

SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH 708 498 B1

(51) Int. Cl.: H02M 3/337 (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-lichtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENT SCHRIFT**

<p>(21) Anmeldenummer: 01463/13</p> <p>(22) Anmeldedatum: 28.08.2013</p> <p>(43) Anmeldung veröffentlicht: 13.03.2015</p> <p>(24) Patent erteilt: 14.07.2017</p> <p>(45) Patentschrift veröffentlicht: 14.07.2017</p>	<p>(73) Inhaber: ETH Zürich, ETH Transfer HG E 47-49, Rämistrasse 101 8092 Zürich ETH-Zentrum (CH)</p> <p>(72) Erfinder: David Olivier Boillat, 3013 Bern (CH) Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)</p> <p>(74) Vertreter: Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach 1771 8032 Zürich (CH)</p>
---	---

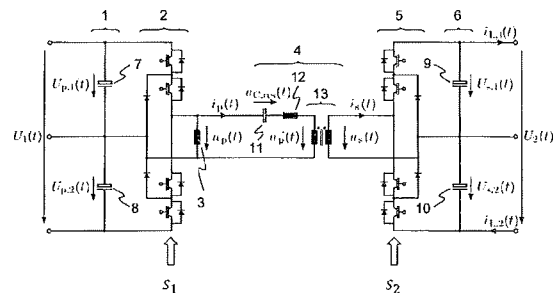
(54) Vorrichtung und Verfahren zur galvanischen Trennung und Spannungssymmetrierung in einem bidirektionalen DC-DC Wandler mit hochfrequentem AC-AC Übertrager.

(57) Der erfindungsgemässe DC-DC Konverter zur elektrischen Leistungsübertragung von einer Gleichspannungs-Primärseite an eine Gleichspannungs-Sekundärseite weist auf:

- einen 4-Pol AC-AC Übertrager (4) zur potentialgetrennten Leistungsübertragung,
- eine primärseitige Brückenschaltung, welche eine Primärseite des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) mit der Gleichspannungs-Primärseite verbindet,
- einen oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator (7) und einen unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator (8), die in Serie geschaltet sind und die zusammen eine Spannung ($U_1(t)$) der Gleichspannungs-Primärseite stützen,
- eine sekundärseitige Brückenschaltung, welche eine Sekundärseite des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) mit der Gleichspannungs-Sekundärseite verbindet,
- einen oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator (9) und einen unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator (10), die in Serie geschaltet sind und die zusammen

eine Spannung ($U_2(t)$) der Gleichspannungs-Sekundärseite stützen,

- eine Vorrichtung zur Symmetrierung der Spannung der beiden primärseitigen Zwischenkreiskondensatoren (7, 8) oder der beiden sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren (9, 10).



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft das Gebiet der leistungselektronischen Schaltungen und bezieht sich auf einen bidirektionalen DC-DC Wandler mit hochfrequentem AC-AC Übertrager, sowie auf ein Verfahren zu dessen Steuerung.

[0002] In einem bidirektionalen, spannungsgeführten 3- zu 3/4-phasigen AC-AC Konverter (engl. AC-AC Voltage Source Converter [VSC]), der von einem Netz mit niederohmscher Anbindung an einen Schutzleiter versorgt wird und welcher eine Last mit niederohmscher Schutzleiteranbindung speist, können sich Kreisströme ausbilden, die sich über den Schutzleiter schliessen. Um diese Kreisströme zu unterbinden, wird typischerweise eine galvanische Trennung (auch Potentialtrennung genannt) zwischen Eingangs- und Ausgangsseite des AC-AC Converters vorgesehen. Diese galvanische Trennung wird durch einen Transformator erreicht. Zusätzlich können durch den Einsatz des Transformators auch Kreisströme zwischen parallelgeschalteten spannungsgeführten AC-AC Convertern, deren Phasen am Eingang sowie am Ausgang der Converter miteinander verbunden sind, vermieden werden. Um Gewicht einzusparen und um eine kompakte Bauweise des Converters zu ermöglichen, kann die galvanische Trennung, anstatt mit einem Netzfrequenz-Transformator am netzseitigen Eingang des AC-AC Converters, durch den Einbau eines DC-DC Converters mit Hochfrequenz-Transformator zwischen zwei getrennten Spannungszwischenkreisen erreicht werden. Von der einen DC Zwischenkreisspannung wird durch eine Halbbrücke oder eine Vollbrücke eine Wechselspannung erzeugt; die andere Zwischenkreisspannung wird durch eine gleichrichtende Halbbrücke oder Vollbrücke von einer Wechselspannung erzeugt. Dies führt zu einer AC-DC-DC-AC Converter-Struktur wie sie in Fig. 4(a) schematisch dargestellt ist.

[0003] Der DC-DC Konverter kann als Resonanzkonverter oder als Dual Active Bridge-Konverter (DAB-Konverter) realisiert werden. Die Halbbrücken und die Vollbrücken können als 2-Ebenen, 3-Ebenen oder Multi-Ebenen Schaltstrukturen umgesetzt werden. Durch das Erhöhen der Anzahl Spannungsebenen können Leistungshalbleiter mit einer geringeren Sperrspannungsfestigkeit eingesetzt werden, die geringere Schaltverluste ausweisen und dadurch eine höhere Schaltfrequenz der Brücken zulassen. Durch die Wahl einer höheren Schaltfrequenz kann das Bauvolumen der induktiven Komponenten, in diesem Fall des Transformators, reduziert werden. Aktive Brücken sind am Eingang sowie am Ausgang des DC-DC Converters notwendig, falls ein bidirektionaler Leistungsfluss möglich sein soll. Typischerweise werden die aktiven Brücken des Resonanzconverters und des DAB-Konverters mit einem Duty-Cycle nahe 50% angesteuert. In A. Esser und T. Kalker, «Berührungslose Energieversorgung dezentraler angeordneter Antriebe in Handhabungsgeräten», etzArchiv Bd. 12 H. 8, 1990, wird die Realisierung eines Gleichspannungsumsetzers durch einen DAB- und einen Resonanzkonverter beschrieben. Der Gleichspannungsumsetzer weist am Eingang sowie am Ausgang eine 2-Ebenen-Vollbrücke auf. Dadurch wird die berührungslose Energieübertragung für einen Antrieb erreicht. Ein solcher Resonanzkonverter mit je zwei 2-Ebenen-Vollbrücken ist beispielhaft in Fig. 4(b) dargestellt.

[0004] Demgegenüber zeigt EP 2 495 858 A1 mögliche Ausführungsformen von bidirektionalen Gleichspannungswandlern mit galvanischer Trennung. Unter anderem wird auch eine Realisierung des potentialgetrennten Gleichspannungswandlers als DAB-Konverter gezeigt, wobei eingangs- und ausgangsseitig je eine Sternpunkt-geklemmte (engl. Neutral Point Clamped [NPC]) 3-Ebenen-Halbbrücke eingesetzt wird. Des Weiteren wird in CH 705 817 A2 ein DAB- sowie ein Resonanzkonverter offenbart, die zusätzlich eine Sättigungsspule aufweisen, um ein Nullstromschalten zu erreichen. Die Converter werden jeweils mit zwei Sternpunkt-geklemmten 3-Ebenen-Halbbrücken ausgeführt.

[0005] Bei Multi-Ebenen Schaltstrukturen mit drei und mehr Spannungsebenen werden auch mehrere Zwischenkreiskondensatoren verwendet, sowohl auf der Eingangs- sowie auf der Ausgangsseite des DC-DC Converters. Bei der Versorgung einer beliebigen Last, die zu unterschiedlichen Belastungen der Ausgangsphasen führt, widerspiegelt sich die unterschiedliche Belastung der Ausgangsphasen in einer ungleichen Belastung der Zwischenkreiskondensatoren. Daher müssen die Spannungen über den Zwischenkreiskondensatoren mit einer zusätzlichen Schaltung, die im Folgenden als Spannungssymmetrierer bezeichnet wird, auf gleichem Wert gehalten werden. Für eine 3-Ebenen-Schaltstruktur mit Zwischenkreismittelpunkt-Abgriff kann dieser Spannungssymmetrierer, wie in Fig. 4(c) gezeigt, aus einer 2-Ebenen-Halbbrücke bestehen, dessen Ausgang über eine Symmetrier-Spule 51 mit dem Mittelpunkt der Zwischenkreiskondensatoren verbunden ist. Im stationären Zustand und bei leichten Unterschieden der Zwischenkreisspannungen wird die Halbbrücke mit einem Duty-Cycle nahe von 50% angesteuert. H. Ertl, J. W. Kolar and F. C. Zach, «Analysis of an Extended DC-DC Flyback Converter with Inherent Input Voltage Symmetrization», in Proc. of the 35th International Conference on Power Conversion, Nürnberg, Germany, May 26–28, 1998, zeigt einen Spannungssymmetrierer, wie beschrieben, um eine gleiche Spannungsaufteilung über zwei in Serie geschaltete Zwischenkreiskondensatoren zu erlangen.

[0006] Der DC-DC Konverter zur galvanischen Trennung und der Spannungssymmetrierer benötigen eine Vielzahl von Leistungshalbleitern, einen Hochfrequenz-Transformator sowie eine Symmetrier-Spule. Die erhöhte Anzahl von Leistungshalbleitern erhöht die Kosten des Converters und verursacht zusätzliche Verlustleistung. Zudem machen induktive Bauelemente wie Transformator und Induktivität einen Grossteil des gesamten Volumens des Converters aus und erschweren dadurch eine kompakte Bauweise des Converters.

[0007] Aufgabe der Erfindung ist es, einen DC-DC Konverter zu schaffen, der eine asymmetrische Belastung von in Serie geschalteten sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren zulässt. Der Konverter soll dabei eine Potentialtrennung gewährleisten. Optional soll er auch einen bidirektionalen Leistungsfluss erlauben.

[0008] Die Aufgabe wird gelöst durch einen DC-DC Konverter gemäss Patentanspruch 1.

