



(10) **DE 10 2010 037 040 A1 2011.03.03**

(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2010 037 040.1**

(51) Int Cl.⁸: **H02M 7/523 (2006.01)**

(22) Anmelddatum: **18.08.2010**

(43) Offenlegungstag: **03.03.2011**

(30) Unionspriorität:

12/549,433

28.08.2009 US

(74) Vertreter:

Rüger und Kollegen, 73728 Esslingen

(71) Anmelder:

General Electric Co., Schenectady, N.Y., US

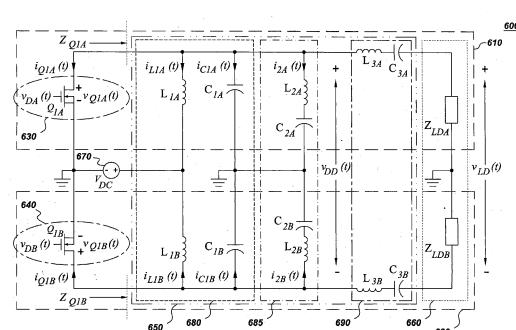
(72) Erfinder:

Glaser, John Stanley, Niskayuna, N.Y., US; Rivas Davila, Juan Manuel, Niskayuna, N.Y., US

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: **Schaltwechselrichter und Wandler für Leistungsumwandlung**

(57) Zusammenfassung: Ein Schaltwechselrichter mit zwei einpolig geerdeten EF₂-Wechselrichterabschnitten, die über eine gemeinsame Masse und ein teilweise gemeinsam verwendetes abstimmbares Resonanznetzwerk miteinander verbunden sind, das mit wenigstens einer Last verbunden ist, wobei jeder Wechselrichterabschnitt einen Umschaltabschnitt aufweist, und wobei der gemeinsam verwendete abstimmbare Netzwerkabschnitt ein unabhängiges Abstimmen einer Impedanz ermöglicht, die durch den entsprechenden Umschaltabschnitt erfahren wird, um dadurch geradzahlige und ungeradzahlige Oberschwingungen der Schaltfrequenz unabhängige abzustimmen.



Beschreibung**HINTERGRUND**

[0001] Mit der raschen Verbreitung elektronischer Bauelemente wachsender Komplexität besteht ein ständiges Bemühen, die Leistung von Leistungswandlerschaltungen zu steigern. Zwei der wichtigsten Arten von Leistungswandlerschaltungen sind Leistungsverstärker und Leistungswandler. Leistungsverstärker werden häufig in Telekommunikations- und Industrieanwendungen genutzt und finden Verwendung in der Front-End-Stufe von Hochleistungsgleichspannungswandlern. Abhängig von dem Betriebsmodus können Leistungsverstärker zwei Klassen zugeordnet werden, nämlich den linearen Leistungsverstärkern und den Schaltverstärkern. Lineare Leistungsverstärker werden im Allgemeinen wegen ihres einfachen Aufbaus, ihrer Linearität und ihrer guten dynamischen Leistung verwendet. Ihre Konstruktion verwendet eine aktives Verstärkungsbauelement, das gewöhnlich ein Transistor ist, der in dem "linearen Bereich" arbeitet, d. h. unter einer Bedingung, die mit einer beachtlichen Ruheverlustleistung verbunden ist. Der verhältnismäßig schlechte Wirkungsgrad linearer Leistungsverstärker macht ihren Einsatz eher sinnvoll für Anwendungen, bei denen die Linearität vorrangig ist, während die hinzunehmenden Leistungsverluste bewältigbar sind.

[0002] Bei getakteten Verstärkern befindet sich der Transistor im Betrieb entweder vollständig in dem Schaltzustand "Ein" oder "Aus", wobei der Transistor effektiv als ein Schalter genutzt wird. Getaktete Leistungsverstärker sind verhältnismäßig effizient und finden Verwendung in Anwendungen, bei denen ein höherer Wirkungsgrad entscheidend ist, um Anforderungen an die Leistungsdichte, den Energieverbrauch oder die Abmessungen zu erfüllen.

[0003] Es ist allgemein bekannt, dass der Unterschied zwischen einem Verstärker und einem Wechselrichter darauf basiert, dass ein Verstärker einen Anschlusskanal für ein Eingangssignal aufweist, das in dieser Erörterung eine Wechselstromeingangsspannung ist, und Wandler von einer Gleichstromquelle stammende Energie in eine Wechselstromausgangsspannung umwandeln. Ein Wechselrichter ist einfach ein Verstärker mit einer autonomen Wechselstromsignalquelle, die zu verstärken ist und dem Ausgang zuzuführen ist. Falls die Wechselstromausgangsspannung eines Wechselrichters gleichgerichtet wird, d. h. wieder in Gleichstrom umgewandelt wird, arbeitet das gesamte System letztendlich als ein Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler. Für Zwecke der Veranschaulichung betrifft die vorliegende Beschreibung im Wesentlichen die Fälle von Verstärkern und Wechselrichtern, und falls Gleichrichter enthalten sind, von Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlern.

[0004] Die überwiegende Mehrheit von Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlerschaltkreisen nutzen Induktoren und Kondensatoren in Verbindung mit Schaltern, um elektrische Leistung wirkungsvoll zu verarbeiten. Es ist bekannt, dass eine höhere Schaltfrequenz die Abmessung und den Preis der passiven Bauelemente reduziert. Allerdings neigt ein Betrieb mit einer derartig hohen Frequenz dazu, den Wirkungsgrad zu verringern, und es wurden unterschiedliche weich schaltende Techniken entwickelt, um die dem Schalten zugeordneten Verluste zu verringern. Die für die Anwendung der Gleichstrom-Gleichstrom-Leistungsumwandlung eingesetzten weich schaltenden Wandler weisen gewöhnlich einen Wechselrichterabschnitt auf, der die Wechselspannung umwandelt, die anschließend verarbeitet wird, um, gewöhnlich mittels eines Gleichrichterabschnitts, die erforderliche Gleichspannung zu erzeugen. Neben Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlern, beinhalten andere Hochfrequenzanwendungen, die Resonanzwechselrichter nutzen, Funkfrequenz-(HF)-Leistungsverstärker für den Einsatz in Bereichen wie Medizintechnik und Datenkommunikation.

[0005] Ein Funktionsprinzip einer effizienten Leistungsumwandlung ist die periodische gesteuerte Speicherung und Freigabe von Energie, wobei der durchschnittliche Leistungsfluss von einem Anschlusskanal zu einem anderen geregelt wird. Grundsätzlich ist eine auf diese Weise erreichte Leistungsverarbeitung verlustlos, und in der Praxis lassen sich Verluste gering halten. Einen Hauptteil des Volumen eines Leistungsverarbeitungsschaltkreises geht auf die erforderliche Energiespeicherung zurück, wobei die Speicherung gewöhnlich mittels Kondensatoren und Induktoren durchgeführt wird. Für eine vorgegebene Energiespeicherungstechnologie ist die Größe der Energiespeicherelemente gewöhnlich eine monoton ansteigende Funktion gegenüber der zu speichernden Energie. Somit erfordern Steigerungen der Leistungsdichte entweder eine Verringerung der gespeicherten Energie oder eine Steigerung der Energiespeicherungsdichte. Letztere hängt in hohem Maße von den Gesetzen der Physik und des Werkstoffs ab und ist außerdem offensichtlich fundamentalen Beschränkungen unterworfen, beispielsweise der Durchbruchspannung und Permittivität im Falle von Kondensatoren, und der magnetischen Sättigungsflussdichte und Permeabilität im Falle von Induktoren. Die Verbesserung der Materialeigenschaften magnetischer und dielektrischer Baulemente schreitet verhältnismäßig langsam voran. Die Alternative ist, die pro Betriebszyklus erforderliche Menge gespeicherter Energie zu reduzieren. Für einen Schaltkreis, der eine spezifizierte Leistungsmenge verarbeitet, wird dies durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz erreicht.

[0006] Bis zu einem gewissen Punkt erbringt eine erhöhte Schaltfrequenz Steigerungen der Leistungs-

dichte, jedoch treten mit weiter zunehmender Schaltfrequenz Probleme auf, die diese Zugewinne mindern. Zu diesen Problemen zählen erhöhte Schaltverluste, kapazitive Verluste und Kernverluste in magnetischen Bauelementen sowie Probleme im Zusammenhang mit parasitären Reaktanzen. Während sich diese Probleme bis zu einem gewissen Grad bewältigen lassen, neigen die Probleme in Zusammenhang mit einem mangelhaften Wirkungsgrad dazu, die Wandlerkonstruktion zu dominieren, und weitere Erhöhungen der Schaltfrequenz steigern die Kosten und Verluste, wobei keine begleitende Steigerung der Leistungsdichte erzielt wird, sondern möglicherweise sogar eine Verminderung auftritt.

[0007] In dem als ein Bereich von einigen wenigen MHz bis zu einigen Hundert MHz definierten HF- und VHF-Bereich verwenden Wechselrichter und Gleichrichter gewöhnlich sowohl für Einschalt- als auch Ausschaltvorgänge ein weiches Schalten, so dass Schaltverluste in angemessenen Grenzen gehalten werden. Die am häufigsten in dem HF- oder VHF-Band verwendeten Wechselrichtertopologien sind Topologien der Klasse D, E oder DE. Gemäß der herkömmlichen Definition gewährleistet die Klasse D nicht bei sämtlichen Übergängen ein weiches Schalten, während Topologien der Klasse E und DE dadurch hervorstechen, dass sie resonante Schwingungsverläufe und Schaltübergangszeitsteuerung verwenden, so dass sämtliche Schaltübergänge weich sind, und dass sämtliche antiparallelen Dioden von Schaltern nicht leitend sind. Letzteres bedeutet, dass Sperrverzögerungsverluste vernachlässigt werden können. In der Klasse DE sind Scheitelpunktspannungsbelastungen an den Schaltern vorteilhafterweise auf die Busspannung beschränkt, jedoch wird das Ansteuern eines High-Side-Schalters mit der erforderlichen genauen Taktung schwierig, wenn die Frequenz über 10 MHz–20 MHz ansteigt. Diese ist hauptsächlich auf Gleichtaktströme in der High-Side-Gate-Ansteuerung zurückzuführen. Die Klasse E vermeidet diese Bedingung durch den Einsatz eines einpolig geerdeten massebezogenen Schalters, jedoch ist dies nachteilig mit einer hohen Spannungsbelastung von Bauelementen verbunden. Außerdem sind Wechselrichter der Klassen E und DE durch eine Beziehung zwischen aktiver Schalterkapazität, Schaltfrequenz und verarbeiteter Leistung gekennzeichnet. Diese Beziehung begrenzt den Bauraum für diese Wechselrichter in der Praxis wesentlich, was deren Anwendung einschränkt.

[0008] Im Falle getakteter Leistungsverstärker, die bei Frequenzen in dem HF-, VHF- oder in höheren Frequenzbereichen arbeiten sollen, werden gewöhnlich Resonanzelemente eingesetzt, um die Schalterspannung unmittelbar vor dem Schaltübergang weitgehend auf Null zu reduzieren. Diese Bedingung wird gewöhnlich als Nullspannungsschaltbetrieb (ZVS, Zero-Voltage-Switching) bezeichnet.

ZVS-Übergänge führen die Energie effektiv ab, die andernfalls bei jedem Schaltzyklus in dem Halbleiter ungenutzt verlorengehen würde. Eine weitere Verringerung der Schaltverluste lässt sich erzielen, indem der Spannungsanstiegs an dem Transistor verzögert wird, während Letzterer abgeschaltet wird, so dass verhindert ist, dass eine wesentliche Spannung und ein wesentlicher Strom gleichzeitig in den Transistor eingeprägt werden. Dies wird gewöhnlich mittels einer Kapazität über die Schalteranschlüsse hinweg erreicht, die im Allgemeinen die spezifische Schalterkapazität einschloss, die in sämtlichen in der Praxis verwendeten Schaltern vorhanden ist. Es ist eben diese Kapazität, die die Verwendung von ZVS, wie im Vorangegangenen beschrieben, erforderlich macht.

[0009] Ein Nachteil vieler getakteter Resonanzwechselrichter ist die hohe Spannung (bzw. der hohe Strom), der (bzw. dem) der Transistor infolge des Resonanzvorgangs standhalten muss. Beispielsweise ist der Wechselrichter der Klasse E ein allgemein bekannter getakteter Leistungsverstärker, der eine hohe Scheitelpunktspannung an den Transistor anlegt. Insbesondere erfährt der Transistor eine Spannung, die nahezu das Vierfache der Eingangsspannung für die Standardkonstruktion erreicht.

