltung eines Phasenmoduls nach Fig. 2 um einen dritten und vierten Brückenweig  $B_D$  und  $B_E$  mit den Schaltpunkten D und E erweitert wird.

**[0027]** Fig. 10: (a) Zeitverlauf der Phasenkonverterausgangsspannungen  $u_{\text{aE}}$ ,  $u_{\text{bE}}$  und  $u_{\text{cE}}$  für die Konverterschaltungen nach Fig.9, (b) der Spannung an den Schaltpunkten D und E sowie der Phasenzwischenkreiskondensatorspannung  $u_{\text{CA}}$ , (c) der beiden Tastverhältnisse  $d_A$  und  $d_B$  sowie (d) die Schaltzustände der einzelnen Brückenweige über eine Ausgangsperiode, wobei die schraffierte Fläche das hochfrequente Schalten des entsprechenden Brückenweiges darstellt.

**[0028]** Nach Fig. 2 weist jeder Phasenkonverter des Systems eingangsseitig eine erste Induktivität  $L_A$  auf, deren erster Anschluss mit der positiven DC-Eingangsspannungsschiene 1 verbunden ist und deren zweiter Anschluss auf den Schaltpunkt A eines ersten Brückenweiges  $B_A$ , d.h. auf den gemeinsamen Verbindungspunkt des unteren Emitter- oder Sourceanschlusses eines oberen Schalters  $T_1$  und des oberen Kollektor- oder Drainanschlusses eines unteren Schalters  $T_2$ , geführt wird. Des Weiteren sind die äusseren Anschlüsse des ersten Brückenweiges  $S_a$  mit einem Phasenzwischenkreiskondensator  $C_A$  verbunden, d.h. der Kollektor- oder Drainanschluss des oberen Schalters  $T_1$  wird auf die positive Klemme des Phasenzwischenkreiskondensators  $C_A$  und der Emitter- oder Sourceanschluss des unteren Schalters  $T_2$  auf die negative Klemme des Phasenzwischenkreiskondensators geführt, welche wiederum mit der negativen DC-Eingangsspannungsschiene 2 verbunden ist. Der Phasenzwischenkreiskondensator  $C_A$  stützt somit die erzeugte Phasenzwischenkreisspannung  $u_{\text{CA}}$  gegen die negative Eingangsspannungsschiene 2 ab. Ein Brückenweig wird allgemein mit Leistungstransistoren realisiert, wobei zu beiden Transistoren eine Freilaufdiode antiparallel geschaltet ist. Ebenfalls ist ein zweiter Brückenweig  $B_B$  mit einem oberen Schalter  $T_3$  und einem unteren Schalter  $T_4$ , parallel zum ersten Brückenweig  $B_A$ , zwischen die positive und negative Klemme des Phasenzwischenkreiskondensators  $C_A$  geschaltet, dessen Schaltpunkt B mit einem ersten Anschluss einer zweiten Induktivität  $L_B$  verbunden ist und deren zweiter Anschluss auf die positive Klemme eines zur Glättung der Ausgangsspannung  $u_{\text{cB}}$  notwendigen Phasenausgangskondensators  $C_B$  geführt wird, an dem auch die zugeordnete Ausgangsphasenklemme a, b oder c abzweigt. Die negative Klemme eines Phasenausgangskondensators  $C_B$  ist mit der negativen Eingangsspannungsschiene 2, d.h. der Referenzspannungsschiene n, verbunden und stützt somit die erzeugte Phasenklemmenspannung  $u_{\text{an}}$ ,  $u_{\text{bn}}$  oder  $u_{\text{cn}}$  ab. Jeder Phasenkonverter weist also gegenüber der gemeinsamen Referenzspannungsschiene n die Struktur eines Hochtiefsetzsteller-DC/DC-Konverters auf des-

sen Phasenzwischenkreisspannung  $u_{cA}$  in Abhängigkeit des Verhältnisses von Eingangsspannung  $U_m$  und zugeordneter Phasenausgangsspannung  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$  oder  $u_{cn}$ , aber unabhängig von den anderen Phasen, geführt werden kann.

**[0029]** Eine Dreiphasenlast wird mit ihren Phasenklammern an die Ausgangsphasenklammern a, b und c der drei Phasenkonverter geschaltet und weist einen freien Sternpunkt m auf, sodass nur die verketteten Phasenkonverterausgangsspannungen (Lastaussenleiterspannungen), definiert als Differenz von jeweils zwei Phasenkonverterausgangsspannungen bzw. die von einer Lastphasenklemme gegen einen Laststernpunkt gemessenen Lastphasenspannung  $u_{am}$ ,  $u_{bm}$  und  $u_{cm}$  die Bildung der Lastphasenströme bestimmen.

**[0030]** Die Phasenkonverterausgangsspannungen  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$  und  $u_{cn}$  werden beispielsweise derart erzeugt, dass die Sollwerte der typischerweise mit Ausgangsfrequenz sinusförmig verlaufenden und ein symmetrisches Dreiphasensystem bildenden Lastphasenspannungen  $u_{am}$ ,  $u_{bm}$  und  $u_{cm}$  mittels eines im einfachsten Fall zeitlich konstanten Offsets  $u_{off}$  derart zu positiven Werten verschoben werden, dass jede Phasenausgangsspannung einen unipolaren Verlauf, d.h. nur positive Werte bzw. minimal den Wert Null zeigt (siehe Fig. 3.1). Wie oben erwähnt, wird dieser Offset in den Lastaussenleiterspannungen nicht wirksam und bleibt damit ohne Einfluss auf die Strombildung der Last. In Ausführungsformen kann zu diesem konstanten Offset ein weiterer Offset mit dreifacher Ausgangsfrequenz und einer Amplitude und Phase derart addiert werden, dass die Unipolarität der Ausgangsphasenspannungen mit einem Minimalwert des konstanten Offsets sichergestellt ist, womit die Spannungsbelastung der Transistoren beider Brückenarme  $B_A$  und  $B_B$  der Phasenkonverter bei definierter zu erzeugender Lastphasenspannungsamplitude minimiert werden kann (siehe Fig. 3.2).

**[0031]** Bezüglich der Taktung der ein- und ausgangsseitigen Brückenarme  $B_A$  und  $B_B$ , der Phasenkonverter ist anzumerken, dass in Bereichen, in welchen eine über der DC-Eingangsspannung liegende Phasenkonverterausgangsspannung erzeugt werden muss, der obere Schalter respektive Leistungstransistor  $T_3$  des ausgangsseitigen Brückenarmes  $B_B$  eines Phasenkonverters durchgeschaltet verbleiben kann, und nur der eingangsseitige Brückenarm  $B_A$  getaktet wird. Die Spannungsübersetzung des Konverters entspricht dann für Leistungsfluss von der DC-Eingangsspannung zur Phasenkonverterausgangsspannung jener eines Hochsetzstellers, wobei die eingangsseitige Phasenkonverterinduktivität  $L_A$  als Hochsetzstellerinduktivität, der untere Leistungstransistor  $T_2$  des eingangsseitigen Brückenarmes  $B_A$  als Hochsetzstellertransistor und die antiparallele Diode des oberen Leistungstransistors  $T_1$  als Hochsetzstellerfreilaufdiode wirkt, wobei in Ausführungsformen stets auch der obere Leistungstransistor  $T_1$  durchgeschaltet wird, d.h. die Leistungstransistoren des eingangsseitigen Brückenarmes  $B_A$  im Gegentakt betrieben werden. Da zu allen Leistungstransistoren antiparallele Dioden angeordnet sind, kann dann auch ein Leistungsfluss von der Phasenkonverterausgangsspannung in die DC-Eingangsspannung erfolgen, wobei die Funktion des Phasenkonverters in diesem Fall der eines zwischen Phasenkonverterausgangsspannung und DC-Eingangsspannung liegenden Tiefsetzstellers entspricht.