[0009] Der DC-DC Konverter dient also zur elektrischen Leistungsübertragung von einer Gleichspannungs-Primärseite an eine Gleichspannungs-Sekundärseite. Er weist auf:

- einen 4-Pol AC-AC Übertrager zur potentialgetrennten Leistungsübertragung,
- eine primärseitige Brückenschaltung, welche eine Primärseite des 4-Pol AC-AC Übertragers mit der Gleichspannungs-Primärseite verbindet,
- einen oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator und einen unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator, die in Serie geschaltet sind und die zusammen eine Spannung $U_1(t)$ der Gleichspannungs-Primärseite stützen,
- eine sekundärseitige Brückenschaltung, welche eine Sekundärseite des 4-Pol AC-AC Übertragers mit der Gleichspannungs-Sekundärseite verbindet,
- einen oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator und einen unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator, die in Serie geschaltet sind und die zusammen eine Spannung $U_2(t)$ der Gleichspannungs-Sekundärseite stützen,
- wobei der DC-DC Konverter eine Vorrichtung zur Symmetrierung der Spannung der beiden primärseitigen Zwischenkreiskondensatoren oder der beiden sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren aufweist.

[0010] Dabei kann die Vorrichtung eine Induktivität zur Symmetrierung der Spannung aufweisen, welche beim Vorliegen einer Asymmetrie der Spannung der beiden primärseitigen Zwischenkreiskondensatoren oder der beiden sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren einen Strom aufbaut, und dieser Strom dieser Asymmetrie entgegenwirkt.

[0011] Die Induktivität zur Symmetrierung kann

- durch die Magnetisierungsinduktivität eines Transformators des 4-Pol AC-AC Übertragers gebildet sein. Dabei kann die Magnetisierungsinduktivität als Energiespeicher des Transformators wirken, wobei die magnetische relative Permeabilität des Kernmaterials des Transformators so niedrig gewählt ist, dass ein Strom, der beim Vorliegen einer Asymmetrie der Spannungen über den primärseitigen oder sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren auftritt und als Magnetisierungsstrom des Transformators wirkt, nicht zu einer Sättigung des Transformators führt.
- durch einen Luftspalt im magnetischen Kern des Transformators oder durch Verwendung eines Pulverkern-Materials gebildet sein.
- eine Symmetrier-Spule sein, die parallel zu einem primärseitigen oder einem sekundärseitigen Anschlusspaar des 4-Pol AC-AC Übertragers geschaltet ist.
- auf die Magnetisierungsinduktivität des Transformators und eine solche Symmetrier-Spule verteilt sein.

[0012] Ein erster Aspekt der Erfindung ist also: Die primärseitige Brücke des DC-DC Wandlers wird auch für die Symmetrierung der primärseitigen Zwischenkreisspannungen verwendet. Dadurch müssen weniger Leistungshalbleiter eingesetzt werden. Des Weiteren kann die Funktionalität der Symmetrier-Spule teilweise oder vollständig in den Transformator eingebaut werden, z.B. durch das Beifügen eines Luftspaltes im Transformator-Kern oder durch die Verwendung eines Pulverkern-Materials für die Konstruktion des Transformators. Dadurch wird eine kompaktere Bauweise der Symmetrier-Spule erreicht (sie muss nicht den gesamten Ausgleichsstrom übernehmen).

[0013] Dies ist möglich, da typischerweise der Resonanzkonverter resp. der DAB-Konverter und der Spannungssymmetrierer mit einem Duty-Cycle nahe bei 50% angesteuert werden.

[0014] Eine primärseitige Vollbrückenschaltung sowie eine sekundärseitige Halbbrückenschaltung ermöglichen die gleiche Funktionalität, verwenden jedoch die doppelte Anzahl Leistungshalbleiter auf der Primärseite (falls die gleichen Brücken-Topologien angenommen werden).

[0015] Ein weiterer Aspekt der Erfindung ist also: Eine Realisierung der Schaltung gemäss dem ersten Aspekt führt zu ungleichen primärseitigen sowie sekundärseitigen Zwischenkreisspannungen. Der Spannungsunterschied kann durch die Wahl der Systemkomponenten beeinflusst werden. Durch eine zusätzliche Regelung können die beiden primärseitigen oder die beiden sekundärseitigen Zwischenkreisspannungen auf den gleichen Wert geregelt werden.

[0016] Dabei soll die Dynamik des AC-AC Übertragers um einiges grösser als jene der Zwischenkreise sein.

[0017] Zusammengefasst: Über die Magnetisierungsinduktivität des Transformators wird ein mittlerer Strom so aufgebaut, dass der primäre Strom des AC-AC Übertragers mittelwertfrei ist. D.h. der Transformator übernimmt die Funktion des

Spannungssymmetrierers und der galvanischen Trennung. Die Symmetrier-Spule sorgt dafür, dass die Differenz der beiden primärseitigen Spannungen über die Zeit nicht immer grösser wird.

[0018] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

- Fig. 1(a) Eine erste schaltungstechnische Ausführungsform der Erfindung, wobei die primärseitige und sekundärseitige aktiven Brücken mit einer Sternpunkt-geklemmten 3-Ebenen-Topologie realisiert sind und wobei die Energieübertragung auf dem Konzept eines Resonanzkonverters beruht. Zusätzlich wird noch eine Symmetrier-Spule zur Symmetrierung der Zwischenkreisspannungen eingesetzt.
- Fig. 1(b) Zu Fig. 1(a) gehörende primärseitige Spannung, primärseitiger Strom, sekundärseitige Spannung, sekundärseitiger Strom und Spannung über dem primärseitigen Resonanzkondensator für einen grösseren unteren als oberen Laststrom.
- Fig. 1(c) Eine weitere schaltungstechnische Ausführungsform der Erfindung, beruhend auf Fig. 1(a), wobei parallel zur Symmetrier-Spule eine Dämpfungsspule sowie ein Dämpfungswiderstand vorhanden sind.
- Fig. 1(d) Obere und untere primärseitige Zwischenkreisspannungen sowie obere und untere sekundärseitige Zwischenkreisspannung für die Schaltung gemäss Fig. 1(c) und für einen grösseren mittleren unteren als oberen Laststrom. Die Auswirkungen auf die Zwischenkreisspannungen einer sprunghaften Erhöhung des Mittelwertes des unteren Laststromes sind ebenfalls gezeigt.
- Fig. 1(e) Eine weitere schaltungstechnische Ausführungsform der Erfindung, wobei die primärseitige und sekundärseitige aktiven Brücken mit einer 2-Ebenen-Topologie realisiert sind und wobei die Energieübertragung auf dem Konzept eines Resonanzkonverters beruht.
- Fig. 2(a) Ein Regelverfahren respektive eine Reglerstruktur, womit die obere und untere primärseitige Zwischenkreisspannung auf gleiche Werte geregelt werden können; oder womit die obere und untere sekundärseitige Zwischenkreisspannung auf gleiche Werte geregelt werden können. Das Regelverfahren ist auf die in Fig. 1(a), Fig. 1(c) und Fig. 1(e) gezeigten Schaltungen anwendbar.
- Fig. 2(b) Obere und untere primärseitige Zwischenkreisspannungen sowie obere und untere sekundärseitige Zwischenkreisspannung für die Schaltung gemäss Fig. 1(c) und für einen grösseren mittleren unteren als oberen Laststrom. Dabei wurden die obere und untere sekundärseitige Zwischenkreisspannung mit dem in Fig. 2(a) beschriebenen Regelverfahren auf gleiche Werte geregelt. Die Auswirkungen auf die Zwischenkreisspannungen einer sprunghaften Erhöhung des Mittelwertes des unteren Laststromes sind ebenfalls gezeigt.
- Fig. 3(a) Eine weitere schaltungstechnische Ausführungsform der Erfindung, wobei die primärseitige und sekundärseitige aktiven Brücken mit einer Sternpunkt-geklemmten 3-Ebenen-Topologie realisiert sind und wobei die Energieübertragung auf dem Konzept eines Dual Active Bridge-Konverters (DAB-Konverter) beruht.
- Fig. 3(b) Zu Fig. 3(a) gehörende primärseitige Spannung, primärseitiger Strom, sekundärseitige Spannung und sekundärseitiger Strom für einen grösseren mittleren unteren als oberen Laststrom.
- Fig. 4(a)–(c) Aus dem Stand der Technik bekannte Strukturen.

[0019] Grundsätzlich sind in den Figuren gleiche oder gleich wirkende Teile mit gleichen Bezugszeichen versehen.

[0020] Eine schaltungstechnische Ausführungsform der Erfindung ist in Fig. 1(a) gezeigt: Es wird ein DC-DC Wandler dargestellt, der eine Spannung $U_1(t)$ mit einer Spannung $U_2(t)$ verbindet. Der Wandler weist einen primärseitigen Zwischenkreis 1, eine primärseitige aktive Brücke 2, eine Symmetrier-Spule 3, einen 4-Pol AC-AC Übertrager 4, eine sekundärseitige aktive Brücke 5 und einen sekundärseitigen Zwischenkreis 6 auf. Der primärseitige Zwischenkreis 1 weist einen oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator 7 und einem unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator 8 auf, die in Serie geschaltet sind und die zusammen die Spannung $U_1(t)$ stützen. Der sekundärseitige Zwischenkreis 6 weist einen oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 9 und einem unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 10 auf, die in Serie geschaltet sind und die zusammen die Spannung $U_2(t)$ stützen. Die Symmetrier-Spule 3 und der 4-Pol AC-AC Übertrager 4 sind an einem ersten Pol mit dem Ausgang der primärseitigen aktiven Brücke 2 und an einem zweiten Pol mit dem Mittelpunkt des primärseitigen Zwischenkreises 1 verbunden. Der 4-Pol AC-AC Übertrager 4 ist mit einem dritten Pol mit dem Ausgang der sekundärseitigen aktiven Brücke 5, mit einem vierten Pol mit dem Mittelpunkt des sekundärseitigen Zwischenkreises verbunden. Der 4-Pol AC-AC Übertrager repräsentiert einen Resonanzkonverter und die aktiven Brücken 2, 5 werden mit einer 2-Ebenen- oder 3-Ebenen-Topologie realisiert. Stellvertretend für die diversen bekannten Topologien dieser Art ist in Fig. 1(a) eine Sternpunkt-geklemmte 3-Ebenen-Topologie gezeigt.