[0010] Wechselrichter der Klasse Φ_2 sind weich schaltende Wechselrichter, die mit Blick auf hohe Schaltfrequenzen konstruiert sind. Auch als Wechselrichter der Klasse EF_2 bekannt, arbeiten diese, indem sie eine Steuerung der Grundschaltfrequenz und der zweiten und dritten Oberschwingung ermöglichen. Sie haben das Weichschaltverhalten und den massebezogenen Transistor von Konstruktionen der Klasse E gemeinsam, weisen jedoch eine erheblich geringere Spannungsbelastung und einen zusätzlichen konstruktiven Freiraum auf. Dies ermöglicht, dass die Wechselrichter der Klasse EF_2 über einen größeren Bauraum verfügen, und es ermöglicht insbesondere einen Wechselrichter der Klasse EF_2 , der einen vorgegebenen Eingangs- und Ausgangstrom bzw. -spannung und eine vorgegebene Transistor-technologie aufweist, bei einer höheren Frequenz als Klasse E zu arbeiten, was die Abmessung passiver Bauelemente reduziert.

[0011] [Fig. 1](#) veranschaulicht aus dem Stand der Technik eine Wechselrichterstufe **10** der Klasse EF_2 , oder äquivalent der Klasse EF_2 , als einen getakteten Resonanzwechselrichter, der einen Schalter Q_1 , ein passives Multiresonanznetzwerk, das L_1 , C_1 , L_2 , C_2 und ein Lastnetzwerk L_3 , C_3 aufweist, und eine Lastimpedanz $Z_{LD,SE}$ verwendet. Der Schalter Q_1 wird über Schalteransteuerungssignal $v_D(t)$ periodisch mit einer Schaltfrequenz F_S "ein"- und "aus"-geschaltet. Die Kombination des Multiresonanznetzwerks, des Lastnetzwerks und der Lastimpedanz erzeugt die Impedanz Z_{Q1} , wie sie durch den Schalter Q_1 erfahren wird. Die für einen einwandfreien Wechselrichterbe-

trieb erforderliche genaue Charakteristik von Z_{Q1} ist bekannt, jedoch dient es der Beschreibung, die Impedanzen bei F_S und deren Oberschwingungen so zu definieren, dass sie sowohl die gewünschte Leistung für die Last bereitstellen als auch ein weiches Schalten des Schalters Q_1 ermöglichen. Das weiche Schaltverhalten ermöglicht einen effizienten Betrieb bei sehr hohen Schaltfrequenzen, die erheblich höher sind, als die in Zusammenhang mit standardmäßigen Schaltwandlungstechniken der Pulswidtemodulation (PWM) verwendeten. Es ist ferner zu beachten, dass unter periodischen Dauerbetriebsbedingungen die Werte von Z_{Q1} bei F_S und deren Oberschwingungen die einzigen sind, die für den Betrieb von Bedeutung sind.

[0012] Parasitäre Komponenten begrenzen häufig die Leistung herkömmlicher, mit hohen Frequenzen arbeitender Konstruktionen. Beispielsweise begrenzt die parasitäre Ausgangskapazität des Transistors Q_1 gewöhnlich die maximale Frequenz, bei der ein herkömmlicher Wechselrichter der Klasse E mit Blick auf eine vorgegebene Ausgangsleistung arbeiten wird. Der EF_2 -Wechselrichter von [Fig. 1](#) bewältigt dies durch Bereitstellung eines zusätzlichen Grades von konstruktivem Freiraum, was wiederum einen höheren Wert der Transistorkapazität ermöglicht und auf diese Weise die obere Grenze der Betriebsfrequenz erweitert. Zu beachten ist, dass der Kondensator C_1 in [Fig. 1](#) diese parasitäre Ausgangskapazität des Transistors einschließt.

[0013] Eine hervorstechende Charakteristik von Wählern der Klasse EF ist, dass die Spannung an dem Transistor $v_{Q1}(t)$ während des Sperrzustands durch die Impedanzwerte von $Z_{Q1}(f)$ bei der Grundfrequenz, bei der zweiten und bei der dritten Oberschwingung der Schaltfrequenz F_S bestimmt ist. Insbesondere wird der kleine Impedanzwert, der bei der zweiten Oberschwingung der Schaltfrequenz erforderlich ist, durch das Hinzufügen einer Serien-Resonanz-Saugkreis erlangt, der in [Fig. 1](#) durch L_2 und C_2 gebildet ist. Die Bauelemente L_1 und C_1 spielen eine wichtige Rolle bei der Einstellung der Impedanz $Z_{Q1}(f)$ bei der Grundfrequenz und bei der dritten Oberschwingung, und C_1 trägt ebenfalls zu einer Verringerung von Z_{Q1} für höhere Oberschwingungen bei. Dies stellt Bedingungen eines Nullspannungsschaltbetriebs (ZVS) sicher und trägt dazu bei, die in C_1 enthaltene Transistorkapazität zu absorbieren. Die Impedanz Z_{Q1} spielt eine Rolle bei der Formung des Schwingungsverlaufs der Spannung $v_{Q1}(t)$ sowie bei der Steuerung des Leistungsflusses von dem Gleichspannungseingang zu dem Wechselspannungsausgang.

[0014] Die Formung des Schwingungsverlaufs verringert die Spannungsbelastung an dem Transistor im Vergleich zu der Klasse E in einer Größenordnung von 40%. Ein Reduzieren der Scheitelspannung er-

möglich die Nutzung von mit niedrigerer Spannung arbeitenden Halbleitern, die eine bessere Leitungscharakteristik aufweisen, und dies reduziert Verluste in dem Wechselrichter, so dass dadurch der Wirkungsgrad gesteigert und eine höher Leistungsdichte ermöglicht wird.

[0015] Unter Bezugnahme auf [Fig. 2](#) ist die simulierte Impedanz $Z_{Q1}(f)$ an dem Transistor Q_1 des EF_2 -Wechselrichters während des Sperrzustands des Wählers für einen Verstärkungsgrad **50** und eine Phase **60** gezeigt. Die Grundschaltfrequenz F_S beträgt in diesem Beispiel 30 MHz. Die niedrige Impedanz bei der zweiten Oberschwingung (60 MHz) ist ohne weiteres zu sehen. Zu beachten ist, dass im Falle eines periodischen Dauerbetriebs lediglich die Impedanz bei Vielfachen der Schaltfrequenz F_S von Bedeutung ist.

[0016] Die komplexe Impedanz $Z_{Q1}(f)$, die bei der Grundschaltfrequenz $f = F_S$ und deren zweiter und dritter Oberschwingung ($f = 2F_S$ und $f = 3F_S$) zu sehen ist, ist für den Betrieb des EF_2 -Wechselrichters von Bedeutung. Der Wert bei $f = F_S$ bestimmt sowohl den Leistungspegel als auch das ZVS-Verhalten. Die Werte bei $f = 2F_S$ und $f = 3F_S$ bestimmen die Gestalt des Schwingungsverlaufs eines Transistors und sind daher von besonderer Bedeutung für die Reduzierung der Spannungsbelastung des Transistors. Insbesondere sind die niedrige Impedanz bei der zweiten Oberschwingung und die relative Beziehung zwischen den Werten bei der Grundfrequenz und bei der dritten Oberschwingung erforderlich, um die Charakteristik eines im Wesentlichen trapezförmigen Drain-Schwingungsverlaufs eines einwandfreien Betriebs hervorzubringen.

[0017] Die komplexe Impedanz $Z_{Q1}(f)$ wird mittels des Netzwerks L_1 , C_1 , L_2 , C_2 , L_3 , C_3 und der Lastimpedanz $Z_{LD,SE}$ erzeugt. Die Werte der Komponenten müssen angepasst oder "abgestimmt" werden, um die gewünschten Impedanzwerte zu erzielen. Das Problem tritt insofern auf, als einige der Werte der Komponenten, beispielsweise der Anteil von C_1 , der die Ausgangskapazität des Transistor Q_1 repräsentiert, nicht anpassbar sind oder nicht linear sind. Folglich ist eine genaue Vorausberechnung der erforderlichen Werte nicht möglich. Sobald Anfangswerte gewählt sind, werden die Werte der Komponenten entweder in der Hardware oder in einer Simulation, oder in beidem abgestimmt, um einen einwandfreien Betrieb zu erreichen. Dies wird sehr schwierig, da jeder einzelne Komponentenwert den Wert der komplexen Impedanz $Z_{Q1}(f)$ bei der Grundschaltfrequenz $f = F_S$ und ihrer zweiten und dritten Oberschwingung ($f = 2F_S$ und $f = 3F_S$) beeinflusst. Somit kann ein Anpassen einer Komponente erfordern, dass sämtliche übrigen Komponenten anzupassen sind, und so fort. Um eine brauchbare Lösung zu erhalten, sind gewöhnlich eine große Anzahl von Iterationen durchzu-

führen, was sowohl schwierig als auch zeitraubend ist.

[0018] Im Vergleich zu dem Wechselrichter der Klasse E erzielt der Wechselrichter der Klasse EF₂ eine wesentliche Verringerung der Halbleiterspannung mit dem Nachteil einer größeren Anzahl von Resonanzkomponenten, wobei eine von diesen (nämlich der Kondensator C₂ in [Fig. 1](#)) mit einer nahezu dreimal so hohen Eingangsnennspannung zu bemessen ist.

[0019] In Gleichstrom-Gleichstrom-Wandleranwendungen ersetzt ein geeigneter Gleichrichter, der mit Hochfrequenz betrieben werden kann, die Last. Unter den Topologien resonanter Gleichrichter, die in diesen Anwendungen gewöhnlich verwendet werden, ist die in [Fig. 3](#) gezeigte Einzeldioden-Topologie. Dieser Einzeldiodengleichrichter ist dazu eingerichtet, bei der Grundfrequenz als ein ohmscher Widerstand mit einer Eingangsimpedanz Z_{LD,SE} zu wirken, so dass er gegen die Last in [Fig. 1](#) ersetzt werden kann. Diese Bedingung wird erzielt, indem die parasitäre Diodenkapazität mit einem resonanten Induktor in Resonanz gebracht wird, was außerdem den erforderlichen Gleichstrompfad für den Gleichspannungsausgangsstrom ermöglicht.

[0020] Wenn anstelle der Last Z_{LD,SE} dieser Gleichrichter mit dem Wechselrichter von [Fig. 1](#) verbunden wird, erfährt der resonante Gleichrichter einen vorwiegend sinusförmigen Eingangsstrom. Die Spannung v_{ld,se}(t) weist einen wesentlichen Anteil von Oberschwingungen auf, jedoch befindet sich die Grundschwingung einer derartigen Spannung in Phase mit dem durch den Wechselrichter zugeführten Strom. Diese Bedingung ist erwünscht, wird jedoch mittels einer Betriebsbedingung einer beschränkten Ausgangsleistung erhalten.

[0021] [Fig. 4](#) zeigt die simulierte Eingangsspannung v_{ld,se}(t) **400** des richtig abgestimmten resonanten Gleichrichters von [Fig. 3](#) und deren Grundschwingung **410**.

[0022] Unter Bezugnahme auf [Fig. 5](#) zeigt der Graph die simulierte Grundschwingung **500** der Gleichrichterspannung und den Eingangsstrom **510**. Diese Schwingungsverläufe **500, 510** sind beide in Phase, so dass daraus ein ohmsches Widerstandsverhalten folgt.

[0023] Wie aus dem Stand der Technik bekannt, sind Wechselrichter Schaltkreise, die Gleichstrom in Wechselstrom umwandeln. Zu beachten ist, dass die gleichen Schaltkreise auch als Verstärker verwendet werden können, wenn das Steuersignal, das den aktiven Schalter ansteuert, als ein zu verstärkender Eingangswechselstrom angesehen wird. Außerdem ist zu beachten, dass die Wechselstromausgangsspannung des Wechselrichters durch ein Hinzufügen ei-

nes resonanten Gleichrichters zu dem Ausgang des Wechselrichters in eine Gleichstromausgangsspannung umgewandelt wird, so dass dadurch das System insgesamt veranlasst wird, als ein Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler zu arbeiten. Somit weisen die Wechselrichter eine große Flexibilität auf und finden in Abhängigkeit von den Konstruktionskriterien derartiger Einrichtungen Verwendung in vielen unterschiedlichen Anwendungen.