**[0032]** In Bereichen, in welchen eine unterhalb der DC-Eingangsspannung liegende Phasenkonverterausgangsspannung erzeugt werden muss, verbleibt in Ausführungsformen der obere Leistungstransistor  $T_1$  des eingangsseitigen Brückenarmes  $B_A$  des Phasenkonverters durchgeschaltet, und die Taktung wird auf den ausgangsseitigen Brückenarm  $B_B$  beschränkt. Die Spannungsübersetzung des Konverters entspricht dann für Leistungsfluss von der DC-Eingangsspannung zur Phasenkonverterausgangsspannung jener eines Tiefsetzstellers, wobei die ausgangsseitige Phasenkonverterinduktivität  $L_B$  als Tiefsetzstellerinduktivität, der obere Leistungstransistor  $T_3$  des ausgangsseitigen Brückenarmes  $B_B$  als Tiefsetzstellertransistor und die zum unteren Leistungstransistor  $T_4$  antiparallel liegende Diode als Tiefsetzstellerfreilaufdiode wirkt, wobei in Ausführungsformen stets auch der untere Leistungstransistor  $T_4$  durchgeschaltet, d.h. die Leistungstransistoren des ausgangsseitigen Brückenarmes  $B_B$  im Gegentakt betrieben werden. Da zu allen Leistungstransistoren antiparallele Dioden angeordnet sind, kann dann auch ein Leistungsfluss von der Phasenkonverterausgangsspannung in die DC-Eingangsspannung erfolgen, wobei die Funktion des Phasenkonverters in diesem Fall der eines zwischen Phasenkonverterausgangsspannung und DC-Eingangsspannung liegenden Hochsetzstellers entspricht.

**[0033]** Hinsichtlich der Taktung aller Phasenkonverter sei darauf hingewiesen, dass in Ausführungsformen für alle Phasenkonverter dieselbe Taktfrequenz gewählt werden und eine Synchronisation der Taktung der Konverter derart erfolgen kann, dass der in den Phasenkonverterausgangsspannungen enthaltene Gegentaktspannungsanteil, welcher zu schaltfrequenten Strömen und damit ggf. zu Hochfrequenzverlusten in der angeschlossenen Dreiphasenlast führt, minimiert wird, d.h. schaltfrequente Änderungen der Phasenkonverterausgangsspannungen vor allem als Gleichtaktkomponenten gebildet werden, welche für alle Phasenausgänge eine gleichartige Spannungsverschiebung gegenüber der Referenzspannungsschiene bewirken.

**[0034]** Für Verbraucher, welche insbesondere gegenüber hochfrequenten Gleichtaktverschiebungen sensitiv sind, kann andererseits eine Synchronisierung der auch in diesem Fall mit gleicher Taktfrequenz arbeitenden Phasenkonverter derart vorgenommen werden, dass die schaltfrequenten Gleichtaktspannungsanteile minimiert werden, wobei dann allerdings eine höhere Gegentaktkomponente der Phasenkonverterausgangsspannungen in Kauf zu nehmen ist.

**[0035]** Ein zu Fig. 3.1 und Fig. 3.2 alternativer Verlauf des Offsets ist derart definiert, dass für denjenigen Phasenkonverter, dessen zugeordnete Lastphasenspannung den höchsten negativen Wert aufweist, ein Ausgangsphasenspannungssollwert gleich Null resultiert (siehe Fig. 3.3), womit dieser Phasenkonverter nicht getaktet werden muss, bzw. die zugehörige Ausgangsphasenklemme an die Referenzspannungsschiene geklemmt verbleiben kann, was für die oben beschriebene Phasenkonvertertopologie (siehe Fig. 2) einfach durch Durchschalten des unteren Leistungstransistors  $T_4$  des ausgangsseitigen Brückenarmes  $B_B$  erreicht werden kann. Der Verlauf der Ausgangsspannungssollwerte der beiden anderen

Phasenkonverter wird dann direkt durch die gegenüber der geklemmten Phase zu erzeugenden und durch Subtraktion von jeweils zwei Lastphasenspannungssollwerten zu bildenden Ausschnitte der Sollwerte der Lastausenleiterspannungen definiert, sodass insgesamt wieder ein sinusförmiger Verlauf aller drei Lastausenleiterspannungen erreicht wird. Da die Klemmung zyklisch zwischen in einer Phase nach der anderen stattfindet, bleibt jede Phase bei Erzeugung eines sinusförmigen symmetrischen Lastphasenspannungssystems für ein Drittel der Lastphasenspannungsperiode geklemmt und somit ohne Schaltverluste, womit eine Erhöhung der Effizienz der Energieübertragung erreicht wird.

**[0036]** Für Einsatz des Systems zur Speisung einer an den Ausgangsphasenklemmen liegenden Drehstrommaschine (Last) sind abhängig von der Drehzahl der Maschine verschiedene Amplituden der Lastphasenspannung bzw. verschiedene Amplituden der zugeordneten Phasenkonverterausgangsspannungen zu erzeugen, wobei typischerweise bei höchster Drehzahl die höchsten Amplitudenwerte auftreten, für welche die Leistungshalbleiter beider Brückenarme auszulegen sind.

**[0037]** Vorteilhaft kann nun bei tiefen Drehzahlen bzw. relativ kleinen Amplituden der Phasenkonverterausgangsspannungen, der konstante Offset so gross gewählt werden, dass einerseits die, durch die zu erzeugenden Lastphasenspannungen bedingte Schwankung der Phasenkonverterausgangsspannungen symmetrisch um das Niveau der DC-Eingangsspannung zu liegen kommt und andererseits die der maximalen Drehzahl zugeordnete zweifache maximale Amplitude der Lastphasenspannung nicht überschritten wird, wobei dies durch entsprechendes Absenken des Offsets bei hohen Amplituden der Lastphasenspannungen erreicht wird. Wie in Fig. 4 gezeigt, weisen die Sollwerte der Phasenkonverterausgangsspannungen dann typischerweise Minimalwerte deutlich grösser als Null auf und die Ströme in den Phasenkonverterinduktivitäten zeigen einen relativ geringen Rippel, da dann der ein- und der ausgangsseitige Brückenarm abwechselnd mit Tastverhältnissen nahe Eins arbeiten (d.h. die jeweils oberen Leistungstristoren nahezu beständig durchgeschaltet sind) was bekanntermassen in einer geringen schaltfrequenten Schwankung des Stromes in den Phasenkonverterinduktivitäten resultiert, was wiederum in niedrigen Hochfrequenzverlusten Ausdruck findet. Auch unter Berücksichtigung der dann aufgrund der höheren geschalteten Phasenkonverterausgangsspannung höheren Schaltverluste in beiden Brückenarmen, kann die Effizienz der Energieübertragung verbessert werden.

**[0038]** Hinsichtlich der Realisierung der Phasenkonverter ist anzumerken, dass neben der vorstehend beschriebenen Ausführung eine Reihe vorteilhafter Modifikationen bestehen:

- So kann in Ausführungsformen der ein- und/oder ausgangsseitige Brückenarm vorteilhaft in Multilevelstruktur, also z.B. als Flying Capacitor Multilevelbrückenarm ausgeführt werden, womit für die Einstellung der Spannungsübersetzung zwischen DC-Eingangsspannung und Phasenkonverterausgangsspannung eine höhere Zahl von Spannungsniveaus zur Verfügung steht, womit ein geringerer schaltfrequenter Rippel der Ströme in den Phaseninduktivitäten auftritt.
- Weiters können in Ausführungsformen die Phasenkonverter durch mehrere parallele, phasenversetzt getaktete Systeme realisiert werden, womit der in die Ausgangskapazität gespeiste und der aus der DC-Eingangsspannung bezogene Strom verglichen mit einem Einzelsystem vorteilhaft eine höhere effektive Frequenz und eine kleinere Schwankung aufweist.
- Analog zum System nach dem Stand der Technik, kann im einfachsten Fall das LC-Ausgangsfilter des Phasenkonverters, bestehend aus der ausgangsseitigen Phasenkonverterinduktivität  $L_B$  und dem Phasenausgangskondensator  $C_B$ , entfallen, d.h. der Schaltpunkt B des zweiten Brückenarmes 6b bildet direkt den Phasenausgang a, b oder c und somit wird das dreiphasig pulsbreitenmodulierte Spannungssystem direkt an die Motorklemmen gelegt.

**[0039]** Eine mögliche Ausführungsform einer kaskadierten Regelung des phasenmodularen Konvertersystems ist in Fig. 5 gezeigt. Die Regelschaltung ist für jede Phase gleichartig und im der Sinne der Übersichtlichkeit nur für eine Phase gezeigt. Spannungen werden, wie eingetragen, gegenüber der Referenzspannungsschiene n bzw. der negativen DC-Eingangsspannungsschiene 2 gemessen.