[0021] Der 4-Pol AC-AC Übertrager 4 weist eine Serienschaltung eines Resonanzkondensators 11, einer Zusatzspule 12 und eines Transformators 13 auf. Die Zusatzspule 12 ist in Fig. 1(a) auf der Primärseite des Transformators 13 angeordnet, wobei sie sich gleichwertig auch auf der Sekundärseite befinden könnte. Als «Primärseite» wird jene Seite des DC-DC Wandlers bezeichnet, auf der sich die Resonanzkapazität 11 befindet. Somit wird auf der Primärseite ein oberer primärseitiger Zwischenkreiskondensator 7 im Mittel identisch belastet wie ein unterer primärseitiger Zwischenkreiskondensator 8. Unter Belastung wird der Bezug von Energie verstanden. Auf der Sekundärseite erfolgt eine Belastung eines oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensators 9, die von der Belastung eines unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensators 10 verschieden sein kann.

[0022] Um Schaltverluste in der primärseitigen aktiven Brücke 2 und der sekundärseitigen aktiven Brücke 5 zu reduzieren, wird für einen Leistungsfluss von der Primärseite zur Sekundärseite eines DC-DC Wandlers, wie in Fig. 1(a) dargestellt, die primärseitige Brücke 2 aktiv angesteuert, währenddessen die sekundärseitige Brücke 5 als passiver Diodengleichrichter eingesetzt wird. Für einen Leistungsfluss von der Sekundärseite zur Primärseite des DC-DC Wandlers wird entsprechend die sekundärseitige Brücke 5 aktiv angesteuert und die primärseitige Brücke 2 als passiver Diodengleichrichter verwendet. Es sei bemerkt, dass für den zweiten Fall des Leistungsflusses von der Sekundärseite zur Primärseite eine Symmetrier-Spule 3 für die erwünschte Funktionalität des DC-DC Wandlers nicht zwingend notwendig ist und daher auch weggelassen werden kann.

[0023] Im Folgenden wird die Funktionsweise der Schaltung in Fig. 1(a) anhand eines positiven Leistungsflusses von der Primärseite zur Sekundärseite eines DC-DC Wandler erklärt, d.h. die primärseitige Brücke 2 wird aktiv betrieben und die sekundärseitige Brücke 5 wird als passiver Diodengleichrichter eingesetzt. Daraus kann das Verhalten des DC-DC Wandlers für andere Betriebsfälle abgeleitet werden.

[0024] Vom primärseitigen Zwischenkreis 1 wird mithilfe der primärseitigen Brücke 2 eine rechteckförmige Wechselspannung $u_p(t)$ erzeugt, die an der Symmetrier-Spule 3 und an der Primärseite des 4-Pol AC-AC Wandlers 4 anliegt (ausgezogene Linie). Vom sekundärseitigen Zwischenkreis 6 wird mithilfe der sekundärseitigen Brücke 5 eine rechteckförmige Wechselspannung $u_s(t)$ erzeugt, die an der Sekundärseite des 4-Pol AC-AC Wandlers 4 anliegt (punktirierte Linie). Die beiden Spannungen $u_p(t)$ und $u_s(t)$ sind für einen stationären Zustand und für einen grösseren Mittelwert eines unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ gegenüber dem Mittelwert eines oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ in Fig. 2(b) gezeigt. Ein oberer sekundärseitiger Zwischenkreiskondensator 9 wird mit dem oberen Laststrom $i_{L,1}(t)$ belastet, währenddem ein unterer sekundärseitiger Zwischenkreiskondensator 10 mit dem unteren Laststrom $i_{L,2}(t)$ belastet wird.

[0025] Durch das Anlegen einer positiven Spannung $U_{p,1}(t)$ am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 wird ein Schwingkreis positiv angeregt und daher bildet sich ein positiver Strompuls des sekundärseitigen Stromes $i_s(t)$ aus. Der Schwingkreis wird durch die primärseitige Resonanzkapazität 11, die Zusatzspule 12 und die Streuinduktivität eines Transformators 13 gebildet. Aufgrund der gleichrichtenden Wirkung der sekundärseitigen Brücke 5 versorgt dieser positive Strompuls den oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 9. Die passive Diodengleichrichtung der sekundärseitigen Brücke 5 verhindert, dass sich das Vorzeichen des positiven Strompulses des sekundärseitigen Stromes ändert. Somit bleibt der sekundärseitige Strom Null, nachdem er seinen Nulldurchgang erreicht hat. Der sekundärseitige Strom $i_s(t)$ vollzieht somit eine halbe Schwingung mit einer leicht von der Schwingkreisperiode des Schwingkreises abweichenden Periodendauer. Damit der positive Strompuls den Wert Null erreicht, bevor eine negative Spannung $-U_{p,2}(t)$ an den Ausgang der primärseitigen Brücke 2 gelegt wird, liegt die Resonanzfrequenz des Schwingkreises leicht höher als die Taktfrequenz, mit welcher die primärseitige Brücke 2 eine positive (oder negative) Spannung an ihren Ausgang legt. Ist nun der sekundärseitige Strom Null, so erfolgt durch das Anlegen einer negativen Spannung $-U_{p,2}(t)$ an den Ausgang der primärseitigen Brücke 2 ein negativer Strompuls des primärseitigen Stromes $i_s(t)$. Dieser negative Strompuls des sekundärseitigen Stromes $i_s(t)$ erreicht, bevor der nächste positive Strompuls geschossen wird, aufgrund der Diodengleichrichtung der sekundärseitigen Brücke 5 den Wert Null.

[0026] Im stationären Zustand stellt sich eine obere Spannungsdifferenz zwischen der oberen primärseitigen Spannung $U_{p,1}(t)$ und einer oberen sekundärseitigen Spannung $U_{s,1}(t)$. Der Mittelwert des positiven Strompulses des sekundärseitigen Stromes $i_s(t)$ ist proportional zu einer oberen Anregungsspannung $u_{res,e,p}(t)$, mit der der positive Strompuls angeregt wird. Diese obere Anregungsspannung ist zu dem Zeitpunkt, in welchem eine positive Spannung an den Ausgang einer primärseitigen Brücke 2 geschaltet wird, gleich $u_{res,e,p}(t) = U_{p,1}(t) - u_{c,res}(t) - U_{p,2}(t)$. Daher ist die obere Anregungsspannung $u_{res,e,p}(t)$ direkt proportional zu der oberen Spannungsdifferenz. Folglich weisen im stationären Zustand die obere Anregungsspannung $u_{res,e,p}(t)$ und die obere Spannungsdifferenz zum Zeitpunkt, in welchem eine positive Spannung an den Ausgang der primärseitigen Brücke 2 gelegt wird, solche Werte auf, dass der positive Strompuls einen Mittelwert aufweist, der gleich dem Mittelwert eines oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ ist. Analoges gilt für eine untere Spannungsdifferenz zwischen einer unteren primärseitigen Spannung $U_{p,2}(t)$ und einer unteren sekundärseitigen Spannung $U_{s,2}(t)$.

[0027] Da typischerweise für eine kompakte Bauweise des Transformators 13 die Taktfrequenz hoch (z.B. > 10 kHz) gewählt wird und die Resonanzfrequenz des Schwingkreises, gebildet durch den primärseitigen Resonanzkondensator 11, die Zusatzspule 12 und die Streuinduktivität des Transformators 13, über der Taktfrequenz liegt, weist der Resonanzkondensator 11 in der Regel einen um Faktoren geringere Kapazitätswert als jene des oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensators 7, des unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensators 8, des oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensators 9 und des unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensators 10 auf. Somit kann für die folgenden

Überlegungen die Dynamik des 4-Pol AC-AC Übertragers 4 als um Faktoren schneller als jene des primären Zwischenkreises 1 und jene des sekundären Zwischenkreises 6 angesehen werden. Daher können für die Zeit, während der sich beispielsweise eine Spannung $u_{c, \text{res}}(t)$ über dem primärseitigen Resonanzkondensator 11 ändert, die obere primärseitige Spannung $U_{p,1}(t)$ über dem oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator 7, die untere primärseitige Spannung $U_{p,2}(t)$ über dem unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator 8, eine obere sekundärseitige Spannung $U_{s,1}(t)$ über dem oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 9 und eine untere sekundärseitige Spannung $U_{s,2}(t)$ über dem unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 10 als konstant betrachtet werden.

[0028] Die Ansteuerung der primärseitigen Brücke 2 erfolgt mit einem Duty-Cycle von im Wesentlichen 50%, d.h. die Leistungshalbleiter der primärseitigen Brücke werden derart geschaltet, dass die Zeitdauer, während der die positive Spannung $U_{p,1}(t)$ am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 anliegt, mit der Zeitdauer, während der die negative Spannung $-U_{p,2}(t)$ am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 anliegt, im Wesentlichen identisch ist. Die Zeitdauer, während der die positive und die negative Spannung anliegen, entspricht der halben Taktperiode, abzüglich der Zeit, während eine Null-Spannung am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 anliegt. Für Sternpunkt-geklemmte 3-Ebenen-Topologien, wie jene in Fig. 1(a), erfolgt das Umschalten von positiver oder negativer zu negativer respektive positiver Spannung am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 über das Anlegen der Null-Spannung. Das Schalten der Leistungshalbleiter wird durch Steuersignale S_1 für die primärseitige Brücke 2 gelenkt. Steuersignale S_2 steuern analog dazu die sekundärseitige Brücke 5 an.

[0029] Der Transformator 13 hat beispielhaft und zur Vereinfachung der Beschreibung ein Übersetzungsverhältnis von 1:1, weshalb in der vorliegenden Beschreibung von einer Unterscheidung zwischen der sekundärseitigen Spannung und jener, die auf die Primärseite transformiert wird, abgesehen wird. Das Übersetzungsverhältnis des Transformators 13 kann jedoch auch von 1:1 verschieden sein, ohne die gewünschten schaltungstechnischen Funktionalitäten einzuschränken.

