

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 00042/16

(22) Anmeldedatum: 12.01.2016

(43) Anmeldung veröffentlicht: 14.07.2017

(24) Patent erteilt: 13.03.2020

(45) Patentschrift veröffentlicht: 13.03.2020

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

(72) Erfinder:
Johann Kolar, 8044 Zürich (CH)
Jonas Huber, 5600 Lenzburg (CH)

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

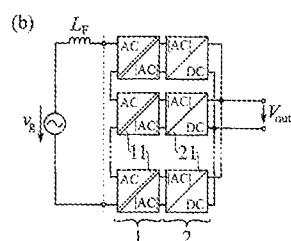
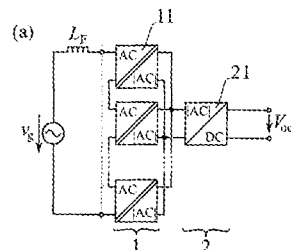
(54) **Konverter zur potentialgetrennten Übertragung elektrischer Energie.**

(57) Ein erfindungsgemässer Konverter zur potentialgetrennten Übertragung elektrischer Energie zwischen einem Primärsystem zur einem Sekundärsystem weist auf: eine unregelte resonante primärseitige Potentialtrennstufe (1), welche zum Energieaustausch zwischen dem Primärsystem und mindestens einen Zwischenkreis geschaltet ist, und eine sekundärseitige Regel-Konverterstufe (2), welche zum Energieaustausch zwischen dem mindestens einen Zwischenkreis und dem Sekundärsystem (2) geschaltet ist. Dabei ist

- die Potentialtrennstufe (1) dazu eingerichtet, eine oder mehrere durch das Primärsystem vorgegebene Primärspannungen potentialgetrennt auf ein, insbesondere niedrigeres, Spannungsniveau des mindestens einen Zwischenkreises zu transformieren und damit am mindestens einen Zwischenkreis eine Zwischenkreisspannung in Form einer Sinusspannung oder einer Betragsinusspannung zu erzeugen, und ist
- die Regel-Konverterstufe (2) dazu eingerichtet, eine Zwischenkreisspannung in eine Sekundärspannung umzuformen, wobei die Sekundärspannung eine Gleichspannung oder sinusförmige Wechsellspannung ist.

Damit kann durch Schaltfrequenz- und Tastverhältnisvariation ein weiches Schalten der Transistoren der Konvertermo-

dule (11) der Potentialtrennstufe (1) sichergestellt werden, und selbsttätig eine symmetrische Aufteilung der Primärspannung auf die Konvertermodule (11) erreicht werden.



Beschreibung

[0001] Zur netzrückwirkungsarmen potentialgetrennten Speisung von Niederspannungsverbrauchern aus dem Mittelspannungs-AC-Netz, z.B. dem Einphasen-AC-Bahnnetz, werden in der Literatur Multizellen-Konverterschaltungen vorgeschlagen, siehe die unten erwähnte Dissertation von M. Steiner, wobei jede Konverterzelle eingangsseitig eine Gleichrichterstufe mit Hochsetzstellerfunktion zur sinusförmigen Regelung des Eingangsstroms und zur Erzeugung einer geregelten, hinreichend weit über dem Spitzenwert der Eingangsspannung der Konverterzelle liegenden Zellen-Zwischenkreisspannung aufweist und am Ausgang jeder Konverterzelle ein geregelter oder ungeregelter DC/DC-Konverter mit einem mittel- oder hochfrequent betriebenen Transformator zur galvanischen Trennung und einem der Grobanpassung der Zwischenkreisspannung an das Ausgangsspannungsniveau dienenden Windungszahlverhältnis angeordnet ist. Ist ein Gleichspannungsverbraucher zu speisen (im Sinne einer einfachen Erklärung wird in Verbindung mit dem Stand der Technik nachfolgend nur dieser Fall näher betrachtet), kann die Ausgangsspannung des DC/DC-Konverters im Fall eines geregelten Konverters über ein entsprechendes Tastverhältnis der Leistungstransistoren direkt auf die geforderte Lastspannung eingestellt bzw. die Last direkt am Ausgang des DC/DC-Konverters angeordnet werden. Um die hohe Spannung des Mittelspannungsnetzes mit Leistungshalbleitern vergleichsweise geringer Sperrspannungsfestigkeit beherrschen zu können, sind die Zellen eingangsseitig i.A. in Serie und ausgangsseitig parallel verschaltet (eingangsseitig ist dann vorteilhaft für alle Zellen nur eine Hochsetzstellerinduktivität anzuordnen). Hiermit wird vorteilhaft eine Aufteilung der Netzspannung auf die Eingangsstufen und des aufgrund der tieferen Ausgangsspannung typischerweise relativ hohen Laststroms auf die Ausgangsstufen der Konverterzellen erreicht. Weiters wird durch die Serien-Parallelschaltung neben dem Windungszahlverhältnis ein weiterer Schritt in Richtung einer Anpassung des Netz- und Lastspannungsniveaus gesetzt.

[0002] Derartige Systeme weisen allerdings eine relativ hohe Komplexität der Messung und Regelung auf. Neben der Ausgangsspannung und dem Eingangsstrom des Gesamtsystems muss i.A. auch die Zwischenkreisspannung und der Ausgangsstrom jeder Zelle gemessen und geregelt werden, um eine symmetrische Aufteilung des Leistungsflusses auf die einzelnen Zellen sicherzustellen und die Spannungsbelastung der mittelspannungsseitigen Halbleiter und die Strombelastung der niederspannungsseitigen Halbleiter zu definieren. Weiters hat die Taktung der Gleichrichterstufen und Ausgangsstufen vorteilhaft mit gleicher Frequenz und phasenversetzt, d.h. koordiniert, zu erfolgen, um einen minimalen Rippel des Eingangsstroms und der Ausgangsspannung des Gesamtsystems zu erreichen.

[0003] Eine Vereinfachung des vorstehend skizzierten Konzeptes ist einzig bei Verzicht auf eine direkte Regelung der Ausgangsspannung des Gesamtsystems möglich. Als Ausgangsstufen der Zellen werden dann ungeregelte, im Resonanzpunkt betriebene Serienresonanz-DC/DC-Konverter eingesetzt, welche ideal ein festes (lastunabhängiges) Spannungsübersetzungsverhältnis gleich dem Windungszahlverhältnis des Transformators aufweisen. Die aufgrund der ausgangsseitigen Parallelschaltung der Konverterzellen gleiche Ausgangsspannung der Konverter wird dann in entsprechende, für alle Konverterzellen gleiche mittelspannungsseitige Zwischenkreisspannungen abgebildet, womit keine Regelung der Zwischenkreisspannungen erforderlich ist und die Symmetrierung des Leistungsflusses der Zellen einfach durch eine gleiche Aussteuerung der Gleichrichtereingangsstufen der Zellen erreicht werden kann. Der Pegel der Ausgangsspannung des Gesamtsystems ergibt sich dabei aus der Bilanz von netzseitig ausgenommener und lastseitig abgegebener Leistung, d.h. die Lastspannung stellt sich bei gegebenem Lastwiderstand so ein, dass ein lastseitiger Leistungsverbrauch in Höhe der Netzeingangsleistung gegeben ist; damit wird unmittelbar die Möglichkeit der Regelung der Lastspannung deutlich. Ein derartiges System ist z.B. in der erwähnten Dissertation von M. Steiner beschrieben.

[0004] Allerdings ist zur Übermittlung des die Amplitude des Eingangsstroms (die netzseitige Leistungsaufnahme) bestimmenden Ausgangssignals des Ausgangsspannungsreglers an die Eingangsstromregelung nach wie vor eine Kommunikation zwischen Primär- und Sekundärseite vorzusehen, wobei hier eine hohe Isolationsspannung zu garantieren ist; weiters ist seitens der Eingangsstromregelung eine Ansteuerung der Gleichrichterstufen der Zellen mit sinusförmiger, phasenversetzter Pulsbreitenmodulation vorzunehmen, welche durch die zwischen den Zellen auftretenden netzfrequenten und schaltfrequenten Potentialdifferenzen erschwert wird. Darüber hinaus ist die hohe Zahl an Leistungskomponenten auf der Mittelspannungsseite bzw. das relativ hohe Bauvolumen der mittelspannungsseitigen Teile der Konverterzellen (es ist ja in jeder Konverterzelle ein Zwischenkreiskondensator mit einer Kapazität derart vorzusehen, dass trotz des mit zweifacher Netzfrequenz pulsierenden eingangsseitigen Leistungsflusses eine näherungsweise konstante Zwischenkreisspannung resultiert) für die praktische Realisierung eines derartigen Systems nachteilig, da in Verbindung mit den einzuhaltenden Isolationsabständen ein hohes Gesamtbauvolumen resultiert.

[0005] Als weiterer allgemeiner Nachteil ist die Anhebung der Eingangsspannung durch die Hochsetzstellerfunktion der Gleichrichterstufe zu nennen; die Summe der Zwischenkreisspannungen der Zellen liegt damit typischerweise 20% über der Amplitude der Netzspannung, womit eine höhere Zahl von Zellen (bzw. allgemein eine höhere totale Sperrspannung der in Serie wirksamen Leistungshalbleiter) zur Beherrschung einer gegebenen Spannung des Mittelspannungsnetzes erforderlich ist.

[0006] Ein hinsichtlich Spannungsbelastung und Komplexität vorteilhaftes alternatives Stromrichterkonzept kann durch Vertauschung der Teilfunktionen des vorstehend beschriebenen Systems, d.h. durch eingangsseitige Anordnung einer ungeregelten Potentialtrennstufe und einer darauffolgenden sekundär- bzw. niederspannungsseitigen Regel-Konverterstufe, welche einerseits der Potentialtrennstufe einen Strom derart entnimmt, dass netzseitig ein sinusförmiger Eingangsstrom resultiert und andererseits die Ausgangsspannung des Systems lastunabhängig auf einem konstanten Wert hält, realisiert

werden. Damit werden vorteilhaft sämtliche Regelfunktionen und ein Grossteil der Baugruppen des Leistungsteils auf der Niederspannungsseite angeordnet, bzw. wird die Baugrösse des mittelspannungsseitigen Teils minimiert, da dort nur die Primärseite der Potentialtrennstufe verbleibt.

[0007] Ein derartiges System wurde in der Grundform in der unten erwähnten Publikation von H. Weiss vorgestellt. Die Eingangs-AC-Spannung (Netzspannung) wird dort durch eine eingangsseitige Diodenbrücke ohne Glättung gleichgerichtet. Die Eingangsstufe des potentialtrennenden Konverters erzeugt aus der so resultierenden Betragsinusspannung (im Folgenden als «IACI-Spannung» bezeichnet) eine schaltfrequente symmetrische Rechteckwechselfspannung mit vollem Tastverhältnis (keine Regelung) und einer entsprechend der Betragsinusspannung variierenden Amplitude, welche an die Primärwicklung eines Transformators gelegt wird und entsprechend dessen Windungszahlverhältnis skaliert an der Sekundärwicklung auftritt. Sekundärseitig werden die Spannungspulse durch eine Ausgangsstufe, d.h. einen weiteren Brückengleichrichter ohne Glättung, gleichgerichtet und so wieder in eine kontinuierliche Betragsinusspannung zurückverwandelt. Der potentialtrennende Konverter weist also eigentlich die Funktion eines IACI/IACI-Konverters auf; nachfolgend wird daher für den potentialtrennenden Konverter diese (bisher in der Literatur allerdings nicht übliche) Bezeichnung verwendet. Dem Ausgang des IACI/IACI-Konverters wird nun durch eine Regel-Konverterstufe, ausgeführt als IACI/DC-Hochsetzstellerstufe, ein in Phase zur IACI-Spannung liegender IACI-Strom entnommen, welcher sich aufgrund der fehlenden Glättungselemente über den Transformator des IACI/IACI-Konverters direkt an den Eingang der eingangsseitigen Diodenbrücke überträgt und letztlich in einem vorteilhaft spannungsproportionalen Verlauf des Netzstroms resultiert. Andererseits wird durch die IACI/DC-Hochsetzstellerstufe Leistung an den Ausgang des Systems geliefert und so die DC-Spannung des Ausgangskondensators auf einen konstanten Wert gehalten, d.h. der mittlere Leistungsfluss an den Ausgang durch entsprechende Wahl der Amplitude des IACI-Stroms stets so eingestellt, dass der Leistungsbedarf der Last bei einer gewünschten Spannung genau gedeckt wird.

