

SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH 707 447 B1

(51) Int. Cl.: H02M 3/07 (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

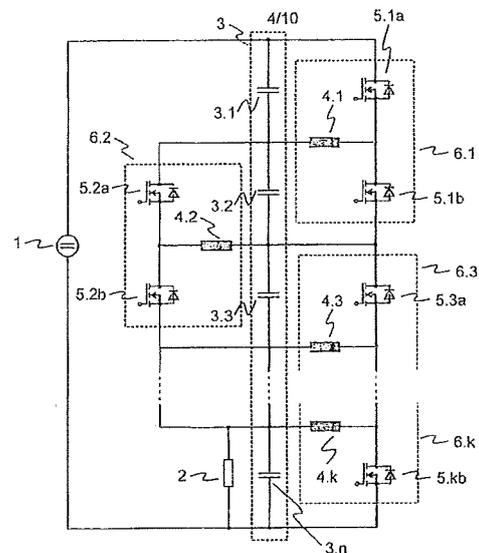
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTCHRIFT**

(21) Anmeldenummer:	00160/13	(73) Inhaber:	ETH Zürich ETH Transfer, HG E 47-49 Rämistrasse 101 8092 Zürich ETH-Zentrum (CH)
(22) Anmeldedatum:	15.01.2013	(72) Erfinder:	Dominik Bortis, 8052 Zürich (CH) Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH) Matthias Joachim Kasper, 8049 Zürich (CH)
(43) Anmeldung veröffentlicht:	15.07.2014	(74) Vertreter:	Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach 1771 8032 Zürich (CH)
(24) Patent erteilt:	14.07.2017		
(45) Patentschrift veröffentlicht:	14.07.2017		

(54) **Vorrichtung zur Gleichspannungswandlung für hohe Übersetzungsverhältnisse.**

(57) Der erfindungsgemässe Gleichspannungswandler dient zur Wandlung zwischen einer ersten Spannung und mindestens einer zweiten, kleineren Spannung. Dabei weist der Gleichspannungswandler mindestens eine Serieschaltung von Kondensatoren (3.1, 3.2, ...) auf, welche einen kapazitiven Spannungsteiler für eine erste Spannung des Gleichspannungswandlers bilden. Der Gleichspannungswandler weist eine Balancierschaltung mit mehreren Balanciermodulen (6.1, 6.2, ...) auf, wobei die Balanciermodule (6.1, 6.2, ...) jeweils zum Transfer von Energie zwischen mindestens zwei der Kondensatoren (3.1, 3.2, ...) angeordnet sind.



Beschreibung

[0001] Der Erfindung bezieht sich auf einen Gleichspannungswandler gemäss dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

[0002] In elektrotechnischen Systemen befinden sich neben den Leistungskomponenten weitere Komponenten, die z.B. für die Regelung oder Steuerung des Systems benötigt werden. Diese Komponenten besitzen häufig Betriebsspannungen, die unter der Nennspannung des Leistungskreises liegen. Die Erzeugung dieser Hilfsspannungen soll aus der Nennspannung des Systems mit hoher Effizienz erfolgen.

[0003] Für die Erzeugung von Hilfsspannungen für kleine Leistungen aus hohen Eingangsspannungen werden üblicherweise mehrere Stufen von Schaltkonvertern hintereinandergeschaltet, die schrittweise auf eine kleinere Spannung tiefsetzen, um kleine Tastgrade der einzelnen Stufen zu vermeiden. Durch die hohe Spannungsbelastung der ersten Stufe(n) müssen hierfür IGBTs als Schaltelemente verwendet werden, die jedoch auf niedrige Schaltfrequenzen begrenzt sind. Für Anwendungen in Systemen mit limitiertem Platzangebot wäre es von Vorteil, MOSFETs mit hohen Schaltfrequenzen zu verwenden, um die Grösse der passiven Komponenten zu verringern. Zusätzlich wäre es von Vorteil, die Erzeugung der Hilfsspannung direkt in einem Schritt vorzunehmen.

[0004] Eine derartige Vorrichtung ist ein Input Series Output Parallel (ISOP) Konverter, wie beispielsweise bekannt aus: Giri, R.; Choudhary, V.; Ayyanar, R.; Mohan, N.; «Common-duty-ratio control of input-series connected modular DC-DC-Converters with active input voltage and load-current sharing», IEEE Transactions on Industry Applications, vol.42, no.4, pp. 1101–1111, July–Aug. 2006.

[0005] Dabei wird die Spannungsbelastung eingangsseitig auf mehrere in Serie geschaltete Stufen verteilt, an denen jeweils ein DC-DC-Konverter mit potentialgetrenntem Ausgang arbeitet, wobei die Ausgänge der DC-DC-Konverter parallel geschaltet sind (Fig. 1). Die DC-DC-Konverter müssen hierfür galvanisch getrennt ausgeführt werden. Es sind Regelungsverfahren bekannt, die eine gleichmässige Leistungsaufnahme jeder Eingangsstufe gewährleisten und damit eine gleichmässige Aufteilung der Eingangsspannung auf die in Serie liegenden Konvertereingänge sicherstellen. Ein Nachteil dieser Topologie liegt darin, dass die für die galvanische Trennung benötigten Transformatoren über eine Spannungsfestigkeit bis maximal der vollen Eingangsspannung verfügen müssen.

[0006] Eine weitere mögliche Vorrichtung ist das Multilevel-Konverterkonzept, wie z.B. aus Torresan, H.D.; Holmes, D.G.; Shraga, I.; «Auxiliary power supplies for high voltage converter Systems», 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 1, pp. 645–651, June 20–25, 2004, und

Peng, F.Z.; Wei, Q.; Cao, D.; «Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications», International Power Electronics Conference (IPEC), vol., pp. 492–501, June 21–24, 2010

bekannt. Der Vorteil dieser Konverter liegt darin, dass sie in ihrer Grundstruktur keine magnetischen Komponenten aufweisen und sich durch eine hohe Leistungsdichte auszeichnen. Als mögliche Ausführungsarten sind unter anderem die Diode-Clamped-Topologie (Fig. 2) und die Flying-Capacitor-Topologie (Fig. 3) bekannt. Der Nachteil der Diode-Clamped-Ausführung liegt in der unterschiedlich hohen Spannungsbelastung der Dioden. Es müssen daher abhängig von der jeweiligen Spannungsbelastung mehrere Dioden in Serie geschaltet werden, was jedoch zu höheren Leitverlusten führt. Zudem ist es nur bei der Flying-Capacitor-Ausführung möglich, durch redundante Schaltzustände eine gleichmässige Belastung der einzelnen Kondensatoren zu gewährleisten. Bei der Diode-Clamped-Variante wird eine zusätzliche Balancierschaltung benötigt, die eine gleichmässige Aufteilung der Eingangsspannung auf die in die Reihe liegenden Kondensatoren sicherstellt. Bei der Flying-Capacitor-Ausführung werden für n Stufen $(n+1) \cdot n/2$ Kondensatoren benötigt, damit jeder Kondensator derselben Spannungsbelastung ausgesetzt ist. Jedoch muss die Kapazität der einzelnen Kondensatoren um den Faktor der Anzahl in Reihe geschalteter Kondensatoren erhöht werden. Statt der Schalter 99 können auch Dioden verwendet werden.

[0007] Eine weitere Möglichkeit zur Ausführung eines DC-DC-Gleichspannungswandlers mit grossem Übersetzungsverhältnis ist der Einsatz von so genannten Switched-Capacitor-Schaltungen (Fig. 4 und 5) wie bekannt aus: Seeman, M.D.; Sanders, S.R.; «Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC-Converters», IEEE Transactions on Power Electronics, vol.23, no.2, pp. 841–851, March 2008.

[0008] Diese Topologie basiert auf einem kapazitiven Spannungsteiler, bei dem die Ausgangsspannung von einem oder mehreren Kondensatoren abgegriffen wird. Um trotzdem eine gleichmässige Aufteilung der Gesamtspannung auf die n in Reihe liegenden Kondensatoren zu gewährleisten, werden $(n-1)$ Klemmkondensatoren jeweils abwechslungsweise zwischen zwei benachbarten Kondensatoren hin- und hergeschaltet. Diese Verschaltungsart ist beispielsweise von Batteriesystemen als Zellen-Ladungszustands-Ausgleichsschaltung (Balancierschaltung) bekannt, bei der die Spannung von in Serie geschalteten Batteriezellen nivelliert wird. Die Switched-Capacitor-Schaltung kann auch resonant ausgeführt werden, indem zu jedem Klemmkondensator eine Induktivität in Serie geschaltet wird und die Schaltfrequenz an die Resonanzfrequenz angeglichen wird. Der Nachteil der Switched-Capacitor-Balancierschaltung liegt in der zwingend synchronen Ansteuerung der Leistungsschalter.

[0009] Aufgabe der Erfindung ist, einen verbesserten Gleichspannungswandler bereitzustellen.

[0010] Diese Aufgabe wird gelöst durch den Gleichspannungswandler gemäss Patentanspruch 1.

[0011] Der Gleichspannungswandler dient also zur Wandlung zwischen einer ersten Spannung und mindestens einer zweiten Spannung, welche kleiner als die erste Spannung ist. Dabei weist der Gleichspannungswandler mindestens eine Serieschaltung von Kondensatoren auf, welche einen kapazitiven Spannungsteiler für die erste Spannung des Gleichspannungswandlers bilden. Ferner weist der Gleichspannungswandler eine Balancierschaltung mit mehreren Balanciermodulen auf, wobei die Balanciermodule jeweils zum Transfer von Energie zwischen mindestens zwei der Kondensatoren angeordnet sind. Typischerweise ist an mindestens einen der Kondensatoren ein Verbraucher angeschlossen, welcher dem Kondensator Energie entnimmt, oder eine Energiequelle, welche Energie einspeist.

