



(12)

## Patentschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2018 124 818.0**  
(22) Anmeldetag: **09.10.2018**  
(43) Offenlegungstag: **11.04.2019**  
(45) Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: **21.03.2024**

(51) Int Cl.: **H02M 7/797 (2006.01)**  
**H02M 7/12 (2006.01)**  
**H02M 3/158 (2006.01)**  
**H02M 7/217 (2006.01)**

Innerhalb von neun Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(30) Unionspriorität:  
**15/729,920**                      **11.10.2017**      **US**

(62) Teilung in:  
**10 2018 010 596.3**

(73) Patentinhaber:  
**Infineon Technologies AG, 85579 Neubiberg, DE**

(74) Vertreter:  
**Westphal, Mussnug & Partner Patentanwälte mit  
beschränkter Berufshaftung, 81541 München, DE**

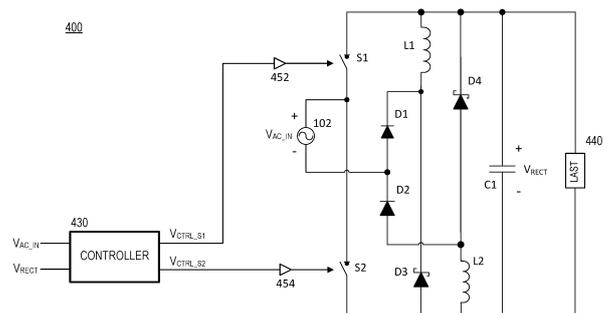
(72) Erfinder:  
**Leong, Kenneth Kin, Villach, AT**

(56) Ermittelter Stand der Technik:  
**siehe Folgeseiten**

### (54) Bezeichnung: **LEISTUNGSWANDLER, DER BIDIREKTIONALE, AKTIV GLEICHRICHTENDE BRÜCKE VERWENDET**

(57) Hauptanspruch: Leistungswandler, der aufweist:  
einen ersten Wechselstrom-(AC)-Anschluss und einen zweiten AC-Anschluss, die dazu ausgebildet sind, eine AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) von einer AC-Leistungsquelle zu erhalten oder eine AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) an eine Last bereitzustellen;  
einen ersten Gleichstrom-(DC)-Anschluss und einen zweiten DC-Anschluss, die dazu ausgebildet sind, eine DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) an eine Last bereitzustellen oder eine DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) von einer DC-Leistungsquelle zu erhalten;  
einen ersten bidirektionalen Schalter (S1), der zwischen den ersten AC-Anschluss und den ersten DC-Anschluss gekoppelt ist;  
einen zweiten bidirektionalen Schalter (S2), der zwischen den ersten AC-Anschluss und den zweiten DC-Anschluss gekoppelt ist;  
eine erste Induktivität (L1) und eine erste Stromsperrende Einrichtung (D1; SR1), die in Reihe geschaltet sind und den zweiten AC-Anschluss mit dem ersten DC-Anschluss koppeln;  
eine zweite Induktivität (L2) und eine zweite Stromsperrende Einrichtung (D2; SR2), die in Reihe geschaltet sind und den zweiten AC-Anschluss mit dem zweiten DC-Anschluss koppeln;  
eine dritte Stromsperrende Einrichtung (D3; SR3), die zwischen den zweiten DC-Anschluss und einen Knoten zwischen der ersten Induktivität (L1) und der ersten Stromsperrenden Einrichtung (D1; SR1) gekoppelt ist;  
eine vierte Stromsperrende Einrichtung (D4; SR4), die zwischen den ersten DC-Anschluss und einen Knoten zwischen

der zweiten Induktivität (L2) und der zweiten Stromsperrenden Einrichtung (D2; SR2) gekoppelt ist; und einen Controller (430; 930), der dazu ausgebildet ist, die ersten und zweiten bidirektionalen Schalter (S1, S2) zu steuern, um den Leistungswandler in einem ersten Betrieb zu betreiben, in dem die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) zwischen dem ersten und zweiten DC-Anschluss geringer als die momentane AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) ist, in einem zweiten Betrieb zu betreiben, in dem die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) höher als die momentane AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) ist, oder sowohl im ersten als auch im zweiten Betrieb zu betreiben, wobei von den ersten und zweiten bidirektionalen Schaltern (S1, S2) jeder dazu ausgebildet ist, in einem leitenden Betrieb, in dem Strom in beiden Richtungen fließt, oder in einem sperrenden Betrieb, in dem Strom in beiden Richtungen gesperrt wird, betrieben zu werden.



(56) Ermittelter Stand der Technik:

<b>DE</b>	<b>10 2017 118 973</b>	<b>A1</b>
<b>US</b>	<b>9 685 881</b>	<b>B2</b>
<b>US</b>	<b>2009 / 0 303 762</b>	<b>A1</b>

## Beschreibung

**[0001]** Die vorliegende Anmeldung betrifft Schaltungen und Techniken zum Wandeln zwischen Wechselstrom-(AC)-Leistung und Gleichstrom-(DC)-Leistung, und sie betrifft insbesondere Leistungswandlertopologien, die bidirektionale Schalter sowohl zum Gleichrichten einer AC-Spannung als auch zum Erhöhen oder Verringern der gleichgerichteten Spannung verwenden, um eine gewünschte DC-Spannung bereitzustellen, oder zum Umwandeln einer DC-Spannung in eine gewünschte AC-Spannung.

**[0002]** AC-DC-Leistungswandler werden verwendet, um eine Vielfalt üblicher Elektronikeinrichtungen einschließlich z. B. Laptop- und Desktop-Computer mit Leistung zu versorgen. Derartige AC-DC-Leistungswandler enthalten typischerweise eine Diodenbrücke zum Gleichrichten einer AC-Spannung von einer AC-Leistungsquelle, und einen DC-DC-Spannungswandler zum Wandeln der gleichgerichteten Spannung in eine DC-Spannung, die dazu geeignet ist, eine Last, z. B. eine elektronische Einrichtung, mit Leistung zu versorgen. Oftmals ist für Leistungswandler, die einen relativ hohen Leistungsbedarf aufweisen, die z. B. mehr als 75 Watt von einer AC-Netzversorgung ziehen, eine Leistungsfaktorkorrektur (engl.: „power factor correction“; PFC) erforderlich. Eine übliche Technik zum Implementieren einer PFC innerhalb eines Leistungswandlers besteht darin, einen Aufwärtswandler zu verwenden, um die gleichgerichtete Spannung in eine relativ hohe Zwischenspannung zu wandeln, die dann, z. B. unter Verwendung eines Tiefsetzwandlers, in eine DC-Spannung, wie sie von der Last benötigt wird, tiefzusetzen. Ein Nachteil derartiger Leistungswandler mit Hochsetz-PFC (engl.: „boost PFC“) besteht darin, dass Leitungsverluste innerhalb der Diodenbrücke zu Leistungseffizienzen und damit verbundenen Wärmedissipationserfordernissen führen. Zusätzlich zu seiner erhöhten Schaltungskomplexität (Komponenten) hat eine Hochsetz-PFC durch eine elektronische Einrichtung (Schalter, Dioden) und irgendwelche passive Einrichtungen (z. B. Energiespeicherinduktivität) zusätzliche Leitungsverluste, was zu weiteren Leistungseffizienzen führt.

**[0003]** Brückenlose Leistungswandler lassen die Diodenbrücke herkömmlicher Leistungswandler weg, indem sie Leistungsschalter verwenden, um die AC-Eingangsleistung wirksam gleichzurichten. Die innerhalb derartiger Leistungswandler verwendeten Leistungsschalter können typischerweise nur einen Stromfluss in einer Richtung sperren. Zum Beispiel leitet ein N-Kanal-Metalloxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (MOSFET) vom Anreicherungstyp Strom von seinem Drain zu seiner Source, wenn eine ausreichend hohe Spannung an den Gate-

(Steuer)-Anschluss des MOSFETs angelegt wird. Wenn die an den Gate-Anschluss angelegte Spannung nicht ausreichend hoch ist, wird ein positiver Stromfluss von dem Drain des MOSFETs zu seiner Source gesperrt. Allerdings erlaubt eine intrinsische Bodydiode innerhalb des MOSFETs einen Stromfluss von der Source zu dem Drain unabhängig von der an den Gateanschluss angelegten Spannung, vorausgesetzt, der Spannungsabfall von der Source zu dem Drain ist höher als die Schwellenwertspannung der Bodydiode. Daher ist der MOSFET im Allgemeinen nicht in der Lage, einen positiven Stromfluss von seiner Source zu seinem Drain zu sperren.