[0024] Wie erwähnt, erfordern elektronische Einrichtungen für ihren Betrieb im Allgemeinen irgendeine Art einer Leistungsumwandlung, und es besteht ein ständiger Bedarf nach einer Steigerung des Wirkungsgrads und einer Verbesserung der Steuerung der Leistungsumwandlung. Ein weiteres dauerhaftes Ziel ist es, eine größere Funktionalität auf kleinerem Raum bereitzustellen, und die Leistungsumwandlungstechniken sind gewünscht. Vielfältige Bemühungen wurden bisher eingesetzt, um die Unzulänglichkeiten der herkömmlichen Konstruktionen zu mildern, die konstruktiven Freiräume zu vergrößern, und den Wirkungsgrad zu steigern.

KURZBESCHREIBUNG

[0025] Die Systeme und Verfahren betreffen allgemein die Leistungsumwandlung, und es sind anhand einiger Ausführungsbeispiele Schaltkreise und Techniken zum Schaltbetrieb von Wechselrichtern und zur Gleichspannungsumwandlung beschrieben.

[0026] Ein Ausführungsbeispiel basiert auf einer Gegenaktwechselrichtereinrichtung mit zwei einpolig geerdeten EF₂-Wechselrichterabschnitten, die über eine gemeinsame Masse und ein Resonanznetzwerk miteinander verbunden sind, an das wenigstens eine Last angeschlossen ist. Jeder Wechselrichterabschnitt in diesem Ausführungsbeispiel weist einen Umschaltabschnitt auf, und das Resonanznetzwerk enthält einen teilweise gemeinsam verwendeten abstimmbaren Resonanznetzwerkabschnitt, wobei der gemeinsam verwendete abstimmbare Netzwerkabschnitt ein unabhängiges Abstimmen einer Impedanz ermöglicht, die durch jeden entsprechenden Schaltabschnitt erfahren wird, so dass dadurch ein unabhängiges Abstimmen geradzahliger und ungeradzahliger Oberschwingungen der Schaltfrequenz ermöglicht ist. In einem Beispiel weist die Impedanz einen Wert für die geradzahligen Oberschwingungen und einen Wert für die ungeradzahligen Oberschwingungen auf.

[0027] Das Resonatornetzwerk weist in einem Aspekt einen ersten Resonatorabschnitt, einen zweiten Resonatorabschnitt und einen dritten Resonatorabschnitt auf. Der zweite Resonatorabschnitt weist ein Paar Induktoren und einen gemeinsam verwendeten Kondensator auf, wobei die Induktoren hinsichtlich ungeradzahliger Oberschwingungen ange-

passt werden, und wobei der gemeinsam verwendete Kondensator hinsichtlich geradzahliger Oberschwingungen angepasst wird, ohne die ungeradzahligen Oberschwingungen zu beeinflussen. In einer anderen Anordnung weist der zweite Resonatorabschnitt ein Paar Kondensatoren und einen gemeinsam verwendeten Induktor auf, wobei die Kondensatoren hinsichtlich ungeradzahliger Oberschwingungen angepasst werden, und wobei der gemeinsam verwendete Induktor hinsichtlich geradzahliger Oberschwingungen angepasst wird, ohne die ungeradzahligen Oberschwingungen zu beeinflussen.

[0028] Ein weiteres Ausführungsbeispiel ist ein Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler mit zwei einpolig geerdeten EF_2 -Wechselrichterabschnitten, die über eine gemeinsame Masse und wenigstens einen Wechselstromeingang miteinander verbunden sind, wobei jeder Wechselrichterabschnitt ein gemeinsam verwendetes abstimmbares Resonanznetzwerk und einen Umschaltabschnitt aufweist, und wobei die Wechselrichterabschnitte mit einem Ausgangsgleichrichterabschnitt verbunden sind, so dass dadurch die Wechselstromeingangsspannung in eine Gleichstromausgangsspannung umgewandelt wird, wobei der gemeinsam verwendete abstimmbare Netzwerkabschnitt ein unabhängiges Abstimmen einer Impedanz ermöglicht, die durch den entsprechenden Umschaltabschnitt erfahren wird, um dadurch eine unabhängiges Abstimmen geradzahlige und ungeradzahlige Oberschwingungen zu ermöglichen. Der Gleichrichterabschnitt ist in einem Beispiel ein resonanter Gegentaktgleichrichterabschnitt.

[0029] Noch ein weiteres Ausführungsbeispiel betrifft ein Verfahren zum Umwandeln elektrischer Leistung mit den Schritten: Bereitstellen wenigstens einer Spannungsquelle und wenigstens einer Last, und Verbinden von zwei einpolig geerdeten EF_2 -Wechselrichterabschnitten mit einer gemeinsamen Masse. Die Wechselrichterabschnitte werden mit der Spannungsquelle und der Last verbunden, und die Wechselrichterabschnitte weisen einen Schalter und ein Resonanznetzwerk auf, wobei das Resonanznetzwerk ein gemeinsam verwendetes Resonanabstimmnetzwerk enthält. Zu dem Verfahren gehört der Schritt, eine Impedanz jedes der Wechselrichterabschnitte abzustimmen, wobei die Impedanz einen Wert für die geradzahligen Oberschwingungen und einen Wert für die ungeradzahligen Oberschwingungen aufweist, um dadurch geradzahlige und ungeradzahlige Oberschwingungen abzustimmen.

[0030] Die hierin beschriebenen Merkmale und Vorteile sind nicht allumfassend aufgeführt, und es werden dem Fachmann anhand der Zeichnungen, Beschreibung und Ansprüche insbesondere viele zusätzliche Merkmale und Vorteile offenkundig. Darüber hinaus sollte beachtet werden, dass die in der Beschreibung verwendete Terminologie hauptsäch-

lich mit Blick auf die Lesbarkeit und für Erläuterungszwecke und nicht hinsichtlich einer Begrenzung des Schutzmfangs des erfindungsgemäß behandelten Gegenstands ausgewählt wurde.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0031] [Fig. 1](#) veranschaulicht schematisch einen Wechselrichter der Klasse EF_2 aus dem Stand der Technik;

[0032] [Fig. 2](#) zeigt die Impedanz $Z_{Q1}(f)$ wie sie in [Fig. 1](#) gezeigt ist;

[0033] [Fig. 3](#) veranschaulicht einen herkömmlichen resonanten Gleichrichterschaltkreis;

[0034] [Fig. 4](#) veranschaulicht anhand der Zeitdomänenbeschwingungsverläufe für $v_{LD,SE}(t)$ des Eingangssignals des Gleichrichters in [Fig. 3](#) die gesamte Ausführung und die Grundschwingung;

[0035] [Fig. 5](#) veranschaulicht die Grundschwingungsverläufe von $v_{LD,SE}(t)$ des Eingangssignals des Gleichrichters in [Fig. 3](#) und den entsprechenden Eingangsstrom;

[0036] [Fig. 6](#) zeigt einen Gegentakt- EF_2 , der gemäß einem Ausführungsbeispiel des vorliegenden Systems konstruiert ist;

[0037] [Fig. 7](#) zeigt in einer schematischen Darstellung den Gegentakt- EF_2 , der zwei Lasten in eine Einzellast zusammenführt, gemäß einem Ausführungsbeispiel;

[0038] [Fig. 8](#) zeigt einen Gegentakt- EF_2 -Wechselrichter mit einem mittig angezapften Induktor für den Gleichstromspeisungsinduktor, der gemäß einem Ausführungsbeispiel des vorliegenden Systems konstruiert ist;

[0039] [Fig. 9](#) zeigt eine schematische perspektivische Ansicht eines Gegentakt- EF_2 -Wechselrichters mit einem mittig angezapften Induktor für den Gleichstromspeisungsinduktor und mit einem einen einzelnen Kondensator aufweisenden Resonator der zweiten Oberschwingung, der gemäß einem Ausführungsbeispiel des vorliegenden Systems konstruiert ist;

[0040] [Fig. 10](#) zeigt eine schematische perspektivische Ansicht eines Gegentakt- EF_2 -Wechselrichters mit einem mittig angezapften Induktor für den Gleichstromspeisungsinduktor und mit einem einen einzelnen Induktor aufweisenden Resonator der zweiten Oberschwingung, der gemäß einem Ausführungsbeispiel des vorliegenden Systems konstruiert ist;

[0041] [Fig. 11](#) zeigt eine schematische perspektivische Ansicht eines Gegentakt-Resonatorgleichrichters, der gemäß einem Ausführungsbeispiel eines Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers konstruiert ist; und

[0042] [Fig. 12](#) zeigt einen Gegentakt-Resonanzgleichrichter mit einem mittig angezapften Induktor, der gemäß einem Ausführungsbeispiel des Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers von [Fig. 11](#) konstruiert ist.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG

[0043] Ein Ausführungsbeispiel schafft Schaltkreise und Techniken, die nützlich für den Schaltbetrieb eines Wechselrichters sind, der ein abgestimmtes Resonanznetzwerk verwendet, das bei Funkfrequenzen arbeitet, und der viele der Mängel der herkömmlichen Konstruktionen mildert. Er ist besonders nützlich, wenn in Abhängigkeit von der speziellen Anwendung ein Betrieb bei Funkfrequenzen gewünscht oder erforderlich ist.

[0044] In einem Beispiel ist der Schaltkreis entwickelt, indem Einzeltransistor-Wechselrichter der Klasse EF₂ in einen Gegentaktschaltkreis mittels einer Kopplung erweitert werden, die ein unabhängiges Abstimmen der Oberschwingungen jedes Abschnitts ermöglicht. In einem Aspekt entkoppelt der Schaltkreis das Abstimmen geradzahliger und ungeradzahliger Oberschwingungen des Schaltschwingungsverlaufs, so dass dadurch zusätzliche Flexibilität in dem Schaltkreisentwurf zur Verfügung steht. Vielfältige Ausführungsbeispiele ermöglichen eine Verminderung der Anzahl und Abmessung von Bauelementen, eine Aufhebung von Gleichstrommagnetfluss in Magnetkreisen und eine Verdoppelung der Brummfrequenz.

[0045] Ein weiteres Ausführungsbeispiel des vorliegenden Wechselrichters basiert auf dem Wandler der Klasse Φ , der hierin als ein Wechselrichter der Klasse EF₂ klassifiziert ist. Dieser Wechselrichter weist den Vorteil einer niedrigen Spannungsbelastung im Vergleich zu der Klasse E sowie die Fähigkeit auf, einen Teil der Transistorausgangskapazität in dem Resonanznetzwerk zu absorbieren.

[0046] Eine weitere Abwandlung des Schaltkreises verbindet die Gegentaktausführung des Wechselrichters der Klasse EF₂ mit einer Gegentaktausführung eines resonanten Gleichrichters, um einen Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler zu bilden.

[0047] Unter Bezugnahme auf [Fig. 6](#) ist eine Gegentaktausführung des Wechselrichters der Klasse EF₂ dargestellt. Der Schaltkreis **600** enthält zwei einpolig geerdete Wechselrichter **610**, **620** der Klasse EF₂ (wie sie in [Fig. 1](#) gezeigt sind), die mittels tief gestell-

ter Zeichen A und B für jeden der beiden Wandler gekennzeichnet sind, die einen gemeinsamen Massebezug aufweisen, und deren Ansteuerungssignale V_{DA} und V_{DB} mit einer Phasenverschiebung von 180° arbeiten. Zum Zweck einer Veranschaulichung sei angenommen, dass die Werte der Komponenten in jedem Wandler, beispielsweise $C_1 = C_{1A} = C_{1B}$, $C_2 = C_{2A} = C_{2B}$, usw., unverändert bleiben. Die Ausgangsspannung $V_{LD} = 2V_{LD,SE}$ und die Ausgangsleistung sind gegenüber dem Fall der einpoligen Erdung ebenfalls verdoppelt. Die durch jeden Transistor erfahrene Impedanz Z_{Q1x} , wobei x entweder A oder B sein kann, ist dieselbe wie die in dem Fall der einpoligen Erdung erfahrene Impedanz Z_{Q1} , und die Schwingungsverläufe für die Wandler A und B werden somit übereinstimmen.