[0012] Energie, die am Kondensator entnommen oder eingespeist wird, führt zu einem Ungleichgewicht in der Spannungsverteilung über die Kondensatoren. Mit den Balanciermodulen ist es möglich, einen Energieausgleich und damit auch einen Spannungsausgleich zwischen den Kondensatoren zu erreichen. Eine lokale Regelung und ein lokaler Ausgleich der Kondensatorspannungen führt, über den ganzen Gleichspannungswandler betrachtet, zu einem Umladen der Energie von jeweils einem Kondensator zu einem weiteren, und insgesamt zu einem Verschieben der Energie von der Seite der ersten Spannung, die eine Hochspannungsseite sein kann, zu dem Verbraucher auf der Seite der zweiten Spannung respektive von einer Energiequelle auf der Seite der zweiten Spannung hin zur Seite der ersten Spannung.

[0013] In einer Ausführungsform weist ein Balanciermodul jeweils Ausgleichselemente auf, und ist jedes der Ausgleichselemente jeweils parallel zu wahlweise einem von mindestens zwei der Kondensatoren schaltbar, insbesondere mittels leistungselektronischen Schaltern. Dabei weisen, gemäss einer Ausführungsform, die Ausgleichselemente jeweils einen Energiespeicher auf, insbesondere induktive Energiespeicher, wobei auch kapazitive und/oder batteriebasierte Energiespeicher einsetzbar sind. Die Ausgleichselemente dienen somit zum Zwischenspeichern von Energie, die von einem Kondensator an einen anderen umzuladen ist.

[0014] In einer Ausführungsform ist ein Ausgleichselement (z.B. mittels der erwähnten Schalter) jeweils wahlweise an einen von zwei Kondensatoren eines Kondensatorpaares anschliessbar, wobei die beiden Kondensatoren eines Kondensatorpaares solche sind, welche in der Serieschaltung von Kondensatoren aufeinanderfolgen. Damit kann die Spannungsbelastung der Ausgleichselemente und damit die Anforderung an Isolation in den Ausgleichselementen niedrig gehalten werden.

[0015] In einer Ausführungsform ist jeweils an einem gemeinsamen Anschlusspunkt, an welchem ein oberer Anschluss eines unteren Kondensators und ein unterer Anschluss eines oberen Kondensators der Serieschaltung miteinander verbunden sind, ein erster Anschluss eines Ausgleichselements angeschlossen, und ist ein zweiter Anschluss des Ausgleichselements wahlweise an einen oberen Anschluss des oberen Kondensators und an einen unteren Anschluss des unteren Kondensators schaltbar.

[0016] Damit ist eine Balancierschaltung im Sinne eines Schaltkondensator-Wandlers (engl. «switched capacitor») realisierbar. Es können aber auch andere Arten modularer aktiver Balancierschaltungen als DC-DC-Konverter verwendet werden:

In einer Ausführungsform weist ein Balanciermodul einen Wandler als Inverswandler (d.h. ohne galvanische Trennung, engl. «buck-boost Converter») oder als Hoch-Tiefsetzsteller (d.h. mit galvanischer Trennung, Sperrwandler, engl. «flyback Converter») auf, welcher zwischen zwei der Kondensatoren geschaltet ist. Dieser Wandler bewirkt somit den Energietransfer zwischen diesen beiden Kondensatoren.

[0017] Ein Vorteil mit einer solchen wandlerbasierten Topologie gegenüber einer Schaltkondensator-Variante liegt in der einfacheren Ansteuerung, da keine Synchronität der Umschaltungen der Transistoren der Module erforderlich ist.

[0018] Eine Ansteuer-Versorgung der Leistungstransistoren jedes Balanciermoduls kann lokal über entsprechende Steuerung des Eingangsstromes des Moduls erzeugt werden. Diese Art der Versorgung kann auch bei anderen Schaltungen angewendet werden, sobald rippelbehaftete (welligkeitsbehaftete) Ströme vorliegen.

[0019] In einer Ausführungsform weisen die Ausgleichselemente jeweils eine Resonanzkapazität und in Serie dazu eine Induktivität auf. Dabei können die Ausgleichselemente induktiv miteinander gekoppelt sein, wodurch eine Leistungsübertragung zwischen Ausgleichselementen realisierbar ist.

[0020] Mittels der gekoppelten Induktivitäten sind also jeweils zwei Balanciermodule mittels eines Trafos gekoppelt und wird durch resonanten Betrieb eine Minimierung der Schaltverluste erreicht. Im Vergleich zur beschriebenen Buck-Boost-Topologie werden weniger, im besten Fall halb so viele, induktive Komponenten benötigt. Ferner resultiert ein höherer Wirkungsgrad.

[0021] In einer Ausführungsform weist der Gleichspannungswandler mindestens eine Versorgungseinheit zur Spannungsversorgung von mindestens einem der Balanciermodule auf, wobei die Versorgungseinheit in Serie zur Serieschaltung der Kondensatoren geschaltet ist. Eine oder mehrere solcher Versorgungseinheiten können auch ohne Balancierschaltung oder völlig unabhängig von einer Balancierschaltung implementiert werden.

[0022] Die Versorgungseinheit kann einen in Serie zu den Kondensatoren geschalteten Speiseschalter und eine parallel zum Speiseschalter geschaltete Speicherschaltung mit einem Energiespeicher und Speisediode aufweisen, beispielsweise eine Kapazität zur Glättung einer so erzeugten Versorgungsspannung.

[0023] In einer Ausführungsform weist der Gleichspannungswandler eine Steuerung auf, welche dazu ausgebildet ist, Zeitanteile, während welchen die Ausgleichselemente parallel zu den verschiedenen Kondensatoren geschaltet sind, zu variieren, und dadurch einen Energietransfer zwischen den Kondensatoren zu steuern und dadurch wiederum die Spannungen der Kondensatoren zu regeln.

[0024] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

- Fig. 1 Eine Ausführung bekannter Art eines Gleichspannungswandlers für hohe Eingangsspannung und niedrige Ausgangsspannung (Input-Series Output-Parallel [ISOP] Konverterkonzept).
- Fig. 2 Eine Ausführung bekannter Art eines Gleichspannungswandlers für hohe Eingangsspannung und niedrige Ausgangsspannung in Form eines Multilevel-Konverters in «Diode-Clamped»-Ausführung.
- Fig. 3 Eine Ausführung bekannter Art eines Gleichspannungswandlers für hohe Eingangsspannung und niedriger Ausgangsspannung in Form eines Multilevel-Konverters in «Capacitor-Clamped»-Ausführung.
- Fig. 4 Eine Ausführung bekannter Art eines Gleichspannungswandlers für hohe Eingangsspannung und niedrige Ausgangsspannung in Form einer Switched-Capacitor-Schaltung.
- Fig. 5 Eine Ausführung bekannter Art eines Gleichspannungswandlers für hohe Eingangsspannung und niedrige Ausgangsspannung in Form einer Resonant-Switched-Capacitor-Schaltung.
- Fig. 6 Einen Gleichspannungswandler, bestehend aus Balancierungsgrundelementen (Buck-Boost-Modulen), die jeweils zwei benachbarte Kondensatoren spannungsmässig ausbalancieren, d.h. auf gleicher Spannung halten.
- Fig. 7 Charakteristische Signalverläufe eines Balancierungsgrundelements.
- Fig. 8 Eine Vorrichtung zur Erzeugung einer Versorgungsspannung aus einem rippelbehafteten Strom.
- Fig. 8a, b Ausführungsformen des Gleichspannungswandlers mit drei Balancierungsgrundelementen mit neuartigen Vorrichtungen zur Erzeugung der Versorgungsspannungen.
- Fig. 9 Charakteristische Signalverläufe der in Fig. 8 gezeigten Vorrichtung.
- Fig. 10a, b Gleichspannungswandler mit reduzierter Anzahl magnetischer Komponenten.
- Fig. 11 Weitere Ausführungsart des Gleichspannungswandlers mit reduzierter Anzahl magnetischer Komponenten.
- Fig. 12a, b Gleichspannungswandler mit reduzierter Anzahl magnetischer Komponenten und Potentialtrennung.

[0025] Die in den Zeichnungen verwendeten Bezugszeichen und deren Bedeutung sind in der Bezugszeichenliste angegeben. Grundsätzlich sind in den Figuren gleiche Teile mit gleichen Bezugszeichen versehen.

[0026] Ein Aspekt der Ausführung der Erfindung ist es, eine Balancierschaltung, wie aus dem Batteriemangement bekannt, für einen Gleichspannungswandler mit hohem Übersetzungsverhältnis zu verwenden. (Eine Balancierschaltung sieht keinen «Ausgang» für den Anschluss eines Verbrauchers vor, sondern gleicht nur zufolge unterschiedlicher Kapazitäten der Batteriezellen auftretende Spannungsunsymmetrien aus). Der Gleichspannungswandler ist so konzipiert, dass eine erste Spannung kapazitiv aufgeteilt oder vervielfacht wird und von einem oder mehreren Kondensatoren des kapazitiven Spannungsteilers Leistung für die Speisung von Verbrauchern abgegriffen wird. Durch den Einsatz einer Balancierschaltung an den Spannungsteilerkondensatoren kann dann ungeachtet des stellenweisen Leistungsabgriffs eine gleichmässige Spannungsaufteilung gewährleistet, d.h. eine gleiche Spannung über allen Kondensatoren, sichergestellt werden. Die erfindungsgemässe Vorrichtung kann auch in umgekehrter Leistungsflussrichtung betrieben werden, wobei dann aus einer oder mehreren kleinen Eingangsspannungen als zweiten Spannungen eine grosse Ausgangsspannung als erste Spannung erzeugt wird.