**[0004]** Die Tatsache, dass Leistungsschalter innerhalb eines brückenlosen Leistungswandlers einen Stromfluss in beiden Richtungen oftmals nicht sperren können, begrenzt die Anwendung dieser Leistungsschalter als Steuerschalter für einen schaltenden Tiefsetz- und Hochsetzwandler. Die doppelte Verwendung derartiger Leistungsschalter zur Gleichrichtung und Spannungswandlersteuerung ist bei einer Vielzahl von Leistungswandlertopologien zumindest dann, wenn man minimale Schaltungstechnik verwendet, nicht realisierbar. Während komplexere Schaltungstechnik oder zusätzliche Schaltungsstufen dazu in der Lage sein könnten, gewünschte Leistungswandlertopologien zu unterstützen, erfordert die zusätzliche Komplexität zusätzliche und unerwünschte elektrische Komponenten, z. B. Leistungsschalter, Dioden, Induktivitäten oder Magnetiken. Darüber hinaus bringen die zusätzlichen Komponenten oft zusätzliche Leitungsverluste, die den Wirkungsgradvorteil, der durch das Weglassen der Diodenbrücke angestrebt wird, zunichtemachen oder zumindest verringern.

**[0005]** AC-DC-Leistungswandlertopologien, die keine Diodenbrücke enthalten, verwenden minimale Schaltungstechnik, können sowohl den Hochsetzstell- als auch den Tiefsetzstellbetrieb erreichen und sind, wie erwünscht, hocheffizient.

**[0006]** Die US 2009 / 0 303 762 A1 beschreibt einen PFC-Wandler, der eine erste Wandlerstufe und eine zweite Wandlerstufe aufweist. Jede der beiden Wandlerstufen umfasst einen Ausgangskondensator, zwei Gleichrichterelemente, eine Induktivität, die eine gemeinsame Induktivität sein kann, und einen Schalter. Jede der beiden Wandlerstufen ist an Eingangsanschlüsse angeschlossen, die dazu ausgebildet sind, eine Wechselspannung zu erhalten. Die Ausgangskondensatoren der beiden Wandlerstufen sind in Reihe geschaltet, um gemeinsam eine Ausgangsspannung zur Verfügung zu stellen.

**[0007]** Die US 9 685 881 B2 zeigt in deren **Fig. 4** einen AC-DC-Wandler mit einer Eingangsstufe, die dazu ausgebildet ist, eine erste DC-Spannung aus einer AC-Eingangsspannung zu erzeugen, und

einer Ausgangsstufe, die dazu ausgebildet ist, eine zweite DC-Spannung aus der ersten DC-Spannung zu erzeugen. Die Eingangsstufe umfasst eine Induktivität, eine Halbbrücke mit zwei Schaltern und einen Kondensator. Die Ausgangsstufe umfasst zwei Stufen, die jeweils eine Induktivität und einen Ausgangskondensator, zwei passive Gleichrichterelemente und zwei Schalter umfassen. Die Ausgangskondensatoren der beiden Stufen sind in Reihe geschaltet.

**[0008]** Die nachveröffentlichte DE 10 2017 118 973 A1 zeigt in deren Fig. 13 einen AC-DC-Wandler mit zwei Wandlerstufen, die jeweils einen Ausgangskondensator aufweisen, wobei die Ausgangskondensator in Reihe geschaltet sind. Jede der Wandlerstufen umfasst außerdem eine Reihenschaltung mit einer Induktivität und einem passiven Gleichrichterelement, die parallel zu dem Ausgangskondensator geschaltet ist, und einen Schalter, wobei eine Reihenschaltung des Schalters und einer Eingangsspannungsquelle parallel zu der Induktivität geschaltet ist.

**[0009]** Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung betrifft einen Leistungswandler gemäß Anspruch 1. Ein weiteres Ausführungsbeispiel betrifft einen Leistungswandler gemäß dem nebengeordneten Anspruch 16. Weiterbildungen der Leistungswandler sind Gegenstand der Unteransprüche.

**[0010]** Fachleute werden beim Lesen der folgenden ausführlichen Beschreibung und bei der Betrachtung der begleitenden Zeichnungen zusätzliche Merkmale und Vorteile erkennen.

**[0011]** Die Elemente der Zeichnungen sind relativ zueinander nicht notwendigerweise maßstabsgetreu. Gleiche Bezugsziffern bezeichnen ähnliche Teile. Die Merkmale der verschiedenen dargestellten Ausgestaltungen können kombiniert werden, sofern sie einander nicht ausschließen. In den Zeichnungen sind Ausgestaltungen abgebildet und sie werden in der folgenden Beschreibung ausführlich erläutert.

**[0012]** Fig. 1A zeigt eine Schaltung für eine aktiv gleichrichtende Brücke (BARB) in einer Totem-Pole-Konfiguration.

**[0013]** Fig. 1B veranschaulicht eine Schaltung für eine BARB in einer Konfiguration mit gemeinsamer Kathode.

**[0014]** Fig. 1C veranschaulicht eine Schaltung für eine BARB in einer Konfiguration mit gemeinsamer Anode.

**[0015]** Die Fig. 2 und 3 veranschaulichen einen gleichrichtenden Betrieb für eine BARB-Schaltung mit einer Totem-Pole-Konfiguration.

**[0016]** Fig. 4 veranschaulicht eine Tiefsetz-Hochsetz-Leistungswandlerschaltung, die eine Totem-Pole-BARB verwendet.

**[0017]** Die Fig. 5A-5D veranschaulichen Leistungspfade durch einen Tiefsetz-Hochsetz-Leistungswandler, wenn der Leistungswandler als AC-DC-Wandler im Hochsetz-Betrieb arbeitet.

**[0018]** Die Fig. 6A-6D veranschaulichen Leistungspfade durch einen Tiefsetz-Hochsetz-Leistungswandler, wenn der Leistungswandler als AC-DC-Wandler im Tiefsetz-Betrieb arbeitet.

**[0019]** Fig. 7 veranschaulicht Kurvenverläufe für eine AC-Eingangsspannung, Schaltersteuerungssignale und Induktivitätsströme für einen Leistungs-Tiefsetz-Hochsetz-Wandler, der eine Totem-Pole-BARB verwendet.

**[0020]** Fig. 8 veranschaulicht verschiedene Typen von bidirektionalen Schaltern.

**[0021]** Fig. 9 veranschaulicht eine Leistungs-Tiefsetz-Hochsetz-Wandlerschaltung, die eine Totem-Pole-BARB verwendet und die von AC nach DC und DC nach AC wandeln kann.

**[0022]** Die Fig. 10A-10D veranschaulichen Leistungspfade durch einen Leistungs-Tiefsetz-Hochsetz-Wandler, wenn der Leistungswandler als DC-AC-Wandler im Hochsetz-Betrieb arbeitet.

**[0023]** Die Fig. 11A-11D veranschaulichen Leistungspfade durch einen Leistungs-Tiefsetz-Hochsetz-Wandler, wenn der Leistungswandler als DC-AC-Wandler im Tiefsetz-Betrieb arbeitet.