[0048] Gemäß [Fig. 6](#) weist jeder Wechselrichterabschnitt **610**, **620** einen Umschaltabschnitt **630**, **640** auf, der in diesem Beispiel auf Transistoren Q_{1A}, Q_{1B} basiert. Es ist ein Resonanznetzwerkabschnitt **650** vorhanden, der L₁, C₁, L₂, C₂, L₃, C₃ für jeden Wechselrichterabschnitt **610**, **620** enthält, der mit einer Spannungsquelle **670** und der Last **660** verbunden ist. In einer spezielleren Einzelheit enthält das Resonanznetzwerk **650** in diesem Beispiel einen Grundschwingungsresonatorabschnitt **680**, einen Zweite-Oberschwingung-Resonatorabschnitt **685** und einen Dritte-Oberschwingung-Resonatorabschnitt **690**.

[0049] In einem normalen Betrieb arbeitet der Wandler **600** in einem periodischen Dauerbetrieb, wobei die Grundschwingungsperiode der Schaltfrequenz F_S entspricht. Unter dieser Bedingung werden sämtliche Schwingungsverläufe in ganzzahlige Vielfache von F_S zerlegt. Für Zwecke der Veranschaulichung reicht es aus, die nicht negativen Integerzahlen für die Oberschwingungen zu betrachten, die mit $n \in [0, \infty)$ gekennzeichnet sind. Außerdem ist es nützlich, die Frequenzkomponenten F_n in die geradzahligen Komponenten F_e und in die ungeradzahlige Komponenten F_o aufzuteilen.

[0050] Unter dieser Bedingung basiert eine der Eigenschaften des Gegentaktbetriebs darauf, dass geradzahlige Frequenzkomponenten F_e einschließlich der Gleichstromkomponente F_0 als Gleichtaktsignale erscheinen, wohingegen ungeradzahlige Frequenzkomponenten F_o , zu denen die Grundschwingung $F_1 = F_S$ gehört, als Differenzsignale erscheinen. Da der Schaltkreis ein Wechselrichter ist, interessiert lediglich die Wechselstromkomponente der Last.

[0051] Unter Bezugnahme auf den Schaltkreis **700** in [Fig. 7](#) kann die die zwei Lasten Z_{LDA} und Z_{LDB} trennende Masse, da die Gleichstromlastkomponente gleichphasig ist und daher in die Masse abfließt, getrennt werden, so dass dadurch die Lasten Z_{LDA} und Z_{LDB} zu einer Einzellast **710** zusammengeführt werden, die den Wert $Z_{LD} = Z_{LDA} + Z_{LDB} = 2Z_{LD,SE}$

aufweist. Zu beachten ist, dass dies in der Theorie die Schalterimpedanzen Z_{Q1A} und Z_{Q1B} bei geradzahligen Frequenzkomponenten beeinflussen und möglicherweise den Betrieb beeinträchtigen würde. In der Praxis dämpfen die durch die Kombinationen von L_{3A} und C_{3A} und L_{3B} und C_{3B} gebildeten Resonanznetzwerke jedoch die zweite sowie höhere Oberschwingungen von F_S , und ein Zusammenführen des Lastwiderstands zu einem einzigen Widerstand, wie es beschrieben ist, weist daher eine minimale Wirkung auf. Im Falle des Schaltkreises der Klasse EF₂ wird jede Wirkung bei der zweiten Oberschwingung durch die durch $L_{2x} - C_{2x}$ gebildeten Kurzschlüsse der zweiten Oberschwingung zusätzlich reduziert.

[0052] [Fig. 8](#) zeigt den Schaltkreis **800** mit Gleichstromspeisungsinduktoren L_{1A} und L_{1B} aus dem ersten Resonatornetzwerk, die zusammengeführt sind, um einen einzelnen, mittig angezapften Induktor **810** zu bilden. L_{1A} und L_{1B} bezeichnen im Wesentlichen identisch gekoppelte Wicklungen, die einen Kopplungskoeffizienten k_1 zwischen 0 und 1 aufweisen. Unter der Voraussetzung von $0 < k_1 < 1$ erfahren geradzahlige Frequenzkomponenten einen von der Streuinduktivität zwischen den Wicklungen $L_{1e} = L_{1k}$ stammenden Beitrag, und ungeradzahlige Frequenzkomponenten erfahren die Summe der Streuinduktivität und der Gegeninduktivität $L_{1o} = L_{1k} + L_M$. Im Idealfall ist $k_1 = 1$, und die Wicklungen sind vollkommen gekoppelt ($L_{1e} = L_{1k} = 0$ und $L_{1o} = L_M$). In diesem Fall erfahren die geradzahligen Oberschwingungskomponenten eine niedrige Impedanz gegenüber Masse, und der Betrieb wird mit dem Betrieb der Klasse DE identisch. Während dies erwünscht ist, wird ein Erzielen einer derartig guten Kopplung mit wachsender Frequenz undurchführbar. In diesem Fall ist L_{1o} dazu eingerichtet, für einen einwandfreien Betrieb den ungeradzahligen Frequenzkomponenten die erforderliche Impedanz anzubieten, und die geradzahligen Frequenzkomponenten, insbesondere die zweite, können, wie aus der vorliegenden Beschreibung klar hervorgeht, durch andere Komponenten gesteuert werden.

[0053] Einer der Vorteile der Kopplung von L_{1A} und L_{1B} basiert darauf, dass sich die geradzahligen Frequenzkomponenten des magnetischen Flusses, falls sich die Wicklungen auf einem gemeinsamen Magnetkreis befinden, in dem Kern aufheben. Dies verringert auf Wechselstromkomponenten zurückführende Kernverluste, und da die Gleichstrommagnetflusskomponente tatsächlich Null wird, kann der Wechselstrommagnetflussausschlag in dem Kern wesentlich größer sein, so dass dadurch ein kleinerer Magnetkreis und somit ein kleinerer Induktor ermöglicht wird.

[0054] Ein weiterer Vorteil der Kopplung von L_{1A} und L_{1B} , wie es hierin beschrieben ist, basiert darauf, dass, da die Wicklungen gekoppelt sind, die Induk-

tivität des ungeradzahligen Modus eine superlineare Funktion der Anzahl von Windungen ist, die sich, während sich k_1 dem Wert 1 nähert, einer Funktion angleicht, die proportional zum Quadrat der Windungszahl ist. Da die erforderliche Induktivität des ungeradzahligen Modus doppelt so hoch ist wie im Fall der einpoligen Erdung, sind auf dem gemeinsamen Magnetkreis weniger als das Doppelte der Windungen erforderlich. Dies verringert im Vergleich zu zwei nicht gekoppelten Induktoren sowohl die Abmessungen als auch die Verluste der gekoppelten Induktoren.

[0055] [Fig. 9](#) zeigt ein Ausführungsbeispiel des vorliegenden Systems mit einem Schaltkreis **900**. Für Zwecke der Veranschaulichung weist jeder Transistor seine eigene Impedanz auf, die durch den Schaltkreis entwickelt wird. Durch die hierin detailliert beschriebenen Änderungen sind nicht mehr zwei voneinander vollständig unabhängige Wechselrichterschaltkreise vorhanden, und durch Einsatz der Abführung für die zweiten Oberschwingung wird die zweite Oberschwingung wirkungsvoll aufgehoben. Zu beachten ist, dass die an dem Anschluss jedes Transistors erfahrenen Impedanzen übereinstimmen. Die Grund- und die ungeradzahligen Oberschwingungen werden von der Kapazität des einzelnen Kondensators C_2 nicht beeinflusst, so dass dadurch eine Vorrichtung zum Abstimmen der Wechselrichterschaltkreise geschaffen ist.

[0056] Gemäß [Fig. 9](#) sind in diesem Ausführungsbeispiel C_{2A} und C_{2B} zu einem einzelnen Kondensator **910** mit der Kapazität C_2 zusammengeführt, in dem L_{2A} und L_{2B} in Reihe geschaltet sind, und der Mittelpunkt zwischen diesen über eine Kapazität C_2 mit der Masse verbunden ist. In dem Falle, dass L_{2A} und L_{2B} entkoppelt sind, werden geradzahlige Frequenzkomponenten ein äquivalentes in Reihe geschaltetes Resonanznetzwerk gegenüber Masse erfahren, das auf C_2 in Reihe geschaltet mit einer Induktivität $L_{2e} = L_2/2$ basiert, mit $L_2 = L_{2A} = L_{2B}$. Ungeradzahlige Frequenzkomponenten werden ein äquivalentes Netzwerk erfahren, das auf einer Induktivität $L_{2o} = L_{2A} + L_{2B}$ basiert. Somit wird es möglich, die Wirkung des Netzwerks auf geradzahlige und ungeradzahlige Frequenzkomponenten unabhängig zu steuern, während die Gesamtzahl der Bauelemente verringert wird.

[0057] Insbesondere sind die Induktoren L_{2A} und L_{2B} gewählt, um die gewünschte Wirkung für die ungeradzahligen Frequenzkomponenten, d. h. die Grundschwingung F_S und die dritte Oberschwingung $3F_S$, hervorzubringen, wobei auf das Verhältnis bei der zweiten Oberschwingung $2F_S$ unberücksichtigt bleibt. Nachdem der Induktivitätswert ausgewählt ist, kann der Kondensator C_2 angepasst werden, um die gewünschte niedrige Impedanz bei der zweiten Oberschwingung $2F_S$ hervorzubringen, ohne die Transis-

torimpedanz bei den ungeradzahligen Frequenzkomponenten zu beeinflussen. Außerdem, da ein Betrieb der Klasse EF₂ bei 2F_S eine niedrige Impedanz erfordert, die mittels des Netzwerks von L_{2A}, L_{2B} und C₂ erzeugt wird. Diese niedrige Impedanz wird durch den Impedanzbeitrag des Gleichgewichts der Komponenten unmaßgeblich beeinflusst sein, so dass sie angepasst werden können, ohne die Impedanz bei der zweiten Oberschwingung wesentlich zu beeinflussen.

[0058] Obwohl in [Fig. 9](#) nicht ausdrücklich gezeigt, können L_{2A} und L_{2B} in ähnlicher Weise wie L_{1A} und L_{1B} verbunden sein, wie im Vorliegenden beschrieben. Durch eine solche Kopplung ist es möglich, die Induktivität des ungeradzahligen Modus zu erhöhen, und die Induktivität des geradzahligen Modus zu reduzieren. Eine Steigerung der Induktivität des ungeradzahligen Modus reduziert Ströme des ungeradzahligen Modus in dem die zweite Oberschwingung kurzschließenden Netzwerk, so dass auf diese Ströme zurückzuführende Verluste verringert werden. Ein Reduzieren der Induktivität des geradzahligen Modus ermöglicht die Verwendung eines größeren Werts von C₂, um den Aufhebung der zweiten Oberschwingung zu erreichen, was wiederum die Spannungsbelastung auf C₂ reduziert. Die Beschreibung trifft mit Blick auf ein unabhängiges Abstimmen ungeradzahliger und geradzahliger Oberschwingungen in diesem Fall zu.

[0059] [Fig. 10](#) zeigt noch ein Ausführungsbeispiel der Gegentaktanordnung **1000**, das ferner ein Vertauschen der Rollen von C₂ und L₂ erlaubt, und zeigt, dass die Resonatorinduktoren L_{2A} und L_{2B} der zweiten Oberschwingung in einen einzelnen Induktator **1010** mit einer Induktivität L₂ zusammengeführt sind, indem C_{2A} und C_{2B} in Reihe geschaltet sind, und der Mittelpunkt zwischen diesen über die Induktivität L₂ mit der Masse verbunden ist. Geradzahlige Frequenzkomponenten werden ein äquivalentes in Reihe geschaltetes Resonanznetzwerk gegenüber Masse erfahren, das auf L₂ in Reihe geschaltet mit einer Kapazität C_{2e} = 2C₂ basiert, mit C₂ = C_{2A} = C_{2B}. Ungeradzahlige Frequenzkomponenten werden ein äquivalentes Netzwerk erfahren, das eine Kapazität C_{2o} = C₂/2 aufweist. Somit ermöglicht dies, die Wirkung des Netzwerks auf geradzahlige und ungeradzahlige Frequenzkomponenten unabhängig zu steuern, während die Gesamtzahl von Bauelementen verringert wird. Dies ermöglicht vorteilhafterweise einen weiteren Grad an konstruktivem Freiraum.