[0027] Fig. 6 zeigt den Aufbau eines Gleichspannungswandlers, bestehend aus einer Quelle 1, einem kapazitiven Spannungsteiler 3 mit Balancierschaltung und einer Last 2. Der kapazitive Spannungsteiler mit Balancierschaltung weist in Reihe geschaltete Kondensatoren 3.1 bis 3.n auf, zwischen denen jeweils ein induktives Element 4.1 bis 4.k angeschlossen ist, welches dann mittels zweier Schalter 5.1a bis 5.1b an die Enden von zwei jeweils benachbarten Kondensatoren angeschlossen wird. Die Balancierschaltung weist eines oder mehreren Balanciergrundelemente bzw. Balanciermodule 6.1 bis 6.k auf. Ein jeweils drei Komponenten (ein induktives Element 4.1 und zwei Schalter 5.1a und 5.1b) aufweisendes Balanciermodul 6.1 wiederholt sich bei einem kapazitiven Spannungsteiler mit n Kapazitäten mindestens $k = (n-1)$ mal. Ein Gleichspannungswandler mit n Kapazitäten weist damit k induktive Elemente und k^2 Schalter auf.

[0028] Der Anschluss einer Last 2 kann an einem oder mehreren Kondensatoren 3.1 bis 3.n dieses Spannungsteilers 3 erfolgen. Das Ansteuersignal eines beliebigen Balanciermoduls (z.B. 6.1) für die Schalter 5.1a und 5.1b ist vorteilhaft ein symmetrisches Rechtecksignal, das die beiden Schalter 5.1a und 5.1b um eine halbe Taktperiode versetzt zueinander ansteuert, wobei jeweils eine Totzeit zwischen dem Abschalten eines Transistors und dem Einschalten des nächstfolgenden Transistors eingehalten wird, um ein gleichzeitiges Leiten beider Transistoren, das zu einem Kurzschluss von zwei Spannungsteilerkondensatoren führen würde, sicher zu vermeiden. Die Ansteuersignale der verschiedenen Balanciermodule 6.1 bis 6.k können vorteilhaft voneinander unabhängig erzeugt werden, wobei die Schaltfrequenz entweder konstant gehalten oder je nach Betriebspunkt abhängig von dem an die Last 2 fließenden Strom und der Spannung an den Spannungsteilerkondensatoren 3.1 bis 3.n variiert werden kann; die Schaltfrequenz der Balanciermodule kann grundsätzlich frei gewählt werden, d.h. es ist nicht auf eine gleiche Schaltfrequenz oder synchrone Taktung der einzelnen Balanciermodule zu achten. Eine Betriebsart der Balanciermodule mit variabler Schaltfrequenz ermöglicht spannungsloses Schalten der Schalter und damit einen verlustminimalen Betrieb über den gesamten Bereich der ersten Spannung bzw. Spannungsbereich der Spannungsteilerkondensatoren 3.1 bis 3.n und den gesamten Bereich des Laststroms durch Last 2. Das spannungslose Schalten kann dann erfolgen, wenn sich die Stromrichtung in den induktiven Elementen in jeder Taktperiode umkehrt. Es steht dann ein vorzeichenrichtiger Strom für die resonante Umladung der parasitären Kapazitäten der Schaltelemente, welche als parallel zu den Schaltelementen 5.1a bis 5.1a und 5.1b bis 5.1b liegend zu denken sind, zur Verfügung; die Periode des bei der Umladung auftretenden Umschwingvorgangs wird dabei durch die Induktivität und die Summe der Kapazitäten der beiden Schalter eines Balanciermoduls definiert.

[0029] Fig. 7 zeigt den charakteristischen Stromverlauf eines der Balanciermodule 6.1 bis 6.k exemplarisch am Beispiel des Balanciermoduls 6.1. Es werden dargestellt

- über einer ersten Zeitachse 7 der Stromverlauf 10 im induktiven Element 4.1 und der Strommittelwert 13.
- über einer zweiten Zeitachse 8 das Ansteuersignal 11 für Schalter 5.1a
- über einer dritten Zeitachse 9 das Ansteuersignal 12 für Schalter 5.1b. Zwischen den Ansteuersignalen 11 und 12 liegt eine Totzeit 14. Während dieser Totzeit wird keiner der beiden Schalter 5.1a und 5.1b angesteuert und die parasitären Kapazitäten der Schaltelemente werden umgeladen. Sobald der Gleichspannungswandler durch eine Last 2 belastet wird, zeigt der Stromverlauf 10 einen Mittelwert 13 bezogen auf die Taktperiode.

[0030] Die Spannungsversorgung der für die Ansteuerung eines Balanciermoduls benötigten Elektronik kann entweder galvanisch getrennt von einer externen Quelle erfolgen, oder kann direkt in einem Balanciergrundelement durch eine zusätzliche Schaltung erfolgen. Letztere Variante ist vorteilhaft für einen modularen Aufbau des Gesamtsystems, da keine externen Quellen benötigt werden. Zusätzlich besteht auch bei den Ansteuersignalen der einzelnen Schaltelemente die Möglichkeit, diese zentral in einer Elektronik zu erzeugen und mittels galvanischer Trennung synchron die Schaltelemente anzusteuern.

[0031] Fig. 8 zeigt eine interne Versorgungseinheit 19, wie sie in dem Gleichspannungswandler von Fig. 6 eingesetzt, aber auch in anderen Strukturen verwendet werden kann. In Fig. 8 wird zum einfacheren Verständnis ein Gleichspannungswandler der Art von Fig. 6 mit nur zwei Spannungsteilerkondensatoren oder Kondensatoren, also einem oberen Kondensator 3.1 und einem untern Kondensator 3.2, und einem Balanciermodul mit einem ersten Schaltelement 5.1a und einem zweiten Schaltelement 5.1b und einem induktiven Element 4.1 gezeigt. Das Funktionsprinzip basiert darauf, dass ein Kondensator, beispielsweise der untere Kondensator 3.2, der parallel zur Last 2 mit konstantem Laststrom angeordnet ist, den Rippelanteil eines rippelbehafteten Stromes, wie er typisch von Schaltnetzteilen mit induktiven Komponenten erzeugt wird, aufnimmt. Die Versorgungseinheit 19 weist einen Schalter oder Speiseschalter 17 auf, der in Serie zu den Spannungsteilerkondensatoren 3.1 und 3.2 angeordnet ist. Zudem sind eine Speisediode 15 und ein Kondensator als Energiespeicher 16 in Serie geschaltet und parallel an den Speiseschalter 17 angeschlossen, in solcher Art, dass die Speisediode 15 in Sperrrichtung gepolt wird, wenn der Speiseschalter 17 eingeschaltet wird. Die am Energiespeicher 16 anliegende Spannung kann als Versorgungsspannung, z.B. einer Regelungselektronik, verwendet werden. Zwischen der Quelle 1 und dem oberen Kondensator 3.1 wird eine Quellediode 18 benötigt, da beim Ausschalten des Speiseschalters 17 die Spannung des Energiespeichers 16 zu der Spannung der beiden Kondensatoren 3.1, 3.2 addiert wird und dann ohne Quellediode 18 ein Rückstrom in die Quelle 1 fließen würde.

[0032] Zusätzlich wird ein Regler zur Regelung der Spannung an Energiespeicher 16 benötigt, der vorteilhaft als Hystereregler ausgeführt wird und über entsprechende Steuerung des Speiseschalters 17 die Versorgungsspannung regelt. Fig. 9 zeigt exemplarisch über horizontalen Zeitachsen charakteristische Signalverläufe einer Versorgungseinheit und die Funktionsweise der Spannungsregelung des Energiespeichers 16, d.h.

- über einer ersten Zeitachse 20 den Stromverlauf 24 des induktiven Elements 4.1 und den konstanten Laststrom 25 durch die Last 2;
- über einer zweiten Zeitachse 21 den Spannungswert 27 des Energiespeichers 16 und die obere 26a und untere 26b Hysteresegegnisse;
- über einer dritten Zeitachse 22 den Stromverlauf 28 durch die Speisediode 15 und den Energiespeicher 16;
- über eine vierte Zeitachse 23 das Ansteuersignal 29 für den Speiseschalter 17.

[0033] Zum einfacheren Verständnis wird der Stromverlauf 24 ohne resonante Umschwingvorgänge gezeigt, d.h. es wird keine Totzeit zwischen den Ansteuersignalen für Schalter 5.1a und 5.1b verwendet. Zudem wird der Laststrom 25 durch

Last 2 als ideal konstant gezeigt und es wird angenommen, dass der Energiespeicher 16 z.B. durch eine Regelelektronik belastet wird (diese Belastung ist nicht gezeigt).

[0034] Der Regler funktioniert in solcher Art, dass der Speiseschalter 17 ausgeschaltet wird, wenn die Versorgungsspannung 27 am Energiespeicher 16 eine untere Hysteresegrenze 26b unterschreitet und eingeschaltet wird, sobald die obere Hysteresegrenze 26a überschritten wird. Die Spannung 27 am Energiespeicher 16 steigt, sobald Speiseschalter 17 ausgeschaltet und das erste Schaltelement 5.1b gleichzeitig eingeschaltet ist und der Strom 24 durch das induktive Element 4.1 grösser als der Laststrom 25 ist und damit Strom in den Energiespeicher 16 fliesst. Es kann so für jedes Balanciermodul einfach und unabhängig von anderen Balanciermodulen eine Versorgungsspannung einer lokalen Regelelektronik und der Ansteuerschaltungen sämtlicher Schalter des Balanciermoduls erzeugt werden.