**[0024]** Die hierin beschriebenen Ausgestaltungen stellen Schaltungen für brückenlose Leistungswandler, die auf bidirektionalen Schaltern basieren, bereit. Die Leistungswandler sind dazu ausgebildet, zwischen Wechselstrom-(AC)-Leistung und Gleichstrom-(DC)-Leistung zu wandeln. In einer AC-DC-Konfiguration wird die AC-Leistung von einer AC-Netzspannung (z. B. einer Netzversorgung) bezogen und wird einer Last, die eine DC-Spannung benötigt, zugeführt. Ausgestaltungen derartiger AC-DC-Leistungswandlerkonfigurationen werden zuerst beschrieben. Dem folgen Beschreibungen von DC-AC-Leistungswandlerkonfigurationen, bei dem eine durch eine DC-Quelle (z. B. eine Batterie oder eine Solarzelle) gelieferte DC-Leistung zur Verwendung durch eine Last, die AC-Leistung benötigt, in eine AC-Leistung gewandelt wird. Weiterhin werden hierin Leistungswandler beschrieben, die dazu in der Lage sind, sowohl einen AC-DC- als auch einen DC-AC-Betrieb zu unterstützen, und die dazu in der Lage sind, sowohl im Tiefsetz-(Verringerungs)- als auch im Hochsetz-(Erhöhungs)-Betrieb zu arbeiten.

**[0025]** Die beschriebenen Leistungswandler sind insofern brückenlos, als keine Diodenbrücken zur Gleichrichtung erforderlich sind. Stattdessen werden für Konfigurationen, bei denen AC-Leistung von einer Quelle bereitgestellt wird, bidirektionale Schalter verwendet, um die zugeführte AC-Spannung aktiv gleichzurichten. Die bidirektionalen Schalter werden auch verwendet, um die einer Last zugeführte DC-Ausgangsspannung zu steuern. Abhängig von der Leistungswandlersteuerung und -topologie kann die DC-Ausgangsspannung relativ zu einem gegenwärtigen (Ist-) Spannungspegel der AC-Eingangsspannung erhöht (hochgesetzt) oder verringert (tiefgesetzt) werden. Durch Verwenden der bidirektionalen Schalter sowohl für die Gleichrichtung als auch effektiv für die DC-DC-Spannungswandlungssteuerung (z. B. Ausgangsspannungsregelung) kann bei Verwendung minimaler Schaltungstechnik eine Vielfalt von Leistungswandler-topologien realisiert werden. Die minimale Schaltungstechnik zusammen mit dem Weglassen jeglicher Diodenbrücke führt zu einem Leistungswandler, der im Vergleich zu herkömmlichen AC-DC-Leistungswandlern niedrige Leitfähigkeitsverluste und einen hohen Wirkungsgrad aufweist.

**[0026]** Zur Vereinfachung der Erläuterung werden die Erfindungen anhand bestimmter Beispiele im Kontext von nicht-isolierten, brückenlosen Leistungswandlern beschrieben, aber ein Fachmann wird erkennen, dass viele der beschriebenen Techniken auf isolierte Leistungswandler mit Transformatoren wie beispielsweise Leistungssperrwandler erschlossen werden können. Zuerst werden Schaltungen, die drei verschiedenen, bidirektionalen Aktivgleichrichterbrückenkonfigurationen entsprechen, beschrieben. Eine dieser Konfigurationen, die Totem-Pole-Konfiguration, bietet die Basis für einen brückenlosen Leistungs-Tiefsetz-Hochsetz-Wandler, der bidirektionale Schalter verwendet, was als nächstes beschrieben wird. Der Betrieb eines derartigen Leistungswandlers wird für verschiedene AC-DC-Betriebe einschließlich Tiefsetz- und Hochsetz-Betriebe ausführlich beschrieben. Dann werden Abwandlungen brückenloser Leistungs-Tiefsetz-Hochsetz-Wandler, die sowohl einen AC-DC- als auch einen DC-AC-Betrieb unterstützen, zusammen mit dem ausführlich dargelegten DC-AC-Betrieb eines derartigen Wandlers ausführlich beschrieben.

**[0027]** Es versteht sich, dass die unten beschriebenen, speziellen Beispiele nicht als beschränkend gemeint sind. Schaltungen und Techniken, die auf dem Fachgebiet wohlbekannt sind, werden nicht ausführlich beschrieben, um ein Verschleiern der besonderen Aspekte der Erfindung zu vermeiden. Merkmale und Aspekte von den Beispiel-Ausgestaltungen können kombiniert oder neu angeordnet wer-

den, ausgenommen wenn der Kontext dies nicht erlaubt.

#### Bidirektionale Aktivgleichrichtungsbrücken-(BARB)-Konfigurationen

**[0028]** Die Fig. 1A, 1B bzw. 1C veranschaulichen Totem-Pole- 100-, Gemeinsame-Kathode- 110 und Gemeinsame-Anode- 120-BARB-Konfigurationen. Jede dieser Konfigurationen 100, 110, 120 enthält zwei Dioden D1, D2 und zwei bidirektionale Schalter S1, S2. In einigen Fällen können die Dioden D1, D2 durch Schalter, die nicht bidirektional sein müssen, ersetzt werden, um die Leitfähigkeitsverluste zu verringern und/oder Nullspannungsschalten (engl.: zero voltage switching; ZVS) zu erzielen. Im Verhältnis zu einer herkömmlichen Gleichrichtungsbrücke, die aus vier Dioden besteht, verwenden die BARB-Schaltungskonfigurationen 100, 110, 120 bidirektionale Schalter S1, S2 anstelle von zwei der Dioden; die konkreten Dioden, die ersetzt werden, variieren zwischen den drei Konfigurationen. Weil die BARB-Schaltungen eine Aktivgleichrichtung durchführen, besitzen sie gegenüber Diodenbrücken einen Vorteil, der darin besteht, dass BARB-Schaltungen die Gleichrichtung aktiv stoppen können. Dies setzt voraus, dass die Schalter S1, S2 innerhalb der BARB-Konfigurationen bidirektional sind, so dass jeder dieser Schalter S1, S2 ein Leitvermögen in jeder Richtung sperren kann. Ein weiterer Vorteil dieser BARB-Schaltungen besteht darin, dass die Leitfähigkeitsverluste der bidirektionalen Schalter S1, S2 typischerweise geringer als die der Dioden, die in einer Diodenbrücke verwendet würden, sind. Dies führt relativ zu Gleichrichtern, die auf Diodenbrücken basieren, zu einem verbesserten Leistungswirkungsgrad der BARB-Schaltungen.

**[0029]** Jede der drei BARB-Schaltungskonfigurationen 100, 110, 120 enthält dieselben Schaltungskomponenten und ist im Wesentlichen gleichwertig. Eine AC-Spannungsquelle 102 führt jeder der BARB-Schaltungen 100, 110, 120 Leistung zu. Durch geeignetes Steuern der bidirektionalen Schalter S1, S2 wird eine gleichgerichtete Spannung  $V_{RECT}$  über einem Kondensator C1 und einer Last (zur Vereinfachung der Darstellung nicht gezeigt) bereitgestellt. Zusätzlich zu ihrer Verwendung zum Gleichrichten der AC-Spannung können die bidirektionalen Schalter S1, S2 auch als Steuerschalter für einen Leistungsschaltwandler verwendet werden. Durch Integrieren von einer oder mehr Energiespeicherkomponenten, z. B. Induktivitäten, Kondensatoren, Magnetik und Verwenden der bidirektionalen Schalter S1, S2, um die Leistungsübertragung zu steuern, können die BARB-Schaltungen 100, 110, 120 in Leistungsschaltwandler umgewandelt werden. Während jede der dargestellten BARB-Schaltungen 100, 110, 120 dazu in der Lage ist, eine AC-Spannung gleichzurichten, können einige Leis-

tungswandlertopologien aufgrund der Topologierfordernisse des Leistungswandlers selbst nur eine oder zwei der BARB-Konfigurationen verwenden. Alternativ ausgedrückt bestimmt eine gewählte Leistungswandlertopologie oftmals, welche BARB-Schaltungskonfiguration(en) praktikabel und/oder optimal ist/sind. Obwohl nicht dargestellt, ist zu beachten, dass jede der drei BARB-Schaltungskonfigurationen invertiert werden kann, so dass sich die Masse (engl.: „common ground“) auf der High-Seite befindet und die Diodenrichtungen umgekehrt sind. Derartige Konfigurationen können für einige Leistungswandlertopologien bevorzugt werden.