**[0040]** Der Sollwert einer Phasenkonverterausgangsspannung  $u_{an}^*$  wird durch Addition des typischerweise sinusförmig verlaufenden Sollwertes  $u_{am}^*$  der zugehörigen Lastphasenspannung  $u_{am}$  einer gespeisten Dreiphasenlast (z.B. einer elektrischen Maschine M) und des für alle Phasen gleichen Sollwert  $u_{off}^*$  des Offsets  $u_{off}$  gebildet, welcher typischerweise durch Addition eines über die Ausgangsperiode konstanten Anteils  $u_{off,DC}^*$  und eines mit dreifacher Ausgangsfrequenz schwankenden Anteils  $u_{off,AC}^*$  erzeugt wird. Vorteilhaft wird der Zeitverlauf von  $u_{off}^*$  derart gewählt, dass  $u_{an}^*$  für ein vorgegebenes zu erzeugendes Lastphasenspannungssystem  $u_{am}^*$  auf möglichst tiefe Werte beschränkt bleibt, wodurch auch die Sperrspannungsbeanspruchung und die Schaltverluste in beiden Brückenarmen der Phasenkonverter minimiert werden. Dies schliesst eine Vorgabe von  $u_{off}^*$  derart ein, dass jeweils ein Phasenkonverter über ein Drittel der Ausgangsperiode im geklemmten Zustand verbleibt, d.h.  $u_{an}^*$  entsprechend breite Intervalle mit  $u_{an}^* = 0$  aufweist. Der Phasenkonverterausgangsspannungssollwert  $u_{an}^*$  wird mit dem gemessenen Istwert  $u_{an}$  der Phasenkonverterausgangsspannung verglichen und die Regelabweichung  $\Delta u_{an}^*$  einem Phasenkonverterausgangsspannungsregler  $Ru_{an}$  zugeführt, an dessen Ausgangs der zur Korrektur von  $\Delta u_{an}^*$  erforderliche Ausgangskondensatorstromsollwert  $i_{C_B}^*$  gebildet wird, welcher durch eine Vor-

steuerung des gemessenen zugehörigen Lastphasenstromes  $i_a$ , den Referenzstrom  $i_{LB}^*$  in der ausgangsseitigen Phasenkonverterinduktivität  $L_B$  bestimmt. Durch Vergleich von  $i_{LB}^*$  mit dem gemessenen Istwert  $i_{LB}$  wird anschliessend die Regelabweichung  $\Delta i_{LB}$  des Stromes in  $L_B$  gebildet und einem Phaseninduktivitätsstromregler  $Ri_{LB}$  zugeführt, welcher an seinem Ausgang die zur Korrektur der Regelabweichung  $\Delta i_{LB}$  erforderliche Sollwert  $u_{LB}^*$  der an  $L_B$  zu legenden Spannung bildet. Durch Addition des Phasenkonverterausgangsspannungssollwerts  $u_{an}^*$  zum Reglerausgangssollwert  $u_{LB}^*$  ergibt sich die über eine Schaltperiode im Mittel am Schaltpunkt B anzulegende Spannung  $u_B^*$ . Liegt dieser Spannungssollwert  $d_B$   $d_B^*$  unterhalb der Eingangsspannung  $U_{in}$ , so wird im Sinne einer Tiefsetzstellerfunktion das Tastverhältnis  $d_B$ , d.h. die relative Einschaltdauer des oberen Transistors  $T_3$  von  $B_B$ , mittels Division des Spannungssollwerts  $u_B^*$  durch den Istwert der DC-Eingangsspannung  $U_{in}$  berechnet, d.h.  $d_B < 1$  und somit wird der ausgangsseitige Brückenweig  $B_B$  entsprechend der Pulsweitenmodulation hochfrequent getaktet. Das Tastverhältnis  $d_A$ , d.h. die relative Einschaltdauer des oberen Transistors  $T_1$  von  $B_A$ , wird gerade umgekehrt mittels Division des Istwerts der DC-Eingangsspannung  $U_{in}$  durch den Spannungssollwert  $u_B^*$  berechnet, wobei zuvor jedoch der Spannungssollwert  $u_B^*$  auf einen minimalen Wert gleich dem Istwert der DC-Eingangsspannung  $U_{in}$  begrenzt wird und in diesem Fall mit  $u_B^* < U_{in}$  zu einem Tastverhältnis  $d_A = 1$  führt, d.h. einem konstanten Durchschalten des oberen Transistors  $T_1$  des eingangsseitigen Brückenweiges  $6a$  entspricht, wodurch die Phasenzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  auf die Eingangsspannung  $U_{in}$  geklemmt wird.

**[0041]** Liegt dieser Spannungssollwert  $u_B^*$  oberhalb der Eingangsspannung  $U_{in}$ , so wird im Sinne einer Hochsetzstellerfunktion das Tastverhältnis  $d_A < 1$ , d.h. der eingangsseitige Brückenweig  $B_A$  wird hochfrequent getaktet. Das Tastverhältnis  $d_B$  wird jedoch aufgrund der Begrenzung des Spannungssollwerts  $u_B^*$  auf einen maximalen Wert gleich dem Istwert der DC-Eingangsspannung  $U_{in}$  in diesem Fall gleich Eins, d.h. der obere Transistor  $T_3$  des ausgangsseitigen Brückenweiges  $B_A$  ist konstant durchgeschaltet und die Phasenzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  wird entsprechend dem Spannungssollwert  $u_B^*$  geführt, der abgesehen vom Induktivitätsspannungsabfall  $u_{LB}$  der Phasenkonverterausgangsspannung  $u_{an}^*$  entspricht. Die Begrenzung des Spannungssollwerts  $u_B^*$  oberhalb  $U_{in}$  für die Berechnung von  $d_A$  und unterhalb  $U_{in}$  für die Berechnung von  $d_B$ , d.h. die Begrenzung der Tastverhältnisse  $d_A$  und  $d_B$  auf Werte zwischen Null und Eins, schliesst somit ein zeitgleiches hochfrequentes Schalten beider Brückenweige aus, was sich im Vergleich zum Stand der Technik in einer höheren Effizienz kennzeichnet.

**[0042]** Anzumerken ist, dass bei der genannten Ausführungsform der Regelung die Spannung am Phasenzwischenkreiskondensator und der Strom in der eingangsseitigen Induktivität nicht geregelt werden und somit sich die Regelstruktur durch deren Einfachheit und geringen Zahl an Messgrössen auszeichnet. In Anwendungen mit hohen Anforderungen an die Regeldynamik sowie die Möglichkeit allfällig auftretende Schwingungen im eingangsseitigen Induktivitätsstrom oder der Phasenzwischenkreisspannung aktiv zu dämpfen, kann die genannte Regelstruktur durch einen Phasenzwischenkreisspannungsregler und einen eingangsseitigen Induktivitätsstromregler erweitert werden, wobei nur die beiden zusätzlichen Regler nur während des Hochsetzstellerbetriebs zur Berechnung des Tastverhältnisses  $d_A$  verwendet werden, die die Berechnung des Tastverhältnisses  $d_B$  dahingegen aber unverändert bleibt (siehe Fig. 6). Der Spannungssollwert  $u_B^*$ , der im Hochsetzstellerbetrieb dem Phasenzwischenkreisspannungssollwert  $u_{CA}^*$  entspricht, wird mit dem Messwert der Phasenzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  verglichen und die Regelabweichung  $\Delta u_{CA}$  einem Phasenkonverterzwischenkreisspannungsregler  $Ru_{CA}$  zugeführt. An dessen Ausgang wird anschliessend der zur Korrektur von  $\Delta u_{CA}$  erforderliche Phasenzwischenkreiskondensatorstromsollwert  $i_{CA}^*$  gebildet, zu welchem durch Vorsteuerung noch der mit dem Tastverhältnis  $d_B$  auf den Zwischenkreis umgerechnete Referenzstrom  $i_{LB}^*$  der ausgangsseitigen Phasenkonverterinduktivität  $Z.B$  addiert wird und somit den benötigten mittleren Strom durch den oberen Schalter  $T_1$  des ersten Brückenweiges  $6a$  ergibt. Dieser Stromwert multipliziert mit der Referenzzwischenkreisspannung  $u_{CA}^*$  entspricht der vom Hochsetzsteller zu liefernden Leistung, welche mittels Division durch den Eingangsspannungswert  $U_{in}$  den Referenzstrom  $i_{LA}^*$  in der eingangsseitigen Phasenkonverterinduktivität  $L_A$  bestimmt. Durch Vergleich von  $i_{LA}^*$  mit dem gemessenen Istwert  $i_{LA}$  wird anschliessend die Regelabweichung  $\Delta i_{LA}$  des Stromes in  $L_A$  gebildet und einem Phaseninduktivitätsstromregler  $Ri_{LA}$  zugeführt, welcher an seinem Ausgang die zur Korrektur der Regelabweichung  $\Delta i_{LA}$  erforderliche Sollwert  $u_{LA}^*$  der an  $L_A$  zu legenden Spannung bildet. Durch Addition des Eingangsspannungswerts  $U_{in}$  zum Reglerausgangssollwert  $u_{LA}^*$  ergibt sich die über eine Schaltperiode im Mittel am Schaltpunkt A anzulegende Spannung  $u_A^*$ . Das Tastverhältnis  $d_A$  wird nun mittels Division der Spannung  $u_A^*$  durch den Phasenzwischenkreisspannungssollwert  $u_{CA}^*$  ermittelt.