[0035] Zum erweiterten Verständnis zeigt die Fig. 8a eine Ausführungsform des Gleichspannungswandlers von Fig. 6 mit beispielhaft drei Balanciermodulen, die jeweils über die in Fig. 8 gezeigte interne Versorgungseinheit verfügen, d.h. das gezeigte System weist mehrere interne Versorgungseinheiten 19.1 bis 19.3 auf. Fig. 8b zeigt eine alternative Ausführungsform der Schaltung aus Fig. 8a. Vorteilhaft kann hierbei die Quellendiode 18 weggelassen werden. Jedoch werden für den Hochlaufvorgang der Schaltung zusätzliche Aufstart-Einheiten 31.1 bis 31.3 benötigt, um sicherzustellen, dass die Energiespeicher 16.1 bis 16.3 auf eine Mindestspannung geladen werden, d.h. mit jeweils einer Aufstart-Einheit 31.i wird jeweils einer der Energiespeicher 16.i geladen. Für den weiteren Betrieb werden die Aufstart-Einheiten 31.1 bis 31.1 nicht mehr benötigt und kommen vorteilhaft erst wieder zum Einsatz, wenn ein Energiespeicher 16.i seine Mindestspannung unterschreitet. Ein innerer Aufbau einer Aufstart-Einheit 31.i kann in vielfältiger Weise gestaltet sein, entsprechend ihrer Funktion, eine Mindestspannung im zugeordneten Energiespeicher zu halten.

[0036] Eine Alternative zu der in Fig. 6 gezeigten neuen Art eines Gleichspannungswandlers ist in Fig. 10a dargestellt. Vorteilhaft wird hierbei eine niedrigere Anzahl induktiver Komponenten und Schaltelemente benötigt. Der Aufbau basiert wieder auf einem kapazitiven Spannungsteiler mit Spannungsteilerkondensatoren 3.1 bis 3.m, wobei im einfachsten Fall vier in Serie geschaltete Spannungsteilerkondensatoren 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 vorliegen; die nachstehende Beschreibung ist auf eine derartige einfachste Anordnung beschränkt. Zwischen den Kondensatoren 3.1 und 3.2 zweigt ein Resonanzkondensator 30.1a ab, dessen zweites Ende mit einer Induktivität 60.1a, welche mit einer Induktivität 60.1b, wie durch die Kopplung 65.1 dargestellt, magnetisch gekoppelt ist, verbunden ist. Das zweite Ende der Induktivität 60.1a wird mit der Serienverbindung zweier Schalter 50.1a und Schalter 50.1b verbunden, wobei der Schalter 50.1a von der oberen Klemme des ersten Spannungsteilerkondensators 3.1 abzweigt und Schalter 50.1b an den Verbindungspunkt des zweiten Spannungsteilerkondensators 3.2 mit dem dritten Spannungsteilerkondensator 3.3 angeschlossen ist.

[0037] Weiters zweigt zwischen den Kondensatoren 3.3 und 3.4 ein Resonanzkondensator 30.1b ab, dessen zweites Ende mit einer Induktivität 60.1b (welche, wie oben erwähnt, mit einer Induktivität 60.1b magnetisch gekoppelt ist) verbunden ist. Das zweite Ende der Induktivität 60.1b wird mit der Serienverbindung zweier Schalter 50.2a und Schalter 50.2b verbunden, wobei der Schalter 50.2a von der oberen Klemme des ersten Spannungsteilerkondensators 3.3 abzweigt und Schalter 50.2b an die untere Klemme des zweiten Spannungsteilerkondensators 3.4 angeschlossen ist.

[0038] Durch diese Verschaltung gekoppelter Spulen tritt über jeder Spule bzw. zwischen den die Spulen realisierenden und auf einem Magnetkern befindlichen Windungen nur ein durch die Stufenzahl des Spannungsteilers bestimmter Bruchteil der Gesamtspannung auf. Die Isolationsspannung kann somit vorteilhaft niedriger als für Systeme, bei denen direkt von der Gesamtspannung der Quelle 1 ausgehend, z.B. mittels eines Sperrwandlers (der als induktives Element ebenfalls zwei magnetisch gekoppelte Spulen aufweist) die an der Last 2 geforderte Spannung erzeugt wird, gewählt werden.

[0039] Erfindungsgemäss kann die vorgestellte Schaltung dadurch modifiziert werden, dass beliebige Spulen magnetisch gekoppelt werden. Beispielsweise ist eine magnetische Kopplung von jeweils vier (anstatt, wie oben beschrieben, von nur zwei) Spulen möglich, oder es können sämtliche Spulen magnetisch gekoppelt werden. In beiden Fällen wird vorteilhaft die Anzahl der erforderlichen Magnetkerne reduziert.

[0040] Bei Spannungsteilern mit m Kondensatoren (m gerade und grösser bzw. gleich 4) werden $p = (((m-4)/2)+1)$ gekoppelte Induktivitäten, ebenso viele Resonanzkondensatoren und m Schalter benötigt. Die Anzahl der Resonanzkondensatoren kann halbiert werden, indem nur in Serie mit einem Anschluss einer gekoppelten Induktivität ein Resonanzkondensator halber Kapazität gesetzt wird. Bei der in Fig. 10a gezeigten Topologie kann der Abgriff der Last nur an den Verbindungspunkten zwischen den Spannungsteilerkondensatoren erfolgen, an denen sich keine Serienverbindung eines Resonanzkondensators und einer gekoppelten Induktivität befindet. In Fig. 10b wird eine Variante gezeigt, bei der der Lastabgriff auch an den Verbindungspunkten der Spannungsteilerkondensatoren erfolgen kann, an denen sich gekoppelte Induktivitäten befinden. Dafür muss der Resonanzkondensator auf der anderen Seite der gekoppelten Induktivität den halben Kapazitätswert aufweisen.

[0041] Die Ansteuersignale der Schalter sind in solcher Art synchronisiert, dass zwei benachbarte Schalter jeweils ein um eine halbe Taktperiode versetztes Ansteuersignal erhalten. Das Ansteuersignal ist ein symmetrisches Rechtecksignal mit 50% Tastgrad, wobei die daraus abgeleitete Ansteuerung der Schalter vorteilhaft die oben beschriebene Totzeit aufweist.

[0042] Bei einer praktischen Realisierung der Erfindung ist zu beachten, dass die gekoppelten Induktivitäten in der Praxis nicht über eine ideale Kopplung verfügen. Durch diese nicht ideale Kopplung (Kopplungsfaktor kleiner 1) wird durch den Strom, der durch die gekoppelten Induktivitäten fliesst, neben dem Hauptfeld auch ein Streufeld erzeugt. Zum anschauli-

cheren Verständnis kann eine Induktivität, im Folgenden Streuinduktivität genannt, als in Serie mit der gekoppelten Induktivität verbunden, gedacht werden, welche für die Erzeugung des Streufelds verantwortlich ist, also z.B. zwischen 30.1a und 60.1a. Bei einem erfindungsgemässen Betrieb der Schaltung bilden die Streuinduktivitäten zweier gekoppelter Induktivitäten zusammen mit den sich jeweils in Serie befindlichen Resonanzkondensatoren einen Resonanzkreis mit einer bestimmten Resonanzfrequenz. Für einen vorteilhaften Betrieb der Schaltung gemäss Erfindung ist die Schaltfrequenz der Schalter 50.ka bzw. 50.kb so zu wählen, dass sie der Resonanzfrequenz entspricht. Erfindungsgemäss kann die Schaltung auch so modifiziert werden, dass anstelle von diskreten Resonanzkondensatoren die parasitären Kapazitäten der Schaltelemente, die sich parallel zu diesen befinden, genutzt werden können.

[0043] Der Hochlaufvorgang der Schaltung gemäss Erfindung kann so erfolgen, dass die Spannung der Quelle 1 graduell auf Nennspannung erhöht wird. Während dieses Vorgangs kann die Last 2, welche z.B. ein DC-DC-Konverter sein kann, ausgeschaltet bleiben und die Spannung der Quelle 1 teilt sich gemäss eines kapazitiven Spannungsteilers auf die Kondensatoren 3.1 bis 3.m auf. Nach Erreichen einer Mindestspannung können die Schalter der Balanciermodule erfindungsgemäss getaktet werden und die Last kann dazugeschaltet werden. Um zu verhindern, dass während des Hochlaufvorgangs Überspannungen an den Kondensatoren des Spannungsteilers 3 auftreten, können parallel zu den einzelnen Spannungsteilerkondensatoren sogenannte Suppressor Dioden (TVS) geschaltet werden, die der Spannungsbegrenzung dienen.

[0044] Alternativ kann die neue Art von Gleichspannungswandlern aus Fig. 6 und Fig. 10a/b auch so modifiziert werden, dass die Quelle 1 mit nur einem Teil der vorhandenen Spannungsteilerkondensatoren 3.i verbunden wird, wie in Fig. 11 gezeigt. Zudem kann der in Fig. 10a/b und Fig. 11 gezeigte Gleichspannungswandler über eine oder mehrere Potentialtrennungen verfügen, in der Art, dass die potentialgetrennten Bereiche des Gleichspannungswandlers nur über eine induktive respektive magnetische Kopplung 65.i miteinander verbunden sind, wie in Fig. 12a/b zu sehen.