[0060] Unter Bezugnahme auf [Fig. 11](#), während hier in Wechselrichter detailliert beschrieben sind, wandelt ein Ersetzen der Last Z_{LD} gegen einen Gleichrichter **1110** die Wechselstromausgangsspannung in eine Gleichstromspannung um, die wiederum einer Last R_{LD} Leistung zuführt, wobei ein Gleichstrom-Gleichstrom-Wandler konstruiert ist. Wie im Falle des

Wechselrichter kann der einpolig geerdete Gleichrichter **1110** als eine Gegentaktausführung durchgeführt sein.

[0061] Unter Bezugnahme auf [Fig. 12](#) sind die Induktoren L_{4A} und L_{4B} des Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlers von [Fig. 11](#) mit gekoppelten Induktoren **1210** durchgeführt, mit denselben Vorteilen, wie sie für L_{1A} und L_{1B} in dem Wechselrichter beschrieben sind. Dieser Gleichrichter ist ein resonanter Gegenaktgleichrichter.

[0062] Das Netzwerk zur unabhängigen Anpassung resonanter Oberschwingungen, das durch das hierin detailliert beschriebene System geschaffen ist, kann in vielfältigen Anwendungen eingesetzt werden. Beispielsweise kann der Schaltkreis und die Technik als ein HF-Leistungsverstärker in der Gesundheitsfürsorgeindustrie genutzt werden. Eine weitere Anwendung betrifft Datenkommunikationsübertragungen, beispielsweise als UKW-Sender, wobei der verbesserte Betriebswirkungsgrad Kosteneinsparungen ermöglicht. Eine weitere Anwendung betrifft medizinische Anwendungen und einen Betrieb mit einer Schaltfrequenz bis zu 300 MHz.

[0063] In Anwendungen der Gleichstrom-Gleichstrom-Leistungsumwandlung, z. B. Gegentaktopologien, beinhalten die Vorteile eine Steigerung der Schaltfrequenz, während die Nachteile der früheren Ansätze minimiert werden. Andere Merkmale beinhalten ein Kombinieren von parallel verschalteten Kondensatoren und ein Aufteilen von Induktoren, so dass dadurch die Anzahl der Bauelemente reduziert wird. Ein weiterer Aspekt beinhaltet aufgrund der geringeren Anforderungen an die Induktivität ein Verringern der Anzahl von Windungen, so dass dadurch eine geringere Menge teurer Metalle, z. B. Kupfer, benötigt wird. Da die Windungszahl kleiner ist, ist darüber hinaus die Streuinduktivität geringer und kann als ein Teil des Netzwerks integriert sein.

[0064] Einige der Vorteile des vorliegenden Systems betreffen die Befähigung, Leistungsprozessoren herzustellen, die aufgrund der innovativen Konstruktion wesentlich, z. B. 2–10 mal, kleiner sind. Ein Merkmal, durch das die Konstruktion des vorliegenden Systems hervorsticht, ist die Fähigkeit, Gleichstrom in den Induktoren der Resonanznetzwerke aufzuheben. Ein weiteres Merkmal beinhaltet die Fähigkeit, Impedanzen, die von den Transistoren für geradzahlige und ungeradzahlige Oberschwingungen erfahren werden, unabhängig zu steuern. Ein weiterer Vorzug beinhaltet eine Erhöhung der Eingangs- und Ausgangsbrummfrequenz, z. B. eine Verdopplung der Eingangs- und Ausgangsbrummfrequenz, so dass dadurch Anforderungen an die Filterung reduziert sind.

[0065] Die vorausgehende Beschreibung der Ausführungsbeispiele der Erfindung wurde für Zwecke der Veranschaulichung und Beschreibung dargelegt. Die Beschreibung ist weder als erschöpfend zu bewerten, noch soll sie die Erfindung auf die genaue beschriebene Ausführungsform beschränken. Angeichts dieser Beschreibung sind viele Modifikationen und Veränderungen möglich. Der Schutzmfang der Erfindung soll nicht durch diese detaillierte Beschreibung, sondern vielmehr durch die beigefügten Ansprüche beschränkt sein.

[0066] Ein Schaltwechselrichter mit zwei einpolig geerdeten EF_2 -Wechselrichterabschnitten, die über eine gemeinsame Masse und ein teilweise gemeinsam verwendetes abstimmbares Resonanznetzwerk miteinander verbunden sind, das mit wenigstens einer Last verbunden ist, wobei jeder Wechselrichterabschnitt einen Umschaltabschnitt aufweist, und wobei der gemeinsam verwendete abstimmbare Netzwerkabschnitt ein unabhängiges Abstimmen einer Impedanz ermöglicht, die durch den entsprechenden Umschaltabschnitt erfahren wird, um dadurch geradzahlige und ungeradzahlige Oberschwingungen der Schaltfrequenz unabhängige abzustimmen.

Bezugszeichenliste

10	EF ₂ -Wechselrichter
50	Verstärkungsgrad
60	Phase
400	Simulierte Gleichrichtereingangsspannung
410	Grundschwingung
500	Simulierte Gleichrichterspannung
510	Eingangsstrom
600	Wandlerschaltkreis
610	Wechselrichterabschnitt
620	Wechselrichterabschnitt
630	Umschaltabschnitt
640	Umschaltabschnitt
650	Resonanznetzwerkabschnitt
660	Last
670	Spannungsquelle
680	Resonanzabschnitt für 1. Oberschwingung
685	Resonanzabschnitt für 2. Oberschwingung
690	Resonanzabschnitt für 3. Oberschwingung
700	Schaltkreis
710	Einzellast
800	Schaltkreis
810	Mittig angezapfter Induktor
900	Schaltkreis
910	Einzelkondensator
1000	Schaltkreis
1010	Einzelinduktor
1110	Gleichrichter
1210	Angekoppelter Induktor

Patentansprüche

1. Gegentaktwechselrichtereinrichtung, gekennzeichnet durch:
zwei im Wesentlichen identische, einpolig geerdete EF_2 -Wechselrichterabschnitte, die über eine gemeinsame Masse und ein Resonanznetzwerk miteinander verbunden sind, das mit wenigstens einer Last verbunden ist, wobei jeder Wechselrichterabschnitt einen Umschaltabschnitt aufweist, wobei die Umschaltabschnitte mit einer übereinstimmenden Schaltfrequenz, jedoch mit einer Phasendifferenz von etwa 180° geschaltet werden, und wobei das Resonanznetzwerk teilweise gemeinsam verwendet und hinsichtlich einer Impedanz unabhängig abgestimmt wird, die durch jeden entsprechenden Schaltabschnitt erfahren wird, um dadurch ein unabhängiges Abstimmen geradzahliger und ungeradzahliger Komponenten der Schaltfrequenz bereitzustellen.

2. Gleichstrom-Gleichstrom-Wandlereinrichtung, gekennzeichnet durch:
zwei im Wesentlichen identische, einpolig geerdete EF_2 -Wechselrichterabschnitte, die über eine gemeinsame Masse und wenigstens einen Wechselstromeingang miteinander verbunden sind, wobei jeder Wechselrichterabschnitt ein gemeinsam verwendetes abstimmbares Resonanznetzwerk und einen Umschaltabschnitt aufweist, und wobei die Wechselrichterabschnitte mit einem Ausgangsgleichrichterabschnitt verbunden sind, so dass dadurch die Wechselstromeingangsspannung in wenigstens eine Gleichstromausgangsspannung umgewandelt wird, wobei die Umschaltabschnitte bei einer im Wesentlichen übereinstimmenden Schaltfrequenz, jedoch mit einer Phasendifferenz von etwa 180° geschaltet werden, wobei das gemeinsam verwendete abstimmbare Resonanznetzwerk hinsichtlich einer Impedanz unabhängig abgestimmt wird, die durch den entsprechenden Umschaltabschnitt erfahren wird, um dadurch ein unabhängiges Abstimmen geradzahliger und ungeradzahliger Komponenten der Schaltfrequenz bereitzustellen.

3. Einrichtung nach Anspruch 1 oder 2, wobei das Resonanznetzwerk einen ersten Resonatorabschnitt, einen zweiten Resonatorabschnitt und einen dritten Resonatorabschnitt aufweist.

4. Einrichtung nach Anspruch 3, wobei der zweite Resonatorabschnitt ein Paar Induktoren und einen gemeinsam verwendeten Kondensator aufweist, wobei die Induktoren angepasst werden, um die Impedanz bei ungeradzahligen Oberschwingungen zu steuern und der gemeinsam verwendete Kondensator angepasst wird, um die Impedanz bei geradzahligen Oberschwingungen zu steuern, ohne die Impedanz bei ungeradzahligen Oberschwingungen zu steuern.

danz bei ungeradzahligen Oberschwingungen zu beeinflussen.

5. Einrichtung nach Anspruch 3, wobei der zweite Resonatorabschnitt ein Paar Kondensatoren und einen gemeinsam verwendeten Induktor aufweist, wobei die Kondensatoren angepasst werden, um die Impedanz bei ungeradzahligen Oberschwingungen zu steuern, und der gemeinsam verwendete Induktor angepasst wird, um die Impedanz bei geradzahligen Oberschwingungen zu steuern, ohne die Impedanz bei ungeradzahligen Oberschwingungen zu beeinflussen.

6. Einrichtung nach Anspruch 3, wobei ein Paar Induktoren in dem ersten Resonatorabschnitt zusammengeführt sind, um einen mittig angezapften Einzelinduktor zu bilden.

7. Einrichtung nach Anspruch 3, wobei Bauelemente in dem ersten Abschnitt und in dem zweiten Abschnitt den gleichen Wert aufweisen.

8. Einrichtung nach Anspruch 1 oder 2, wobei die beiden Wechselrichterabschnitte mit A und B gekennzeichnet sind, und wobei die wenigstens eine Last so kombiniert ist, dass $Z_{LD} = Z_{LDA} + Z_{LDB}$, wobei Z_{LD} die kombinierte Last ist, Z_{LDA} die Last für den Wechselrichterabschnitt A ist, und Z_{LDB} die Last für den Wechselrichterabschnitt B ist.

9. Einrichtung nach Anspruch 1 oder 2, wobei der Umschaltabschnitt bei einer Schaltfrequenz F_S arbeitet, wobei F_S eine Frequenz im Bereich von 10 MHz bis 300 MHz ist.

10. Einrichtung nach Anspruch 1 oder 2, wobei Frequenzkomponenten F_n in geradzahlige Komponenten F_e und ungeradzahlige Komponenten F_o getrennt werden, die geradzahligen Frequenzkomponenten als Gleichtaktsignale aufscheinen, und die ungeradzahligen Frequenzkomponenten als Differenzsignale aufscheinen.

11. Wandler nach Anspruch 2, wobei der Gleichrichterabschnitt ein resonanter Gegentaktgleichrichterabschnitt ist.

12. Verfahren zum Konvertieren elektrischer Leistung, gekennzeichnet durch die Schritte:
Bereitstellen wenigstens einer Spannungsquelle und wenigstens einer Last;
Verbinden von zwei einpolig geerdeten EF_2 -Wechselrichterabschnitten mit einer gemeinsamen Masse, wobei die Wechselrichterabschnitte mit der Spannungsquelle und der Last verbunden sind, wobei die Wechselrichterabschnitte einen Schalter und ein gemeinsam verwendetes Resonanabstimmnetzwerk aufweisen; und

Abstimmen einer Impedanz jedes der Wechselrichterabschnitte, wobei die Impedanz einen Wert für die geradzahligen Oberschwingungen und einen Wert für die ungeradzahligen Oberschwingungen aufweist, so dass dadurch geradzahlige und ungeradzahlige Oberschwingungen abgestimmt werden.