**[0043]** In Anwendungen mit elektrochemischen Speichern, Brennstoffzellen (Antriebstechnik oder USV) oder Solarzellen (Photovoltaik) weist das Eingangsgleichspannungsniveau zufolge dem Ladezustand oder der Temperaturabhängigkeit der Kennlinie eine stark schwankende Klemmenspannung auf, die typischerweise mit höherer Leistungsabgabe kontinuierlich absinkt. Im Gegensatz dazu steigt in vielen Antriebsanwendungen typischerweise die Drehzahl und somit die Motorspannung mit grösser werdender Ausgangsleistung an. Folglich muss aufgrund dieser Gegenläufigkeit der sinkenden Eingangsspannung und steigenden Ausgangsspannung der Konverter immer länger im Hochsetzstellerbetrieb, d.h. bei höheren Sperrspannungen und somit auch höheren Schaltverlusten, betrieben werden. Um den benötigten, bei hohen Übersetzungsverhältnissen eher ungünstigen und somit verlustbehafteten, Hochsetzstellerbetrieb auf eine kürzere Dauer einzuschränken, wird die Schaltung nach Fig. 2 um einen dritten Brückenweig  $B_C$  mit Schaltpunkt C, parallel zu den beiden Brückenweigen  $B_A$  und  $B_B$ , erweitert (siehe Fig. 7). Unter Voraussetzung einer Drehstrommaschine mit offener Wicklung, d.h. Zugänglichkeit der Anfänge und Enden jeder Maschinenphasenwicklung, wird weiterhin jeweils der Anfang jeder Maschinenphasenwicklung an die zugehörige Phasenausgangsklemme a, b oder c geführt und aber das Ende der entsprechenden Maschinenphasenwicklung mit dem Schaltpunkt C des jeweiligen Phasenmoduls verbunden. Vorteilhaft kann nun - im Vergleich zur den Phasenausgangsspannungen  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$  und  $u_{cn}$  gegenüber dem Referenzpotenzial n - zwi-

schen Phasenausgangsklemmen a, b und c und dem Schaltpunkt C eine sinusförmige Ausgangsspannung mit doppelter Spannungsamplitude erzeugt werden, d.h. bezüglich dem Schaltpunkt C können positive und negative Phasenausgangsspannungen  $u_{aC}$ ,  $u_{bC}$  und  $u_{cC}$  erzeugt werden, ohne die Spannungsbelastung und somit die Schaltverluste der Brücken-zweige zu erhöhen, d.h. es kann eine Maschine mit doppelter Motorspannung verwendet werden ohne den benötigten Modulationsgrad des Hoch- und Tiefsetzsteller zu verändern.

**[0044]** Bei der Schaltung nach Fig. 2 müsste im Gegensatz dazu bei Verwendung des gleichen Motors, die Phasenzwischenkreisspannung um den doppelten Wert erhöht werden, was Leistungstransistoren mit doppelter Sperrspannungsfähigkeit, d.h. Schaltertechnologie mit schlechteren Eigenschaften, und somit höhere Schalt- und Leitverluste zur Folge hätte. In der Literatur ist zwar die Verwendung einer Vollbrückenschaltung in Kombination einer Maschine mit offenen Wicklungen bekannt, jedoch kann im Gegensatz zum Stand der Technik aufgrund der Phasenmodularität weithin die Phasenzwischenkreisspannung jedes Phasenkonverters unabhängig von den anderen Phasenkonvertern geführt werden, d.h. es wird im Hochsetz- sowie Tiefsetzbetrieb jeweils nur eine von den drei Brücken-zweigen hochfrequent getaktet, wobei die anderen Brücken-zweige jeweils abhängig von den Spannungsverhältnissen konstant durchgeschaltet werden.

**[0045]** Bezüglich der Taktung des Brücken-zweiges  $B_C$  nach ist anzumerken, dass in Bereichen, in welchen eine positive Lastphasenspannungen  $u_{am}^*$  erzeugt werden muss, der untere Schalter  $T_6$  des Brücken-zweiges  $B_C$  durchgeschaltet wird und in Bereichen, in welchen eine negative Lastphasenspannungen  $u_{am}^*$  erzeugt werden muss, der obere Schalter  $T_5$  des Brücken-zweiges  $B_C$  durchgeschaltet wird, d.h. der Brücken-zweig  $B_C$  wird nur mit der Ausgangsfrequenz, also grundfrequent, in Abhängigkeit der Polarität der Lastphasenspannung umgeschaltet (siehe Fig. 8). Um einen sinusförmigen Verlauf der Lastphasenspannung  $u_{am}^*$  zu erreichen, muss die mittlere Spannung am Schaltpunkt B des Brücken-zweiges  $B_B$  gegenüber der Spannung am Schaltpunkt C des Brücken-zweiges  $B_C$  ebenfalls sinusförmig sein.

**[0046]** In Bereichen, in welchen eine positive Lastphasenspannungen  $u_{am}^*$  erzeugt wird und die zu erzeugende Phasenkonverterausgangsspannung unter der DC-Eingangsspannung liegt, wird der obere Schalter des eingangsseitigen Brücken-zweiges  $B_A$  durchgeschaltet und nur der ausgangsseitige Brücken-zweig  $B_B$  hochfrequent getaktet und in Bereichen, in welchen ebenfalls eine positive Lastphasenspannungen  $u_{am}^*$  erzeugt wird und aber die zu erzeugende Phasenkonverterausgangsspannung über der DC-Eingangsspannung liegt, wird dahingegen der obere Schalter des ausgangsseitigen Brücken-zweiges  $B_B$  durchgeschaltet und nur der eingangsseitige Brücken-zweig  $B_A$  hochfrequent getaktet und somit in diesem Fall die Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  variiert. In beiden Fällen wird jedoch der hochfrequent taktende Brücken-zweig derart pulsbreitenmoduliert, sodass die Phasenkonverterausgangsspannung gegenüber dem auf das Referenzpotential n geklemmten Schaltpunkt C einen sinusförmigen Verlauf aufweist.

**[0047]** In Bereichen, in welchen eine negative Lastphasenspannungen  $u_{am}^*$  erzeugt werden muss, wird der Schaltpunkt C auf die Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  geklemmt. Liegt die zu erzeugende Phasenkonverterausgangsspannung über der negativen DC-Eingangsspannung, so wird der obere Schalter des eingangsseitigen Brücken-zweiges  $6a$  durchgeschaltet und nur der ausgangsseitige Brücken-zweig  $B_B$  hochfrequent getaktet und derart pulsbreitenmoduliert, sodass die Phasenkonverterausgangsspannung gegenüber dem auf die Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  geklemmten Schaltpunkt C einen sinusförmigen Verlauf aufweist. Liegt jedoch die zu erzeugende Phasenkonverterausgangsspannung unter der negativen DC-Eingangsspannung, so wird dahingegen der untere Schalter des ausgangsseitigen Brücken-zweiges  $B_B$  durchgeschaltet und nur der eingangsseitige Brücken-zweig  $B_A$  hochfrequent getaktet, d.h. die Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  variiert. In beiden Fällen wird jedoch der hochfrequent taktende Brücken-zweig derart pulsbreitenmoduliert, sodass die Phasenkonverterausgangsspannung gegenüber dem auf die Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  geklemmten Schaltpunkt C einen sinusförmigen Verlauf aufweist.