Bezugszeichenliste

[0045]

- 1 Quelle
- 2 Last
- 3.i Spannungsteilerkondensatoren
- 4.i Induktives Element
- 5.ii Schaltelement
- 6.i Balancierungselement
- 7 Zeitachse
- 8 Zeitachse
- 9 Zeitachse
- 10 Stromverlauf
- 11 Schaltsignal
- 12 Schaltsignal
- 13 Strommittelwert
- 14 Totzeit
- 15 Diode, Speisediode
- 16 Kondensator, Energiespeicher
- 17 Schaltelement, Speiseschalter
- 18 Diode, Quellendiode
- 19 Versorgungseinheit
- 20 Zeitachse
- 21 Zeitachse

- 22 Zeitachse
- 23 Zeitachse
- 24 Stromverlauf
- 25 Strommittelwert
- 26a Obere Hysteresegrenze
- 26b Untere Hysteresegrenze
- 27 Spannungsverlauf
- 28 Stromverlauf
- 29 Schaltsignal
- 30.ii Resonanzkondensator
- 31.i Aufstart-Einheit
- 50.ii Schaltelement
- 60.ii Gekoppelte Induktivität
- 65.i Magnetische Kopplung

Patentansprüche

1. Gleichspannungswandler zur Wandlung zwischen einer ersten Spannung und mindestens einer zweiten Spannung, welche kleiner als die erste Spannung ist, wobei der Gleichspannungswandler mindestens eine Serieschaltung von Kondensatoren (3.1, 3.2, ...) aufweist, welche einen kapazitiven Spannungsteiler für eine erste Spannung des Gleichspannungswandlers bilden, und dadurch gekennzeichnet, dass der Gleichspannungswandler eine Balancierschaltung mit mehreren Balanciermodulen (6.1, 6.2, ...) aufweist, und die Balanciermodule (6.1, 6.2, ...) jeweils zum Transfer von Energie zwischen mindestens zwei der Kondensatoren (3.1, 3.2, ...) angeordnet sind.
2. Gleichspannungswandler gemäss Anspruch 1, wobei als Bestandteil des Gleichspannungswandlers an mindestens einen der Kondensatoren (3.1, 3.2, ...) ein Verbraucher (2) angeschlossen ist, welcher dem Kondensator (3.1, 3.2, ...) Energie entnimmt, oder eine Energiequelle, welche Energie in den Kondensator (3.1, 3.2, ...) speist.
3. Gleichspannungswandler gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei die mehreren Balanciermodule (6.1, 6.2, ...) jeweils Ausgleichselemente aufweisen und jedes der Ausgleichselemente jeweils parallel zu wahlweise einem von mindestens zwei der Kondensatoren (3.1, 3.2, ...) schaltbar ist.
4. Gleichspannungswandler gemäss Anspruch 3, wobei die Ausgleichselemente jeweils einen Energiespeicher aufweisen, insbesondere induktive Energiespeicher (4.1, 4.2, ..., 60.1a, 60.1b, ...).
5. Gleichspannungswandler gemäss Anspruch 3 oder 4, wobei ein Ausgleichselement jeweils wahlweise an einen von zwei Kondensatoren eines Kondensatorpaares (3.1, 3.2; 3.2, 3.3; 3.3, 3.4; ...) anschliessbar ist, wobei die beiden Kondensatoren eines Kondensatorpaares solche sind, welche in der Serieschaltung von Kondensatoren aufeinanderfolgen.
6. Gleichspannungswandler gemäss Anspruch 5, wobei jeweils an einem gemeinsamen Anschlusspunkt, an welchem ein oberer Anschluss eines unteren Kondensators (3.2) und ein unterer Anschluss eines oberen Kondensators (3.1) der Serieschaltung miteinander verbunden sind, ein erster Anschluss eines Ausgleichselements (4.1) angeschlossen ist, und ein zweiter Anschluss des Ausgleichselements (4.1) wahlweise an einen oberen Anschluss des oberen Kondensators (3.1) und an einen unteren Anschluss des unteren Kondensators (3.2) schaltbar ist, wobei der obere Kondensator und der untere Kondensator Kondensatoren aus der Menge der in Anspruch 1 genannten Kondensatoren sind.
7. Gleichspannungswandler gemäss einem der Ansprüche 3 bis 6, wobei die Ausgleichselemente jeweils eine Resonanzkapazität (30.1a, 30.1b, ...) und in Serie dazu eine Induktivität (60.1a, 60.1b, ...) aufweisen.
8. Gleichspannungswandler gemäss einem der Ansprüche 3 bis 7, wobei Ausgleichselemente (30.1a, 60.1a; 30.1b, 60.1b; ...) induktiv miteinander gekoppelt sind.
9. Gleichspannungswandler gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei die mehreren Balanciermodule jeweils einen Inverswandler oder einen Hoch-Tiefsetzsteller aufweisen, welcher zwischen zwei der Kondensatoren geschaltet ist.

CH 707 447 B1

10. Gleichspannungswandler gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, aufweisend mindestens eine Versorgungseinheit (19) zur Spannungsversorgung von mindestens einem der Balanciermodule (6.1, 6.2, ...), wobei die Versorgungseinheit in Serie zur Serieschaltung der Kondensatoren (3.1, 3.2, ...) geschaltet ist, und insbesondere die Versorgungseinheit einen in Serie zu den Kondensatoren (3.1, 3.2, ...) geschalteten Speiseschalter (17) und eine parallel zum Speiseschalter (17) geschaltete Speicherschaltung (15, 16) mit einem Energiespeicher (16) aufweist.