[0030] Damit sich die obere sekundärseitige Spannung $U_{s,1}(t)$ und die untere sekundärseitige Spannung $U_{s,2}(t)$ im Mittel über die Zeit nicht ändern, muss der Mittelwert des positiven Strompulses eines sekundärseitigen Stromes $i_s(t)$ gleich dem Mittelwert eines oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ sein. In analoger Weisem muss der negative Mittelwert des negativen Strompulses des sekundärseitigen Stromes $i_s(t)$ dem Mittelwert eines unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ entsprechen. Eine Differenz zwischen dem Mittelwert des oberen und unteren Laststromes $i_{L,1}(t)$, $i_{L,2}(t)$ führt dementsprechend auch zu einem Unterschied im Betrag der Mittelwerte des positiven und des negativen Strompulses des sekundärseitigen Stromes $i_s(t)$. Deshalb weist auch der sekundärseitige Strom $i_s(t)$ einen Mittelwert ungleich Null auf. Der Mittelwert des sekundärseitigen Stromes ist für einen grösseren Mittelwert des unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ gegenüber dem Mittelwert des oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ negativ. Würde dieser Mittelwert im sekundärseitigen Strom $i_s(t)$ auch in einem primärseitigen Strom $i_p(t)$ vorhanden sein, so würde der Resonanzkondensator 11 entladen und es entstünde ein kurzzeitiger negativer Mittelwert in einer Spannung $u_{c, \text{res}}(t)$ über dem Resonanzkondensator 11. Bei einer Ansteuerung der primärseitigen Brücke 2 mit einem fixen Duty-Cycle hätte dieser kurzzeitige negative Mittelwert der Spannung $u_{c, \text{res}}(t)$ zur Folge, dass sich ein positiver Mittelwert in eine Spannung $u_p'(t)$ über der Primärseite des Transformators 13 ausbildet (in Summe müssen sich die Mittelwerte der Spannung $u_{c, \text{res}}(t)$ der Spannung $u_p'(t)$ und jener über der Zusatzspule 12 aufheben). Dazu wurde angenommen, dass die obere primärseitige Spannung $U_{p,1}(t)$ und die untere primärseitige Spannung $U_{p,2}(t)$ identisch sind. Der positive Mittelwert der Spannung $u_p'(t)$ führt dazu, dass sich durch die Magnetisierungsinduktivität des Transformators 13 ein positiver Mittelwert eines Magnetisierungsstromes aufbaut. Dieser mittlere Magnetisierungsstrom überlagert sich mit den resonanten Strompulsen und wirkt dem Entladen des Resonanzkondensators 11 entgegen. Der Mittelwert des Magnetisierungsstromes wird solange vergrössert, bis der Mittelwert der Spannung $u_{c, \text{res}}(t)$ wieder Null erreicht. Im stationären Zustand folgt also, dass für identische primärseitige Spannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$ der primärseitige Strom $i_p(t)$ mittelwertfrei wird und dass auch der Mittelwert der Spannung $u_{c, \text{res}}(t)$ sich auf Null reguliert. Dies bedeutet auch, dass der Magnetisierungsstrom im Mittel der negativen mittleren Differenz eines oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ und eines unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ entspricht. Um die Funktionalität der Schaltung in der beschriebenen Weise zu gewährleisten, darf der Transformator 13 durch den aufgebauten mittleren Magnetisierungsstrom nicht sättigen, resp. der Transformator 13 muss Energie speichern können. Vorteilhafterweise wird daher der Kern des Transformators 13 eine niedrige magnetische relative Permeabilität aufweisen. Entsprechend kann durch Einbringen eines Luftspaltes in den magnetischen Kern des Transformators 13 oder durch die Wahl eines Pulverkern-Materials eine kompakte Bauweise erreicht werden. Der primärseitige Strom $i_p(t)$, der sekundärseitige Strom $i_s(t)$ und die Spannung $u_{c, \text{res}}(t)$ sind für den stationären Zustand in Fig. 1(b) gezeigt.

[0031] Der Resonanzkondensator 11 hat, wie erklärt, die Aufgabe, einen resonanten Strompuls anzuregen. Zudem übernimmt der Resonanzkondensator 11 im Fall, dass eine obere primärseitige Spannung $U_{p,1}(t)$ verschieden von einer unteren primärseitigen Spannung $U_{p,2}(t)$ ist, einen Mittelwert der Spannung $u_{c, \text{res}}(t)$, so dass die Spannung $u_p'(t)$, die an der Primärseite des Transformators 13 liegt, mittelwertfrei ist (nach der obigen erklärten Verhaltensweise der Schaltung).

[0032] Dadurch verändert sich im Mittel der Magnetisierungsstrom durch die Magnetisierungsinduktivität des Transformators 13 nicht. Typischerweise liegen die beiden primärseitigen Spannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$ sehr nahe beieinander, wodurch der Magnetisierungsstrom weitgehend der negativen Differenz der Mittelwerte des oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ zum unteren Laststrom $i_{L,2}(t)$ entspricht.

[0033] Des Weiteren ist typischerweise die primärseitige Spannung $U_1(t)$ eines DC-DC Wandlers, wie in Fig. 1(a) dargestellt, eingepreßt. Aufgrund der Ansteuerung der primärseitigen aktiven Brücke 2 mit einem fixen Duty-Cycle wird eine definierte Aufteilung der gesamten Spannung $U_1(t)$ auf den oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator 7 und den unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator 8 durch das Hinzufügen der Symmetrier-Spule 3 erreicht. Bei einer po-

sitiven Differenz zwischen der oberen primärseitigen Spannung $U_{p,1}(t)$ über dem oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator 7 und der unteren primärseitigen Spannung $U_{p,2}(t)$ über dem unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator, liegt ein positiver Mittelwert der Spannung $u_p(t)$ an der Symmetrier-Spule 3 an. Dadurch wird ein positiver Mittelwert eines Symmetrier-Stromes in der Symmetrier-Spule 3 aufgebaut. Dieser führt zu einer Entladung des oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensators 7 und zu einem Aufladen des unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensators 8. Je grösser die Differenz der beiden primärseitigen Spannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$, desto grösser der Mittelwert des Symmetrier-Stromes. Daher gleichen sich die beiden primärseitigen Spannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$ an, bis die an der Symmetrier-Spule 3 angelegte Spannung $u_p(t)$ mittelwertfrei ist. Unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes der Symmetrier-Spule 3 oder von den ohmschen Widerständen der Anschlüsse der Symmetrier-Spule 3, kann es zu einer kleinen Differenz zwischen den Spannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$ über beiden primärseitigen Zwischenkreiskondensatoren 7, 8 kommen. Um Schwingungen im Symmetrier-Strom und somit in den primärseitigen Spannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$ bei einer sprunghaften Änderung eines oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ und/oder eines unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ zu dämpfen, kann der DC-DC Wandler von Fig. 1(a) um Dämpfungselemente, wie in Fig. 1(c) gezeigt, ergänzt werden: In dieser weiteren schaltungstechnischen Ausführungsform der Erfindung wird parallel zu der Symmetrier-Spule 3 eine Dämpfungsspule 15 und ein Dämpfungswiderstand 14 angebracht, wobei die Dämpfungsspule 15 und der Dämpfungswiderstand in Serie geschaltet sind. In Fig. 1(c) ist eine mögliche Realisierung einer parallelen RL-Dämpfung gezeigt. Eine serielle RL-Dämpfung, eine parallele RC-Dämpfung oder eine rein ohmsche Dämpfung wären ebenfalls denkbar. Die zeitlichen Verläufe der primärseitigen Zwischenkreisspannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$ sind für die Schaltung von Fig. 1(c) in Fig. (d) gezeigt.

[0034] Wird die primärseitige aktive Brücke 2 und/oder die sekundärseitige Brücke 5 durch eine 3-Ebenen-Topologie realisiert, die keinen direkten Übergang von positiven zu negativen (und umgekehrt) Ausgangsspannungen der primärseitigen Brücke 2 erlaubt (wie jene, die in Fig. 1(a) gezeigt ist), so ist eine Symmetrier-Spule 3 zwingend notwendig, damit sich die Differenz zwischen der oberen primärseitigen Spannung $U_{p,1}(t)$ und der unteren primärseitigen Spannung $U_{p,2}(t)$ über die Zeit nicht ständig vergrössert. Die Ursache dafür ist das Anlegen von Null Spannung an den Ausgang der primärseitigen Brücke 2. Zwischen den Übergängen von einer positiven zu einer negativen und von einer negativen zu einer positiven Ausgangsspannung der primärseitigen Brücke 2 liegt jeweils ein Intervall, während dem Null Spannung am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 gelegt wird. Während diesem Intervall liegt die Spannung $u_{c,res}(t)$ über einem Resonanzkondensator 11 direkt proportional negativ an einem Transformator 13 an. Die Mittelwerte der Spannung $u_{c,res}(t)$ über jeweils ein solches Intervall sind für beide Intervalle verschieden. Für den angenehmen Fall, dass der Mittelwert eines unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ grösser ist als der Mittelwert eines oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$, ergibt sich in Summe ein negativer Spannungsmittelwert der Spannung $u_{c,res}(t)$ über die beiden Intervalle für gleiche primärseitige Spannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$. Daraus resultiert ein erhöhter Mittelwert der Spannung $u_p'(t)$ über dem Transformator 13. Als Folge davon wird der Mittelwert des Magnetisierungsstromes, der durch die Magnetisierungsinduktivität eines Transformators 13 fliesst, erhöht. Dies stellt eine Störung des stationären Zustandes dar und kann dazu führen, dass sich die Differenz zwischen der oberen primärseitigen Spannung $U_{p,1}(t)$ und der unteren primärseitigen Spannung $U_{p,2}(t)$ über die Zeit ständig vergrössert. Im Sinne der Kürze wird nicht näher auf dieses Problem eingegangen.

[0035] Für eine Realisierung der primärseitigen und sekundärseitigen Brücken 2, 5 mit einer 2-Ebenen-Topologie besteht das soeben beschriebene Problem nicht, und die Symmetrier-Spule 3 kann weggelassen werden. Fig. 1(e) stellt somit eine weitere mögliche schaltungstechnische Realisierung der Erfindung dar. Alternativ kann die primärseitige aktive Halbbrücke 2 auch durch eine primärseitige Vollbrücke ersetzt werden. Für diese beiden Alternativen der schaltungstechnischen Realisierung der Erfindung basierend auf 2-Ebenen-Topologien ist es jedoch erforderlich, dass auf die Spannungsaufteilung zwischen der oberen und der unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator 7, 8 mithilfe eines weiteren Konverters Einfluss genommen wird. Dieser Konverter kann dem DC-DC Wandler vorgelagert sein.