[0008] In der unten erwähnten Publikation von P. Dråbek et al. wird das vorgehend beschriebene Konzept mit dem Ziel eines Einsatzes bei Mittelspannung auf eine primärseitige Serienschaltung mehrerer Konverterstufen erweitert, wobei alle Primärwicklungen auf einem gemeinsamen Magnetkern angeordnet sind, welcher auch die für alle Primärwicklungen gemeinsame Sekundärwicklung trägt. Für die Primärseite der Potentialtrennstufen findet dabei eine direkte Matrixkonverterschaltung Einsatz, welche die eingangsseitig anliegende netzfrequente AC-Spannung ohne vorgängige Gleichrichtung in eine IACI-Spannung direkt in eine schaltfrequente Rechteckwechselfspannung mit wieder gemäss einem IACI-Verlauf variierender Amplitude verwandelt. (Mit Bezug auf diese Realisierung ist die oben beschriebene Realisierung (Literatur (Weiss)) als indirekter Matrixkonverter zu sehen, für welchen eine Trennung der Gleichrichterfunktion (Umsetzung der AC-Spannung in eine IACI-Spannung) und der anschliessenden Umsetzung der IACI-Spannung in eine schaltfrequente Rechteckwechselfspannung vorliegt.) Sekundärseitig wird die amplitudenmodulierte Rechteckwechselfspannung an den Eingang einer aktiven Vollbrückengleichrichterschaltung (gebildet aus zwei Brückenzeigen mit Transistoren und zu diesen antiparallel liegenden Dioden) geführt, welche die Funktion der Gleichrichtung und der Hochsetzstellerstufe integriert und einerseits der Sekundärwicklung einen spannungsproportionalen, d.h. schaltfrequenten amplitudenmodulierten Rechteckstrom entnimmt und andererseits an ihrem Ausgang eine definierte, durch einen Ausgangskondensator gestützte DC-Spannung zur Speisung der Last erzeugt. Alternativ könnten hier, wie in der unten erwähnten Publikation von B. Hafez et al. beschrieben, wieder eine Auftrennung der Funktionen in eine Gleichrichter- und eine Hochsetzstellerstufe erfolgen, wobei dann sekundärseitig eine gegenüber der Publikation von H. Weiss gleiche Schaltungsstruktur und gleiche Signalverläufe vorliegen (siehe oben; die Potentialtrennstufe ist dann als AC/IACI- und die Hochsetzstellerstufe als IACI/DC-Konverter zu bezeichnen).

[0009] Unabhängig von der konkreten Realisierung (gemäss Dråbek oder Hafez et al.) wird durch die Anordnung der Primärwicklungen auf demselben Eisenkern ideal (unter Annahme idealer Kopplung) für alle Wicklungen eine gleiche induzierte Spannung und damit vorteilhaft eine symmetrische Aufteilung der Netzspannung auf die primärseitigen Konverterstufen sichergestellt. Allerdings wird diese Symmetrierung real durch die nichtideale Kopplung der Primärwicklungen und auch durch die zufolge der hohen Isolationsanforderung zwischen den Primärwicklungen und der Sekundärwicklung vorliegenden Streuinduktivitäten, welche abhängig von der geometrischen Anordnung der Wicklungen i.A. unterschiedliche Werte aufweisen, behindert. Als weiterer Nachteil ist die aufgrund des gemeinsamen Magnetkerns fehlende volle Modularität des Systems zu nennen, welche die konstruktive Gestaltung erschwert und hinsichtlich Redundanz deutliche Nachteile aufweist, da ein Fehler einer Konverterstufe durch die magnetische Kopplung der Wicklungen aller Stufen direkt zu einer Beeinträchtigung der Funktion des Gesamtsystems führt bzw. gegenüber einem voll modularen System kein einfacher Austausch eines Moduls möglich ist. Darüber hinaus steht auch die Eignung des Konzeptes für hohe Schaltfrequenzen in Frage, da keine Massnahmen zur Minimierung der Schaltverluste der Leistungshalbleiter der Potentialtrennstufe beschrieben werden.

Literatur zum Stand der Technik

[0010] M. Steiner, «Seriegeschaltete Gleichspannungs-Zwischenkreisrichter in Traktionsanwendungen am Wechselspannungsfahrdraht», PhD Dissertation, ETH Zürich, Switzerland, 2000.

[0011] H. Weiss, «Elimination of the 162/3 Hz 15 kV main transformer on electrical traction vehicles», in Proc. 1st Europ. Power Electronics and Applications Conf. (EPE), Brussels, Belgium, Nov. 1985.

[0012] P. Dràbek, Z. Peroutka, M. Pittermann, and M. Cédì, «New configuration of traction converter with medium-frequency transformer using matrix converters», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 11, pp. 5041–5048, Nov. 2011.

[0013] B. Hafez, H. S. Krishnamoorthy, P. Enjeti, S. Ahmed, and I. J. Pitel, «Medium voltage power distribution architecture with medium frequency isolation transformer for data centers», in Proc. 29th Annu. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Expo. (APEC), Fort Worth, TX, USA, Mar. 2014.

[0014] Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es daher, ein potentialgetrenntes Konvertersystem von reduzierter Komplexität zu schaffen. Dieses kann eine oder vorzugsweise mehrere der folgenden Eigenschaften aufweisen: weitgehende Modularität, Mittelspannungseingang und geringe Komplexität des Leistungsteils auf der Mittelspannungsseite, d.h. eine geringe oder minimale Zahl von Leistungshalbleitern und Filterelementen, geringe oder minimale Zahl von Konverterzellen, selbsttätige Symmetrierung der Aufteilung der Eingangsspannung auf die Eingänge der Konverterzellen, netzspannungsproportionaler Verlauf des Eingangs- bzw. Netzstroms, d.h. ohmsches Netzverhalten, geregelte Ausgangsspannung des Gesamtsystems und ein weiches Schalten aller Konverterzellen der Potentialtrennstufe.

[0015] Um breite Anwendbarkeit zu gewährleisten, soll das Grundkonzept des Gesamtsystems sowohl für eine Umformung einer Einphasen- als auch einer Dreiphasen-AC-Netzspannung in eine potentialgetrennte geregelte DC-Ausgangsspannung des Gesamtsystems (dies beinhaltet auch den Fall Frequenz = 0, d.h. die Umformung einer DC-Netzspannung in eine potentialgetrennte geregelte DC-Lastspannung) bzw. einer Einphasen-AC-Netzspannung als auch einer Dreiphasen-AC-Netzspannung in eine potentialgetrennte geregelte Einphasen-AC- bzw. Dreiphasen-AC-Lastspannung ausgestaltbar sein.

[0016] Die Aufgabe wird gelöst durch einen Konverter gemäss den Patentansprüchen.

[0017] Insbesondere liegt ein Konverter zur potentialgetrennten Übertragung elektrischer Energie zwischen einem Primärsystem zu einem Sekundärsystem vor, aufweisend eine primärseitige Potentialtrennstufe, welche zum Energieaustausch zwischen dem Primärsystem und dem mindestens einen Zwischenkreis geschaltet ist, und eine sekundärseitige Regel-Konverterstufe, welche zum Energieaustausch zwischen dem mindestens einen Zwischenkreis und dem Sekundärsystem geschaltet ist,

- wobei die Potentialtrennstufe dazu eingerichtet ist, eine oder mehrere durch das Primärsystem vorgegebene Primärspannungen potentialgetrennt auf ein, insbesondere niedrigeres, Spannungsniveau des mindestens einen Zwischenkreises zu transformieren und damit am mindestens einen Zwischenkreis eine Zwischenkreisspannung in Form einer Sinusspannung oder einer Betragsinusspannung zu erzeugen, und
- die Regel-Konverterstufe dazu eingerichtet ist, eine Zwischenkreisspannung in eine Sekundärspannung umzuformen, wobei die Sekundärspannung eine Gleichspannung sinusförmige Wechselfspannung ist.

[0018] Damit kann durch Schaltfrequenz- und Tastverhältnisvariation ein weiches Schalten der Transistoren der Konvertermodule der Potentialtrennstufe sichergestellt werden, und selbsttätig eine symmetrische Aufteilung der Primärspannung auf die Konvertermodule erreicht werden.

[0019] Es kann generell die Potentialtrennstufe durch primärseitig in Serie geschaltete Konvertermodule in Form von im Resonanzpunkt betriebenen Serienresonanzkonvertern mit Potentialtrennung realisiert sein, welche die eingangsseitig über eine Vorschalt- bzw. Filterinduktivität anliegende AC-Spannung – die Filterinduktivität dient der Filterung schaltfrequenter Vorgänge und weist bei Netzfrequenz eine vernachlässigbare Impedanz auf, die Netzspannung ist also diesbezüglich als direkt an der Serienschaltung der Konvertermodule liegend zu sehen – mit einem direkt durch das Windungszahlverhältnis definiertem Übersetzungsverhältnis (lastunabhängig) in eine glatte |AC|-Sekundärspannung oder glatte AC-Sekundärspannung umformen, d.h. die Funktion eines potentialgetrennten AC/|AC|- oder AC/AC-Konverters aufweisen. Die Ausgänge der zur weitestgehenden Minimierung von durch die Taktung bedingten hochfrequenten Spektralanteilen des resultierenden Netzstroms vorteilhaft phasenversetzt getakteten, Konvertermodule werden dann im einfachsten Fall direkt parallel geschaltet (siehe Fig. 1(a)) und dem so gebildeten niederspannungsseitigen |AC|- oder AC-Zwischenkreis mittels einer Regel-Konverterstufe im Mittel über eine Schaltperiode ein der |AC|- oder AC-Zwischenkreisspannung proportionaler, d.h. Betragsinusstrom (|AC|-Strom) oder sinusförmiger Strom (AC-Strom), entnommen, wobei die Amplitude des Stroms derart gewählt wird, dass der Leistungsbedarf einer am Ausgang der Regel-Konverterstufe angeschlossenen Last genau gedeckt wird bzw. an der Last eine definierte DC- oder AC-Spannung auftritt. Alternativ kann, wie in Fig. 1(b) gezeigt, die Regel-Konverterstufe auch für jedes Konvertermodul getrennt angeordnet werden, womit am Ausgang jedes Konvertermoduls eine AC- oder |AC|-Zwischenkreisspannung vorliegt, welcher durch die nachgeordnete Regel-Konverterstufe ein Strom derart entnommen wird, dass jede Regel-Konverterstufe einerseits einen gleichen Beitrag zur Deckung des Leistungsbedarfs der Last bzw. zur Einprägung der Lastspannung leistet und andererseits eine stabile und gleiche Aufteilung der Netzspannung auf die Eingänge der Konvertermodule der Potentialtrennstufe sichergestellt wird, was beides vorteilhaft dadurch erreicht werden kann, dass die Regel-Konverterstufen einen für alle Konvertermodule gleichen Ersatzeingangswiderstand emulieren.