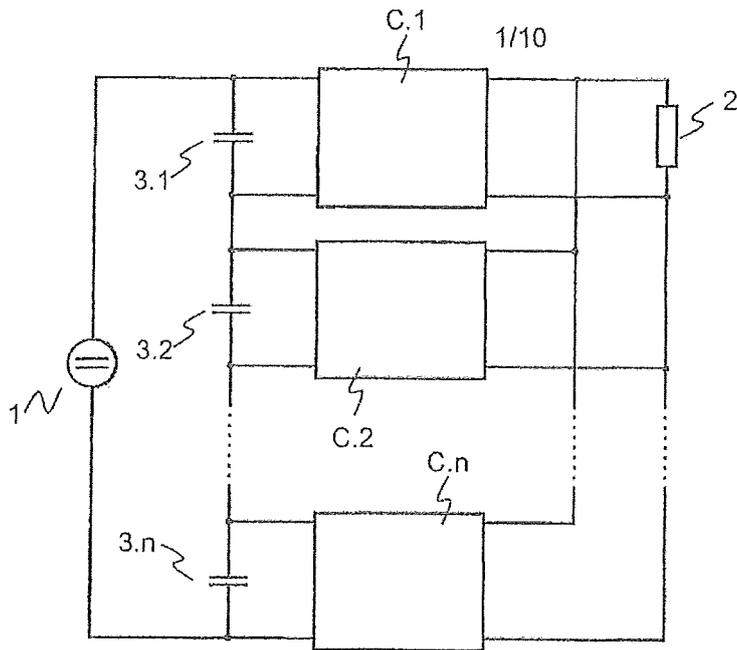


Fig. 1

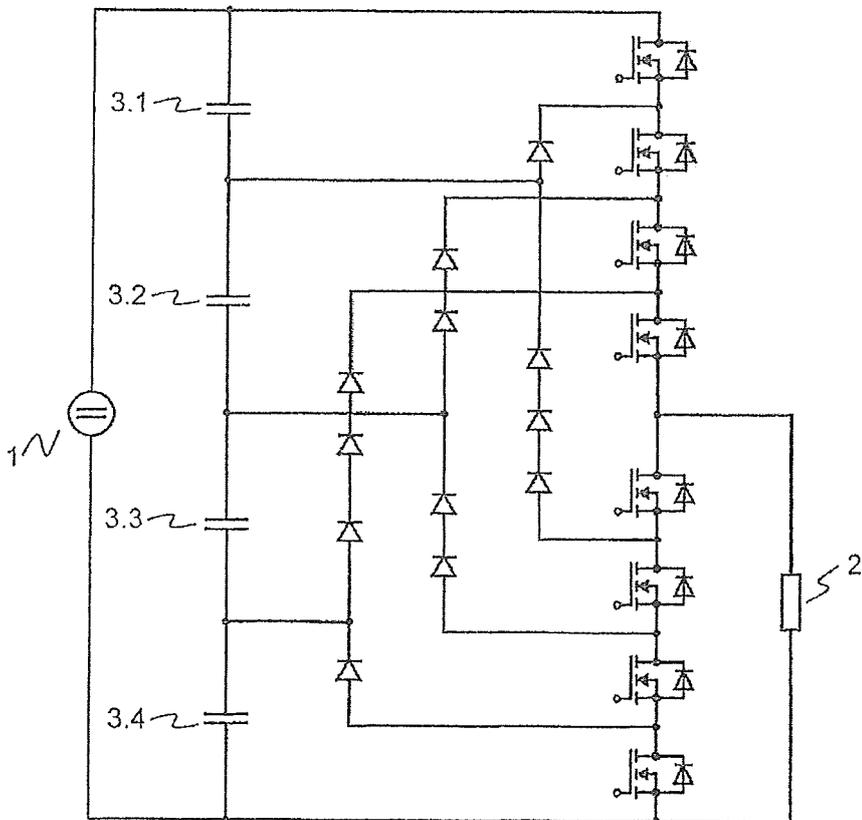


Fig. 2

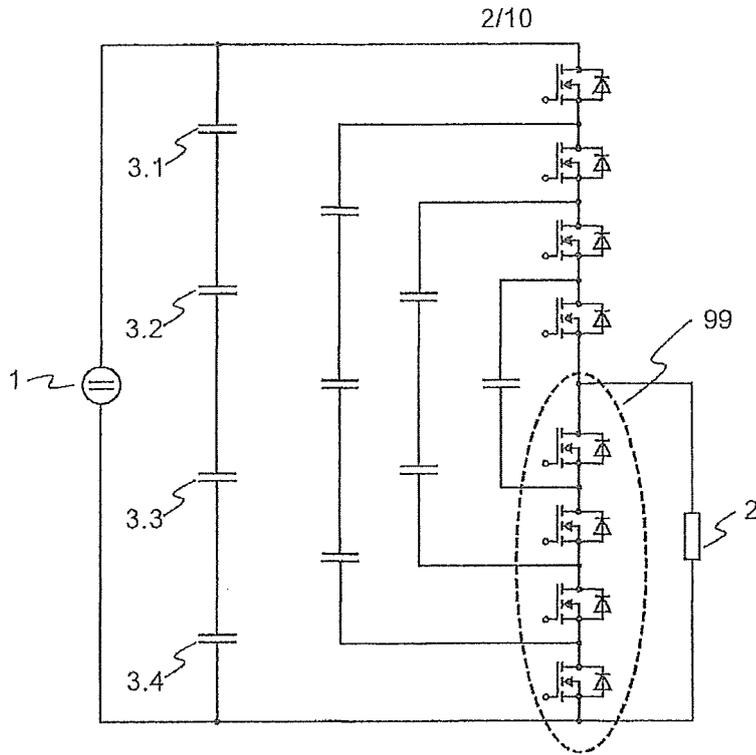


Fig. 3

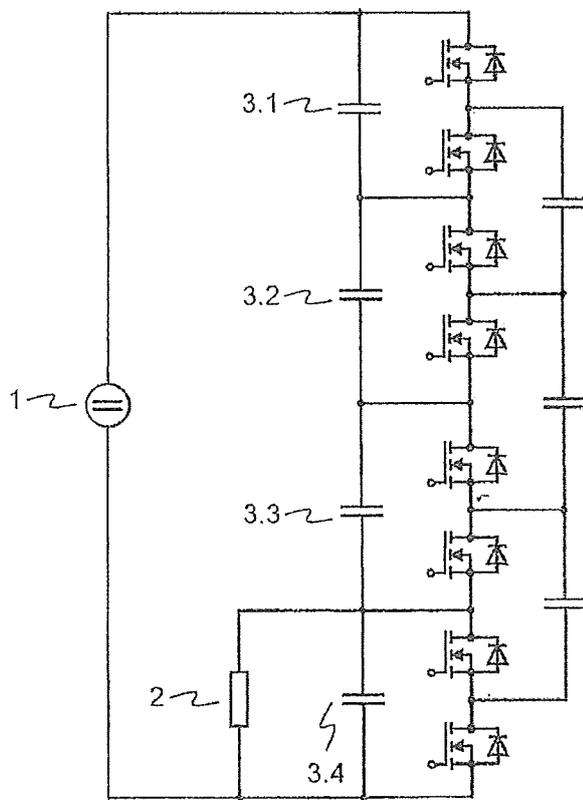


Fig. 4

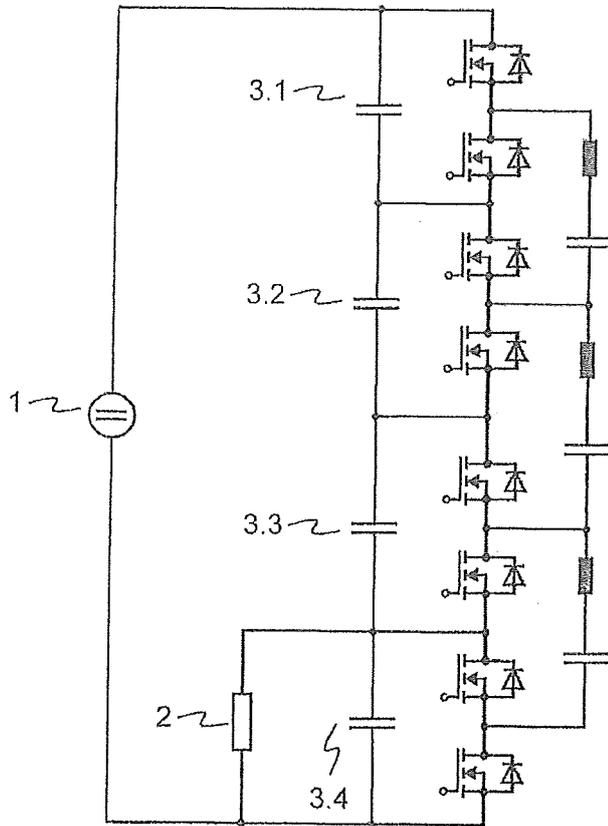


Fig. 5