**[0030]** Der Gleichrichtungsbetrieb für die Totem-Pole-BARB-Konfiguration 100 wird nun unter Verwendung der Schaltungen 100p, 100n der **Fig. 2** und **3** beschrieben. Der Betrieb der Gemeinsame-Kathode- und Gemeinsame-Anode-Konfigurationen wird nicht detailliert beschrieben, kann aber einfach aus der Beschreibung des Betriebs der Totem-Pole-Schaltung einfach erschlossen werden.

**[0031]** **Fig. 2** veranschaulicht die Totem-Pole-BARB-Konfiguration 100p für ein Szenario, bei dem sich die zugeführte AC-Spannung in einer positiven Halbwelle (engl.: „half cycle“) befindet. Der zweite bidirektionale Schalter S2 ist ausgeschaltet, so dass er jeden Stromfluss durch ihn sperrt. Wie gezeigt wird der zweite bidirektionale Schalter S2 elektrisch äquivalent zu einem offenen Schaltkreis. Der erste bidirektionale Schalter S1 wird verwendet, um den Leistungsfluss durch die BARB-Schaltung 100p zu steuern. Wenn der erste bidirektionale Schalter S1 leitet, fließt ein in **Fig. 2** mit *i* bezeichneter, positiver Strom von der AC-Spannungsversorgung 102 durch den ersten bidirektionalen Schalter S1, durch eine Last (nicht dargestellt) und durch die zweite Diode D2. Wenn die BARB-Schaltung 100 lediglich eine Gleichrichtung durchführt, würde der erste bidirektionale Schalter S1 über das ganze Intervall, in dem die AC-Spannung positiv ist, geschlossen bleiben. Wenn die BARB-Schaltung 100 Teil eines Leistungswandlers ist, dann steuert der erste bidirektionale Schalter S1 den Leistungsfluss von der AC-Leistungsquelle 102 an eine Last (nicht dargestellt) des Leistungswandlers. Dies wird durch Zuführen eines Steuersignals an den ersten bidirektionalen Schalter S1 erreicht. Zum Beispiel kann dem/den Gate(s) des ersten bidirektionalen Schalters ein pulsweitenmodulierter (PWM) Kurvenverlauf zugeführt werden, wobei die Frequenz und/oder der Tastgrad des PWM-Kurvenverlaufs die Energieübertragungsrate bestimmt. Ein Controller (zur Vereinfachung der Darstellung nicht gezeigt) erzeugt Steuersignale (z. B. den PWM-Kurvenverlauf) für die bidirektionalen Schalter S1, S2 basierend auf einer gemessenen Spannung der AC-Leistungsquelle 102.

**[0032]** **Fig. 3** veranschaulicht ein entsprechendes Szenario für die Totem-Pole-BARB-Konfiguration 100n, wenn sich die zugeführte AC-Spannung in einer negativen Halbwelle befindet. Die Funktionalität der ersten und zweiten bidirektionalen Schalter S1, S2 ist vertauscht. Der erste bidirektionale Schalter S1 sperrt jeglichen Stromfluss (ist geöffnet), während der zweite bidirektionale Schalter S2 zum steuernden Schalter wird. Ein in **Fig. 3** mit *i* bezeichneter, positiver Strom fließt von der AC-Spannungsversorgung 102 durch die erste Diode D1, durch die Last (nicht dargestellt) und durch den zweiten bidirektionalen Schalter S2. Wie ähnlich oben für die positive Halbwelle erläutert, kann der zweite bidirektionale Schalter S2 den Leistungsfluss von der AC-Leistungsquelle 102 an die Last steuern, wenn die BARB-Schaltung 100 Teil eines Leistungswandlers ist. Dem zweiten bidirektionalen Schalter S2 wird auf eine der oben im Hinblick auf die Steuerung des ersten bidirektionalen Schalters S1 beschriebene, ähnliche Weise ein Steuersignal zugeführt, wenn die AC-Quelle eine positive Spannung liefert.

#### BARB-Totem-Pole-Leistungs-Tiefsetz-Hochsetz-Wandler

**[0033]** **Fig. 4** veranschaulicht einen Leistungswandler 400, der auf der Totem-Pole-BARB-Konfiguration basiert und dazu in der Lage ist, entweder in einem Tiefsetz-(Verringerungs)- oder einem Hochsetz-(Erhöhungs)-Betrieb zu arbeiten. Die Tiefsetz-Hochsetz-Leistungswandlerschaltung 400 ist ähnlich zu der Totem-Pole-BARB-Konfiguration 100 von **Fig. 1A** ausgebildet, enthält jedoch zusätzlich eine erste Induktivität L1 in Reihe mit der ersten Diode D1, und eine zweite Induktivität L2 in Reihe mit der zweiten Diode D2. Diese Schaltung 400 enthält weiterhin dritte und vierte Dioden D3, D4, die es dem Stromfluss in einigen Fällen erlauben, eine der Induktivitäten zu umgehen und was die Anzahl von Dioden in dem Stromleitungs Pfad verringert. Durch Minimieren der Anzahl von Dioden und Induktivitäten, durch die jener Strom fließen muss, werden Leitfähigkeitsverluste minimiert, was zu einem guten Wirkungsgrad des Leistungswandlers 400 führt. Wie weiter unten erläutert, können die Leitfähigkeitsverluste durch Ersetzen von Dioden innerhalb des Leistungswandlers 400 durch andere Stromsperrenden Einrichtungen wie beispielsweise Synchrongleichrichtungs-(engl.: „synchronous rectification“; SR)-Schalter zusätzlich verbessert werden. Bevor derartige Verbesserungen beschrieben werden, wird der Betrieb des Leistungswandlers 400 für den Hochsetz- und Tiefsetz-Betrieb beschrieben.

**[0034]** Eine AC-Leistungsversorgung 102 liefert eine AC-Spannung  $V_{AC\_IN}$  an die Tiefsetz-Hochsetz-Wandlerschaltung 400, die eine gleichgerichtete (DC)-Spannung  $V_{RECT}$  ausgibt. Die DC-Span-

nung  $V_{RECT}$  versorgt eine Last 440 mit Leistung. Ein Controller 430 erzeugt Signale  $V_{CTRL\_S1}$ ,  $V_{CTRL\_S2}$  zum Steuern der bidirektionalen Schalter S1, S2 über Treiber 452, 454 basierend auf der AC-Eingangsspannung  $V_{AC\_IN}$  und der DC-Ausgangsspannung  $V_{RECT}$ . Es wird nun die Steuerung der bidirektionalen Schalter S1, S2 beschrieben.