[0020] Wenn die Potentialtrennstufe mindestens zwei Konvertermodule aufweist und diese phasenversetzt getaktet werden, kann darauf verzichtet werden, die Konvertermodule mit individuellen, also jeweils einem Konvertermodul zugeord-

neten, Filterelementen auszurüsten. Solche nicht mehr notwendigen Filterelemente sind Kapazitäten und Induktivitäten zur Glättung von schaltfrequenten (also hochfrequenten) Strömen zum Primärsystem.

[0021] Die serienresonante Potentialtrennstufe kann ungeregelt und vorteilhaft mit hohem Tastverhältnis betrieben werden, womit an der Trafoprimarywicklung ideal symmetrische Rechteckspannungen mit der durch die Zahl der Module geteilten Netzspannung bzw. gleichgerichteten Netzspannung als Einhüllenden auftreten. Vorteilhaft ist grundsätzlich keine steuerungstechnische Kopplung der Potentialtrennstufe und der nachfolgenden Regel-Konverterstufe erforderlich. Die Potentialtrennstufe arbeitet also im einfachsten Fall autonom, womit eine geringe Komplexität der Regelung und hohe Robustheit des Gesamtsystems (Autarkie der Teilfunktionen) gegeben ist. Um die Strombelastung der niederspannungsseitigen Zwischenkreis Kapazität (Fig. 1(a)) oder Zwischenkreis Kapazitäten (Fig. 1(b)) zu minimieren, ist allerdings eine Synchronisation und phasenversetzte Taktung der Konvertermodule der Potentialtrennstufe bzw. der einzelnen Regel-Konverterstufen (Fig. 1(b)) untereinander und auch der Potentialtrennstufe gegenüber der nachfolgenden Regel-Konverterstufe bzw. Regel-Konverterstufen vorteilhaft. Bei der Schaltung nach Fig. 1(b) wird hiermit auch die Strombelastung des die Ausgangsspannung des Gesamtsystems stützenden Kondensators bzw. der zufolge der Taktung auftretende hochfrequente Rippel der Ausgangsspannung minimiert.

[0022] Allgemein ist darauf hinzuweisen, dass das erfindungsgemässe Konzept bei entsprechender Ausführung der Potentialtrennstufe und Regel-Konverterstufe sowohl für einen Leistungstransfer von der Mittelspannungs- auf die Niederspannungs- wie auch für die inverse Leistungsflussrichtung, d.h. einen Transfer von Leistung von der Niederspannungs- auf die Mittelspannungsseite, geeignet ist. Für den Fall einer AC/DC-Konverterfunktion des Gesamtsystems ist also sowohl Gleich- als auch Wechselrichterbetrieb möglich.

[0023] Mit Blick auf eine praktische Realisierung ist schliesslich als weiterer Vorteil des Konzeptes hervorzuheben, dass nur am Ausgang des Gesamtsystems ein Pufferkondensator (Pufferung der Lastspannung) nennenswerter Kapazität anzuordnen ist, d.h. es ist im Gegensatz zu einer konventionellen Ausführung auf Ebene der Konvertermodule keine Pufferung des Leistungsflusses in einem primärseitigen Zwischenkreis (siehe Abschnitt Stand der Technik) vorzunehmen. Der Pufferkondensator steht so auch direkt für die Pufferung von Lastsprüngen oder eines pulsformigen Laststromverlaufs, welcher eine entsprechende Strombelastung der Ausgangskapazität zur Folge hat (welche z.B. für Elektrolytkondensatoren nur für entsprechend hohe Kapazitätswerte gegeben ist) zur Verfügung. Liegt ein glatter Laststromverlauf und eine Speisung einer nachfolgend erklärten dreiphasigen Ausführung des Systems aus dem Dreiphasen-Mittelspannungsnetz vor, kann der Ausgangskondensator aufgrund des dann zeitlich konstanten Momentanleistungsverlaufs theoretisch sogar gänzlich entfallen bzw. praktisch mit nur kleinem Kapazitätswert ausgeführt werden.

[0024] Hinsichtlich des Betriebsverhaltens stellt der Betrieb der Serienresonanzkonverter der Konvertermodule der Potentialtrennstufe im Resonanzpunkt ein Hauptvorteil des erfindungsgemässen Systems dar. Durch den resonanten Betrieb wird die Streuinduktivität der Transformatoren kompensiert, womit zwischen Primär- und Sekundärseite ideal keine Serienimpedanz vorliegt, d.h. eine sehr direkte Kopplung beider Seiten hinsichtlich Strom- und Spannungsübersetzung bzw. Dynamik des Leistungstransfers gegeben ist. Die Eingangsspannungen der Potentialtrennstufen sind also für eine Ausführung nach Fig. 1(a) sämtlich direkt an dieselbe Sekundärspannung gekoppelt und weisen damit ideal denselben Wert (gleiches Windungszahlverhältnis der Transformatoren aller Module) in Höhe der durch die Zahl der Module dividierten Eingangsspannung auf, es ist also hinsichtlich Eingangsspannungsaufteilung auf die Eingänge der Konvertermodule eine ideale Symmetrierung gegeben. Gleiches gilt auch für das Konzept nach Fig. 1(b) unter Voraussetzung der vorstehend erwähnten Emulation eines gleichen Eingangswiderstandes am Eingang der Regel-Konverterstufen, da diese Widerstände dann an die Primärseite übersetzt werden und wieder für eine symmetrische Aufteilung der Eingangsspannung sorgen. Weiters wird auch der Strom- bzw. Leistungsfluss symmetrisch auf die Module verteilt, da der Eingangsstrom in Serie durch alle Konvertermodule fliesst und sich direkt in Sekundärströme der Module abbildet, welche mit den für die Konvertermodule gleichen Spannungen gleiche Leistungen bilden.

[0025] Weiters wird durch die Serienkapazitäten des Serien-Resonanzkonverters vorteilhaft eine parasitäre, z.B. durch unterschiedliche Schaltzeiten der Konverterschaltstufen verursachte Gleichspannungskomponente der Trafoprimary- oder Sekundärspannung aufgenommen und so eine Sättigung des Transformators sicher verhindert. Gleiches gilt sinngemäss für eine, nachfolgend beschriebene (vgl. Fig. 4), Ausführung einer oder beider Seiten des Serien-Resonanzkonverters in Halbbrückenschaltung, wobei pro Seite zwei Resonanzkondensatoren jeweils als kapazitive Spannungsteiler geschaltet den zweiten Brückenarm bilden.

[0026] Schliesslich bietet der Betrieb bei Resonanzfrequenz den Vorteil eines aus Sinushalbschwingungen zusammengesetzten Primär- bzw. Sekundärstromverlaufs, womit nur der relativ kleine Trafomagnetisierungsstrom aktiv zu schalten ist. Spannungsloses bzw. weiches Schalten kann dann relativ einfach durch Schalten knapp vor dem Punkt, an dem die Sinushalbschwingung wieder den Wert Null erreicht (bzw. auf den Magnetisierungsstrom zurückgeht), sichergestellt werden. Alternativ ist auch ein Übergang in einen diskontinuierlichen Betrieb möglich, wo nach jeder Sinusstromhalbschwingung eine Wartezeit mit nach wie vor anliegender Primärspannung eingefügt wird. (Anmerkung: Für Gleichrichterbetrieb wird bei anliegender Primärspannung durch die Dioden der Ausgangsstufe eines Konvertermoduls eine Umkehr der Richtung des Sekundärstroms verhindert).

[0027] Der Konverter kann mit nur einer einzelnen, gemeinsamen Diodenbrücke für alle Konvertermodule (11) der Potentialtrennstufe realisiert sein. Dabei kann diese einzelne Diodenbrücke als nur netzfrequenz zu taktender aktiver Gleichrichter realisiert sein, z.B. bestehend mit Hochspannungs-SiC-FETs als Schaltern.

[0028] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Diese zeigen:

- Fig. 1: Ausführungsformen eines Converters für unidirektionale oder bidirektionale Einphasen-AC/DC-Konversion; (a) serienresonante modulare AC/IACI-Potentialtrennstufe 1 mit eingangsseitiger Serienschaltung und ausgangssseitiger Parallelschaltung von Konvertermodulen 11 und ausgangssseitige IACI/DC-Regel-Konverterstufe 2 mit einem gemeinsamen Regel-Konverter 21; (b) wie (a), jedoch mit einem eigenen Regel-Konverter 21 für jedes Konvertermodul 11.
- Fig. 2: Ausführungsform eines potentialgetrennten Einphasen-AC/DC-Konvertersystems mit geregelter DC-Ausgangsspannung; im Sinne der Übersichtlichkeit sind für die Potentialtrennstufe nur 2 AC/IACI-Konvertermodule 11 gezeigt, deren Ausgänge gemäss Fig. 1(a) direkt parallel geschaltet und mit einer nachfolgenden IACI/DC-Regel-Konverterstufe 2 mit einem gemeinsamen Hochsetzsteller verbunden sind.
- Fig. 3: Charakteristische Spannungs- und Stromverläufe des Systems nach Fig. 2.
- Fig. 4: Detailstruktur einer Ausführungsform für eine Einphasen-AC/AC-Konversion. Im Sinne einer übersichtlichen Darstellung sind für die Potentialtrennstufe nur 2 Module (jedes Modul weist die Funktion eines im Resonanzpunkt arbeitenden hochfrequent potentialgetrennten Serienresonanz-AC/AC-Matrix-Konverters auf) gezeigt. Weiters ist im Sinne der Übersichtlichkeit eine Ausführungsform gemäss Fig. 1(a), d.h. mit nur einem AC/AC-Regel-Konverter 21 (Hochsetzsteller) in der AC/AC-Regel-Konverterstufe 2 gewählt.
- Fig. 5: Beispiel für die Emulation eines konventionellen Dreiphasentrafos am Beispiel eines Scott-Transformators; (a) Schaltung des konventionellen Scott-Transformators; (b) Ausführungsform als Schaltung mit Serienschaltung der ersten und zweiten Ausgangsspannung, d.h. der Ausgänge der RX-IACI/DC- und ST-IACI/DC-Regel-Konverterstufe.
- Fig. 6: Beispiel einer Dreiphasen AC/AC-Konversion mit primärseitig in Dreieck und sekundärseitig in Stern geschalteten Phasenzweigen der Potentialtrennstufen und einem nachgeschalteten Dreiphasen-AC/AC-Boost-Konverter (Dreiphasen-Regel-Konverter) zur Regelung der Ausgangsspannung.
- Fig. 7: Charakteristische Spannungs- und Stromverläufe eines Moduls der Potentialtrennstufe für teilweise hartes Schalten (a), weiches, d.h. spannungsloses Schalten (b) und (c) und verlustminimales weiches Schalten (d); (e): Einhüllende der an den Transformator gelegten pulsformigen symmetrischen pulsfrequenten Rechteckspannung $v_{T,mv,e}$ und der Sekundärstrompulse $i_{r,l,v,e}$ mit Betragsinusverlauf entsprechend der netzseitig anliegenden netzfrequenten Sinusspannung.