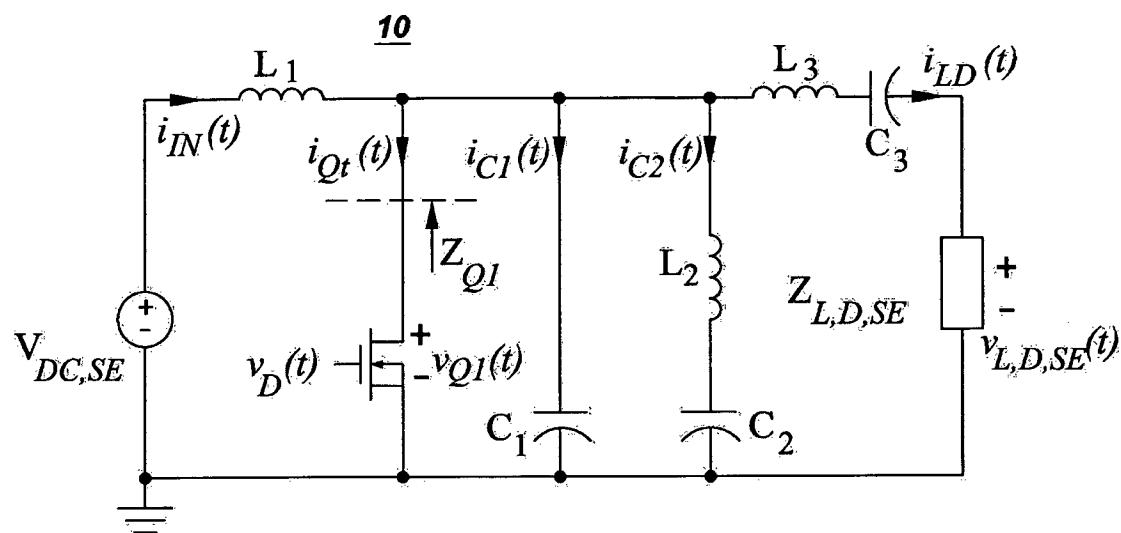
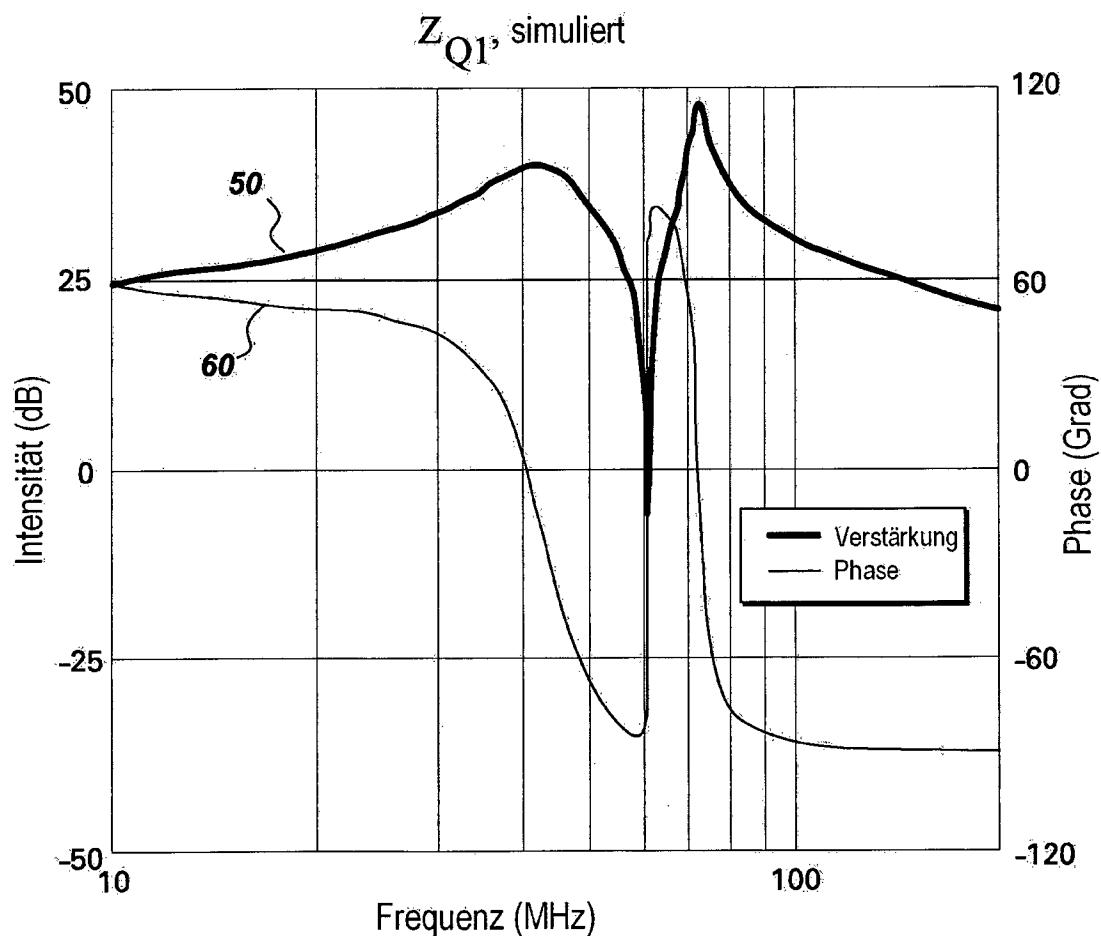
13. Verfahren nach Anspruch 12, wobei das Abstimmen der Impedanz beinhaltet, Bauelemente des gemeinsam verwendeten Resonanabstimmnetzwerks hinsichtlich ungeradzahliger Oberschwingungen anzupassen, und anschließendes hinsichtlich geradzahliger Oberschwingungen anzupassen, ohne die ungeradzahligen Oberschwingungen zu beeinflussen.

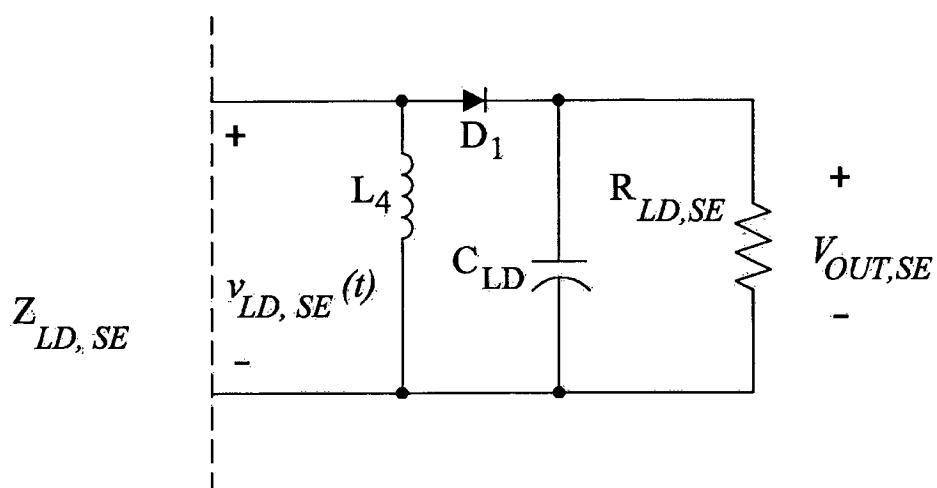
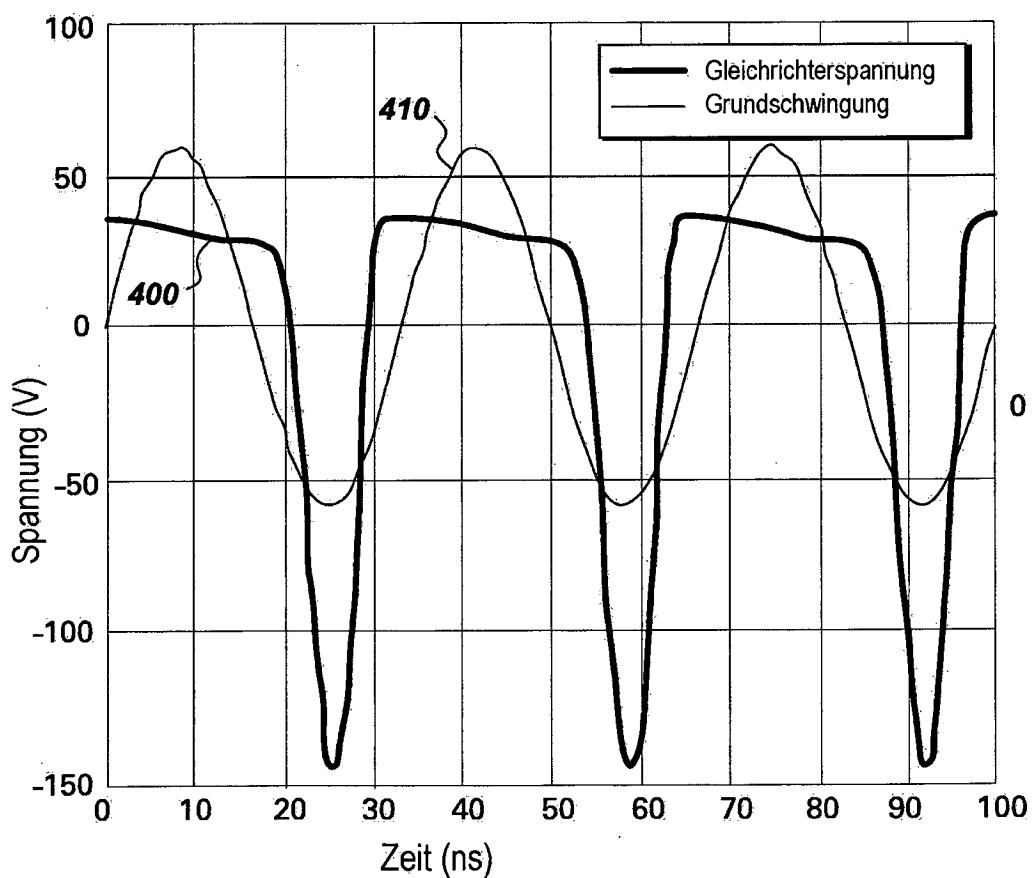
14. Verfahren nach Anspruch 12, wobei die einpolig geerdeten EF_2 -Wechselrichterabschnitte im Wesentlichen identisch sind.

15. Verfahren nach Anspruch 12, wobei die Umschaltabschnitte bei einer im Wesentlichen übereinstimmenden Schaltfrequenz, jedoch mit einer Phasendifferenz von etwa 180° geschaltet werden.