**[0035]** Die AC-Spannung  $V_{AC\_IN}$  und die DC-Spannung  $V_{RECT}$  werden gemessen (erfasst) und dem Controller 430 zugeführt. Bei einem typischen Betrieb verwendet der Controller 430 diese gemessenen Spannungen, um die Schaltersteuerungssignale  $V_{CTRL\_S1}$ ,  $V_{CTRL\_S2}$  zu erzeugen, um die DC-Ausgangsspannung  $V_{RECT}$  nahe einer Ziel-(Referenz)-Spannung  $V_{REF}$  zu halten. Die Schaltersteuerungssignale  $V_{CTRL\_S1}$ ,  $V_{CTRL\_S2}$  sind typischerweise pulswidenmodulierte (PWM) Kurvenverläufe, und die DC-Ausgangsspannung  $V_{RECT}$  wird durch die Frequenz und/oder den Tastgrad dieser PWM-Kurvenverläufe bestimmt. Für ein Beispiel-Szenario kann bei Verwendung eines PWM-Kurvenverlaufs mit einer festen Frequenz der Tastgrad des PWM-Kurvenverlaufs, der einen Steuerschalter ansteuert, erhöht werden, wenn die DC-Ausgangsspannung  $V_{RECT}$  unter die Referenzspannung  $V_{REF}$  abfällt, um die Energieübertragung durch den Leistungswandler 400 zu erhöhen. Umgekehrt kann für ein derartiges Beispiel, wenn die DC-Ausgangsspannung  $V_{RECT}$  über die Referenzspannung  $V_{REF}$  ansteigt, der Tastgrad des PWM-Kurvenverlaufs, der einen Steuerschalter ansteuert, verringert werden. Weil sich die Eingangsspannung  $V_{AC\_IN}$  zeitlich ändert, werden Aktualisierungen des PWM-Tastgrads oder der -Frequenz auch durch den Betrag der gemessenen Eingangsspannung  $V_{AC\_IN}$  für jeden gegebenen Zeitpunkt kompensiert. Steuerungstechniken wie beispielsweise Proportional-Integral-Differential-(PID)-Steuerungen zum Erzeugen und Modifizieren des Tastgrads oder der Frequenz von PWM-Signalen, die zum Steuern von Schaltern in Leistungswandlern verwendet werden, sind auf dem Fachgebiet wohlbekannt und werden deshalb hier nicht weiter ausführlich erläutert.

**[0036]** Der Controller 430 verwendet die Polarität der AC-Spannung  $V_{AC\_IN}$ , den Betrag der AC-Spannung  $V_{AC\_IN}$ , und die DC-Spannung  $V_{RECT}$ , um einen Betrieb für den Leistungswandler 400 zu bestimmen. Es sind, wenn die AC-Spannung  $V_{AC\_IN}$  positiv ist, verglichen damit, wenn sie negativ ist, was aus der Polarität der AC-Spannung  $V_{AC\_IN}$  bestimmt werden kann, verschiedene Betriebe erforderlich. Zusätzlich ist für den Betrieb im Hochsetz-Betrieb verglichen mit dem Tiefsetz-Betrieb, was aus dem Betrag der AC-Spannung  $V_{AC\_IN}$  verglichen mit der DC-Spannung  $V_{RECT}$  bestimmt werden kann, eine andere Steuerung erforderlich. Weitere Einzelheiten bezüglich dieser Betriebe sind in den **Fig. 5A-5D**, **Fig. 6A-6D** und deren jeweiligen Beschreibungen unten angegeben.

**[0037]** Der Controller 430 und seine Bestandteile können unter Verwendung einer Kombination analoger Hardwarekomponenten (wie beispielsweise Transistoren, Verstärker, Dioden, Widerständen, Analog-Digital-Wandler) und einer Prozessorschaltung, die hauptsächlich digitale Bestandteile enthält, implementiert werden. Die Prozessorschaltung kann einen digitalen Signalprozessor (DSP), einen Mehrzweckprozessor und eine anwendungsspezifische integrierte Schaltung (engl.: „application specific integrated circuit“; ASIC) enthalten. Der Controller 430 kann auch Speicher, z. B. nicht-flüchtigen Speicher wie beispielsweise Flash, der Befehle oder Daten zur Verwendung durch die Prozessorschaltung enthält, und einen oder mehr Timer enthalten. Ein derartiger Speicher kann Werte für die Referenzspannung  $V_{REF}$  speichern. Der Controller 430 liest Sensorsignale wie beispielsweise Signale, die der Spannung  $V_{AC\_IN}$  und der DC-Spannung  $V_{RECT}$  entsprechen, ein und erzeugt Signale  $V_{CTRL\_S1}$ ,  $V_{CTRL\_S2}$  zum Steuern der bidirektionalen Schalter S1, S2 in dem Leistungswandler 400.

**[0038]** Die **Fig. 5A-5D** veranschaulichen Stromflüsse 560a, 560b, 560c, 560d für den Leistungswandler 400, wenn er im Hochsetz-Betrieb arbeitet. Zur Vereinfachung der Darstellung sind in den **Fig. 5A-5D** der Controller 430, die Treiber 452, 454 und die Last 440 nicht gezeigt, aber es versteht sich, dass diese Komponenten, wie in Verbindung mit **Fig. 4** beschreiben, tatsächlich Teil der Schaltung 400 sind. Man beachte insbesondere, dass die Stromflüsse 560b, 560d der **Fig. 5B** und **5D**, obwohl die Last 440 zur Vereinfachung der Darstellung nicht gezeigt ist, durch die Last 440 fließen würden.

**[0039]** Wenn der Controller 430 detektiert, dass eine momentane (z. B. Ist-) Spannung  $V_{AC\_IN}$ , die über der AC-Spannungsquelle 102 gemessen wird, positiv ist, steuert der Controller 430 die bidirektionalen Schalter S1, S2 durch Wechseln, welcher dieser Schalter S1, S2 leitet. (Es kann eine zusätzliche Totzeit, in der kein Schalter leitet, vorhanden sein, um eine Beschädigung der Schalter zu vermeiden. Die Schalter leiten niemals zur selben Zeit). Für ein erstes positives Intervall wird der zweite bidirektionale Schalter S2 eingestellt, zu leiten, während der erste bidirektionale Schalter S1 eingestellt ist, Stromfluss zu sperren. Der resultierende Stromfluss ist in dem Strompfad 560a von **Fig. 5A** gezeigt. Die zweite Induktivität L2 ist durch den Stromfluss  $i_{L2}$  durch sie energetisiert. Für ein zweites, positives Intervall wird der erste bidirektionale Schalter S1 eingestellt, zu leiten, während der zweite bidirektionale Schalter S2 eingestellt wird, Stromfluss zu sperren. Der resultierende Stromfluss ist in dem Strompfad 560b von **Fig. 5B** gezeigt. Da sich der Stromfluss  $i_{L2}$  während dieses Intervalls verringert und sich die zweite Induktivität L2 entenergetisiert, addiert sich eine über der zweiten Induktivität L2 induzierte Spannung zu der

momentane Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der AC-Leistungsquelle 102. Die resultierende DC-Spannung  $V_{RECT}$  ist daher höher als die momentane Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der AC-Leistungsquelle 102, d. h. der Leistungswandler 400 arbeitet im Hochsetz-Betrieb. Der Betrag der Hochsetzung wird vom Tastgrad des PWM-Steuersignals  $V_{CTRL\_S2}$ , das den zweiten bidirektionalen Schalter S2 steuert, d. h. dem Verhältnis des ersten positiven Intervalls zu der Gesamtperiode, die durch die Summe des ersten positiven Intervalls, des zweiten positiven Intervalls und irgendeiner Totzeit, in der kein Schalter leitet, gegeben ist, bestimmt. Techniken zum Erzeugen derartiger PWM-Steuersignale, um eine DC-Ausgangsspannung, z. B.  $V_{RECT}$ , die nahe einer Referenzspannung  $V_{REF}$  gehalten wird, bereitzustellen, sind bei der Steuerung von Hochsetz-Wandlern wohlbekannt und werden deshalb hier nicht weiter ausführlich erörtert.