[0029] Eine mögliche schaltungstechnische Realisierung des Konzeptes für eine potentialgetrennte Einphasen-AC/DC-Umformung ist mit Bezug auf Fig. 1(a), d.h. mit einem für alle Konvertermodule gemeinsamen Regel-Konverter 21, in Fig. 2 gezeigt. Die zugehörigen charakteristischen Spannungs- und Stromverläufe sind in Fig. 3 angegeben, wobei der vorgängig erwähnte Magnetisierungsstrom im Sinne besserer Übersichtlichkeit nicht explizit eingezeichnet ist. Eine Serienschaltung der Konvertermodule 11 bildet die Potentialtrennstufe 1, welche über eine netzseitige Filterinduktivität LF an ein Netz angeschlossen sein kann, welches eine Netzspannung v_g und einen Netzstrom i_g liefert.

[0030] Jedes Konvertermodul 11 weist eingangsseitig eine Schaltstufe in Form eines indirekten Matrixkonverters 111 auf, welche durch eine Eingangs-Diodenbrücke ohne ausgangssseitige Glättung und eine nachfolgende primärseitige Transistor-Vollbrückenschaltung gebildet wird, deren Ausgang über einen primärseitigen Serienresonanzkondensator an der Transformatorprimärwicklung liegt. Die als primärseitige Zwischenkreisspannung zu sehende Ausgangsspannung der Eingangs-Diodenbrücke zeigt den Verlauf der gleichgerichteten Eingangswechselspannung des Konvertermoduls und wird durch die Transistor-Vollbrückenschaltung in eine symmetrische Rechteckwechselspannung $v_{T,mv}$ umgeformt, welche die primärseitige IACI-Zwischenkreisspannung als Einhüllende aufweist (siehe Fig. 3). Der schaltfrequent pulsierende Eingangsstrom in der Transistor-Vollbrückenschaltung (der gleich dem Ausgangsstrom der Eingangs-Diodenbrücke ist) folgt im Mittel einem netzfrequent variierenden Eingangsstrom. Er wird durch die Transistor-Vollbrückenschaltung in einen schaltfrequent variierenden Transformatorstrom $i_{T,mv}$ umgeformt.

[0031] Der Transformator ist in Fig. 2 in Form eines Ersatzschaltbildes, d.h. mit expliziter Streuinduktivität L_σ (welche durch eine Vorschaltinduktivität erhöht werden kann) und einem idealen, die Spannungsübersetzung näherungsweise gemäss dem Windungszahlverhältnis bewirkenden Transformator gezeigt. Die Trafosekundärwicklung wird über einen weiteren sekundärseitigen Resonanzkondensator $C_{r,l,v}$ an den Eingang einer sekundärseitigen Diodenvollbrückenschaltung ohne ausgangssseitige Glättung gelegt. Wird nun die primärseitige Transistor-Vollbrückenschaltung mit der Resonanzfre-

quenz des aus Streuinduktivität L_{σ} und primärseitigem Resonanzkondensator $C_{r,mv}$ und sekundärseitigem Resonanzkondensator $C_{r,lv}$ gebildeten Serienzweigs betrieben, ist der Serienzweig als Kurzschluss zu betrachten, die Ausgangsspannung $v_{T,mv}$ der Transistorschaltstufe liegt demnach direkt an der Primärwicklung des idealen Transformators an und wird in eine im Verlauf gleiche, aber mit dem Windungszahlverhältnis skalierte, über der Trafosekundärwicklung auftretende Spannung übersetzt. Am Ausgang der sekundärseitigen Diodenvollbrückenschaltung tritt dann wieder ein glatter Spannungsverlauf $v_{C,lv}$ in Form einer Betragsinusspannung (IACI-Spannung auf), welche als sekundärseitige Zwischenkreisspannung durch die nachgeordnete, im vorliegenden Fall wie für Einphasen-Pulsleichrichterschaltungen mit Leistungsfaktorkorrektur bekannt, als Hochsetzsteller mit Induktivität L_B ausgeführter Regel-Konverter 21 der Regel-Konverterstufe 2 in eine konstante, durch einen Kondensator gestützte Ausgangsspannung V_{out} des Gesamtsystems umgeformt wird, wobei der Eingangsstrom i_{Lb} des Regel-Konverters 21 einen der sekundärseitigen Zwischenkreisspannung $v_{C,lv}$ proportionalen Verlauf aufweist (siehe Fig. 3).

[0032] Der Leistungstransfer zwischen Primär- und Sekundärseite erfolgt durch resonante Stromhalbschwingungen (Serienresonanz der Streuinduktivität des Trafos und der primär- und sekundärseitigen Kondensatoren), für welche sich eine Amplitude derart einstellt, dass der durch die Regel-Konverterstufe aus der sekundärseitigen Zwischenkreisspannung entnommene Strom i_{Lb} im Mittel über eine Taktperiode nachgeliefert wird; um die Nachlieferung mit einer minimalen Stromamplitude zu bewerkstelligen, werden daher Pausen zwischen den Strompulsen vorteilhaft vermieden und die Betriebsfrequenz ideal gleich der Resonanzfrequenz gewählt; real ist zwischen den Strompulsen eine Pausenzeit derart einzuhalten, dass spannungsloses Schalten der Schaltelemente der Transistor-Vollbrückenschaltung sichergestellt ist, d.h. die Entladung der parasitären Ausgangskapazitäten eines Schaltelementes abgewartet wird, bevor ein Einschalten erfolgt. Wird die Betriebsfrequenz ideal gleich der Resonanzfrequenz angenommen, wird die Serienschaltung von Resonanzkapazität und Streuinduktivität in Resonanz betrieben und weist damit eine vernachlässigbare Impedanz auf, bzw. tritt über der Serienschaltung nur eine geringe Spannung auf (ideal, d.h. bei Vernachlässigung von Verlusten, tritt keine Spannung auf). Damit wird die am Ausgang der Transistorschaltstufe anliegende Spannung direkt gemäss Windungszahlverhältnis in eine an den Klemmen der sekundärseitigen Dioden-Vollbrückenschaltung auftretende Spannung transformiert.

[0033] Anzumerken ist, dass für die praktische Realisierung im primär- und sekundärseitigen Zwischenkreis vorteilhaft Kondensatoren mit kleiner Kapazität angeordnet sein können (strichliert gezeichnet), um für die Stromkommutierung der primärseitigen Transistor-Vollbrückenschaltung einen niederimpedanten Pfad sicherzustellen bzw. schaltfrequente Schwankungen des Eingangsstroms der Regel-Konverterstufe 2 (des Hochsetzstellers) zu filtern. Der IACI-Spannungsverlauf wird durch diese Kapazitäten grundsätzlich nicht beeinflusst; vorteilhaft kann allerdings bei der für die Umladung des Kondensators im sekundärseitigen und im primärseitigen Zwischenkreis erforderliche Strom bei der Vorgabe des durch die Regel-Konverterstufe 2 eingepprägten Stroms derart berücksichtigt werden, dass eine Phasenverschiebung des letztlich resultierenden Netzstroms i_g und der Netzspannung v_g weitgehend minimiert wird.

[0034] Weiters ist darauf hinzuweisen, dass die in Fig. 2 gezeigte Schaltung nur eine von zahlreichen Ausführungsmöglichkeiten des erfindungsgemässen Konzeptes darstellt.

[0035] Insbesondere kann die primärseitige wie auch die sekundärseitige Diodenbrückenschaltung durch eine Transistor-Vollbrückenschaltung ersetzt (was zunächst auch bereits eine aktive Gleichrichtung und damit vorteilhaft eine Reduktion der Leitverluste ermöglichen würde) und antiparallel zur Hochsetzstellerdiode ein Transistor und antiparallel zum Hochsetzstellertransistor eine Diode angeordnet und so ein bidirektionaler Leistungstransfer, d.h. auch Wechselrichterbetrieb, ermöglicht werden. Die primärseitige Vollbrückenschaltung würde dann nur netzfrequent getaktet, sekundärseitig wäre zur sicheren Vermeidung einer Sättigung des Transformators eine Kapazität in Serie zur Sekundärwicklung zu legen. Weiters könnten neben der Vollbrückenschaltung auch Halbbrückenschaltungen oder Mittelpunktschaltungen (Einbeziehung des Mittelpunktes der Primär- oder Sekundärwicklung des Transformators in die Schaltungsfunktion) Anwendung finden.

[0036] Schliesslich kann der in Fig. 2 gezeigte primärseitige indirekte Matrixkonverter auch durch einen direkten Matrixkonverter mit Vierquadrantenschaltern (z.B. realisiert durch Gegenserienanordnung von Leistungstransistoren mit antiparalleler Freilaufdiode oder Gegenparallelschaltung rückwärts sperrender Leistungshalbleiter) ersetzt werden, welcher die niederfrequente AC-Eingangsspannung eines Konvertermoduls direkt in die oben beschriebene und in Fig. 3 gezeigte symmetrische Rechteckwechselform – welche über die Serienkapazität an die Trafoprimärwicklung gelegt wird – umformt (siehe Fig. 4).

[0037] Darüber hinaus könnte anstelle eines einfachen Hochsetzstellers zur Implementierung der Regel-Konverterstufe auch jede andere Konverterschaltung Anwendung finden, welche im zeitlichen Mittel über eine Taktperiode einen der sekundärseitigen Zwischenkreisspannung proportionalen Stromverlauf einzuprägen vermag und z.B. auch Hoch- und Tiefsetzstellerfunktion aufweisen kann. Als Beispiele sind SEPIC-Konverter, Cuk-Konverter oder auch Inverswandler zu nennen. Weiters sind hier Multilevel-Konverterschaltungen (z.B. Dreilevel-Hochsetzsteller) oder Parallelschaltungen mehrerer gleichartiger Konverterstufen mit kontinuierlicher oder diskontinuierlicher oder auch dreieckförmiger Stromführung (TCM- oder Resonant Transition Mode) einsetzbar.

[0038] Eine vor allem hinsichtlich Realisierungsaufwand interessante Modifikation der in Fig. 2 gezeigten Schaltung stellt die Weglassung der primärseitigen Diodenbrücke auf Modulebene und Ersetzung durch eine für alle Konvertermodule gemeinsame Diodenbrücke mit Dioden entsprechend hoher Sperrspannungsfestigkeit dar. Hinsichtlich einer hohen Gesamteffizienz des Systems vorteilhaft kann diese gemeinsame Diodenbrücke auch durch eine Transistor-Vollbrückenschaltung

tung ersetzt und somit als aktiver Gleichrichter ausgeführt werden, wobei die Transistoren nur netzfrequent getaktet werden müssen. Werden die Transistoren zu Vierquadrantenschaltern erweitert (z.B. realisiert durch Gegenserienerschaltung von Leistungstransistoren mit antiparalleler Freilaufdiode), ist auch bidirektionaler Energiefluss, also z.B. im Falle einer AC/DC-Anwendung sowohl Gleich- als auch Wechselrichterbetrieb, möglich.

[0039] Schliesslich sei darauf hingewiesen, dass die in Fig. 2 gezeigte Schaltung auch einen Betrieb mit einer DC- anstelle einer AC-Eingangsspannung erlaubt (DC-Spannung als Spezialfall einer AC-Spannung mit Frequenz = 0). Dies gilt auch für alle im Weiteren beschriebenen Schaltungen. Durch die Taktung der primärseitigen indirekten oder direkten Matrixkonverterstufe ist die Potentialtrennung von der Netzfrequenz unabhängig.