Es folgen 9 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

**Fig. 1** Stand der Technik**Fig. 2** Stand der Technik

**Fig. 3** Stand der Technik**Fig. 4** Stand der Technik

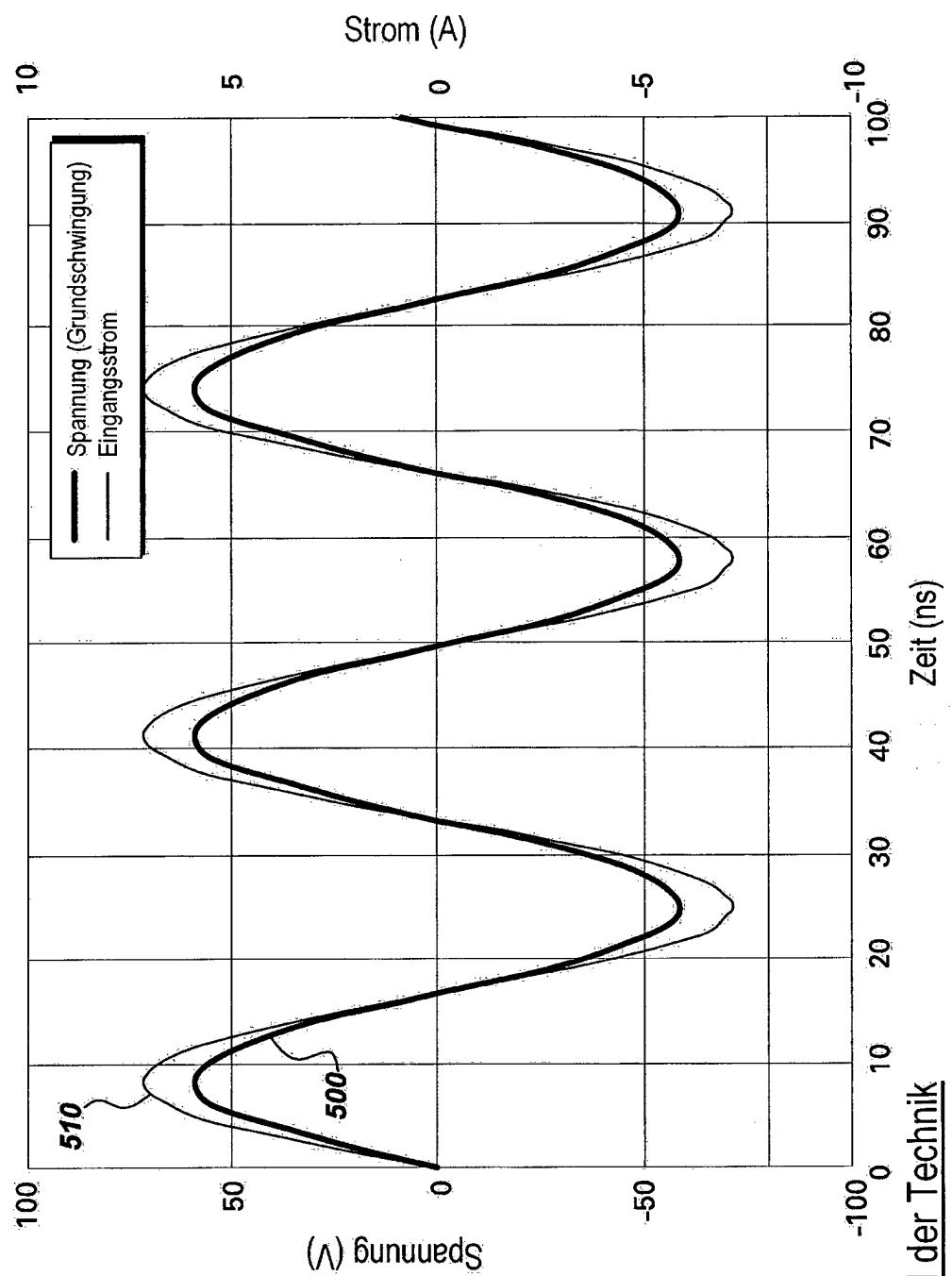
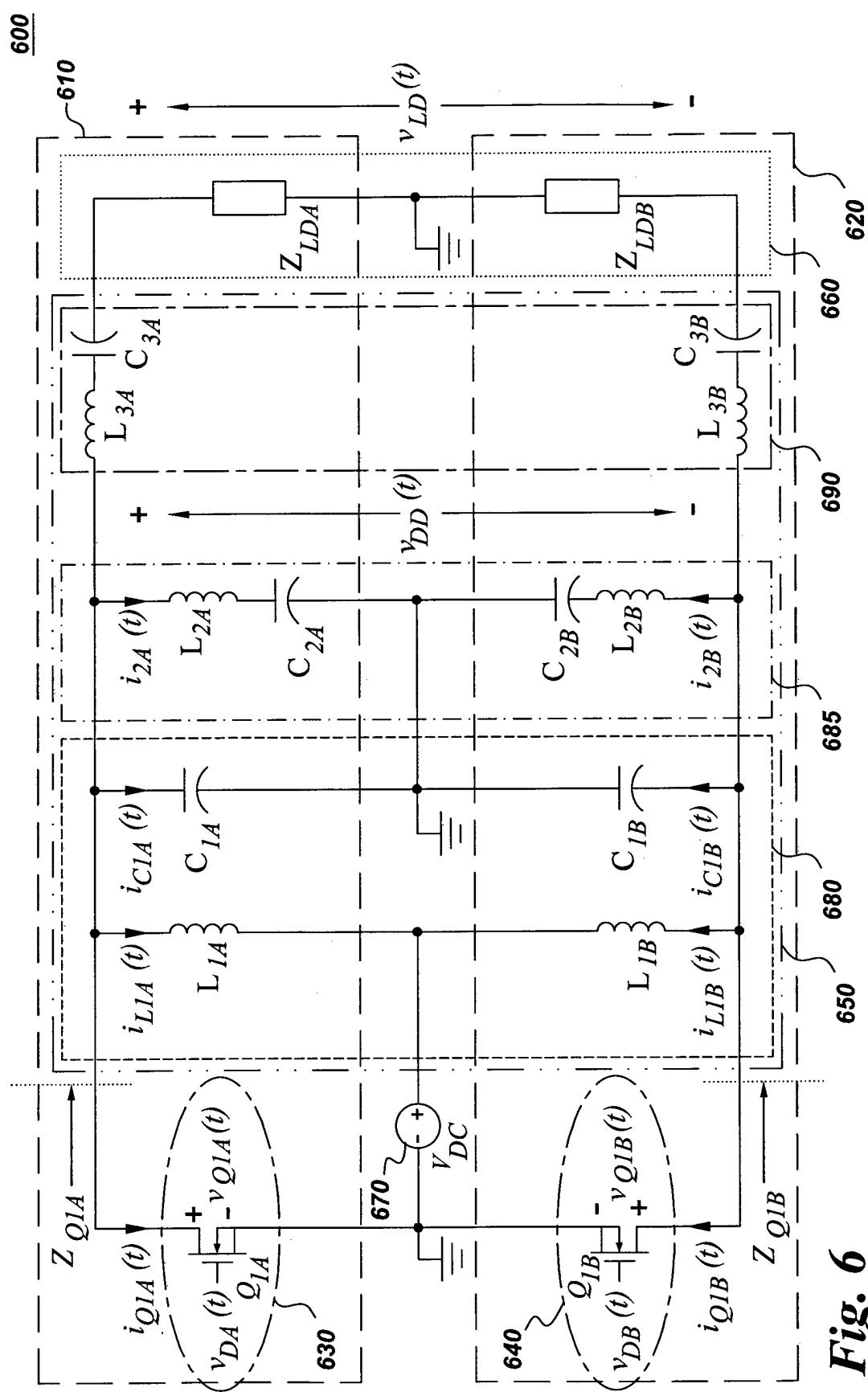