**[0040]** Wenn der Controller 430 detektiert, dass eine momentane (z. B. Ist-) Spannung  $V_{AC\_IN}$ , die über der AC-Spannungsquelle 102 gemessen wird, negativ ist, steuert der Controller 430 die bidirektionalen Schalter S1, S2 auf eine der oben für eine positive AC-Spannung beschriebene, entgegengesetzte Weise, und die erste Induktivität L1 wird als die Energiespeichereinrichtung verwendet. Für ein erstes negatives Intervall wird der erste bidirektionale Schalter S1 eingestellt, zu leiten, während der zweite bidirektionale Schalter S2 eingestellt wird, Stromfluss zu sperren. Der resultierende Stromfluss ist in dem Strompfad 560c von **Fig. 5C** gezeigt. Die erste Induktivität L1 wird durch den Stromfluss  $i_{L1}$  durch sie energetisiert. Für ein zweites, negatives Intervall wird der zweite bidirektionale Schalter S2 eingestellt, zu leiten, während der erste bidirektionale Schalter S1 eingestellt wird, Stromfluss zu sperren. Der resultierende Stromfluss ist in dem Strompfad 560d von **Fig. 5D** gezeigt. Da sich der Stromfluss  $i_{L1}$  während dieses Intervalls verringert und sich die erste Induktivität L1 entenergetisiert, addiert sich eine Spannung, die über der ersten Induktivität L1 induziert wird, zu der momentanen Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der AC-Leistungsquelle 102. Die resultierende DC-Spannung  $V_{RECT}$  ist daher höher als der Betrag der momentanen Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der AC-Leistungsquelle 102, d. h. der Leistungswandler 400 arbeitet in einem Hochsetz-Betrieb. Der Betrag der Hochsetzung wird durch den Tastgrad des PWM-Steuersignals  $V_{CTRL\_S1}$ , das den ersten bidirektionalen Schalter S1 steuert, d. h. das Verhältnis des ersten positiven Intervalls zu der Gesamtperiode, die durch die Summe des ersten positiven Intervalls, des zweiten positiven Intervalls und irgendeiner Totzeit, in der keiner der Schalter leitet, gegeben ist, bestimmt.

**[0041]** Die **Fig. 6A-6D** veranschaulichen Stromflüsse 660a, 660b, 660c, 660d für den Leistungs-

wandler 400, wenn er im Tiefsetz-Betrieb arbeitet. Zur Vereinfachung der Darstellung sind in den **Fig. 6A-6D** der Controller 430, die Treiber 452, 454 und die Last 440 nicht gezeigt, aber es versteht sich, dass diese Komponenten, wie in Verbindung mit **Fig. 4** beschreiben, tatsächlich Teil der Schaltung 400 sind. Man beachte insbesondere, dass die Stromflüsse 660b, 660d der **Fig. 6B** und **6D**, obwohl die Last 440 zur Vereinfachung der Darstellung nicht gezeigt ist, durch die Last 440 fließen würden.

**[0042]** Wenn der Controller 430 detektiert, dass eine momentane (z. B. Ist-) Spannung  $V_{AC\_IN}$ , die über der AC-Spannungsquelle 102 gemessen wird, positiv ist, stellt der Controller 430 den zweiten bidirektionalen Schalter S2 als sperrenden (offenen) Schalter ein und verwendet den ersten bidirektionalen Schalter S1, um den Stromfluss durch den Wandler 400 zu steuern. Für ein erstes positives Intervall wird der erste bidirektionale Schalter S1 eingestellt, zu leiten, wodurch sich der Stromflusspfad 660a von **Fig. 6A** ergibt. Die zweite Induktivität L2 wird durch den Stromfluss  $i_{L2}$  durch sie energetisiert. Ferner ist eine Spannung, die über der zweiten Induktivität L2 induziert wird, der Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der Spannungsquelle 102 entgegengesetzt, was bedeutet, dass die DC-Spannung  $V_{RECT}$  relativ zu der momentanen (z. B. Ist-) Spannung  $V_{AC\_IN}$ , die durch die Spannungsquelle 102 bereitgestellt wird, verringert wird. Für ein zweites, positives Intervall wird der erste bidirektionale Schalter S1 ausgeschaltet, wodurch sich der Stromflusspfad 660b von **Fig. 6B** ergibt. Da sich der Stromfluss  $i_{L2}$  während dieses Intervalls verringert und sich die zweite Induktivität L2 entenergetisiert, wird über der zweiten Induktivität L2 eine Spannung induziert und versorgt die Last 440 (nicht dargestellt) mit Leistung. Für dieses zweite, positive Intervall ist die DC-Spannung  $V_{RECT}$  ebenfalls geringer als die durch die Spannungsquelle 102 bereitgestellte, momentane (z. B. Ist-) Spannung  $V_{AC\_IN}$ . Der Betrag der Spannungsverringern wird durch den Tastgrad des PWM-Steuersignals  $V_{CTRL\_S1}$ , das den ersten bidirektionalen Schalter S1 steuert, d. h. das Verhältnis des ersten positiven Intervalls zu der Gesamtperiode, die durch die Summe des ersten positiven Intervalls und des zweiten positiven Intervalls gegeben ist, bestimmt. Techniken zum Erzeugen derartiger PWM-Steuersignale, um eine DC-Ausgangsspannung, z. B.  $V_{RECT}$ , die nahe einer Referenzspannung  $V_{REF}$  gehalten wird, zu erzeugen, sind bei der Steuerung von Tiefsetz-Wandlern wohlbekannt und werden hier nicht weiter ausführlich erläutert.

**[0043]** Wenn der Controller 430 detektiert, dass eine über der AC-Spannungsquelle 102 momentane (z. B. Ist-) Spannung  $V_{AC\_IN}$  negativ ist, tauscht der Controller 430 effektiv seine Verwendung der ersten und zweiten bidirektionalen Schalter S1, S2, und die erste Induktivität L1 wird als Energiespeichereinrich-

tion verwendet. Insbesondere wird der erste bidirektionale Schalter S1 eingestellt, um Stromfluss zu sperren, und der zweite bidirektionale Schalter S2 steuert den Leistungsfluss durch den Wandler 400. Für ein erstes, negatives Intervall wird der zweite bidirektionale Schalter S2 eingestellt, zu leiten, wodurch sich der Stromflusspfad 660C von Fig. 6C ergibt. Die erste Induktivität L1 wird durch den Stromfluss  $i_{L1}$  durch sie energetisiert, wodurch über der ersten Induktivität L1 eine Spannung, die der Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der Spannungsquelle 102 entgegengesetzt ist, induziert wird. Dies bedeutet, dass die DC-Spannung  $V_{RECT}$  relativ zum Betrag der durch die Spannungsquelle 102 bereitgestellten, momentanen (z. B. Ist-) Spannung  $V_{AC\_IN}$  verringert wird. Für ein zweites, negatives Intervall wird der zweite bidirektionale Schalter S2 ausgeschaltet, was zu dem Stromflusspfad 660d von Fig. 6D führt. Da der Stromfluss  $i_{L1}$  während dieses Intervalls ansteigt und sich die erste Induktivität L1 entenergetisiert, versorgt eine über der ersten Induktivität L1 induzierte Spannung die Last 440 (nicht dargestellt). Für dieses zweite, negative Intervall ist die DC-Spannung  $V_{RECT}$  ebenfalls geringer als die des Betrages der durch die Spannungsquelle 102 bereitgestellten, momentanen (z. B. Ist-) Spannung. Der Betrag der Spannungsverringerng wird durch den Tastgrad des PWM-Steuersignals  $V_{CTRL\_S2}$ , das den zweiten bidirektionalen Schalter S2 steuert, d. h. das Verhältnis des ersten negativen Intervalls zu der Gesamtperiode, die durch die Summe der ersten und zweiten negativen Intervalle gegeben ist, bestimmt.

**[0044]** Fig. 7 veranschaulicht Kurvenverläufe für eine AC-Eingangsspannung, Schaltersteuerungssignale und Induktivitätsströme für den Tiefsetz-Hochsetz-Wandler 400 von Fig. 4. Diese Kurvenverläufe veranschaulichen, wie der Leistungswandler 400 während einer Periode der durch die AC-Spannungsquelle 102 bereitgestellten AC-Spannung zwischen Tiefsetz- und Hochsetz-Betrieb wechselt. Die dargestellte AC-Spannung  $V_{AC\_IN}$  verändert sich mit der Zeit, weist eine Periode von 20 ms, die einer Frequenz von 50 Hz entspricht, auf, und besitzt eine Spitzenspannung von näherungsweise 325 V, wie sie für eine von einer Netzversorgung ausgegebene Leistung typisch ist.