[0040] Vorteilhaft kann das erfindungsgemässe Konzept auch für die Erzeugung einer geregelten Einphasen-AC-Ausgangsspannung anstelle einer DC-Ausgangsspannung Anwendung finden. Eine diesbezüglich vorteilhafte Realisierung ist mit Bezug auf Fig. 1(a) (nur ein Regel-Konverter 21 für alle sekundärseitig parallel geschalteten Konvertermodule 11 der Potentialtrennstufe) in Fig. 4 gezeigt. Alternativ könnte gemäss Fig. 1(b) auch für jedes der serienresonanten AC/AC-Konvertermodule 11 ein eigener AC/AC-Regel-Konverter 21 angeordnet werden.

[0041] Die primärseitige und sekundärseitige Schaltstufe der Konvertermodule ist beispielhaft als direkter AC/AC-Matrixkonverter in Halbbrückenschaltung mit einem Brückenweig mit Vierquadrantenschaltern und einem zweiten Brückenweig in Form eines kapazitiven Spannungsteilers ausgeführt, wobei die Trafoprimär- und die Trafosekundärwicklung jeweils zwischen dem Ausgang des zugehörigen Brückenweiges und dem Mittelpunkt des zugehörigen kapazitiven Spannungsteilers liegen und die Kondensatoren $C_{mv,1}$, $C_{mv,2}$, $C_{lv,1}$, $C_{lv,2}$ der Spannungsteiler auch die Funktion des primär- und sekundärseitigen Resonanzkondensators übernehmen. Die Ausgangsspannung der sekundärseitigen Matrixkonverterstufe, d.h. die sekundärseitige AC-Zwischenkreisspannung, wird durch den AC/AC-Regel-Konverter 21 in Form eines wieder mit Vierquadrantenschaltern realisierten AC/AC-Hoch- oder AC/AC-Tiefsetzstellers (oder auch eine andere Schaltungsstruktur, wie z.B. einen AC/AC-Cuk-Konverter) in die eigentliche, wieder durch eine Kapazität gestützte, geregelte Ausgangsspannung des Gesamtsystems umgeformt.

[0042] Eine weitere vorteilhafte Ausgestaltung des erfindungsgemässen Konzeptes stellt das in Fig. 5(b) gezeigte Konvertersystem mit dreiphasigem AC-Eingang über Eingangfilterinduktivitäten $L_{F,R}$, $L_{F,S}$, $L_{F,T}$ und geregelterm DC-Ausgang dar. Die Konvertermodule der Potentialtrennstufe sind nur schematisiert dargestellt, eine praktische Ausführung der einzelnen Konvertermodule 11 könnte z.B. gemäss Fig. 2 erfolgen.

[0043] Grundsätzlich ist die Umformung einer Dreiphasen-AC-Spannung in eine DC-Spannung für jede Phase als AC/DC-Konversion zu sehen, und damit für jede Phase ein Einphasen-AC/DC-Konverter anzuordnen. Primärseitig können die Phasensysteme dann im einfachsten Fall in Stern oder Dreieck verschaltet werden, sekundärseitig ist wieder eine direkte Parallelschaltung der Modulausgänge einer Phase gemäss Fig. 1(a) oder eine Schaltung nach Fig. 1(b) möglich. Die nachgeordneten Regel-Konverter 21 können nur an den Klemmen der Ausgangsspannung des Gesamtsystems zusammengeführt werden, oder es kann durch einseitige Verbindung der Ausgänge der Konvertermodule der Phasen eine z.B. negative Schiene der Gesamtausgangsspannung des Systems gebildet werden und die Anordnung der Regel-Konverter 21 (Hochsetzstellerfunktionen) bezogen auf diese Spannungsschiene erfolgen. Die Ausgänge der den Phasen zugeordneten Regel-Konverter 21 (hier Hochsetzsteller) werden dann an der positiven Klemme der Ausgangsspannung des Gesamtsystems zusammengeführt. Vorteilhaft ist dann aufgrund der zeitlich konstanten Momentanleistung eines symmetrisch belasteten symmetrischen Dreiphasensystems ideal keine kapazitive Pufferung der Ausgangsspannung des Gesamtsystems erforderlich, bzw. kann real ein Ausgangskondensator mit nur geringer Kapazität Einsatz finden.

[0044] Gegenüber der vorstehend beschriebenen, für alle Phasen gleichen, d.h. drei Potentialtrennstufen und drei Regel-Konverterstufen umfassenden Implementierung des erfindungsgemässen Konzeptes weist die in Fig. 5(b) angegebene Variante deutliche Vorteile auf. Grundgedanke ist die Nachbildung der Funktion eines Scott-Transformators (siehe Fig. 5(a)), welcher ein dreiphasiges Spannungssystem in zwei orthogonale Spannungen gleicher Amplitude umsetzt. Werden die orthogonalen Ausgangsspannungen gleich belastet, resultiert primärseitig eine symmetrische Belastung des Dreiphasennetzes. Anzumerken ist, dass für eine derartige Spannungsumsetzung auch andere Transformatorschaltungen bekannt sind; als Beispiel sei die Leblanc-Schaltung genannt, welche allerdings eine relativ verwickelte Wicklungskonfiguration aufweist. Grundsätzlich kann die nachstehend bezogen auf die Scott-Schaltung beschriebene Umsetzung des beschriebenen Grundkonzeptes sinngemäss gleich auch für diese Schaltungen Anwendung finden.

[0045] Es wird anstelle jeder (Teil-)Wicklung des konventionellen Scott-Transformators eine Potentialtrennstufe 1XT, 1SX, 1RX angeordnet, wobei die Ausgänge der Konvertermodule der beiden zwischen den Netzphasen S und T angeordneten und einen gemeinsamen Schaltungspunkt X aufweisenden Potentialtrennstufen (SX-Potentialtrennstufe 1SX und XT-Potentialtrennstufe 1XT) entweder alle direkt verbunden werden, womit für beide Potentialtrennstufen nur eine nachfolgende ST-Regel-Konverterstufe 2ST erforderlich ist, um eine erste DC-Ausgangsspannung $V_{dc,2}$ zu bilden (wie in Fig. 5(b) dargestellt), oder es können (nicht dargestellt) die Ausgänge der Konvertermodule der SX-Potentialtrennstufe zusammengeführt und mit einer nachfolgenden SX-Regel-Konverterstufe versehen werden und ebenso die Ausgänge der Konvertermodule der XT-Potentialtrennstufe verbunden und mit einer eigenen nachfolgenden XT-Regel-Konverterstufe versehen werden und dann die Ausgänge der SX- und XT-Regel-Konverterstufen verbunden werden, um die erste DC-Ausgangsspannung zu formen, wobei dann am Eingang der SX- und XT-Regel-Konverterstufen ein gleicher Eingangswiderstand zu

emulieren ist, um eine symmetrische Aufteilung der zwischen den Phasen S und T anliegenden Netzspannung auf die Eingänge der SX- und XT-Potentialtrennstufe sicherzustellen.

[0046] Zwischen Phase R und dem gemeinsamen Schaltungspunkt X wird eine RX-Potentialtrennstufe 1RX mit nachfolgender RX-Regel-Konverterstufe 2RX gelegt, welche eine zweite DC-Ausgangsspannung $V_{dc,1}$ bildet. Die Vorgabe der Eingangsstromsollwerte der ST-Regel-Konverterstufe und der RX-Regel-Konverterstufe hat so zu erfolgen, dass beide Stufen im Mittel über eine Netzperiode dieselbe mittlere Leistung aufnehmen. Wird eine SX- und eine XT-Regel-Konverterstufe vorgesehen, so ist durch beide Stufen jeweils die Hälfte der für die ST-Regel-Konverterstufe 2ST vorzusehenden Leistung zu liefern. Weiters ist, um die für die konventionelle Scott-Transformatorschaltung vorliegenden Grössenverhältnisse der Spannungen zwischen den Schaltungspunkten R und X, S und X sowie X und T nachzubilden, für die SX- und XT-Potentialtrennstufen die halbe Zahl der für die RX-Potentialtrennstufe verwendeten Konvertermodule vorzusehen und das Windungszahlverhältnis der Transformatoren der SX- und XT-Potentialtrennstufen gegenüber den Transformatoren der RX-Potentialtrennstufe um einen Faktor $2/\sqrt{3}$ höher zu wählen (höhere Primärwindungszahl), sodass am Eingang der RX- und ST-Regel-Konverterstufen 2RX, 2ST Spannungen mit gleicher Amplitude anliegen. Die Leistungshalbleiter der Primärseiten der Konvertermodule der SX- und XT-Potentialtrennstufe 1SX, 1XT werden dann gegenüber der RX-Potentialtrennstufe 1RX um den Faktor $2/\sqrt{3} = 1.15$, d.h. um 15% höher als die primärseitigen Leistungshalbleiter der RX-Potentialtrennstufe 1RX, belastet. Um dies zu vermeiden, könnte die Modulzahl und das Windungszahlverhältnis angepasst werden, wobei in jedem Fall dafür zu sorgen ist, dass der Schaltungspunkt X spannungsmässig in der Mitte zwischen S und T zu liegen kommt.

[0047] Neben der symmetrischen Teilung der Spannung zwischen S und T wird durch die vorstehend beschriebene Schaltung auch das für die zwischen den Phasen S und T liegende Wicklung des konventionellen Scott-Transformators gegebene Durchflutungsgleichgewicht mit der zugehörigen Sekundärwicklung implementiert, da sich der Eingangsstrom der ST-Regelkonverterstufe 2ST derart auf die Konvertermodule der SX- und XT-Potentialtrennstufe aufteilen wird, dass in den Zweigen SX und XT das Durchflutungsgleichgewicht gegeben ist. Ein wesentlicher Vorteil der beschriebenen Nachbildung des Scott-Transformators besteht darin, dass im einfachsten Fall nur zwei und nicht wie im dreiphasigen Fall mit drei sekundärseitigen Zwischenkreisspannungen drei Regel-Konverterstufen erforderlich sind. Da die Speisung der RX- und ST-Regelkonverterstufen potentialfrei erfolgt, können die erste und zweite DC-Ausgangsspannung $V_{dc,2}$, $V_{dc,1}$ grundsätzlich parallel oder in Serie geschaltet werden. Die Serienschaltung ist z.B. vorteilhaft für die Speisung der Eingangs-Teilspannungen eines Dreipunkt-Pulswechselrichters oder zur Erzeugung einer erdsymmetrischen DC-Spannung einsetzbar, wobei dann der Verbindungspunkt der ersten und zweiten Ausgangsspannung an Erde bzw. Masse zu legen ist.

[0048] Anzumerken ist, dass die vorstehend am Beispiel des Scott-Transformators beschriebene Ersetzung eines konventionellen Transformators durch eine Schaltungsstruktur sinngemäss gleich – d.h. mit Rücksicht auf die Nachbildung der Spannungstransformation wie auch des Durchflutungsgleichgewichtes zugehöriger Wicklungsteile – auch für andere Transformatorschaltungen mit beliebigen Kombinationen einer primärseitigen Dreieck-, Stern-, oder Zickzack-Schaltung und einer sekundärseitigen Dreieck-, Stern-, oder Zickzack-Schaltung erfolgen kann.

[0049] Eine weitere vorteilhafte Ausführungsform des beschriebenen Konzeptes für die Realisierung eines potentialgetrennten Konvertersystems mit dreiphasigem AC-Eingang und geregelterm Dreiphasen-AC-Ausgang ist in Fig. 6 dargestellt. Die Konvertermodule der Potentialtrennstufe sind nur schematisiert gezeigt, eine praktische Ausführung der Konvertermodule könnte z.B. gemäss Fig. 4 erfolgen.