**[0048]** Anzumerken ist, dass beim Nulldurchgang der Lastphasenspannung  $u_{am}^*$ , d.h. dem Wechsel von einer positiven zu einer negativen oder umgekehrt einer positiven zu einer negativen Lastphasenspannung, auch der Schaltpunkt C vom Referenzpotential n auf Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  oder umgekehrt von der Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  auf das Referenzpotential n umgeschaltet wird und somit entsprechend, um einen sinusförmigen Verlauf der Lastphasenspannung  $u_{am}$  zu erreichen, auch die Phasenkonverterausgangsspannung mit dem Schaltpunkt C vom Referenzpotential n auf Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  oder umgekehrt von der Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  auf das Referenzpotential n umgeschaltet werden muss, d.h. der Phasenausgangskondensator  $C_B$  rasch umgeladen werden muss. Neben möglichen Verzerrungen im Verlauf der Lastphasenspannung, resultiert diese Umschaltung beider Brücken-zweige am Ausgang in einer Gleichtaktauslenkung und somit zu Gleichtaktstörungen an der Maschine oder Last. Hinsichtlich der Realisierung der Phasenkonverter ist deshalb anzumerken, dass neben der vorstehend beschriebenen Ausführung in Ausführungsformen

- beide Brücken-zweigaufgänge, d.h. der Schaltpunkt B des Brücken-zweiges  $B_B$  und der Schaltpunkt C des Brücken-zweiges  $B_C$ , gefiltert werden oder im einfachsten Fall gar kein Ausgang gefiltert wird, d.h. die Last direkt zwischen die Schaltpunkte B und C gehängt wird.
- Des Weiteren, besteht die Möglichkeit, den grundfrequent taktenden Brücken-zweig  $B_C$  um den Nulldurchgang der Lastphasenspannung  $u_{am}$ , ebenfalls hochfrequent zu takten und anstelle einer direkten Umschaltung zwischen Referenzpotential n und Phasenkonverterzwischenkreisspannung  $u_{CA}$  die über eine Schaltperiode gemittelte Spannung am Schaltpunkt C kontinuierlich zu ändern. Der Verlauf der über eine Schaltperiode gemittelten

Spannung am Schaltpunkt B muss dabei derart verändert werden, dass weiterhin ein sinusförmiger Verlauf der Lastphasenspannung  $u_{am}$  erreicht wird.

**[0049]** Anstelle der Erweiterung mit einem dritten Brückenweig  $B_C$ , kann die Schaltung nach Fig. 2 auch mit zwei Brückenweigen  $B_D$  und  $B_E$  erweitert werden, die beide als Vollbrücke zwischen den positiven und negativen Anschluss des Phasenausgangskondensators  $C_B$  geschaltet werden (siehe Fig. 9). Wiederum ausgehend von einer Drehstrommaschine mit offener Wicklung, werden nun - sofern kein weiteres Ausgangsfilter vorgesehen ist - die Anfänge und Enden jeder Maschinenphasenwicklung mit den Schaltpunkten D und E der beiden zusätzlichen Brückenweige  $B_D$  und  $B_E$  verbunden, d.h. der Schaltpunkt D wird unter Voraussetzung eines fehlenden Ausgangsfilters auf die zugehörige Phasenausgangsklemme a, b oder c geführt und mit dem jeweiligen Anfang der Maschinenphasenwicklung verbunden und das Ende der entsprechenden Maschinenphasenwicklung mit dem Schaltpunkt E des jeweiligen Phasenmoduls verbunden. Vorteilhaft kann nun wieder eine sinusförmige Ausgangsspannung mit doppelter Spannungsamplitude erzeugt werden, d.h. bezüglich dem Schaltpunkt E können positive und negative Phasenausgangsspannungen  $u_{aE}$ ,  $u_{bE}$  und  $u_{cE}$  erzeugt werden, ohne die Spannungsbelastung und somit die Schaltverluste der Brückenweige zu erhöhen, d.h. es kann eine Maschine mit doppelter Motorspannung verwendet werden ohne den benötigten Modulationsgrad des Hoch- und Tiefsetzsteller zu verändern. Des Weiteren weist die Schaltung mit zwei zusätzlichen Brückenweigen  $B_D$  und  $B_E$  (siehe Fig. 9) gegenüber der Schaltung mit einem zusätzlichen Brückenweig  $B_C$  (siehe Fig. 7) den Vorteil eines betragssinusförmigen Gleichtaktspannungsverlaufes auf, der einerseits die Umschaltung der Brückenweige  $B_D$  und  $B_E$  und den Verlauf der Phasenausgangskondensatorspannung  $u_{CB}$  vereinfacht und somit andererseits die Gleichtaktstöraussendung reduziert.

**[0050]** Hinsichtlich der Taktung der Brückenweige  $B_D$  und  $B_E$  ist anzumerken, dass in Bereichen, in welchen eine positive Lastphasenspannung  $u_{am}^*$  erzeugt werden muss, der obere Schalter  $T_7$  des Brückenweiges  $B_D$  und der untere Schalter  $T_{10}$  des Brückenweiges  $B_E$  durchgeschaltet werden und in Bereichen, in welchen eine negative Lastphasenspannung  $u_{am}^*$  erzeugt werden muss, der untere Schalter  $T_8$  des Brückenweiges  $B_D$  und der obere Schalter  $T_9$  des Brückenweiges  $B_E$  durchgeschaltet werden, d.h. die Brückenweige  $B_D$  und  $B_E$  wiederum nur mit der Ausgangsfrequenz, also grundfrequent, in Abhängigkeit der Polarität der Lastphasenspannung umgeschaltet werden (siehe Fig. 10). Um einen sinusförmigen Verlauf der Lastphasenspannung  $u_{am}^*$  zu erreichen, wird Verlauf der Phasenausgangskondensatorspannung  $u_{cb}$  betragssinusförmig zur Lastphasenspannung  $u_{am}^*$ ,  $u_{cb} = |u_{am}^*|$ , geführt. Analog zur Taktung der Schaltung nach Fig. 2 wird in Bereichen, in welchen die zu erzeugende Phasenausgangskondensatorspannung  $u_{CB}$  unter der DC-Eingangsspannung liegt, der obere Schalter des eingangsseitigen Brückenweiges  $B_A$  durchgeschaltet und nur der ausgangsseitige Brückenweig  $B_B$  hochfrequent getaktet und in Bereichen, die zu erzeugende Phasenausgangskondensatorspannung  $u_{CB}$  über der DC-Eingangsspannung liegt, der obere Schalter des ausgangsseitigen Brückenweiges  $B_B$  durchgeschaltet und nur der eingangsseitige Brückenweig  $B_A$  hochfrequent getaktet. In jedem Zeitpunkt muss also aufgrund der Phasenmodularität nur ein Brückenweig hochfrequent getaktet werden, was im Vergleich zum Stand der Technik zu reduzierten Schaltverlusten und somit höhere Effizienz führt.

**[0051]** Hinsichtlich der Realisierung der Phasenkonverter ist zudem anzumerken, dass neben der vorstehend beschriebenen Ausführung in Ausführungsformen

- beide Brückenweigausgänge, d.h. der Schaltpunkt D des Brückenweiges  $B_D$  und der Schaltpunkt E des Brückenweiges  $B_E$ , auch gefiltert werden können.
- Des Weiteren, besteht auch die Möglichkeit, die grundfrequent taktenden Brückenweige  $B_D$  und  $B_E$  um den Nulldurchgang der Lastphasenspannung  $u_{am}$ , ebenfalls hochfrequent zu takteten, sodass der Verlauf der Phasenausgangskondensatorspannung  $u_{CB}$  vom betragssinusförmigen Lastphasenspannungsverlauf abweichen kann und somit eine einfachere Regelung der Phasenausgangskondensatorspannung  $u_{CB}$  erreicht werden kann. Insgesamt bleibt aber der Verlauf der Lastphasenspannung  $u_{am}$  weiterhin sinusförmig.