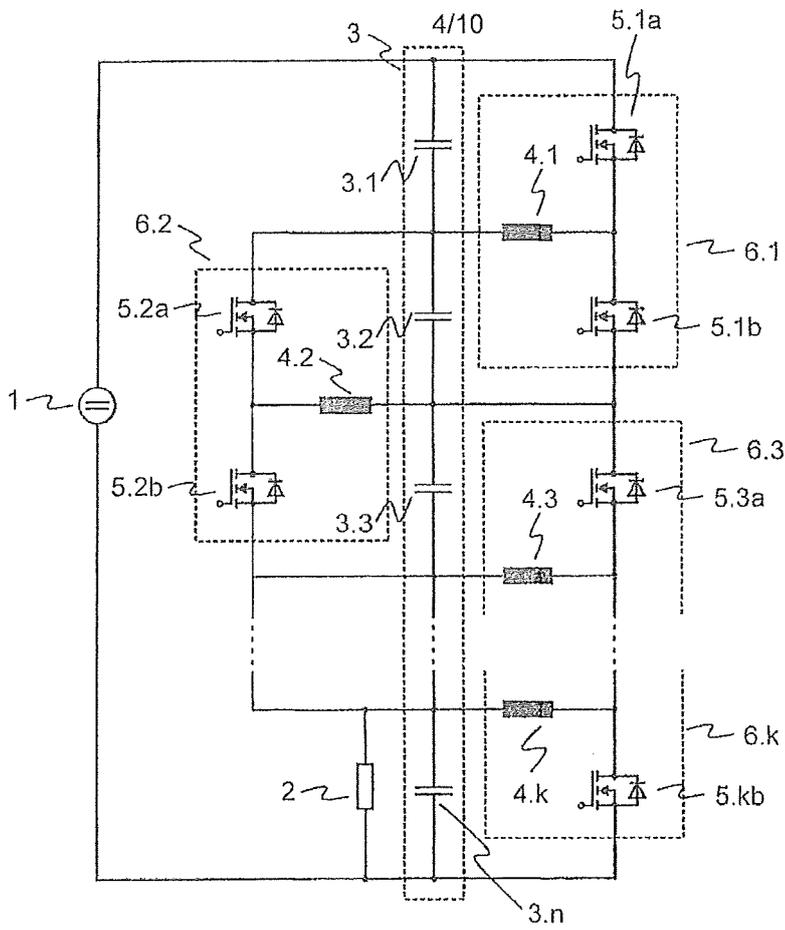


Fig. 6

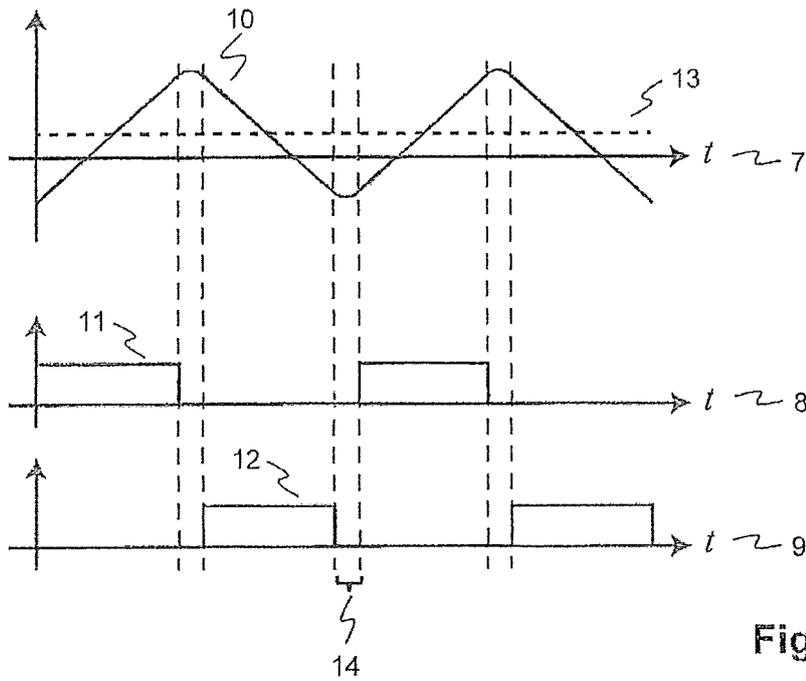


Fig. 7

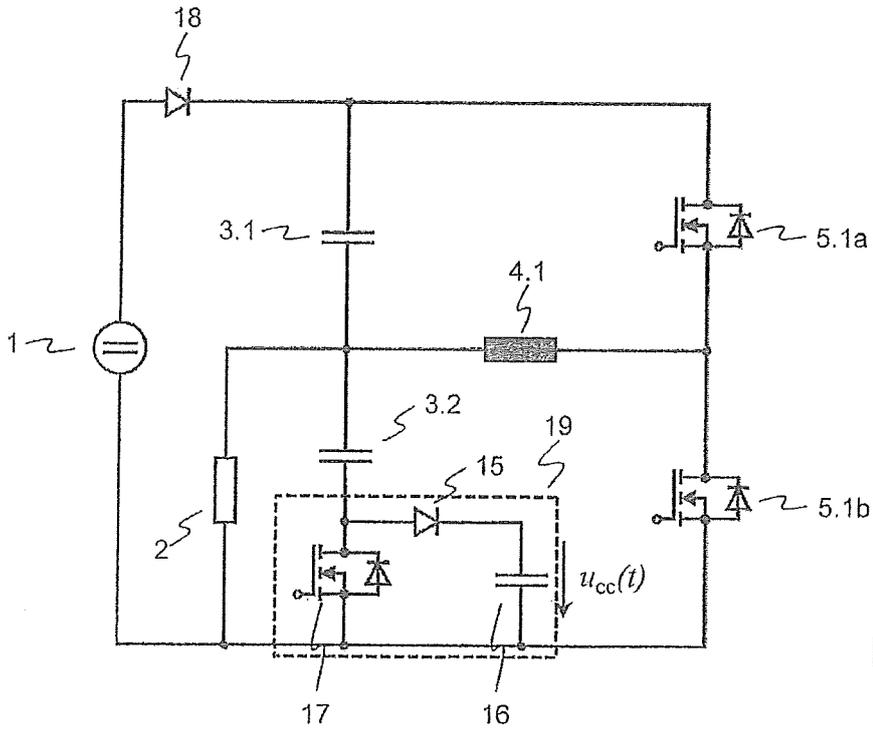


Fig. 8

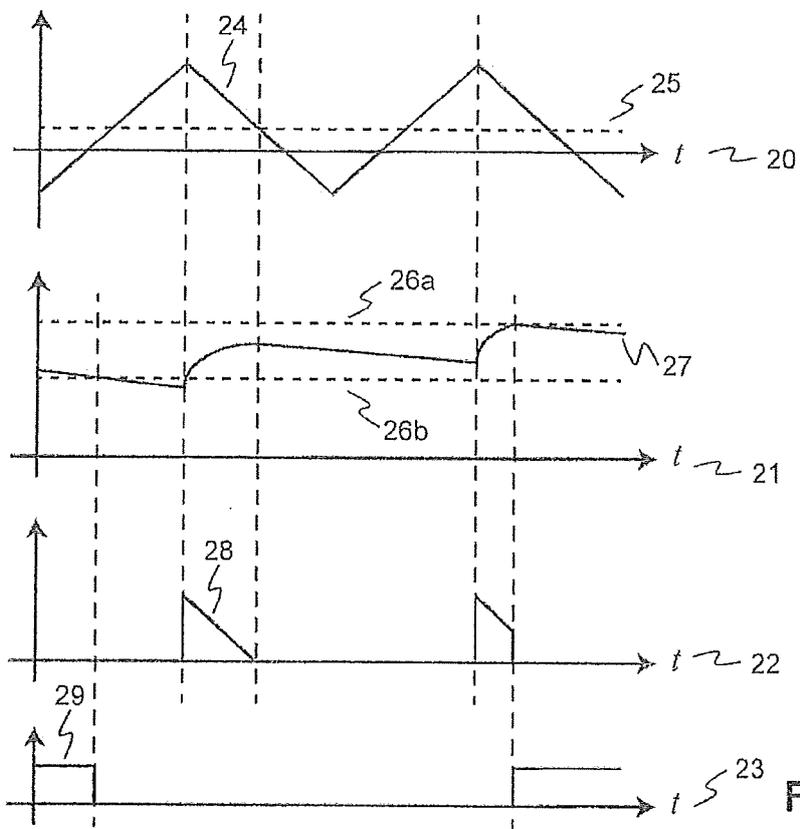


Fig. 9

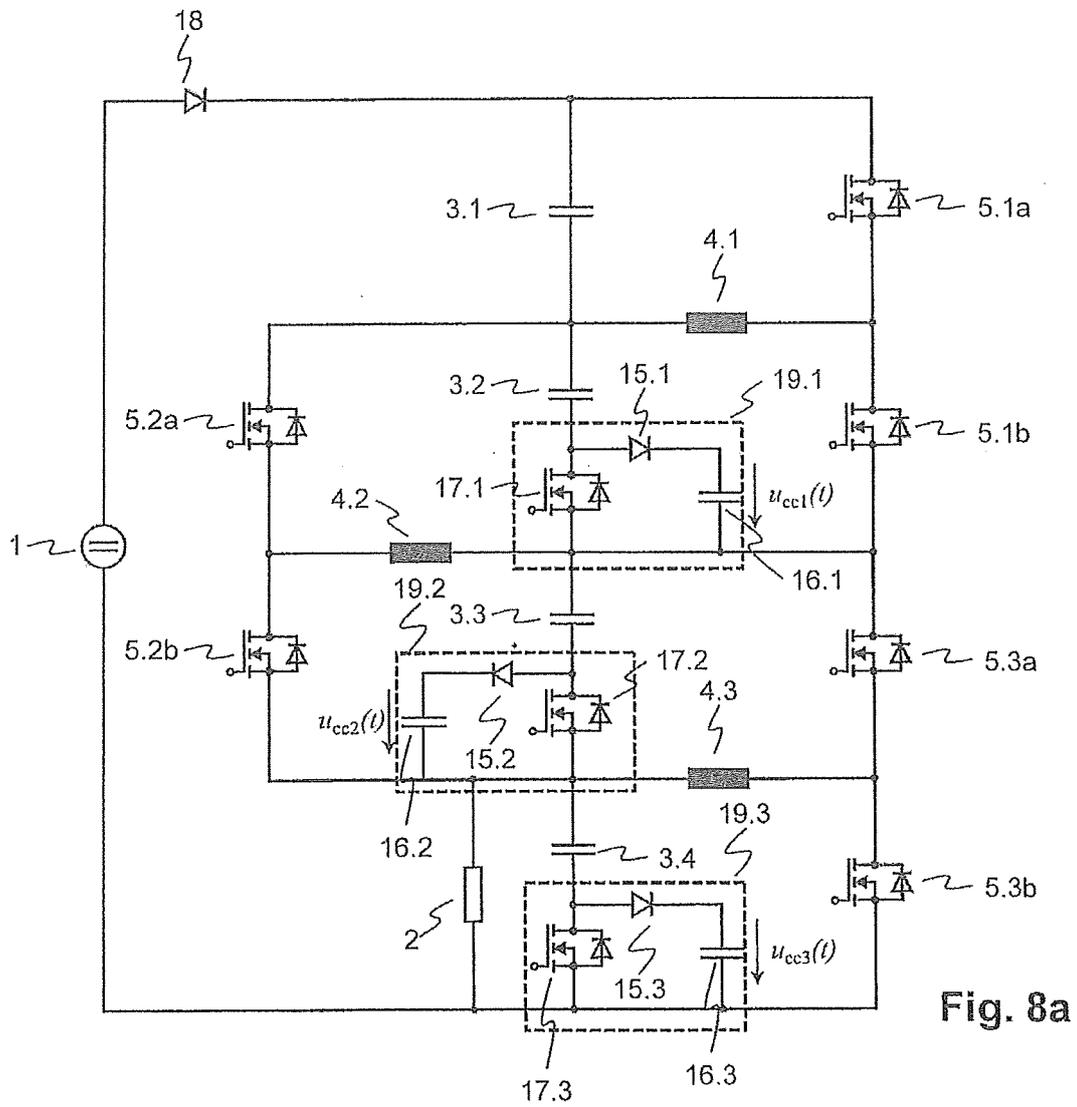


Fig. 8a