[0050] Jeder Phase des Netzes ist eine Einphasen-AC/AC-Potentialtrennstufe 1R, 1S, 1T zugeordnet, wobei die Ausgangsspannungen der Potentialtrennstufen 1R, 1S, 1T, d.h. die zugeordneten sekundärseitigen AC-Zwischenkreisspannungen, in Stern geschaltet werden, womit neben dem Sternpunkt drei Phasenausgänge u, v, w verbleiben, an welche vorteilhaft alternativ zu zwischen diesen Phasenklemmen und dem Sternpunkt angeordneten Einphasen-AC/AC-Regel-Konverterstufen eine hinsichtlich Realisierungsaufwand vorteilhafte Dreiphasen-Regel-Konverterstufe 2 gelegt wird, welche in Fig. 6 als Hochsetzsteller ausgeführt ist. An die drei sekundärseitigen Phasenausgänge u, v, w werden dann drei Serieninduktivitäten LB,U, LB,V, LB,W gelegt, und anderen, den Phasenausgängen u, v, w abgewandten Wicklungsenden eine Sternschaltung von Transistoren mit antiparallelen Dioden gelegt. Weiters werden von diesen Wicklungsenden Dioden mit antiparallelen Transistoren gegen die drei Phasenausgangsklemmen U, V, W des Gesamtsystems geschaltet, deren Spannungen z.B. durch eine Sternschaltung von Ausgangskondensatoren gepuffert werden.

[0051] Ausser der in Fig. 6 dargestellten primärseitigen Dreieckschaltung und sekundärseitigen Sternschaltung sind auch beliebige andere dreiphasige Kombinationen der primär- und sekundärseitigen Phasenzweige, wie z.B. eine Dreieck-Dreieck oder Stern-Stern-Schaltung, einsetzbar.

[0052] Abschliessend sei darauf hingewiesen, dass gleich wie für den in Fig. 6 gezeigten Dreiphasen-AC/AC-Hochsetzsteller auch für die Implementierung eines Dreiphasen-AC/AC-Tiefsetzstellers oder auch anderer in der Grundfunktion bekannter DC/DC-Konverter-Grundsaltungen entsprechende Schaltungen (AC/AC-SEPIC-Konverter oder AC/AC-Inverswandler) nur unidirektional steuerbare Schalter, d.h. Transistoren mit antiparalleler Freilaufdiode, erforderlich sind. Sämtliche dieser Schaltungen können mit der oben beschriebenen Potentialtrennstufe Anwendung finden.

[0053] Fig. 7 illustriert verschiedene Varianten a, b, c, d zum weichen Schalten von insbesondere wie oben beschrieben eingesetzten Resonanzkonvertern über die gesamte Netzperiode und innerhalb des gesamten Lastbereiches durch Änderung der Schaltfrequenz und des Tastverhältnisses der innerhalb einer Taktperiode als symmetrisch betrachteten

Rechteckspannung für die Potentialtrennung in den Konvertermodulen 11. Pulsperioden der hochfrequent geschalteten Brückenströme sind in den verschiedenen Varianten mit $T_{s,a}$, $T_{s,b}$ etc. bezeichnet, die Pulsperiode einer primärseitigen AC-Spannung mit T_g .

[0054] Wie eingangs erwähnt, bietet der resonante Betrieb der Potentialtrennstufe den Vorteil eines primär- wie sekundärseitig aus Sinushalbschwingungen gesetzten Stromverlaufs (ausgehend von einer hier ohne Einschränkung der Allgemeinheit beispielhaft betrachteten primärseitigen Spannungseinprägung, $v_{T,mv}$, durch eine Transistorschaltstufe ist dem Strom primärseitig noch der Magnetisierungsstrom des Transformators überlagert), welcher auf tiefe Werte des von den Transistoren zu schaltenden Stroms führt, da nur der relativ kleine Trafomagnetisierungsstrom $i_{M,mv}$ aktiv zu schalten ist. Einerseits kann dann spannungslos bzw. weiches Schalten dadurch erreicht werden, dass bewusst knapp vor dem Punkt, an dem die Sinusstromhalbschwingung (sekundärseitiger Strom) $i_{r,lv}$ (mit der dem Netzstrom proportionalen Einhüllenden $i_{r,lv,e}$) wieder den Wert Null erreicht (bzw. auf den Magnetisierungsstrom zurückgeht) geschaltet wird, um einen hinreichend hohen Strom für die Umladung parasitärer Kapazitäten der Transistorschaltstufe, d.h. insbesondere für die Entladung der parasitären Ausgangskapazität des nächsten einzuschaltenden Transistors (im Weiteren kurz als Transistorausgangskapazität bezeichnet), zur Verfügung zu haben. Alternativ ist erfindungsgemäss auch die Fig. 7(b–d) dargestellte Betriebsweise möglich, wo erst nach Abschluss der Sinusstromhalbschwingung (sekundärseitiger Strom $i_{r,lv}$) geschaltet wird und somit primärseitig nur der relativ kleine Magnetisierungsstrom des Transformators $i_{M,mv}$ unterbrochen werden muss. Aufgrund des kleinen Wertes des dann für die Umladung der parasitären Kapazitäten zur Verfügung stehenden Stroms ist dann allerdings nach dem Abschalten eines Transistors bis zum Einschalten des nächstfolgenden Transistors eine hinreichend lange Wartezeit $t_{d,b}$ einzufügen (Fig. 7(b)), um eine vollständige Entladung der Transistorausgangskapazität sicherzustellen und ein teilweise hartes Schalten (siehe Fig. 7(a)), welches wieder auf Schaltverluste führen würde, zu vermeiden. Beachte, dass aufgrund der gleichen Einschaltdauer des Leistungstransistors in Fig. 7(b) der Magnetisierungsstrom auf den gleichen Wert $i_{Dach_M,b}$ steigt wie der Magnetisierungsstrom $i_{Dach_M,a}$ in Fig. 7(a).

[0055] Eine andere Möglichkeit besteht darin, wie in Fig. 7(c) gezeigt, die Spannung $v_{T,mv}$ nach dem Nullwerden des Stroms an den Transformator gelegt zu belassen, womit der Magnetisierungsstrom einen höheren Wert erreicht und so nach dem Abschalten die Umladung rascher erfolgt, also innerhalb der vorher nicht ausreichenden Wartezeit $t_{d,a}$, oder, wie in Fig. 7(c) eingezeichnet, einer kleineren Wartezeit $t_{d,c}$, abgeschlossen werden kann. Allerdings werden dadurch zufolge der höheren magnetischen Aussteuerung die Kernverluste des Transformators und aufgrund des höheren Effektivwertes des Primärstroms auch die Wicklungsverluste erhöht. Andererseits liegt eine insgesamt kürzere Dauer des Pulsintervalls $T_{s,c}$ vor, womit eine kleinere Amplitude der Sekundärstrompulses ausreicht um innerhalb des Pulsintervalls eine definierte Ladung an den Ausgang nachzuliefern. Dies bedeutet geringere Leitverluste der Leistungshalbleiter und geringere Transformatorwicklungsverluste.

[0056] Vorteilhaft kann daher auch eine Mischform der Verfahren nach Fig. 7(b) und Fig. 7(c), d.h. die in Fig. 7(d) gezeigte Steuerung, Einsatz finden, für welche einerseits der Magnetisierungsstrom durch das Verbleiben der Spannung am Transformator nach dem Nullwerden des Sekundärstroms etwas erhöht und andererseits die Wartezeit $t_{d,d}$ etwas verlängert wird. Die genauen Schaltzeiten können dann über eine Optimierung mit dem Ziel minimaler Gesamtverluste der Potentialtrennstufe ermittelt werden, wobei die resultierenden Parameter über den Verlauf einer Netzspannungshalbschwingung, welche als Einhüllende $v_{T,mv,e}$ der Trafoprimärspannung gem. Fig. 7(e) in Erscheinung tritt, variieren (typischerweise ist ein Absenken der Schaltfrequenz bzw. eine Vergrösserung des Pulsintervalls in der Nähe der Nulldurchgänge der Netzspannung erforderlich, wobei gleichzeitig die Wartezeit im Hinblick auf geringstmögliche Gesamtverluste angepasst werden muss), d.h. allg. eine Abhängigkeit von der momentanen Zwischenkreisspannung aufweisen und wobei die resultierenden Parameter ebenfalls in Abhängigkeit der übertragenen Leistung variieren können. Hierbei ist es ggf. auch vorteilhaft, den Zeitpunkt der vollständigen Entladung der Transistorausgangskapazität mit einer Sensorschaltung zu erfassen, um die Dauer der Wartezeit zu minimieren und gegenüber einer reinen Steuerung Modellunsicherheiten zu vermeiden.

Patentansprüche

1. Konverter zur potentialgetrennten Übertragung elektrischer Energie zwischen einem Primärsystem und einem Sekundärsystem, aufweisend eine primärseitige Potentialtrennstufe (1), welche zum Energieaustausch zwischen dem Primärsystem und mindestens einem Zwischenkreis geschaltet ist, und eine sekundärseitige Regel-Konverterstufe (2), welche zum Energieaustausch zwischen dem mindestens einen Zwischenkreis und dem Sekundärsystem geschaltet ist,
 - wobei die Potentialtrennstufe (1) eine ungereregte resonante Potentialtrennstufe (1) ist und dazu eingerichtet ist, eine oder mehrere durch das Primärsystem vorgegebene Primärspannungen potentialgetrennt auf ein, insbesondere niedrigeres, Spannungsniveau des mindestens einen Zwischenkreises zu transformieren und damit am mindestens einen Zwischenkreis eine Zwischenkreisspannung ($v_{C,lv}$) in Form einer Sinusspannung oder einer Betragsinusspannung zu erzeugen, und
 - die Regel-Konverterstufe (2) dazu eingerichtet ist, eine Zwischenkreisspannung in eine Sekundärspannung umzuformen, wobei die Sekundärspannung eine Gleichspannung oder sinusförmige Wechselspannung ist.
2. Konverter gemäss Anspruch 1, wobei die Potentialtrennstufe (1) mindestens zwei primärseitig in Serie geschaltete Konvertermodule (11) aufweist, welche jeweils einen Transformator aufweisen und als zumindest nahe dem Resonanzpunkt betriebene Serienresonanzkonverter betreibbar sind, um dadurch jeweils eine Primärspannung oder einen

Anteil einer Primärspannung mit einem durch ein Windungszahlverhältnis des Transformators definierten Übersetzungsverhältnis lastunabhängig in eine glatte Zwischenkreisspannung (v_C, I_V) umzuformen, und diese Konvertermodule (11)