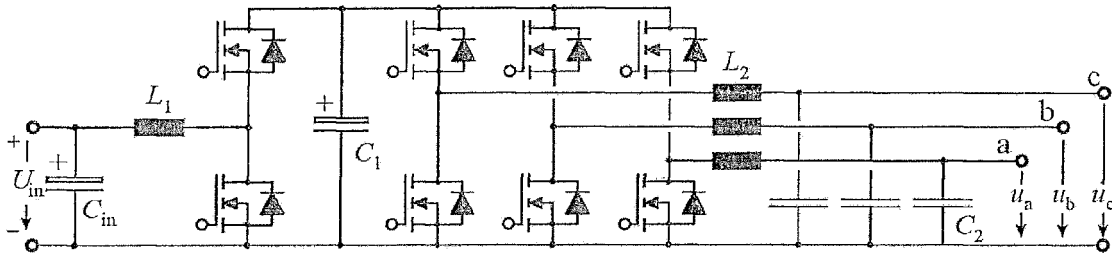
**[0052]** Allgemein ist zu bemerken, dass alle Schaltungsvarianten auch als Dreiphasengleichrichter, d.h. mit umgekehrtem Leistungsfluss, verwendet werden können.

### Patentansprüche

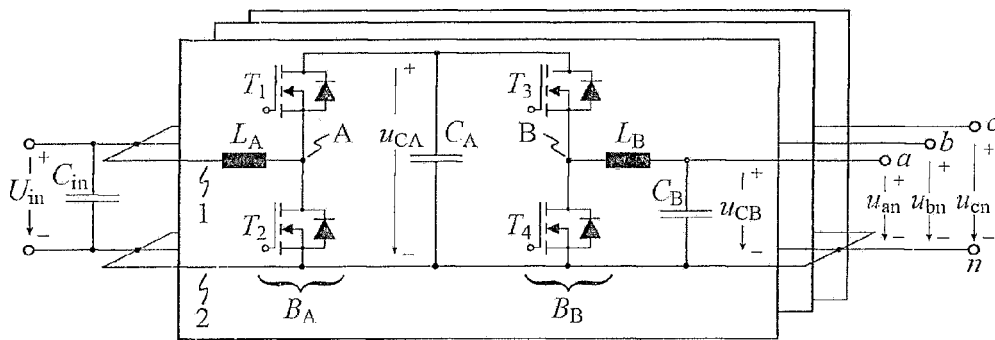
1. Konverter zur Übertragung von elektrischer Energie zwischen einem Gleichspannungs-(DC)-System und einem Wechselspannungs-(AC)-System, aufweisend gleichspannungsseitig eine positive DC-Eingangsspannungsschiene (1) und eine negative DC-Eingangsspannungsschiene (2) und wechselspannungsseitig mindestens zwei Ausgangsphasenanschlüsse (a, b, c), wobei für jeden der Ausgangsphasenanschlüsse (a, b, c) ein Phasenkonverter vorliegt, welcher an einer ersten Seite an die positive DC-Eingangsspannungsschiene (1) und die negative DC-Eingangsspannungsschiene (2) und an einer zweiten Seite an diesen Ausgangsphasenanschluss (a; b; c) angeschlossen ist und als Hochsetz-Tiefsetzsteller mit einem Spannungszwischenkreis ausgebildet ist, wobei der Konverter eine Regelung aufweist, welche dazu ausgebildet ist, im Betrieb des Konverters jeden der Phasenkonverter, in Abhängigkeit eines Verhältnisses einer DC-Eingangsspannung zu Momentanwerten von an den Ausgangsphasenanschlüssen (a, b, c)

zu erzeugenden Ausgangsphasenspannungen, zeitweise entweder als reinen Tiefsetzsteller oder als reinen Hochsetzsteller zu betreiben.

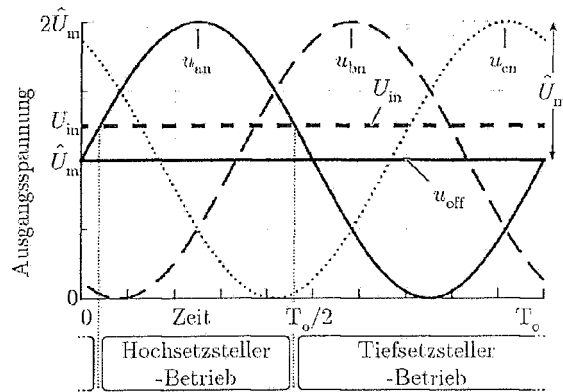
2. Konverter gemäss Anspruch 1, wobei die Regelung dazu ausgebildet ist, im Betrieb des Konverters in jedem der Phasenkonverter eine Taktung von Schaltern des Phasenkonverters zeitweise auf einen eingangsseitigen Hochsetzstellerteil oder Brückenweig oder auf einen ausgangsseitigen Tiefsetzstellerteil oder Brückenweig des Phasenkonverters zu beschränken.
3. Konverter gemäss Anspruch 1, oder 2 wobei die Regelung dazu ausgebildet ist, im Betrieb des Konverters die Taktung aller Phasenkonverter derart vorzunehmen, dass für alle Phasenkonverter dieselbe Taktfrequenz vorliegt und eine Synchronisation der Taktung der Konverter einen in den Ausgangsphasenspannungen enthaltene Gegentaktspannungsanteil zu minimiert.
4. Konverter gemäss Anspruch 1, oder 2 wobei die Regelung dazu ausgebildet ist, im Betrieb des Konverters die Taktung aller Phasenkonverter derart vorzunehmen, dass für alle Phasenkonverter dieselbe Taktfrequenz vorliegt und eine Synchronisation der Taktung der Konverter einen in den Ausgangsphasenspannungen enthaltene Gleichtaktspannungsanteil zu minimiert.
5. Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die Regelung dazu ausgebildet ist, im Betrieb des Konverters einen Offset zur Bildung von Ausgangsphasenspannungssollwerten aus Lastphasenspannungssollwerten vorzugeben, derart, dass jeweils in einem Zeitabschnitt für denjenigen Phasenkonverter, dessen zugeordneter Lastphasenspannungssollwert den höchsten negativen Wert aufweist, ein Ausgangsphasenspannungssollwert gleich Null resultiert, womit dieser Phasenkonverter nicht getaktet werden muss und sein Ausgangsphasenanschluss (a; b; c) an eine Referenzspannungsschiene (n) geklemmt verbleiben kann, und der Verlauf der Ausgangsphasenspannungssollwerte von nicht geklemmten Phasenkonvertern durch gegenüber dem geklemmten Ausgangsphasenanschluss zu erzeugende und durch Subtraktion von jeweils zwei Lastphasenspannungssollwerten in diesem Zeitabschnitt gebildete Sollwerte von Lastauslenkerspannungen definiert ist, sodass insgesamt wieder ein sinusförmiger Verlauf aller Lastauslenkerspannungen vorliegt.
6. Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei die Regelung dazu ausgebildet ist, im Betrieb des Konverters bei relativ kleinen Amplituden der Ausgangsphasenspannungen einen konstanten Offset der Ausgangsphasenspannungen so gross zu wählen, dass einerseits eine, durch zu erzeugende Lastphasenspannungen bedingte Schwankung der Ausgangsphasenspannungen symmetrisch um ein Niveau der DC-Eingangsspannung zu liegen kommt, und andererseits eine zweifache maximale Amplitude von Lastphasenspannungen nicht überschritten wird, wobei dies durch Absenken des Offsets bei hohen Amplituden der Lastphasenspannungen erreicht wird.
7. Konverter gemäss Anspruch 6, wobei die Regelung dazu ausgebildet ist, zusätzlich zum konstanten Offset ein weiteres Offsetsignal, welches eine Amplitude hat, die mit dreifacher Ausgangsfrequenz variiert, zu addieren und damit den Ausgangsphasenspannungen eine dritte Harmonische zu überlagern.
8. Konverter gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei die Phasenkonverter jeweils als kaskadierte Auf-Abwärtswandler (Boost-Buck Converter) ausgebildet sind.
9. Konverter gemäss Anspruch 8, in welchem die Phasenkonverter jeweils zwei, ausgangsseitig am selben Spannungszwischenkreis angeschlossene, Abwärtswandler aufweisen.
10. Konverter gemäss Anspruch 8, in welchem die Phasenkonverter jeweils zwei, an einem vom jeweiligen Abwärtswandler gespeisten, Spannungszwischenkreis angeschlossene Brückenweige mit separaten Schaltpunkte (D, E) aufweisen.