**[0045]** Der Controller 430 detektiert, ob die Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der AC-Spannungsquelle 102 zu einer bestimmten Zeit positiv oder negativ ist. Für das Zeitintervall zwischen 0 und  $t_3$  würde der Controller 430 die Spannung  $V_{AC\_IN}$  als positiv klassifizieren, wohingegen der Controller 430 die Spannung  $V_{AC\_IN}$  für das Zeitintervall zwischen den Zeiten  $t_3$  und  $t_6$  als negativ klassifizieren würde. Diese Polarität kann durch einen Analogkomparator (nicht dargestellt), der sich innerhalb oder außerhalb des Controllers 430 befindet, detektiert werden. Noch typischer digitalisiert ein Analog-Digital-Wandler (ADC) die Span-

nung  $V_{AC\_IN}$  zu diskreten Zeitpunkten und stellt dabei digitale Abtastwerte der Spannung  $V_{AC\_IN}$ , die von dem Controller 430 verwendet werden können, um zu bestimmen, ob die Spannung  $V_{AC\_IN}$  positiv oder negativ ist, bereit. Ein derartiger ADC, der zur Vereinfachung der Darstellung nicht gezeigt ist, kann Teil des Controllers 430 oder von diesem getrennt sein.

**[0046]** Der Leistungswandler 400 kann ausschließlich in einem Tiefsetz-Betrieb oder ausschließlich in einem Hochsetz-Betrieb betrieben werden. Allerdings besteht, zusätzlich zur Durchführung der Gleichrichtung und dem Erfordernis einer minimalen Schaltungstechnik, ein signifikanter Vorteil des Leistungswandlers 400 darin, dass er dynamisch zwischen dem Tiefsetz- und Hochsetz-Betrieb wechseln kann. Die Kurvenverläufe von Fig. 7 veranschaulichen ein Szenario, bei dem eine durch den Leistungswandler 400 ausgegebene DC-Spannung  $V_{RECT}$  eine Ziel-Referenzspannung  $V_{REF}$  (z. B. 180 V), die moderat über 0 V und moderat unter der durch die AC-Spannungsquelle 102 bereitgestellten Spitzenspannung von 325 V liegt, besitzt. Das Beibehalten einer derartigen DC-Ausgangsspannung  $V_{RECT} \approx V_{REF}$  wird vorteilhaft durch Verwenden sowohl des Tiefsetz- als auch des Hochsetz-Betriebs erreicht.

**[0047]** Der Controller 430 erfasst (misst) zu einer bestimmten Zeit einen Betrag der Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der AC-Spannungsquelle 102. Wenn dieser Spannungsbetrag  $|V_{AC\_IN}|$  höher als die gewünschte DC-Ausgangsspannung  $V_{RECT} \approx V_{REF}$  ist, arbeitet der Controller 430 im Tiefsetz-Betrieb, und anderenfalls arbeitet der Controller 430 im Hochsetz-Betrieb. Typischerweise digitalisiert ein ADC (zur Vereinfachung der Darstellung nicht gezeigt) die Spannung  $V_{AC\_IN}$  zu diskreten Zeitpunkten und stellt dabei digitale Abtastwerte der Spannung  $V_{AC\_IN}$ , die von dem Controller 430 verwendet werden können, um zu bestimmen, ob der Spannungsbetrag  $|V_{AC\_IN}|$  anzeigt, dass der Hochsetz- oder Tiefsetz-Betrieb verwendet werden sollte, bereit.

**[0048]** Während des Zeitintervalls zwischen 0 und  $t_1$  und zwischen  $t_2$  und  $t_3$  ist die Spannung  $V_{AC\_IN}$  positiv und ihr Betrag ist gering genug (z. B. unter einem zu der Ziel-Referenzspannung  $V_{REF}$  gehörenden Schwellenwertspannung  $V_{CROSSOVER}$ ), dass ein Hochsetz-Betrieb angezeigt wird. Auf das Detektieren hin, dass die Spannung  $V_{AC\_IN}$  innerhalb eines derartigen Bereichs liegt, schaltet der Controller 430 die bidirektionalen Schalter S1, S2, um den Hochsetz-Betrieb zu implementieren. Ein derartiger Betrieb ist oben bei der Beschreibung der Stromflusspfade 560a, 560b der Fig. 5A und 5B ausführlich erläutert. Wie bei den Schaltersteuerungskurvenverläufen  $V_{CTRL\_S1}$ ,  $V_{CTRL\_S2}$  von Fig. 7 gezeigt, werden beide bidirektionalen Schalter S1, S2 während dieser Intervalle aktiv geschaltet. (Obwohl dies aufgrund

der Zeitskala von **Fig. 7** nicht evident ist, sind die Schaltersteuerungskurvenverläufe  $V_{CTRL\_S1}$ ,  $V_{CTRL\_S2}$  PWM-Kurvenverläufe, und sie sind niemals beide zur selben Zeit auf high). **Fig. 7** zeigt auch, dass der Strom  $i_{L2}$  während dieser Intervalle durch die zweite Induktivität L2 fließt, dass er aber nicht durch die erste Induktivität L1 fließt. (Ebenfalls aufgrund der Zeitskala von **Fig. 7** ist nicht evident, dass der Strom  $i_{L2}$  durch die zweite Induktivität L2 eine Reihe von dreieckförmigen Stromabweichungen von null aufweist, wie dies für einen Induktivitätsstrom bei einem Hochsetz-Wandler typisch ist. Das in **Fig. 7** gezeigte Halb-Sinusoid entspricht den Spitzen dieser Dreiecke und zeigt daher die Einhüllende einer Reihe von Stromabweichungen, von denen jede dreieckförmig ist.)

**[0049]** Während des Intervalls zwischen den Zeiten  $t_1$  und  $t_2$  ist die Spannung  $V_{AC\_IN}$  positiv und ihr Betrag ist hoch genug (z. B. über einer Schwellenwertspannung  $V_{CROSSOVER}$ , die zu der Ziel-Referenzspannung  $V_{REF}$  gehört), dass ein Tiefsetz-Betrieb angezeigt wird. Auf das Detektieren hin, dass die Spannung  $V_{AC\_IN}$  innerhalb eines derartigen Bereichs liegt, schaltet der Controller 430 den zweiten bidirektionalen Schalter S2 aus, indem er sein Steuersignal  $V_{CTRL\_S2}$  auf low einstellt, um einen Betrieb in einem Tiefsetz-Betrieb zu implementieren. Ein derartiger Betrieb ist oben bei der Beschreibung der Stromflusspfade 660a, 660b der **Fig. 6A** und **6B** ausführlich erläutert. Wie bei den Schaltersteuerungskurvenverläufen  $V_{CTRL\_S1}$ ,  $V_{CTRL\_S2}$  von **Fig. 7** gezeigt, wird während dieses Intervalls nur der erste bidirektionale Schalter S1 aktiv geschaltet. (Obwohl aufgrund der Zeitskala von **Fig. 7** nicht evident, ist der Schaltersteuerungskurvenverlauf  $V_{CTRL\_S1}$  ein PWM-Kurvenverlauf.) **Fig. 7** zeigt auch, dass der Strom  $i_{L2}$  während dieses Intervalls durch die zweite Induktivität L2 fließt, aber nicht durch die erste Induktivität L1 fließt. (Ebenfalls aufgrund der Zeitskala von **Fig. 7** nicht evident ist, dass der Strom durch die zweite Induktivität L2 eine Reihe von dreieckförmigen Stromabweichungen von null aufweist, wie dies für einen Induktivitätsstrom in einem Tiefsetz-Wandler charakteristisch ist. Das in **Fig. 7** gezeigte Halb-Sinusoid entspricht den Spitzen dieser Dreiecke und zeigt daher die Einhüllende einer Reihe von Stromabweichungen, von denen jede dreieckförmig ist.)