Fig. 5 Stand der Technik

**Fig. 6**

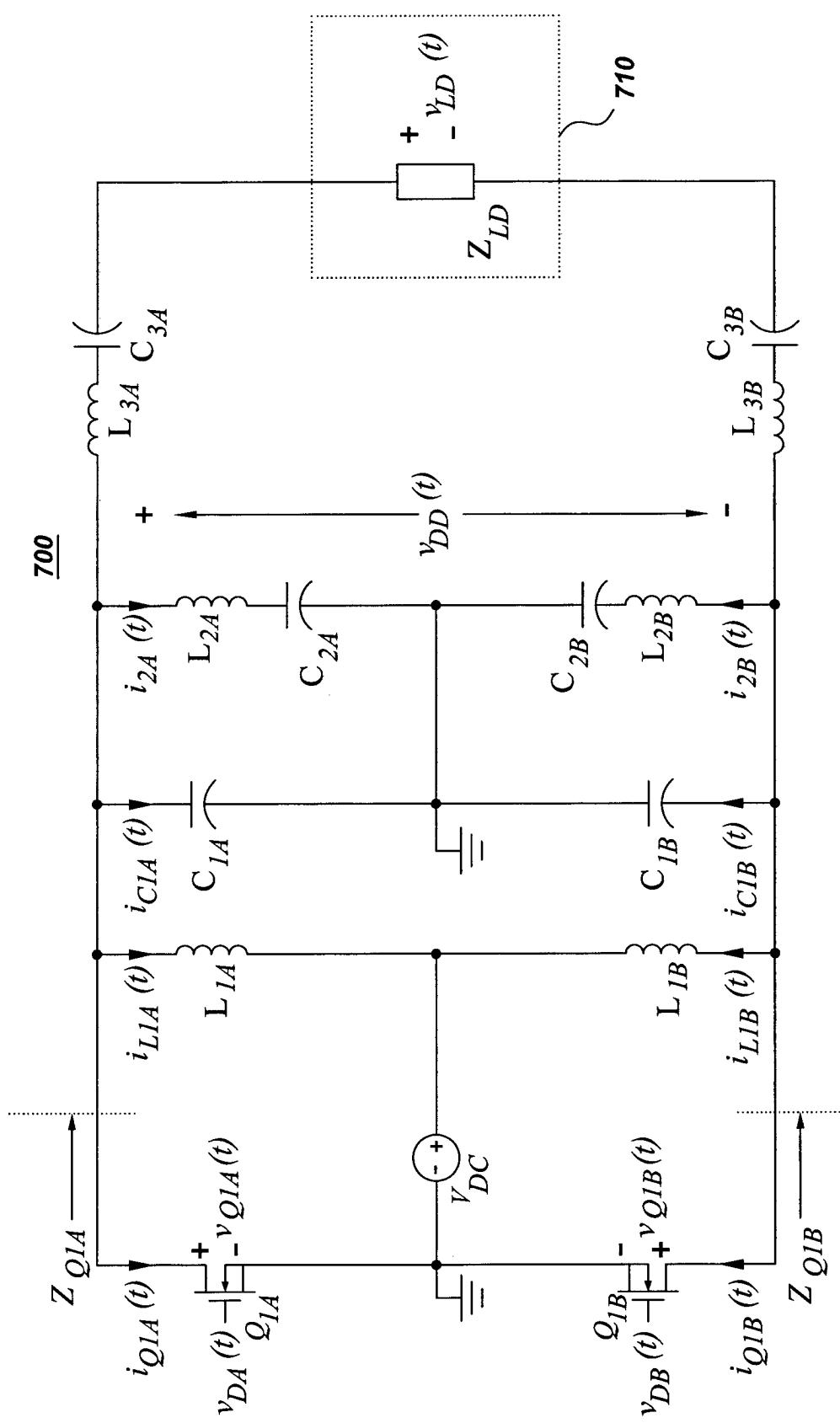


Fig. 7

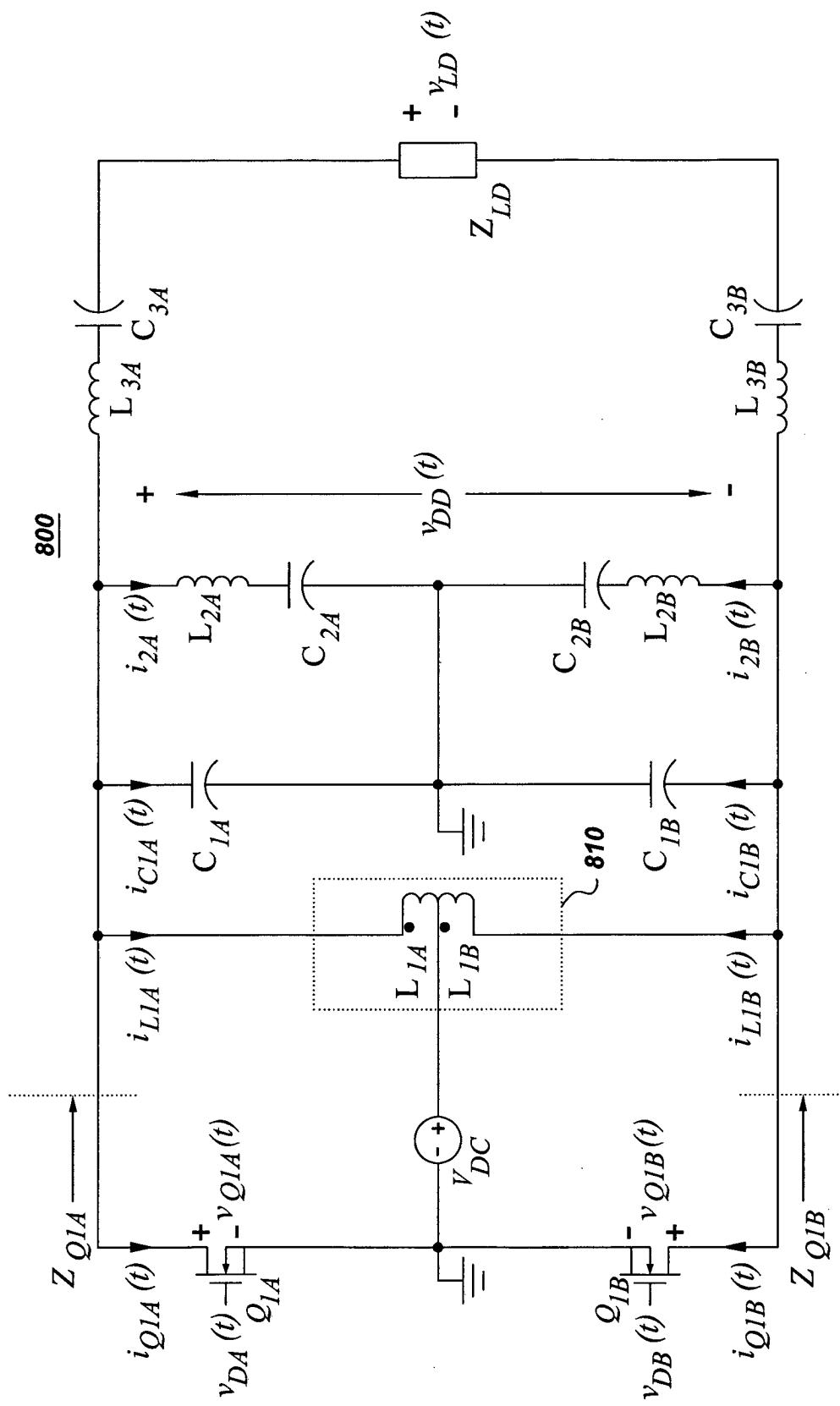


Fig. 8

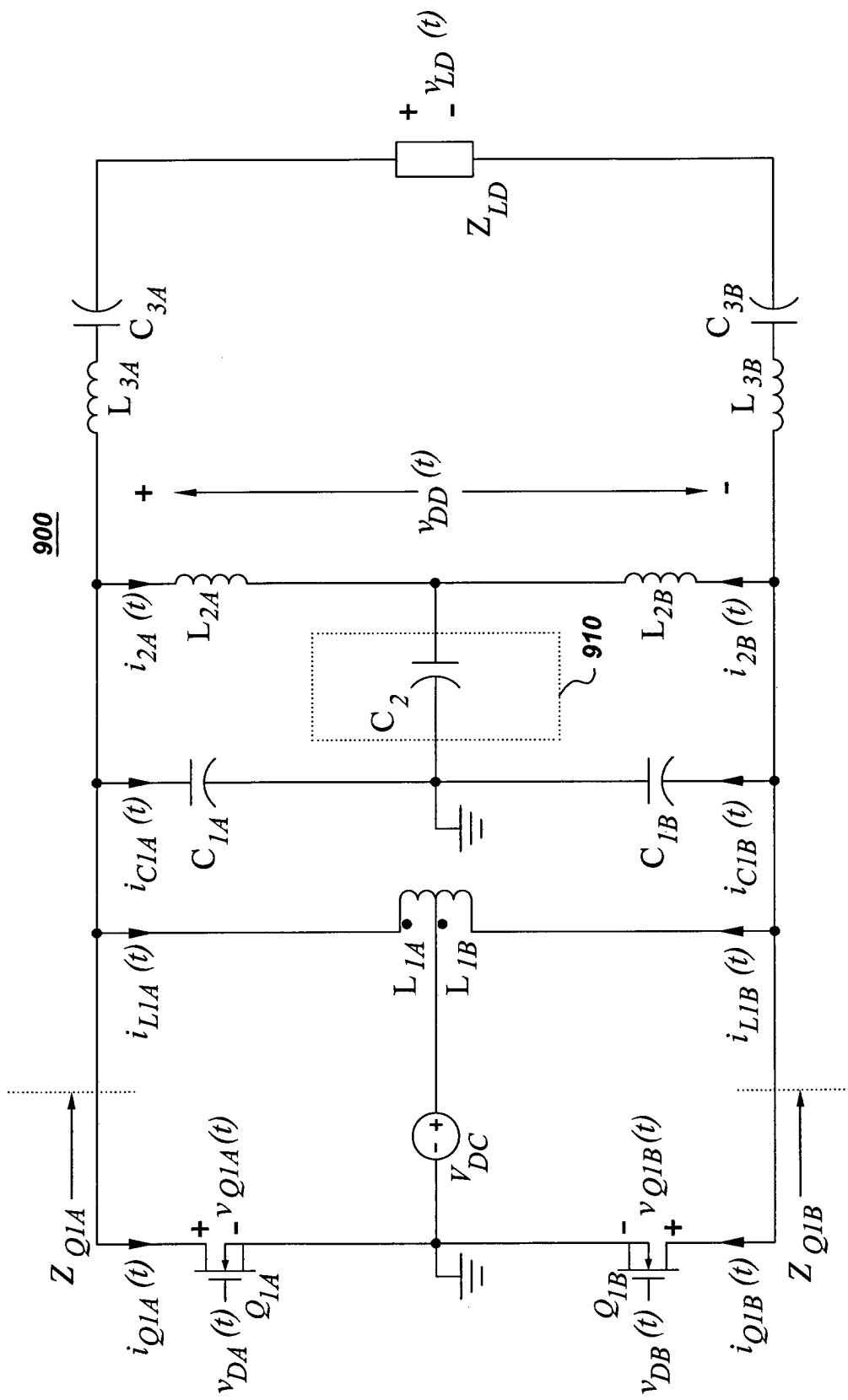


Fig. 9

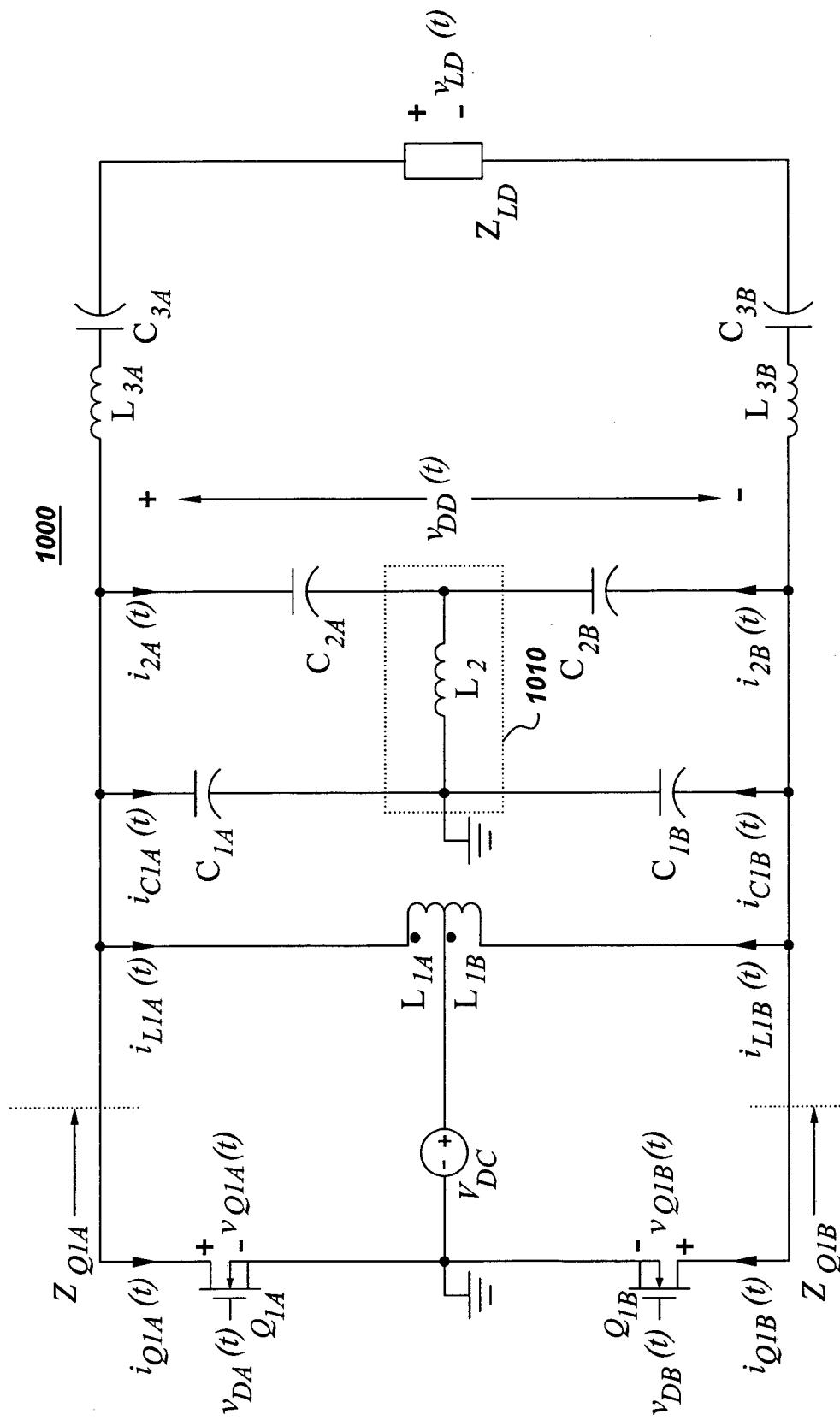


Fig. 10

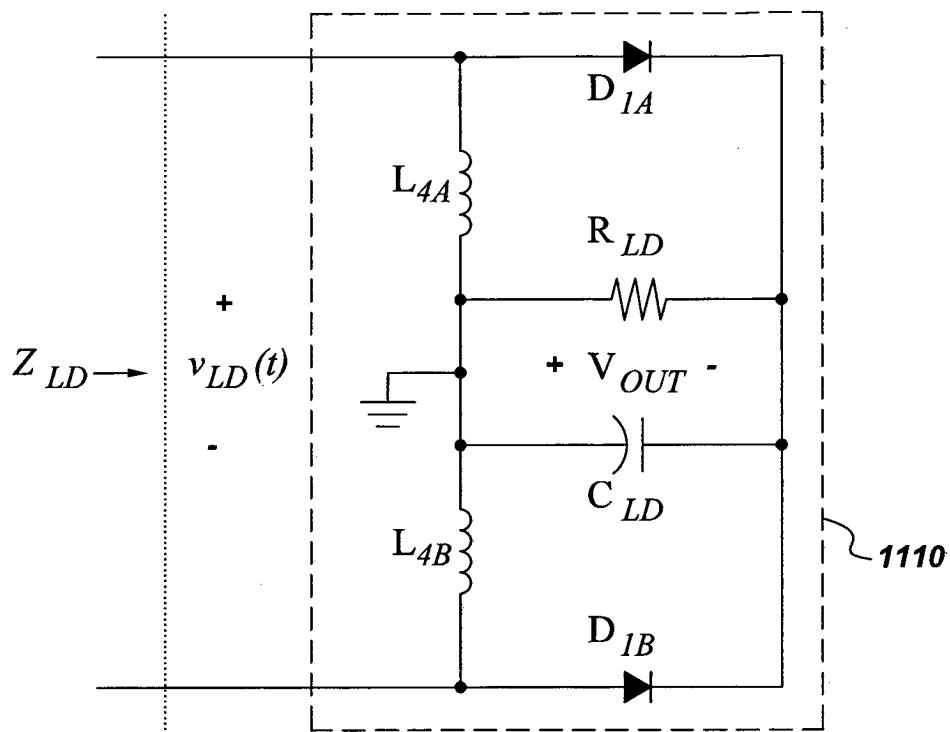


Fig. 11

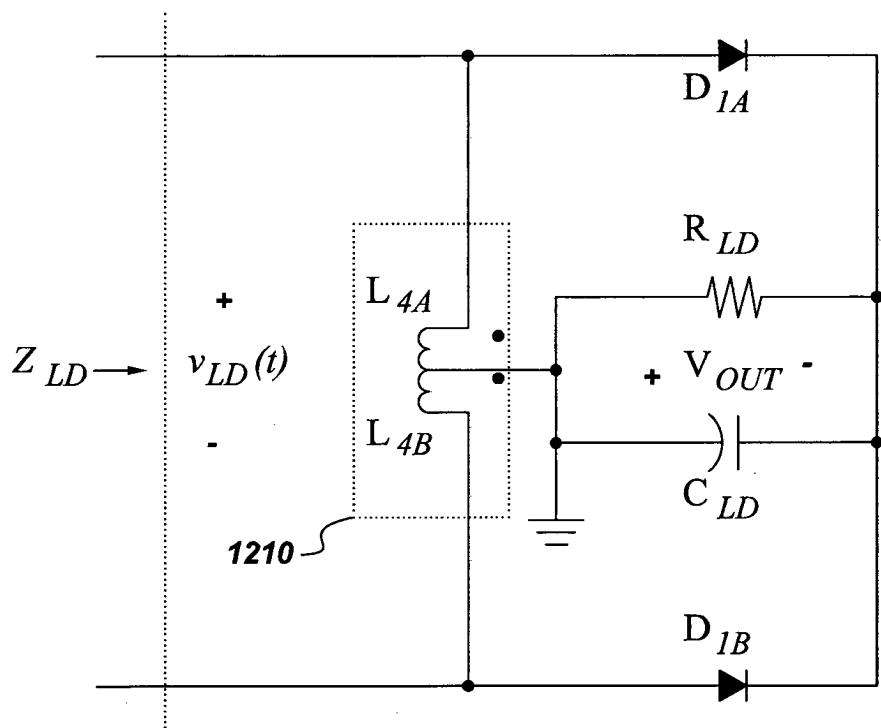


Fig. 12