[0036] Für eine Realisierung einer primärseitigen Brücke 2 mit einer 3-Ebenen-Topologie sind jedoch bei erhöhten Taktfrequenzen die Schaltverluste geringer als bei einer Realisierung mit einer 2-Ebenen-Topologie. Um eine kompakte resp. volumengerige Bauweise eines Transformators 13 zu erreichen, wird typischerweise die Taktfrequenz, nach der die Leistungshalbleiter schalten, erhöht. Da eine Symmetrier-Spule 3 im Vergleich zur mittleren Differenz zwischen einem oberen Laststrom $i_{L,1}(t)$ und einem unteren Laststrom $i_{L,2}(t)$ typischerweise nur einen geringen Strommittelwert aufnehmen muss, kann sie kompakt gebaut werden.

[0037] Ein Nachteil der schaltungstechnischen Ausführungsform der Erfindung nach Fig. 1(a), sind die bestehenden Differenzen zwischen der oberen primärseitigen Spannung $U_{p,1}(t)$ über dem oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator 7 und der unteren primärseitigen Spannung $U_{p,2}(t)$ über dem unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator 8 sowie zwischen der oberen sekundärseitigen Spannung $U_{s,1}(t)$ über dem oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 9 und der unteren sekundärseitigen Spannung $U_{s,2}(t)$ über dem unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 10. Diese Differenzen in den primärseitigen und sekundärseitigen Spannungen hängen von den Schaltungsparametern sowie der Belastung auf der Sekundärseite eines DC-DC Wandler ab. Dieser Nachteil kann jedoch für entweder die Primärseite oder die Sekundärseite des DC-DC Wandlers behoben werden. Um dies zu erreichen, kann die Ansteuerung der primärseitigen aktiven Brücke 2 nicht mit einem fixen Duty-Cycle, sondern mit einem variablen geschehen. Ein Regelverfahren 16 respektive die Struktur eines Reglers zur Realisierung der gewünschten Funktion ist in Fig. 2(a) gezeigt. Aus einer Spannung $U_{x,1}(t)$, einer Spannung $U_{x,2}(t)$, einem primärseitigen Strom $i_p(t)$ und einem sekundärseitigen Strom $i_s(t)$ werden Ansteuerungssignale S_x erzeugt. Die beiden Spannungen $U_{x,1}(t)$ und $U_{x,2}(t)$ können entweder die obere primär-

seitige Spannung $U_{p,1}(t)$ und die untere primärseitige Spannung $U_{p,2}(t)$ oder die obere sekundärseitige Spannung $U_{s,1}(t)$ und die untere sekundärseitige Spannung $U_{s,2}(t)$ sein. Die Ansteuerungssignale S_x werden durch einen Treiber verstärkt und steuern entweder in Form von S_1 die Leistungshalbleiter einer primärseitigen aktiven Brücke 2 oder in Form von S_2 die Leistungshalbleiter einer sekundärseitigen aktiven Brücke 5 an. Ein mögliches Regelverfahren 16 ist ebenfalls in Fig. 2(a) dargestellt: Eine positive Differenz zwischen beispielsweise der oberen sekundärseitigen Spannung $U_{s,1}(t)$ und der unteren sekundärseitigen Spannung $U_{s,2}(t)$ führt über einen äusseren Proportional-Integral-Differenzial (PID)-Regler 17 zu einem erhöhten Differenz-Sollwert $i_{ps,soll}(t)$ für einen Differenzstrom $i_{ps}(t)$ zwischen dem Primärstrom $i_p(t)$ und dem Sekundärstrom $i_s(t)$. Ein innerer PID-Regler 18 fordert aufgrund des Stromfehlers zwischen dem Differenz-Sollwert $i_{ps,soll}(t)$ und dem Differenzstrom $i_{ps}(t)$ eine mittlere Brückenweitzausgangsspannung $u_i(t)$ am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 (oder der sekundärseitigen Brücke 5), so dass der Fehler zwischen dem Differenz-Sollwert $i_{ps,soll}(t)$ und dem Differenzstrom $i_{ps}(t)$ zu Null wird. Eine Pulsweitenmodulations-Einheit (PWM-Einheit) 19 erzeugt aus der mittleren Brückenweitzausgangsspannung $u_i(t)$ die Ansteuerungssignale S_x für die primärseitige aktive Brücke 2 (oder die sekundärseitige aktive Brücke 5). Schlussendlich wird die gewünschte mittlere Brückenweitzausgangsspannung $u_i(t)$ in Form von $u_p(t)$ [oder $u_s(t)$] an den Ausgang der primärseitigen Brücke 2 (oder der sekundärseitigen Brücke 5) gelegt. Die zeitlichen Verläufe der beiden Spannungen über dem oberen und unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator 7, 8 sowie die Spannungen über dem oberen und unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 9, 10 sind für die in Fig. 1(a) gezeigte Schaltung und mit dem in Fig. 2(a) aufgeführten Regelverfahren 16 in Fig. 2(b) wiedergegeben. Wie für die Ansteuerung der primärseitigen aktiven Brücke 2 mit einem fixen Duty-Cycle erklärt, ist eine Symmetrier-Spule 3 für eine Realisierung der primärseitigen Brücke 2 und der sekundärseitigen Brücke 5 als 2-Ebenen-Topologie nicht zwingend notwendig; für eine 3-Ebenen-Topologie hingegen schon.

[0038] In einer weiteren schaltungstechnischen Ausführungsform der Erfindung wird der 4-Pol AC-AC Übertrager 4 nicht als Resonanzkonverter sondern als Dual Active Bridge-Konverter (DAB-Konverter) ausgeführt. Diese Schaltung ist in Fig. 3(a) wiedergegeben und weist keinen Resonanzkondensator 11 auf. In Fig. 3(a) ist eine Realisierung einer primärseitigen aktiven Brücke 2 und einer sekundärseitigen aktiven Brücke 5 mit einer Sternpunkt-geklemmten 3-Ebenen-Topologie gezeigt. Die beiden Brücken können jedoch auch eine 2-Ebenen- oder eine andere 3-Ebenen-Topologie aufweisen. Die primärseitige aktive Brücke 2 und die sekundärseitige aktive Brücke 5 werden je mit einem Duty-Cycle von 50% (gegebenfalls inklusive der Periode für eine 3-Ebenen-Topologie, während der jeweils Null Spannung am Ausgang der primärseitigen und sekundärseitigen aktiven Brücken 2, 5 anliegt) angesteuert. Die primärseitige Brücke 2 legt somit eine rechteckförmige Spannung $u_p(t)$ an ihren Ausgang, wobei eine obere primärseitige Spannung $U_{p,1}(t)$ und der negierte Wert einer unteren primärseitigen Spannung $U_{p,2}(t)$ während gleicher erster Zeitdauer am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 anliegen. Die sekundärseitige Brücke 5 legt dementsprechend eine rechteckförmige Spannung $u_s(t)$ an ihren Ausgang, wobei eine obere sekundärseitige Spannung $U_{s,1}(t)$ und der negierte Wert einer unteren sekundärseitigen Spannung $U_{s,2}(t)$ während gleicher zweiter Zeitdauer am Ausgang der sekundärseitigen Brücke 5 anliegen. Die erste und die zweite Zeitdauer sind identisch und entsprechen nahezu der halben Taktperiode. Eine Taktperiode startet im Zeitpunkt, in welchem die Ausgangsspannung der primärseitigen Brücke 2 (resp. sekundärseitigen Brücke 5) von einer negativen Spannung für eine 2-Ebenen-Topologie oder von Null Spannung für eine 3-Ebenen-Topologie der primärseitigen Brücke 2 (resp. der sekundärseitigen Brücke 5) zu einer positiven Spannung wechselt. Die Taktperiode endet unmittelbar, bevor erneut ein Wechsel der Ausgangsspannung der primärseitigen Brücke 2 (resp. der sekundärseitigen Brücke 5) von einer negativen Spannung für eine 2-Ebenen-Topologie oder von Null Spannung für eine 3-Ebenen-Topologie der primärseitigen Brücke 2 (resp. der sekundärseitigen Brücke 5) zu einer positiven Spannung stattfindet. Für einen positiven Leistungsfluss von der Primärseite zur Sekundärseite eines DC-DC Wandlers besteht eine phasenversetzte Taktung der primärseitigen Brücke 2 und der sekundärseitigen Brücke 5. Daher erfolgen die Ansteuersignale für die Leistungshalbleiter der sekundärseitigen Brücke 5 um $T_{vz}(t)$ verzögert zu den Ansteuersignalen für die Leistungshalbleiter der primärseitigen Brücke 2, wie in Fig. 3(b) gezeigt. Für einen positiven Leistungsfluss von der Sekundärseite zur Primärseite des DC-DC Wandlers ist entsprechend die Taktung der primärseitigen Brücke 2 gegenüber jener der sekundärseitigen Brücke 5 verzögert. Während der Zeit $T_{vz}(t)$ kann ein primärseitiger Strom $i_p(t)$, und daher auch ein sekundärseitiger Strom $i_s(t)$, über eine Zusatzspule 12 und/oder die Streuinduktivität des Transformators 13 wesentlich auf- oder abgebaut werden. Somit wird die übertragene Leistung durch eine Vergrößerung der Verzögerung $T_{vz}(t)$ (resp. Phasenverschiebung) erhöht und in analoger Weise durch eine Verringerung der Verzögerung $T_{vz}(t)$ reduziert. Dadurch kann eine sekundärseitige Spannung $U_2(t)$ auf einen Referenzwert geregelt werden (Phase-Shift-Regelung).