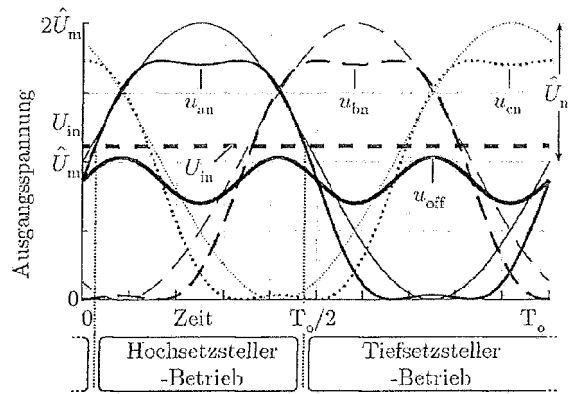
Figur 1



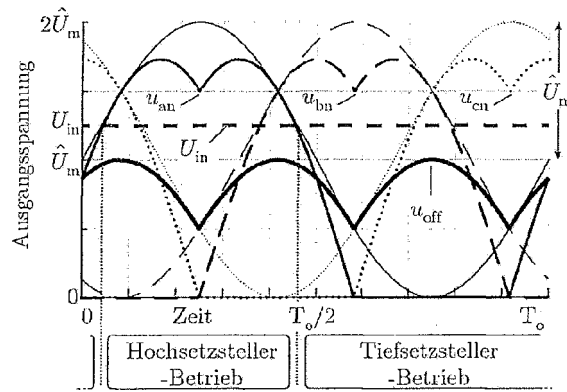
Figur 2



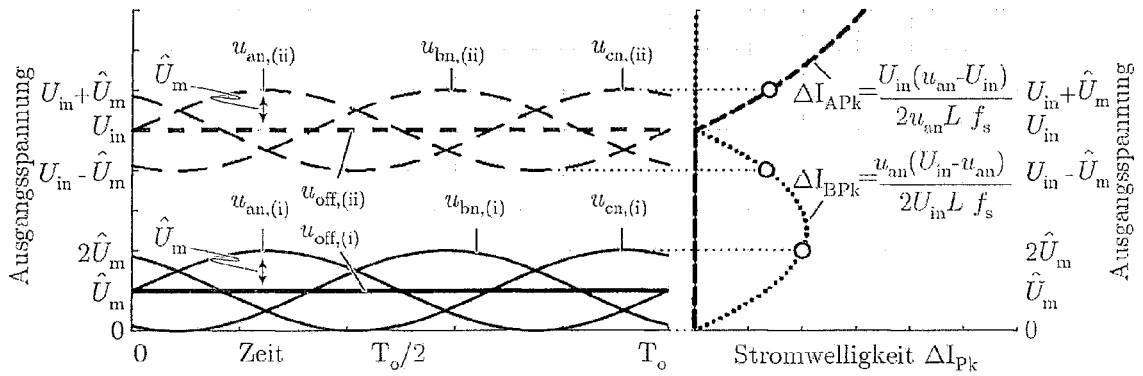
Figur 3.1



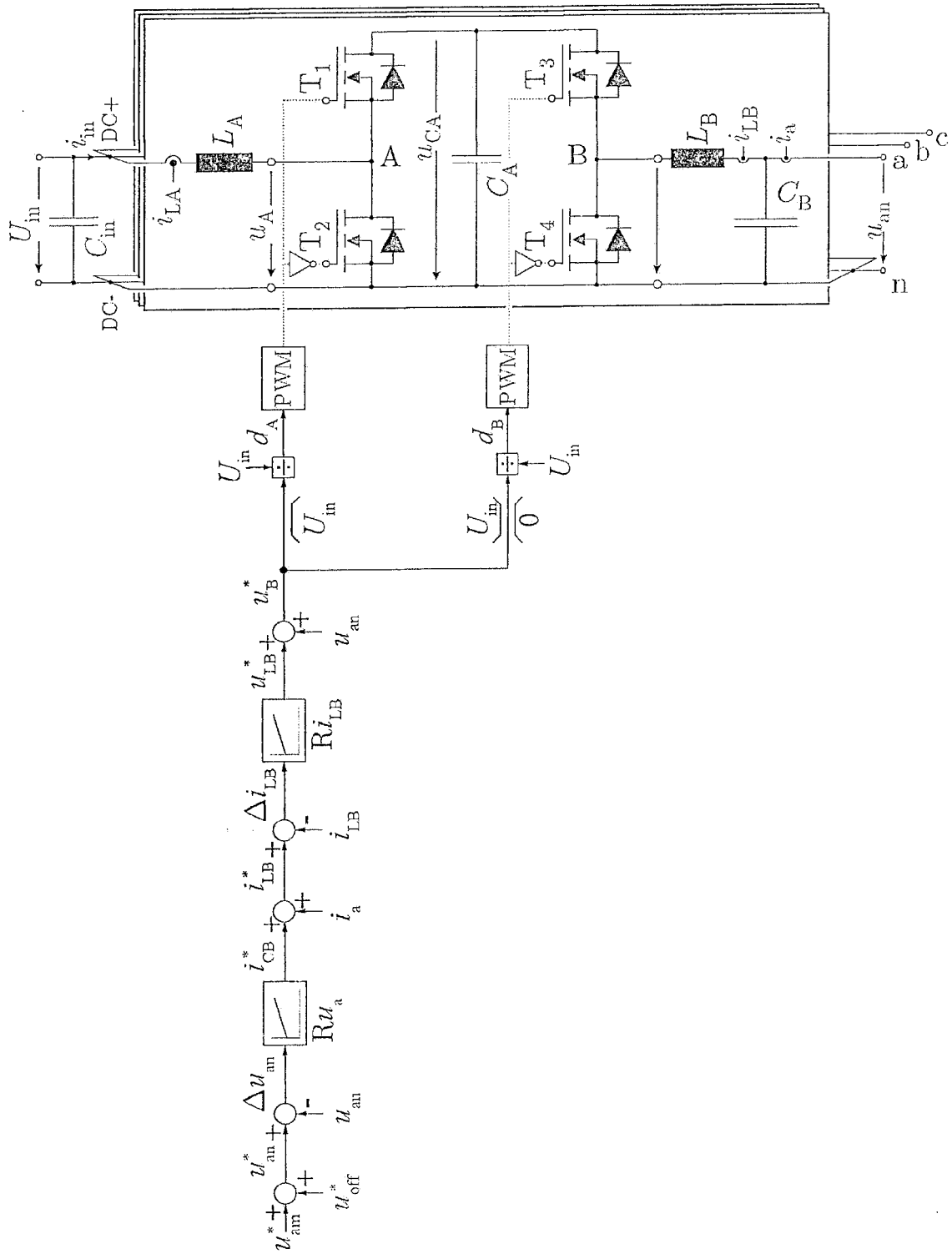
Figur 3.2



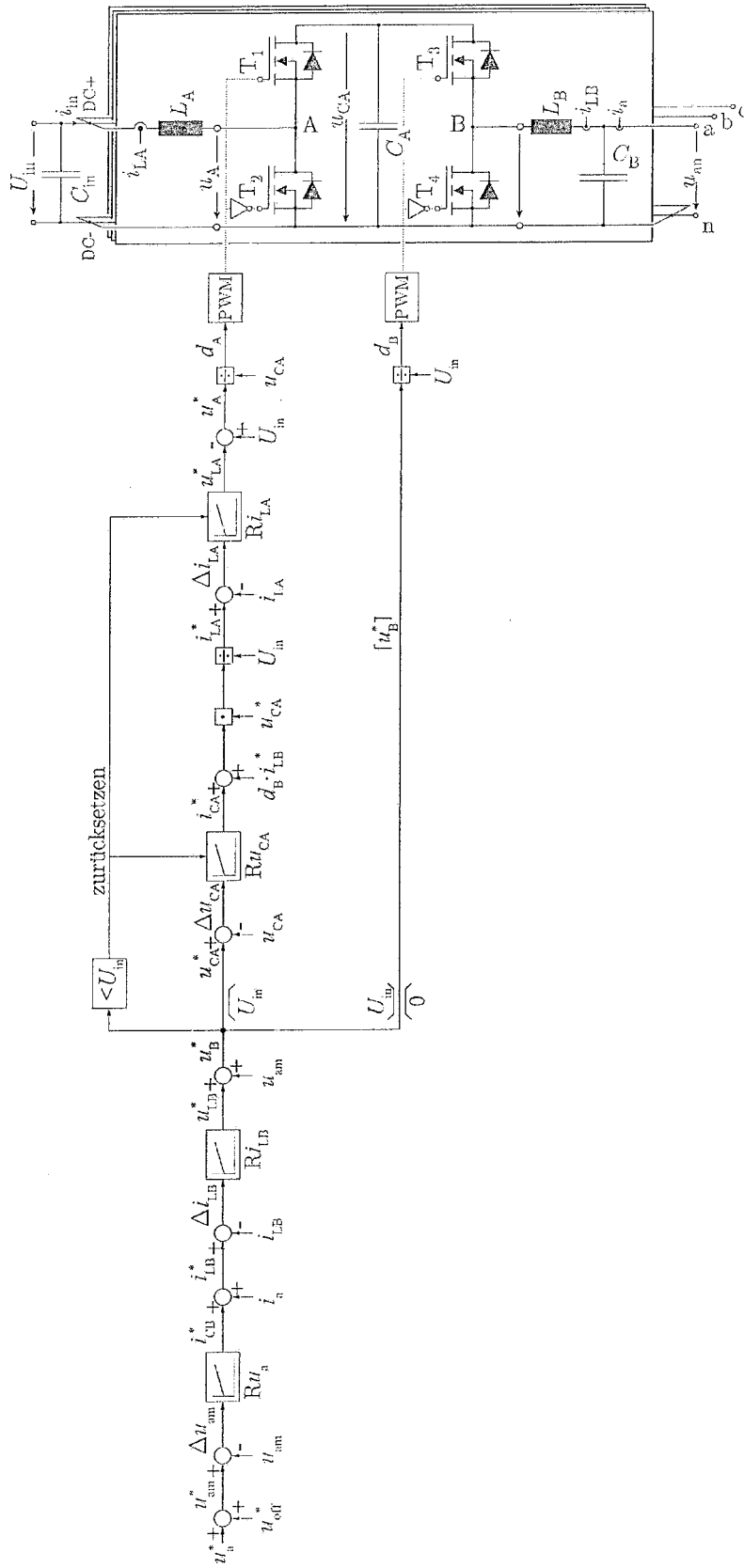
Figur 3.3



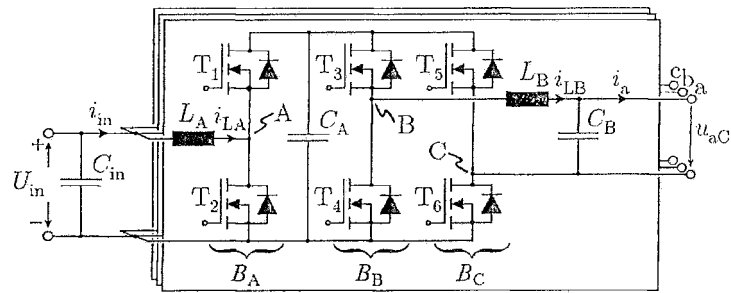
Figur 4



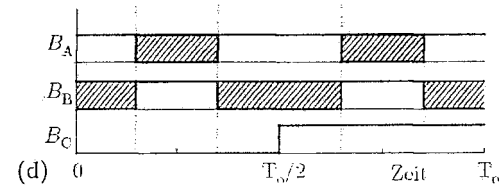