- entweder zwischenkreisseitig parallel geschaltet sind und einen gemeinsamen Zwischenkreis speisen, an welchem ein einziger Regel-Konverter (21) der Regel-Konverterstufe (2) angeschlossen ist, und dieser Regel-Konverter (21) dazu eingerichtet ist, dem Zwischenkreis im Mittel über eine Schaltperiode einen zur Zwischenkreisspannung proportionalen, also sinusförmigen oder betragssinusförmigen, Strom zu entnehmen, wobei die Amplitude dieses Stroms derart regelbar ist, dass ein Leistungsaustausch mit dem Sekundärssystem gedeckt ist, respektive am Anschluss des Sekundärsystems eine vorgegebene DC- oder AC-Spannung (V_{out}) auftritt;
 - oder zwischenkreisseitig jeweils einen eigenen, zugeordneten Zwischenkreis speisen, an welchen jeweils ein eigener jeweils zugeordneter Regel-Konverter (21) der Regel-Konverterstufe (2) angeschlossen ist, wobei diese Regel-Konverter (21) sekundärseitig parallel geschaltet sein können und in diesem Fall dazu eingerichtet sind, dem zugeordneten Zwischenkreis einen Strom derart zu entnehmen, dass jeder Regel-Konverter (21) einerseits einen gleichen Beitrag zum Leistungsaustausch mit dem Sekundärssystem respektive zum Erhalt einer vorgegebenen DC- oder AC-Spannung (V_{out}) am Anschluss des Sekundärsystems leistet, und andererseits eine gleiche Aufteilung der Primärspannung auf die Eingänge der Konvertermodule (11) der Potentialtrennstufe (1) realisiert.
3. Konverter gemäss Anspruch 2, wobei die Potentialtrennstufe (1) dazu eingerichtet ist, die mindestens zwei Konvertermodule (11) zueinander phasenversetzt zu takten.
 4. Konverter gemäss einem der Patentansprüche 2 bis 3, wobei die Konvertermodule (11) dazu eingerichtet sind, zum weichen Schalten über eine gesamte Netzperiode und lastunabhängig die Erzeugung einer an den jeweiligen Transformator gefegten symmetrischen Rechteckspannung derart vorzunehmen, dass die Frequenz von der Resonanzfrequenz des jeweiligen als Serienresonanzkonverter betriebenen Konvertermoduls (11) verschieden und insbesondere tiefer ist, und so einen das weiche Schalten befördernden Magnetisierungsstrom des Transformators zu bilden und das Einschalten eines Transistors erst dann vorzunehmen, wenn die Spannung über dem Transistor zu Null geworden ist.
 5. Konverter gemäss Patentanspruch 1, wobei die Potentialtrennstufe (1) dazu eingerichtet ist, an ein ein Dreiphasennetz bildendes Primärsystem angeschlossen zu werden, und die Regel-Konverterstufe (2) dazu eingerichtet ist, an einen ersten und einen zweiten Gleichspannungs-Anschluss des Sekundärsystems angeschlossen zu werden, wobei der Konverter die folgende Struktur aufweist:
 - primärseitig ist zwischen einem ersten Phasenanschlusspunkt (R) und einem Verbindungspunkt (X) eine erste Serieschaltung von ersten Konvertermodulen (11) geschaltet, welche zwischenkreisseitig parallel geschaltet sind und einen gemeinsamen ersten Zwischenkreis speisen, an welchem ein erster Regel-Konverter (21) der Regel-Konverterstufe (2) angeschlossen ist und zum Anschluss an den ersten Gleichspannungs-Anschluss des Sekundärsystems eingerichtet ist;
 - primärseitig ist zwischen einem zweiten Phasenanschlusspunkt (S) und dem Verbindungspunkt (X) eine zweite Serieschaltung von zweiten Konvertermodulen (11) geschaltet,
 - primärseitig ist zwischen einem dritten Phasenanschlusspunkt (T) und dem Verbindungspunkt (X) eine dritte Serieschaltung von dritten Konvertermodulen (11) in einer der zweiten Serieschaltung gleichen Anzahl geschaltet,
 - die zweiten und dritten Konvertermodule (11) der zweiten und der dritten Serieschaltung sind zwischenkreisseitig parallel geschaltet und speisen einen gemeinsamen zweiten Zwischenkreis, an welchem ein zweiter Regel-Konverter (21) der Regel-Konverterstufe (2) angeschlossen ist und zum Anschluss an den zweiten Gleichspannungs-Anschluss des Sekundärsystems eingerichtet ist,
 wobei die ersten, zweiten und dritten Konvertermodule (11) jeweils einen Transformator aufweisen und als zumindest nahe dem Resonanzpunkt betriebene Serienresonanzkonverter betreibbar sind.
 6. Konverter gemäss Anspruch 5, in welchem das Windungszahlverhältnis der Transformatoren der ersten Serieschaltung gegenüber der zweiten und dritten Serieschaltung derart ist, dass im ersten und zweiten Zwischenkreis Spannungen gleicher Amplitude auftreten.
 7. Konverter gemäss einem der Patentansprüche 2 bis 6, mit nur einer einzelnen, gemeinsamen Diodenbrücke für alle Konvertermodule (11) der Potentialtrennstufe (1).
 8. Konverter gemäss einem der vorangehenden Patentansprüche, wobei die Potentialtrennstufe (1) dazu eingerichtet ist, die Zwischenkreisspannung aus einer oder mehreren durch das Primärsystem vorgegebenen Wechselspannungen zu erzeugen.
 9. Konverter gemäss einem der vorangehenden Patentansprüche, wobei die Regel-Konverterstufe (2) dazu eingerichtet ist, die Zwischenkreisspannung in eine Gleichspannung des Sekundärsystems zu transformieren.

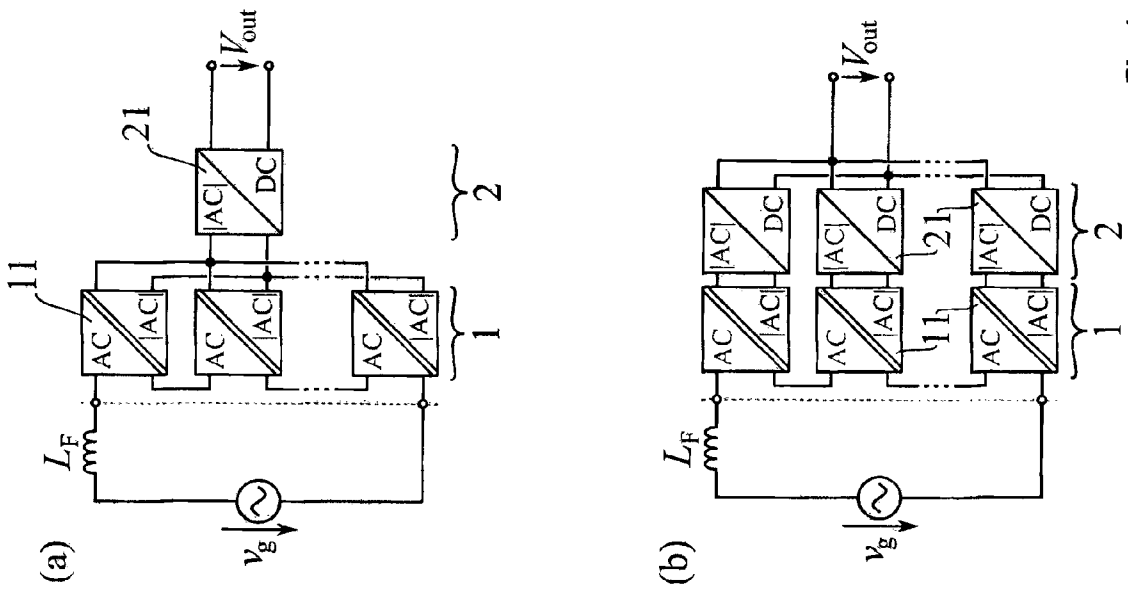


Fig.1

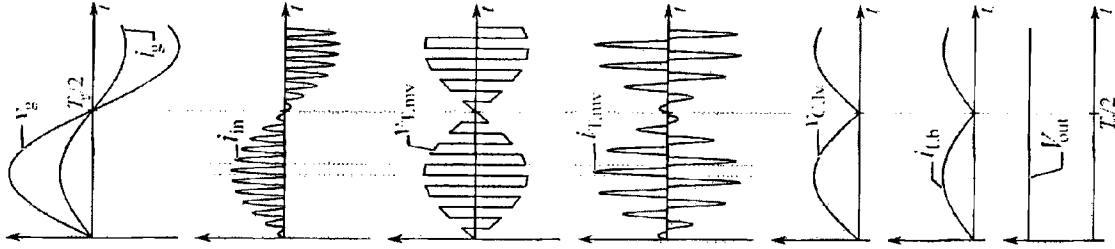
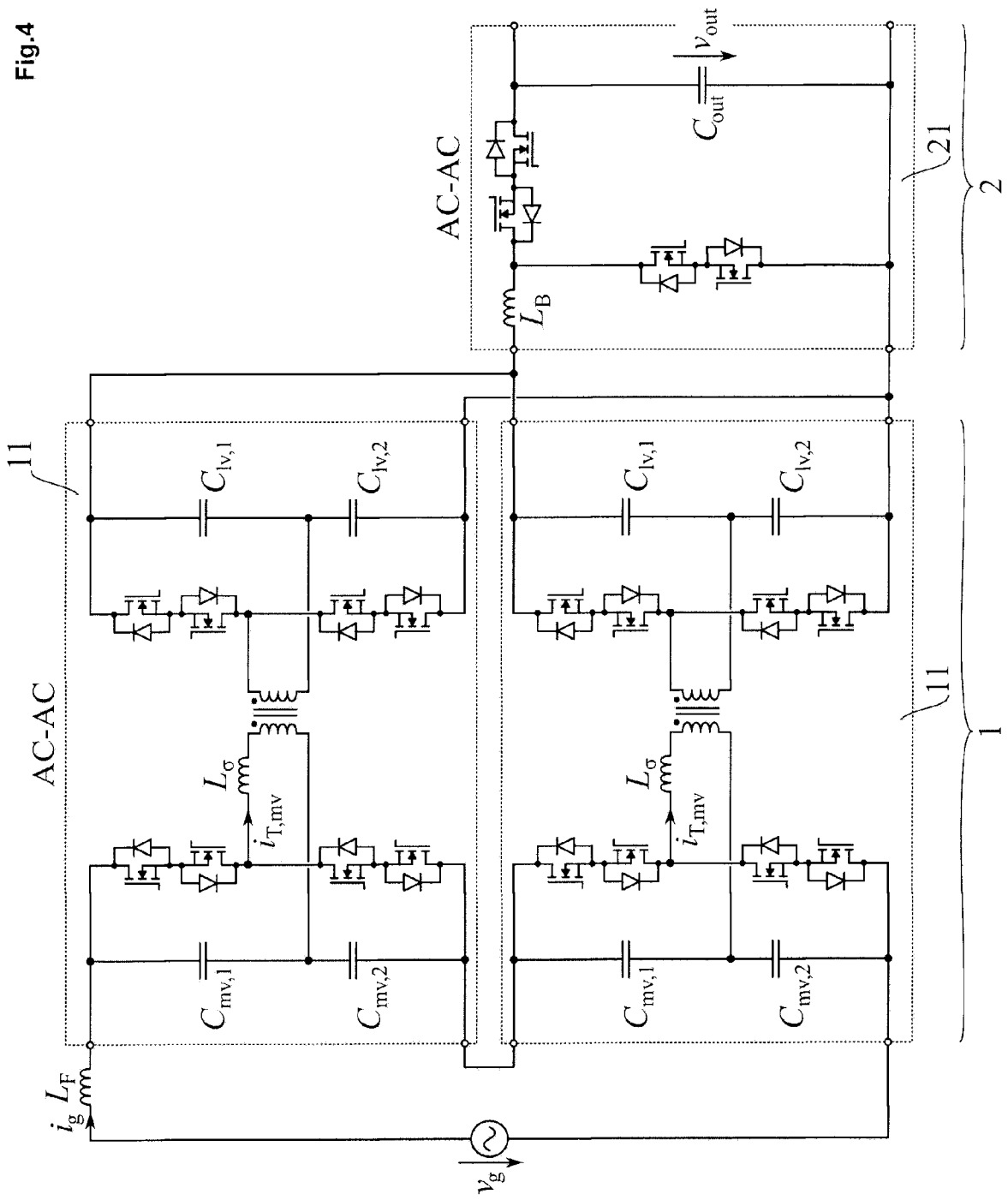