[0039] Analog zu den Erklärungen zu den vorangehenden Ausführungsformen weist auch hier der sekundärseitige Strom $i_s(t)$ einen Mittelwert auf, welcher der Differenz der Mittelwerte des oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ und des unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ entspricht. Somit wird die obere sekundärseitige Spannung $U_{s,1}(t)$ über dem oberen sekundären Zwischenkreiskondensator 9 und der unteren sekundärseitigen Spannung $U_{s,2}(t)$ über dem unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator 10 im Mittel auf einem konstanten Spannungswert gehalten. Wäre nun ein primärseitiger Strom $i_p(t)$ nicht mittelwertfrei, sondern wiese den gleichen Mittelwert wie der sekundärseitige Strom $i_s(t)$ auf, so würde sich, beispielsweise für einen grösseren Mittelwert des unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ gegenüber dem Mittelwert des oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ der obere primärseitige Zwischenkreiskondensator 7 aufladen und der untere primärseitige Zwischenkreiskondensator 8 entladen. Die obere primärseitige Spannung $U_{p,1}(t)$ über dem oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator 7 steigt somit an und die untere primärseitige Spannung $U_{p,2}(t)$ über dem unteren primärseitigen Kondensator 8 sinkt. Dies wiederum ruft einen positiven Mittelwert einer Spannung $u_p(t)$ über dem Transformator 13 hervor, welche über der Magnetisierungsin-

duktivität eines Transformators 13 anliegt, da die obere primärseitige Spannung $U_{p,1}(t)$ und der negierte Wert der unteren primärseitigen Spannung $U_{p,2}(t)$ für einen festen Duty-Cycle zu gleichen Anteilen am Ausgang der primärseitigen Brücke 2 anliegen. Durch diesen positiven Mittelwert der Spannung $u_p(t)$ über dem Transformator 13 wird ein Mittelwert eines Magnetisierungsstromes durch die Magnetisierungsinduktivität des Transformators 13 erhöht. Dieser positive Mittelwert des Magnetisierungsstromes wirkt als Entladestrom für den oberen primärseitigen Kondensator 7 und wirkt somit dem Aufladen des oberen primärseitigen Kondensators entgegen. In gleicher Weise entspricht der Mittelwert des Magnetisierungsstromes einem Ladestrom des unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensators, der dem Entladen des unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensators entgegenwirkt. Der Magnetisierungsstrom wird solange im Mittel aufgebaut, bis die Spannung $u_p(t)$ erneut mittelwertfrei ist. Dies ist dann der Fall, wenn die obere primärseitige Spannung $U_{p,1}(t)$ und die untere primärseitige Spannung im Mittel gleich sind. Analoge Überlegungen gelten für die Sekundärseite des 4-Pol AC-AC Übertragers 4. Somit stellt die in Fig. 3(a) gezeigte Schaltung im Mittel gleiche obere und untere primärseitige Spannungen $U_{p,1}(t)$, $U_{p,2}(t)$ sowie gleiche obere und untere sekundärseitige Spannungen $U_{s,1}(t)$, $U_{s,2}(t)$ ein. Der primärseitige Strom $i_p(t)$ ist dementsprechend auch mittelwertfrei und es zirkuliert auf der Primärseite eines DC-DC Wandlers der Magnetisierungsstrom, der im Mittel der mittleren Differenz des oberen Laststromes $i_{L,1}(t)$ und des unteren Laststromes $i_{L,2}(t)$ entspricht, vgl. Fig. 3(b). Um die Funktionalität der Schaltung in der beschriebenen Weise zu gewährleisten, darf der Transformator 13 durch den aufgebauten mittleren Magnetisierungsstrom nicht sättigen, resp. der Transformator 13 muss Energie speichern können. Vorteilhafterweise wird daher der Kern des Transformators 13 eine niedrige magnetische relative Permeabilität aufweisen. Entsprechend kann durch Einbringen eines Luftspaltes in den magnetischen Kern des Transformators 13 oder durch die Wahl eines Pulverkern-Materials eine kompakte Bauweise erreicht werden.

Bezugszeichenliste

[0040]

- 1 Primärseitiger Zwischenkreis
- 2 Primärseitige aktive Brücke
- 3 Symmetrier-Spule
- 4 4-Pol AC-AC-Übertrager
- 5 Sekundärseitige aktive Brücke
- 6 Sekundärseitiger Zwischenkreis
- 7 Oberer primärseitiger Zwischenkreiskondensator
- 8 Unterer primärseitiger Zwischenkreiskondensator
- 9 Oberer sekundärseitiger Zwischenkreiskondensator
- 10 Unterer sekundärseitiger Zwischenkreiskondensator
- 11 Primärseitiger Resonanzkondensator
- 12 Primärseitige Zusatzspule
- 13 Transformator
- 14 Dämpfungsspule
- 15 Dämpfungswiderstand
- 16 Regelverfahren
- 17 Äusserer Proportional-Integral-Differenzial (PID)-Regler
- 18 Innerer Proportional-Integral-Differenzial (PID)-Regler
- 19 Pulsbreitenmodulations-Einheit (PWM-Einheit)

Patentansprüche

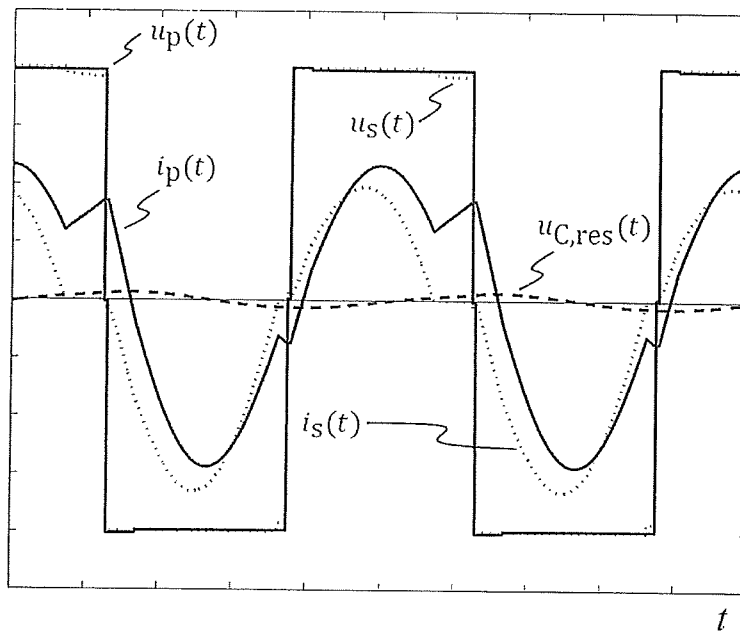
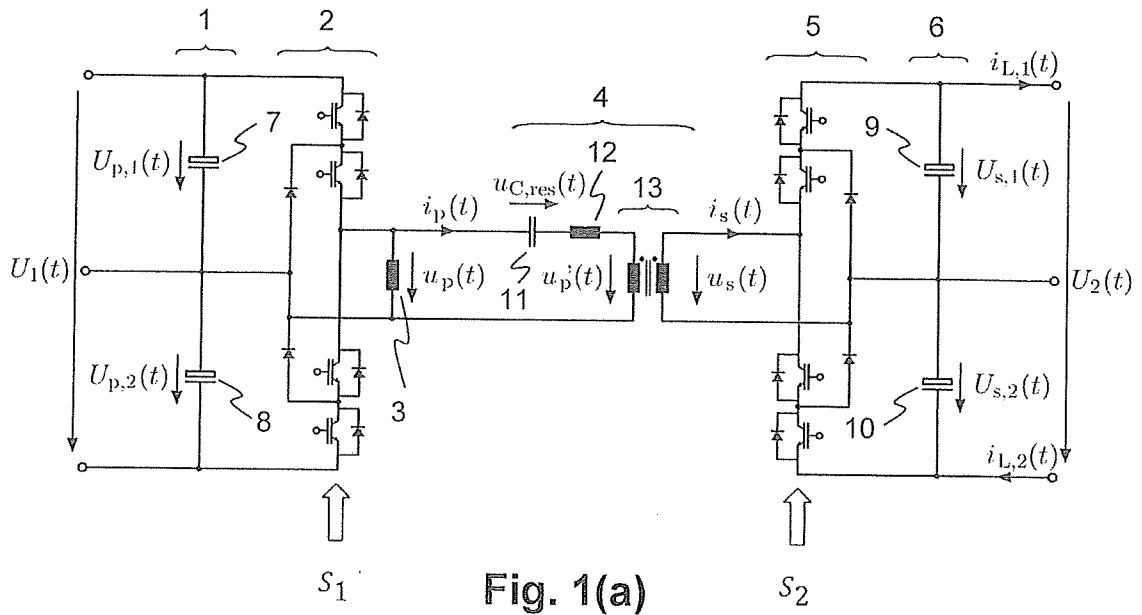
1. DC-DC Konverter zur elektrischen Leistungsübertragung von einer Gleichspannungs-Primärseite an eine Gleichspannungs-Sekundärseite, aufweisend
 - einen 4-Pol AC-AC Übertrager (4) zur potentialgetrennten Leistungsübertragung,