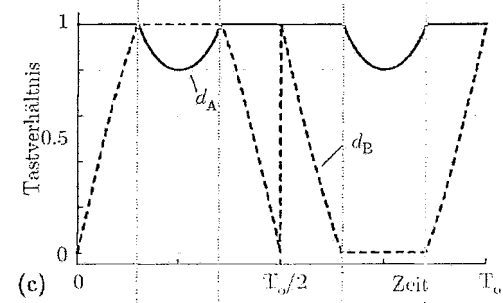
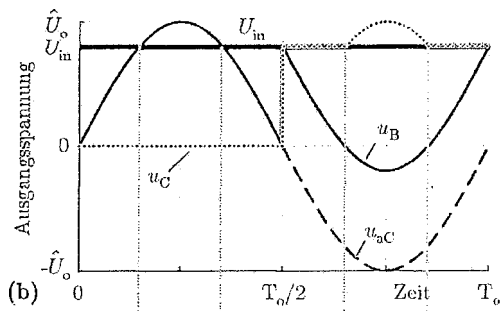
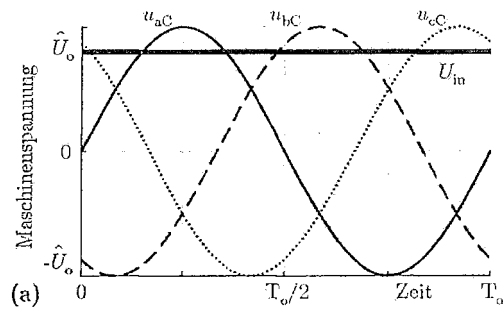
Figur 5



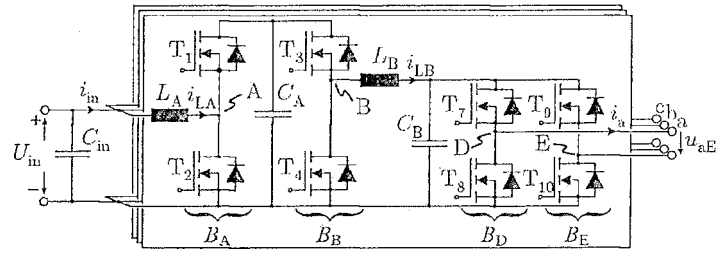
Figur 6



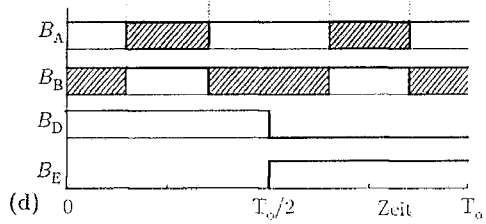
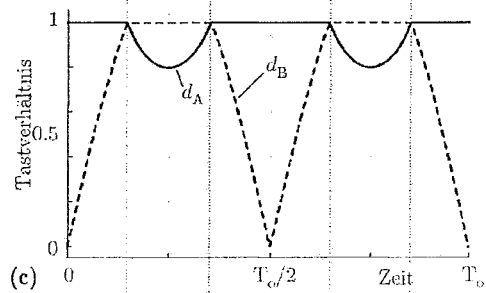
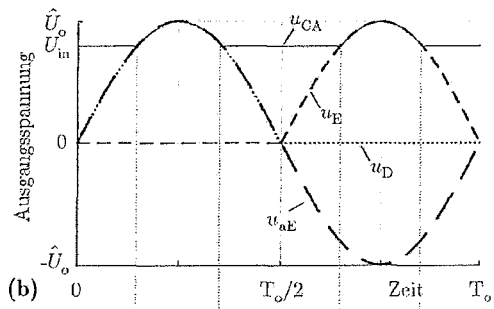
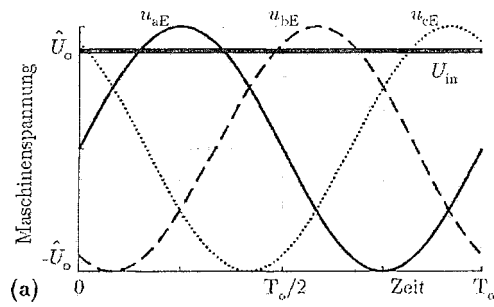
Figur 7



Figur 8



Figur 9



Figur 10