Fig.3

Fig.4



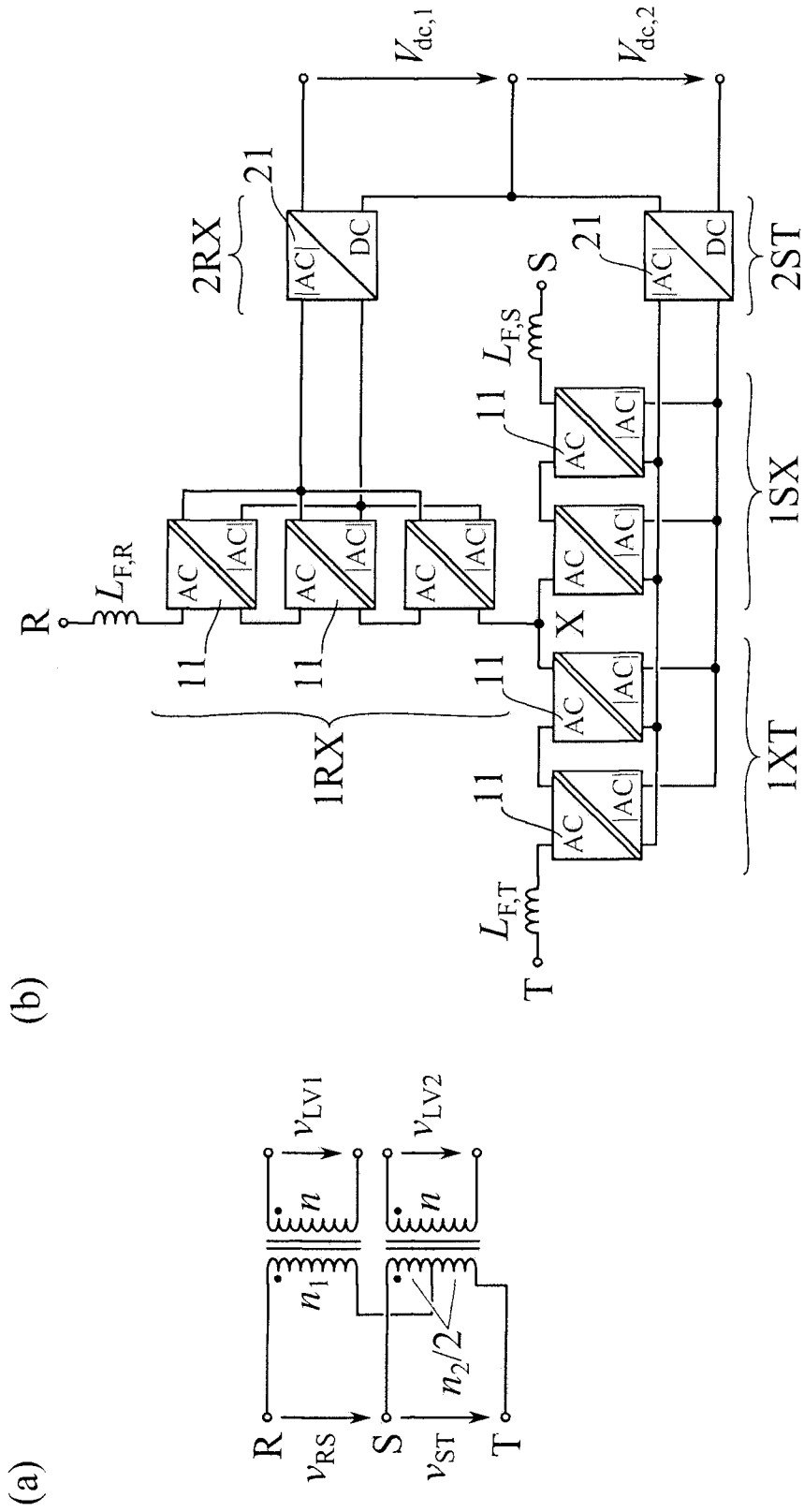


Fig.5

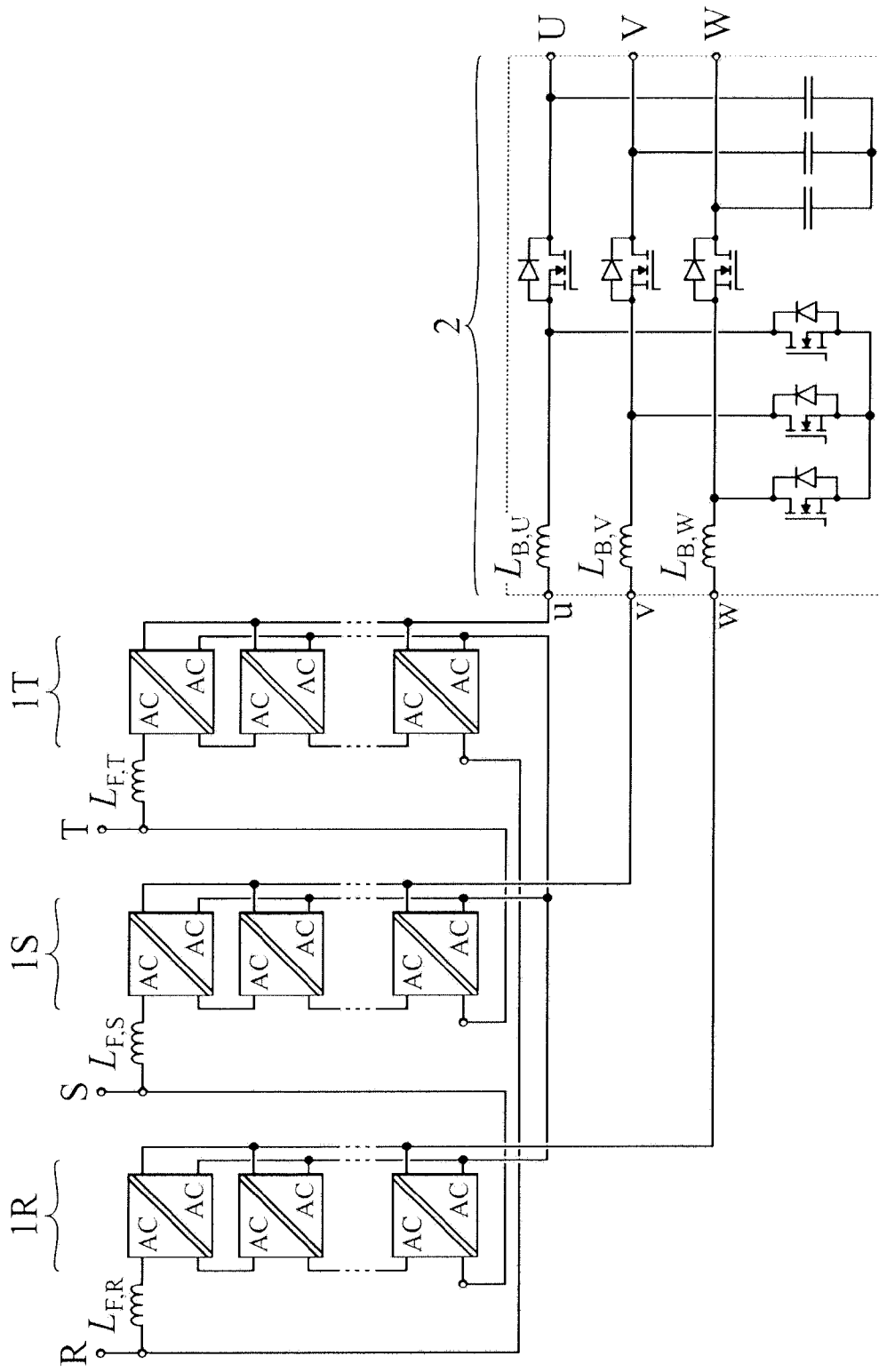


Fig.6

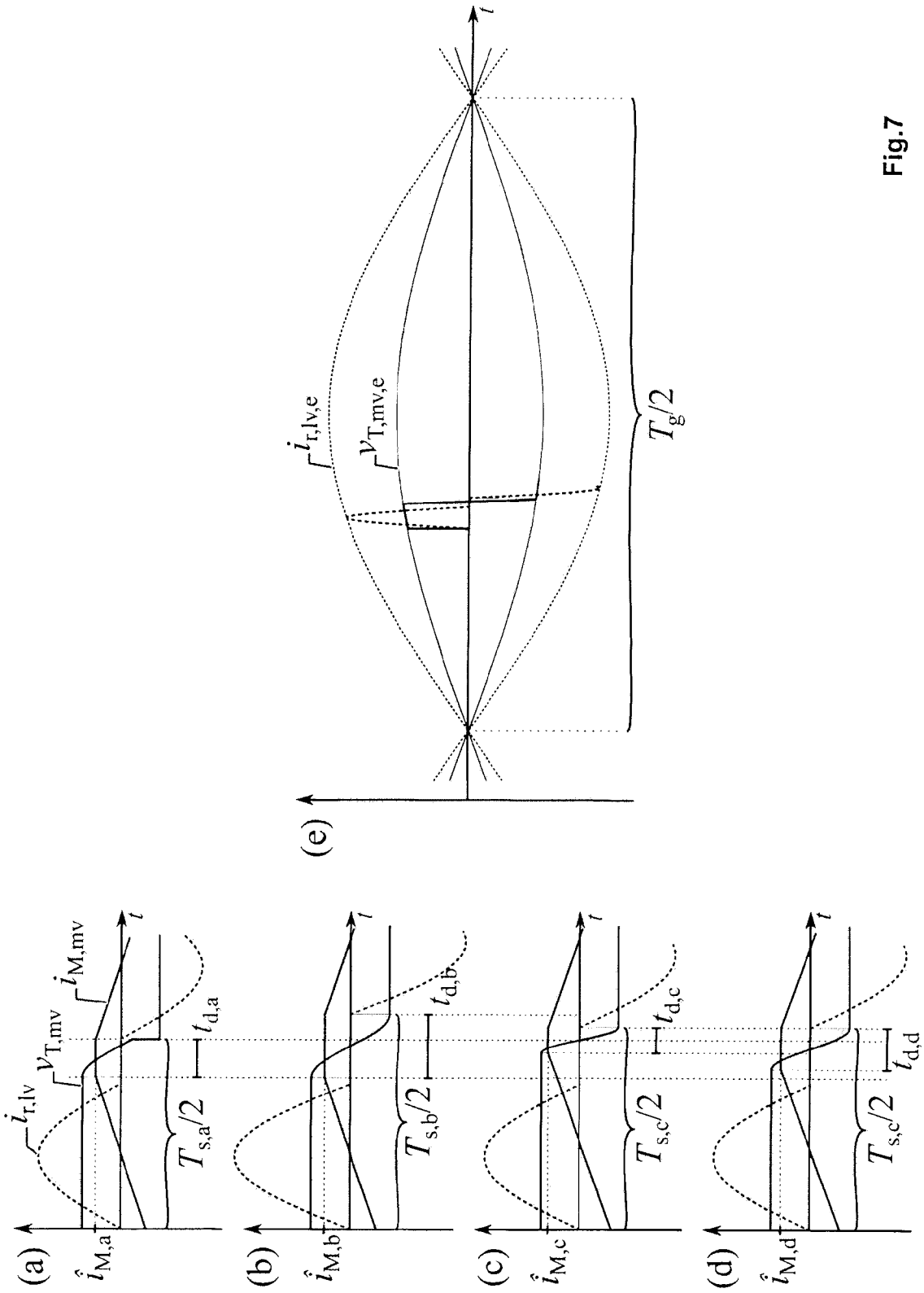


Fig.7