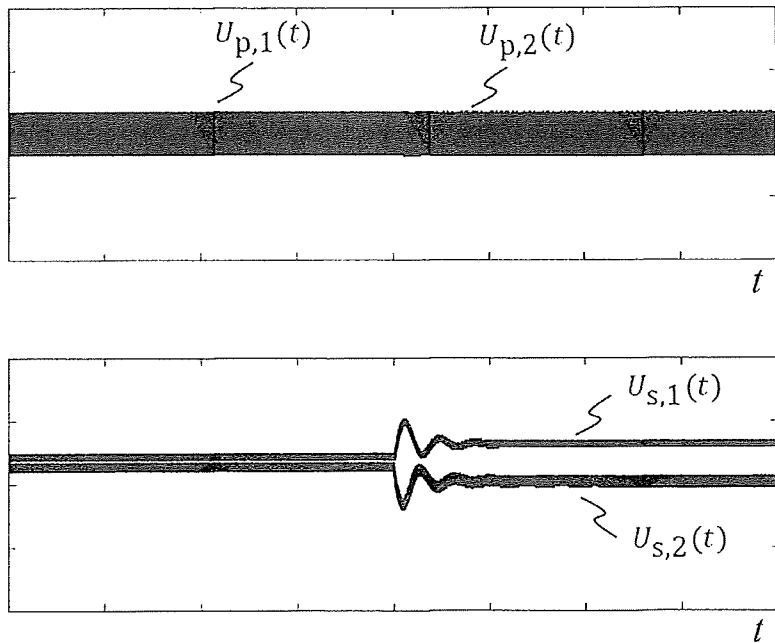
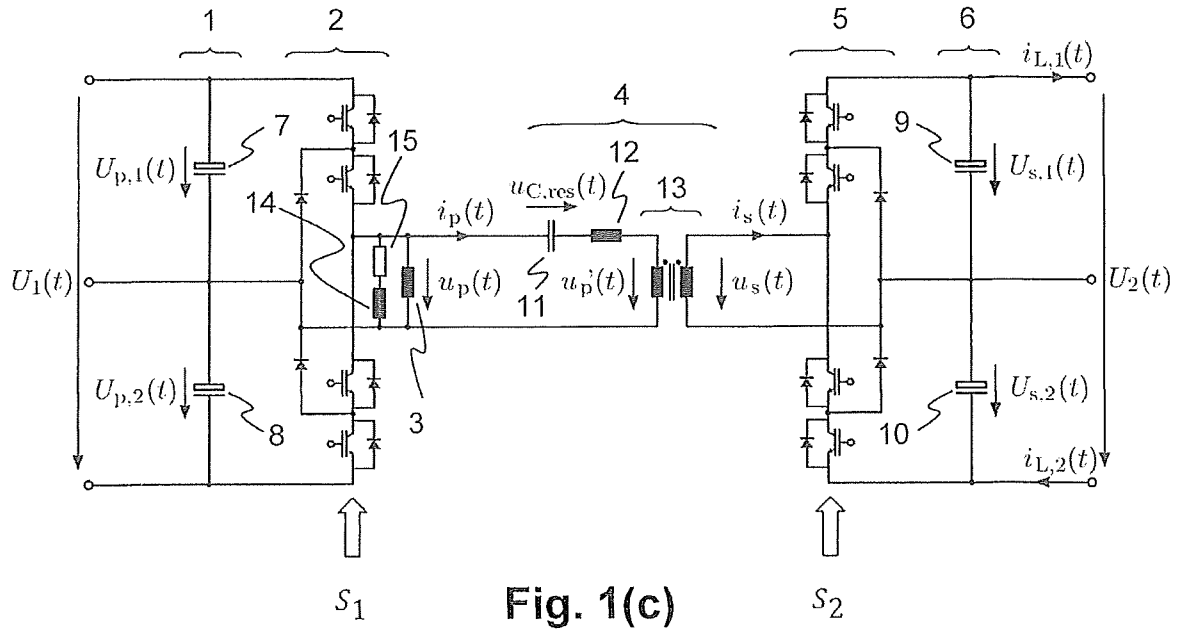
- eine primärseitige Brückenschaltung, welche eine Primärseite des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) mit der Gleichspannungs-Primärseite verbindet,
 - einen oberen primärseitigen Zwischenkreiskondensator (7) und einen unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator (8), die in Serie geschaltet sind und die zusammen eine Spannung ($U_1(t)$) der Gleichspannungs-Primärseite stützen,
 - eine sekundärseitige Brückenschaltung, welche eine Sekundärseite des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) mit der Gleichspannungs-Sekundärseite verbindet,
 - einen oberen sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator (9) und einen unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator (10), die in Serie geschaltet sind und die zusammen eine Spannung ($U_2(t)$) der Gleichspannungs-Sekundärseite stützen,
 - wobei der DC-DC Konverter eine Vorrichtung zur Symmetrierung der Spannung der beiden primärseitigen Zwischenkreiskondensatoren (7, 8) oder der beiden sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren (9, 10) aufweist.
2. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 1, wobei die Vorrichtung zur Symmetrierung der Spannung der beiden primärseitigen Zwischenkreiskondensatoren oder der beiden sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren eine Induktivität zur Symmetrierung der Spannung aufweist, welche beim Vorliegen einer Asymmetrie der Spannung der beiden primärseitigen Zwischenkreiskondensatoren (7, 8) oder der beiden sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren (9, 10) einen Strom aufbaut, und dieser Strom dieser Asymmetrie entgegenwirkt.
 3. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 2, wobei die Induktivität zur Symmetrierung durch die Magnetisierungsinduktivität eines Transformators (13) des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) gebildet ist.
 4. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 3, wobei die Magnetisierungsinduktivität als Energiespeicher des Transformators (13) wirkt und die magnetische relative Permeabilität des Kernmaterials des Transformators (13) so niedrig ist, dass ein Strom, der beim Vorliegen einer Asymmetrie der Spannungen über den primärseitigen oder sekundärseitigen Zwischenkreiskondensatoren (7, 8, 9, 10) auftritt und als Magnetisierungsstrom des Transformators (13) wirkt, nicht zu einer Sättigung des Transformators (13) führt.
 5. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 4, wobei die Magnetisierungsinduktivität durch einen Luftspalt im magnetischen Kern des Transformators (13) oder durch Verwendung eines Pulverkern-Materials gebildet ist.
 6. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 2, wobei die Induktivität zur Symmetrierung eine Symmetrier-Spule (3) ist, die parallel zu einem primärseitigen oder einem sekundärseitigen Anschlusspaar des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) geschaltet ist.
 7. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 6, wobei die Induktivität zur Symmetrierung auf die Magnetisierungsinduktivität des Transformators (13) und der Symmetrier-Spule (3) verteilt ist, wobei die Symmetrier-Spule (3) parallel zu einem primärseitigen oder einem sekundärseitigen Anschlusspaar des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) geschaltet ist.
 8. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 7, mit einer Dämpfungsschaltung zur Dämpfung von Schwingungen der Spannung über dem oberen und unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator (7, 8) und über dem oberen und unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator (9, 10).
 9. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 8, wobei die Dämpfungsschaltung durch eine Serienschaltung einer Dämpfungsspule (14) und eines Dämpfungswiderstandes (15) realisiert ist, die parallel zur Symmetrier-Spule (3) angebracht sind.
 10. DC-DC Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 9, aufweisend einen Schwingkreis (11, 12), der in Serie zu einem der Anschlüsse des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) geschaltet ist, wobei eine primärseitige Brückenschaltung (2) und eine sekundärseitige Brückenschaltung (5) eine 3-Ebenen-Topologie aufweisen.
 11. DC-DC Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 9, aufweisend einen Schwingkreis (11, 12), der in Serie zu einem der Anschlüsse des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) geschaltet ist, wobei die primärseitige Brückenschaltung (2) und die sekundärseitige Brückenschaltung (5) eine 2-Ebenen-Topologie aufweisen.
 12. DC-DC Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 9, aufweisend einen Schwingkreis (11, 12), der in Serie zu einem der Anschlüsse des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) geschaltet ist, wobei die primärseitige Brückenschaltung (2) eine 3-Ebenen-Topologie und die sekundärseitige Brückenschaltung (5) eine 2-Ebenen-Topologie aufweist.
 13. DC-DC Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 9, aufweisend einen Schwingkreis (11, 12), der in Serie zu einem der Anschlüsse des 4-Pol AC-AC Übertragers (4) geschaltet ist, wobei die primärseitige Brückenschaltung (2) eine 2-Ebenen-Topologie und die sekundärseitige Brückenschaltung (5) eine 3-Ebenen-Topologie aufweist.
 14. DC-DC Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 13, aufweisend einen Regler, mit welchem die beiden Spannungen über dem oberen und dem unteren primärseitigen Zwischenkreiskondensator (7, 8) oder die beiden Spannungen über dem oberen und unteren sekundärseitigen Zwischenkreiskondensator (9, 10) aktiv mit einem Regelverfahren (16) auf gleiche Werte regelbar sind.
 15. DC-DC Konverter gemäss Anspruch 14, wobei der Regler eine Struktur mit den folgenden Elementen aufweist:
 - einen äusseren Proportional-Integral-Differenzial-Regler (17) zum Erzeugen eines Differenz-Sollwerts $i_{ps,soll}(t)$ für einen Differenzstrom $i_{ps}(t)$ zwischen einem Primärstrom $i_p(t)$ und einem Sekundärstrom $i_s(t)$ anhand einer Differenz zwischen den jeweiligen beiden Spannungen ($U_{x,1}$, $U_{x,2}$);

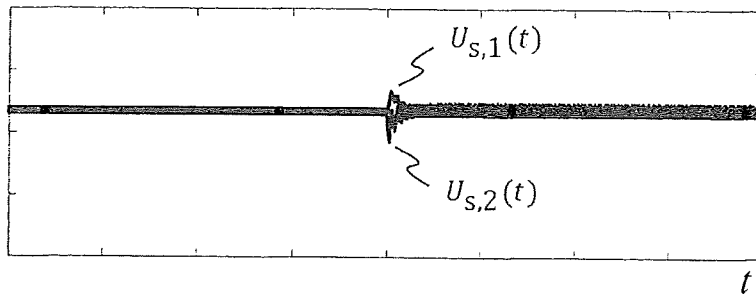
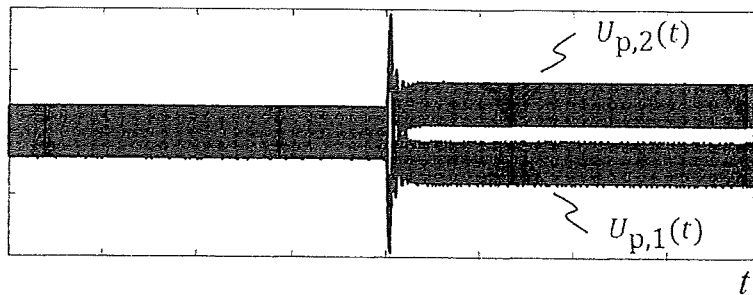
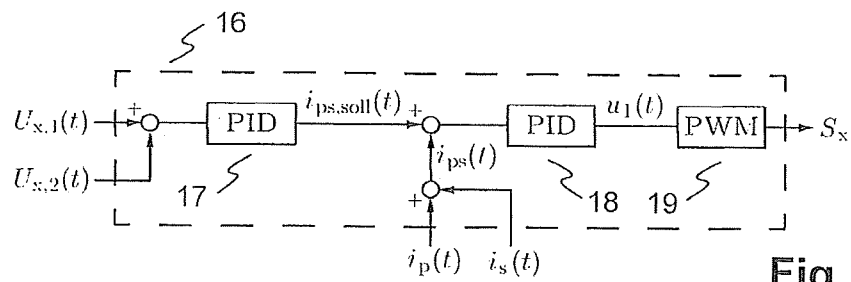
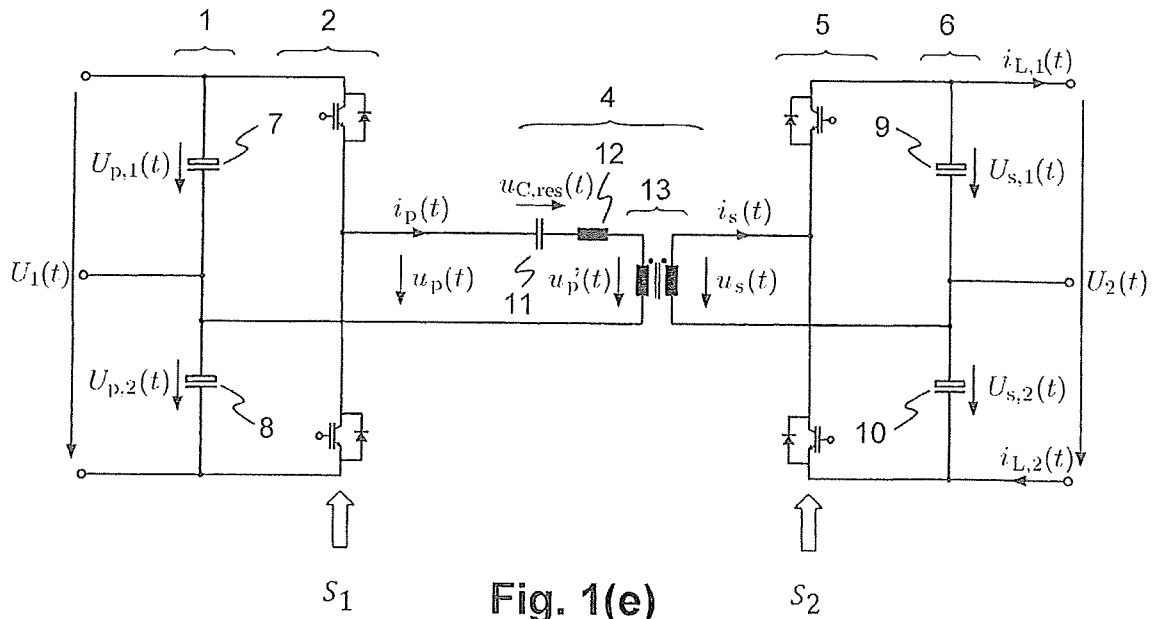
CH 708 498 B1