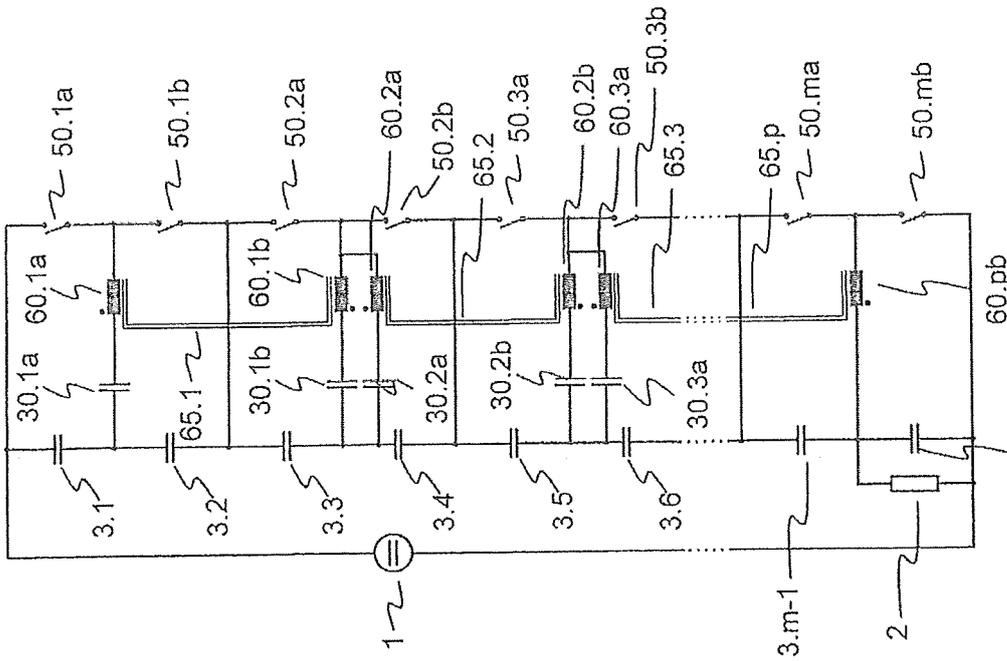


Fig. 10a

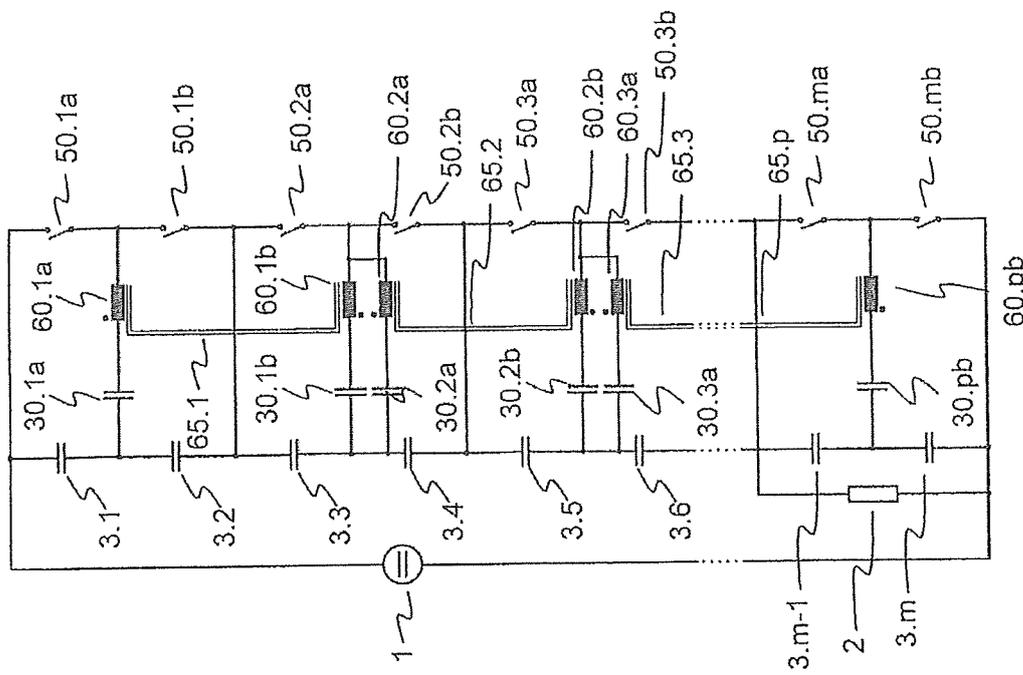


Fig. 10b

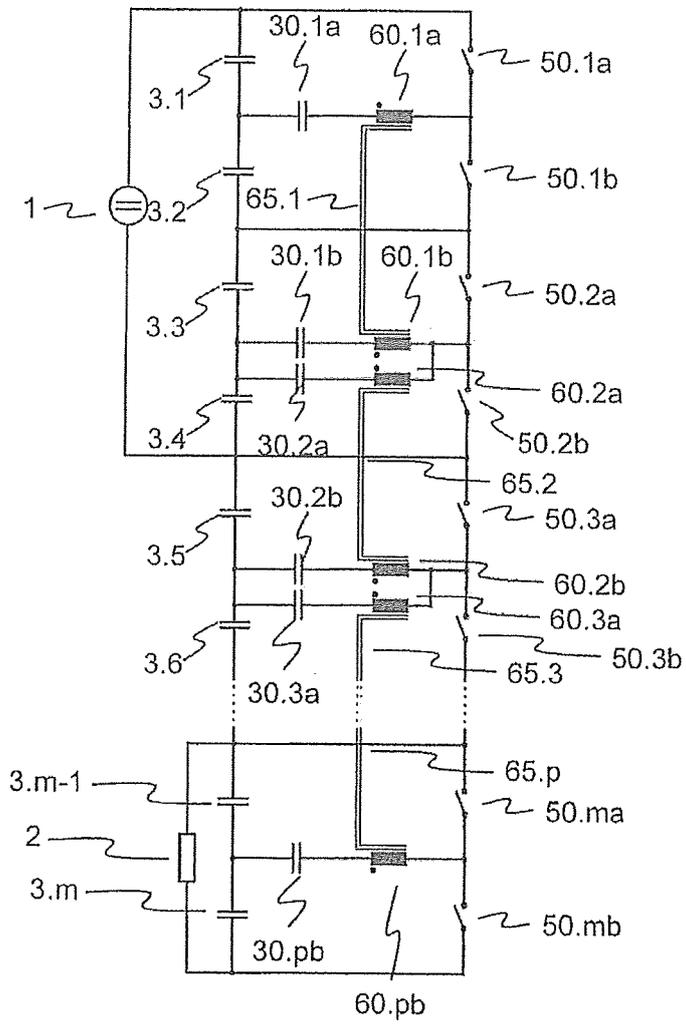


Fig. 11

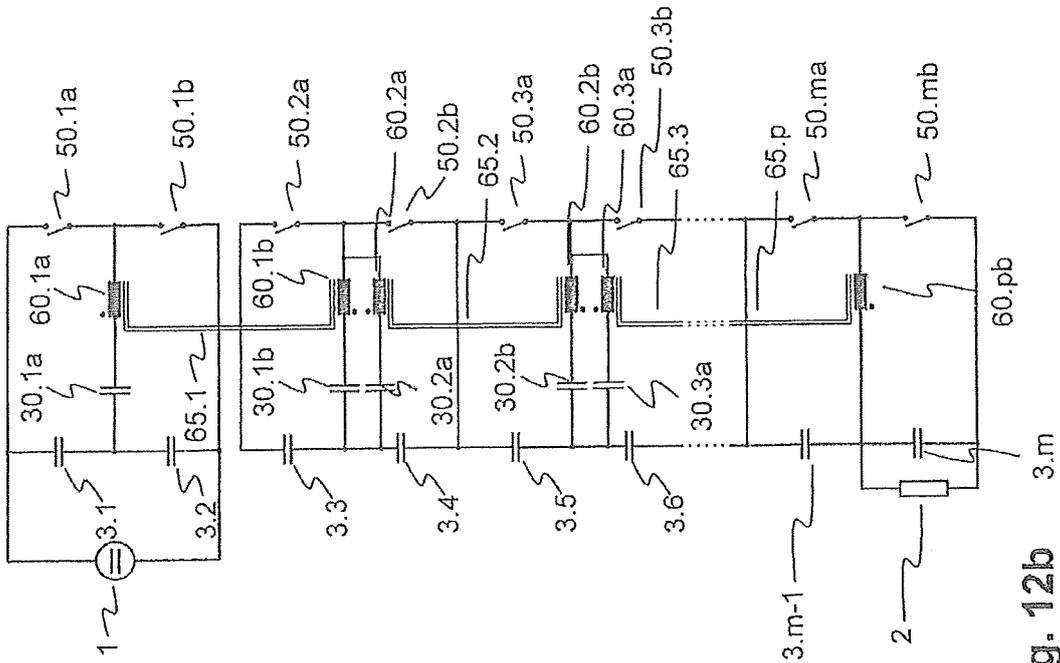


Fig. 12b

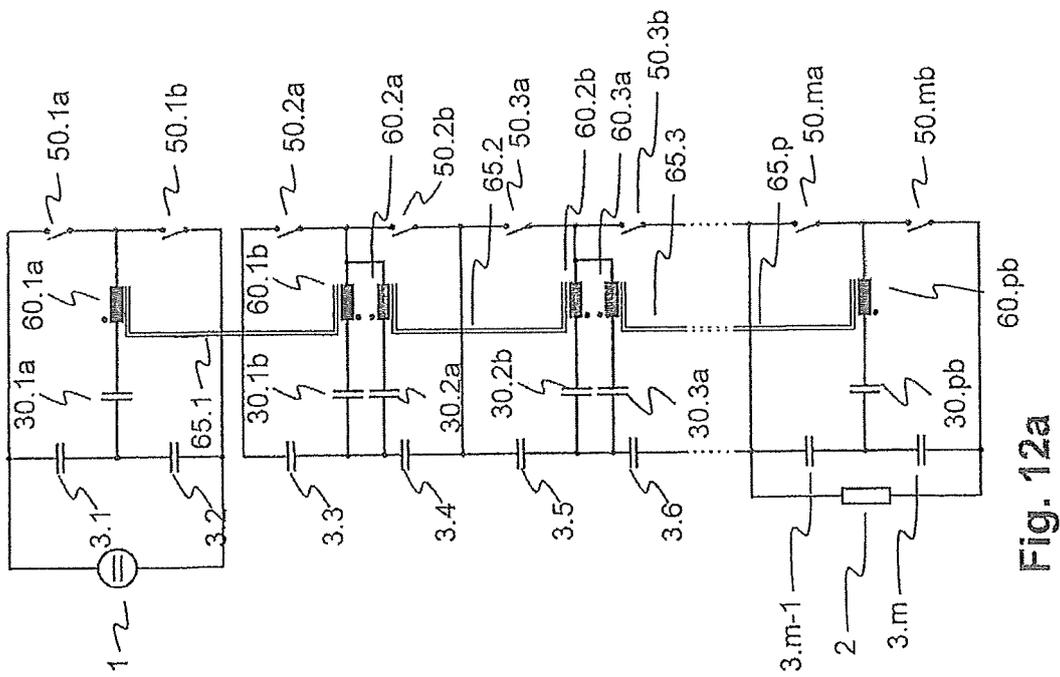


Fig. 12a