- einen inneren PID-Regler (18), der aus der Differenz zwischen dem Differenz-Sollwert $i_{ps,soll}(t)$ und dem Differenzstrom $i_{ps}(t)$ eine mittlere Brückenweingausgangsspannung $u_1(t)$ generiert;
- eine Pulsbreitenmodulations-Einheit (19), die aus der mittleren Brückenweingausgangsspannung $u_1(t)$ Ansteuerungssignale S_x für die primärseitige Brückenschaltung (2) oder die sekundärseitige Brückenschaltung (5) erzeugt, so dass die mittlere Brückenweingausgangsspannung $u_1(t)$ im zeitlichen Mittel an den Ausgängen der primärseitigen oder sekundärseitigen Brückenschaltung (2, 5) anliegt.

16. DC-DC Konverter gemäss einem der Ansprüche 1 bis 5, welcher als Dual Active Bridge-Konverter ausgeführt ist.







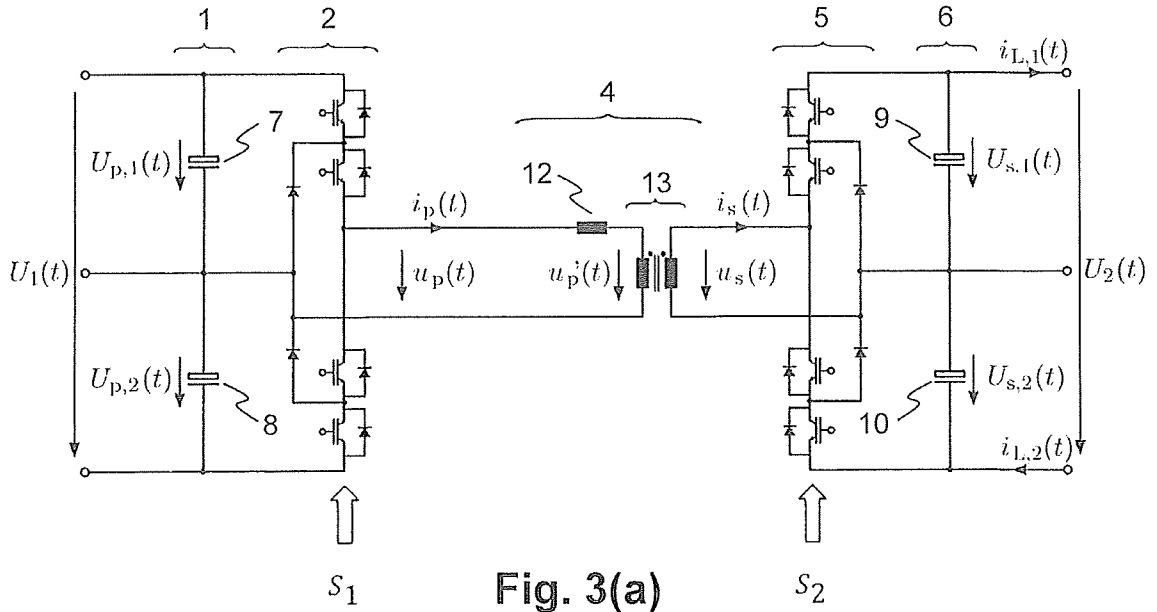


Fig. 3(a)

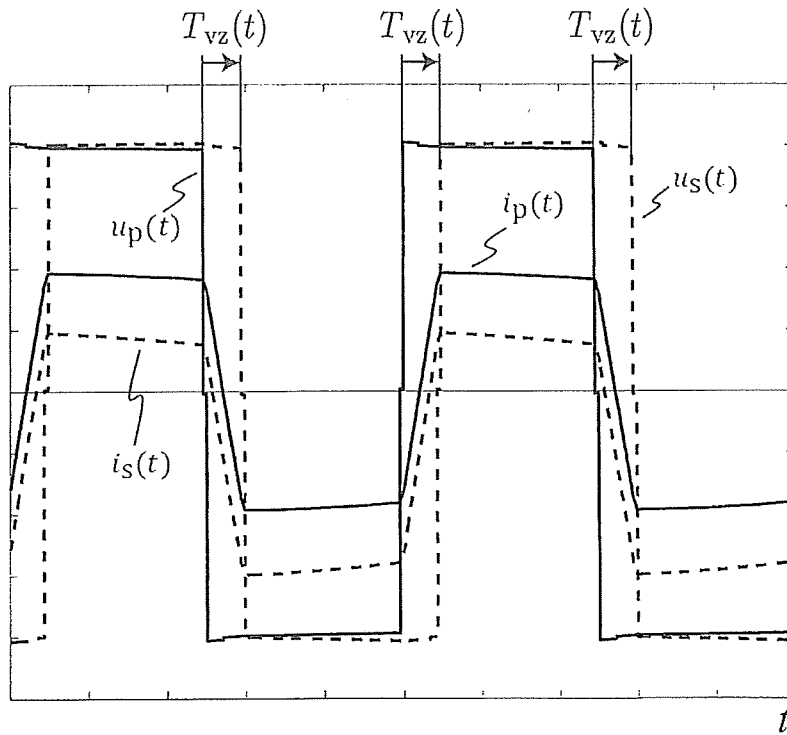


Fig. 3(b)

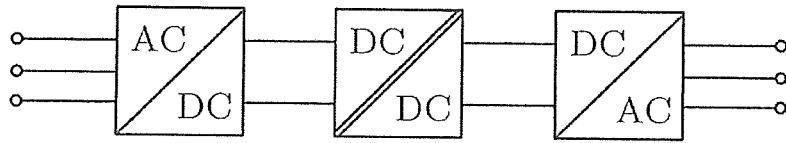


Fig. 4(a)

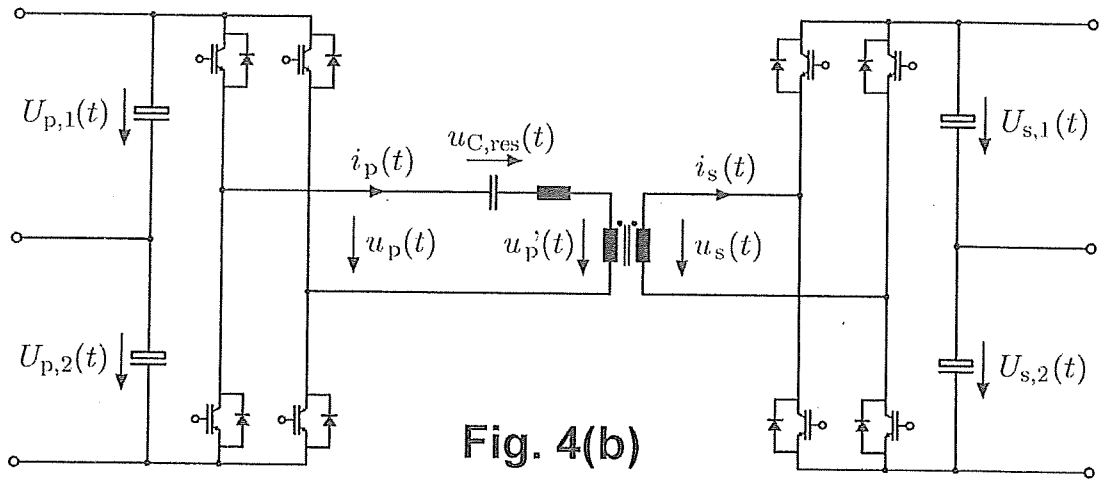


Fig. 4(b)

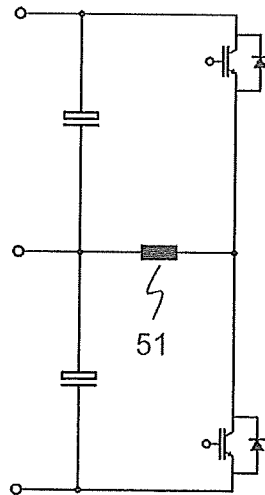


Fig. 4(c)