**[0050]** Der Betrieb des Controllers 430, wenn die Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der AC-Quelle 102 negativ ist, ist weitgehend derselbe wie oben für die positive Spannung  $V_{AC\_IN}$  beschrieben, mit der Ausnahme, dass die zum Steuern der ersten und zweiten bidirektionalen Schalter S1, S2 verwendeten PWM-Kurvenverläufe vertauscht sind und dass zur Energiespeicherung die erste Induktivität L1 anstelle der zweiten Induktivität L2 verwendet wird. Genauer ausgedrückt wird während der Intervalle zwischen den

Zeiten  $t_3$  und  $t_4$  und zwischen den Zeiten  $t_5$  und  $t_6$  der Hochsetz-Betrieb, wie oben bei der Beschreibung der Stromflusspfade 560c, 560d der **Fig. 5C** und **5D** ausführlich beschrieben, verwendet. Gleichmaßen wird während der Intervalle zwischen den Zeiten  $t_4$  und  $t_5$  der Tiefsetz-Betrieb, wie oben bei der Beschreibung der Stromflusspfade 660c, 660d der **Fig. 6C** und **6D** ausführlich beschrieben, verwendet.

#### Bidirektionale Schaltertypen und Diodentypen

**[0051]** Die in den BARB-Schaltungen und Leistungswandlern der **Fig. 1-6** verwendeten, bidirektionalen Schalter S1, S2 sind dazu in der Lage, Strom in beiden Richtungen zu leiten und Strom in beiden Richtungen zu sperren. Ein derartiger bidirektionaler Schalter kann erzeugt werden, indem zwei Transistoren, z. B. MOSFETs, antiserial (engl.: „back-to-back“) in Reihe geschaltet werden. Allerdings wird ein signifikanter Vorteil der hierin offenbarten Leistungswandler dann realisiert, wenn die bidirektionalen Schalter S1, S2 jeweils eigene Bauelemente sind, da solche Bauelemente gegenüber antiserialen Mehrfachschaltern Leitfähigkeitsvorteile aufweisen.

**[0052]** **Fig. 8** veranschaulicht mehrere derartige bidirektionale Schalter. Ein technologieunabhängiger, bidirektionaler Schalter 800a ist für die ersten und zweiten in den **Fig. 1-6** dargestellten, bidirektionalen Schaltern S1, S2 gezeigt. Bei einer bevorzugten Ausgestaltung handelt es sich bei diesen Schaltern S1, S2 um Galliumnitrid-(GaN)-Transistoren mit hoher Elektronenbeweglichkeit (HEMTs) mit zwei Gates, die ein gemeinsames Driftgebiet aufweisen. Durch die Verwendung eines gemeinsamen Driftgebiets ist die Leitfähigkeit eines bidirektionalen Schalters halb so groß wie die von zwei in Reihe gekoppelten Transistoren, die in derselben Technologie aufgebaut sind. GaN-HEMTs mit einem gemeinsamen Drain 800b und GaN-HEMTs mit einer gemeinsamen Source 800c sind in **Fig. 8** dargestellt. Bei jedem der bidirektionalen Schalter kann es sich auch um einen MOSFET mit einer gemeinsamen Source 800d oder einen MOSFET mit einem gemeinsamen Drain 800e handeln. Ferner kann es sich bei diesen bidirektionalen Schaltern jeweils um einen Bipolartransistor mit isoliertem Gate (IGBT), die einen gemeinsamen Kollektor 800f aufweisen, oder einen IGBT, die einen gemeinsamen Emitter 800g aufweisen, handeln. Weiterhin kann es sich, wie in **Fig. 8** dargestellt, bei den bidirektionalen Schaltern jeweils um einen diskreten IGBT mit Brückendioden 800h handeln. Für einen bidirektionalen Schalter mit z. B. zwei Gates oder zwei Basen sind die Gates oder Basen vorzugsweise miteinander verbunden und werden an einem gemeinsamen Anschluss bereitgestellt, so dass ein einzelnes Schaltersteuerungssig-

nal zum Steuern des bidirektionalen Schalters verwendet werden kann.

**[0053]** Der Leistungswandler 400 von **Fig. 4** enthält Dioden D1 und D3, die den Strom durch die erste Induktivität L1 so begrenzen, dass er nur in einer einzigen Richtung fließt. Ähnlich begrenzen die Dioden D2 und D4 den Strom durch die zweite Induktivität L2 so, dass er nur in einer einzigen Richtung fließt. Man beachte, dass die Dioden D1 und D2 ihren Zustand (zwischen Leiten und Sperren) nur ändern, wenn sich die Polarität der Spannung  $V_{AC\_IN}$  über der AC-Spannungsquelle 102 ändert. Dies tritt sehr langsam auf (mit einer Frequenz von 100 Hz für eine Netzspannung mit einer 50 Hz-Frequenz oder einer Frequenz von 120 Hz für eine Netzspannung mit einer 60 Hz-Frequenz), so dass die Dioden D1 und D2 ziemlich langsam schaltend (engl.: „slowacting“) sein können. Bei einer weiteren Ausgestaltung des Leistungswandlers 400 von **Fig. 4** können die Dioden D1, D2 durch Synchrongleichrichtungs-(SR)-Schalter ersetzt werden. Diese SR-Schalter müssen nicht besonders schnell sein, und sie müssen nicht dazu in der Lage sein, wie die bidirektionalen Schalter S1, S2 einen Stromfluss in beiden Richtungen zu sperren.

**[0054]** **Fig. 9** veranschaulicht einen Leistungswandler 900, der anstelle der Dioden D1, D2 des Leistungswandlers 400 SR-Schalter SR1, SR2 verwendet. Vorzugsweise und für die bisher beschriebene AC-DC-Wandlung werden die durch den Controller 930 erzeugten Steuersignale  $V_{CTRL\_SR1}$ ,  $V_{CTRL\_SR2}$  verwendet, um Strom auf dieselbe Weise aktiv zu sperren, wie dies die Dioden D1, D2 getan haben. Wenn eine durch eine Spannungsquelle 902 bereitgestellte Spannung  $V_{AC}$  positiv ist, wird der zweite SR-Schalter SR2 eingestellt, zu leiten, und der erste SR-Schalter SR1 wird ausgeschaltet. Anderenfalls wird der erste SR-Schalter SR1 eingestellt, zu leiten, und der zweite SR-Schalter SR2 wird ausgeschaltet. Weil das Leitvermögen der SR-Schalter SR1, SR2, wenn sie zur Leitung eingestellt sind, üblicherweise besser als das Leitvermögen der Dioden D1, D2 ist, führt die Verwendung der SR-Schalter SR1, SR2 zu geringeren Verlusten und einem verbesserten Wirkungsgrad.

**[0055]** Der Controller 930 erzeugt die Steuersignale  $V_{CTRL\_SR1}$ ,  $V_{CTRL\_SR2}$  basierend auf einer Messung der Spannung  $V_{AC}$  über der AC-Spannungsquelle 902. Diese Steuersignale  $V_{CTRL\_SR1}$ ,  $V_{CTRL\_SR2}$  werden über Treiber mit Steueranschlüssen (z. B. Gates) der SR-Schalter SR1, SR2 gekoppelt. (Zur Vereinfachung der Darstellung sind in **Fig. 9** weder die Treiber noch die Steueranschlussverbindungen dargestellt.) Wie vorangehend für die **Fig. 5-6** beschrieben, wird die Polarität dieser Spannung bereits zu anderen Zwecken bestimmt. Der Controller 930 verwendet diese Spannungspolarität, um einen der SR-Schalter SR1, SR2 einzuschalten und

den anderen auszuschalten. (Aufgrund der Bodydiode der MOSFETs bieten die SR-Schalter tatsächlich den erforderlichen Stromfluss ohne irgendeine aktive Steuerung. Allerdings verbessert die aktive Steuerung dieser Schalter, wie dies bevorzugt ist, ihr Leitvermögen.) Wie dargestellt, handelt es sich bei den SR-Schaltern SR1, SR2 um MOSFETs, aber es können für einige Anwendungen andere Schaltertypen bevorzugt sein.

**[0056]** Die dritten und vierten Dioden D3 und D4 sind, anders als die Dioden D1, D2 oder die SR-Schalter SR1, SR2 schnellschaltend (engl.: „fast acting“). Insbesondere ändern diese Dioden D3 und D4 ihre Zustände mit einer ähnlichen Frequenz wie die bidirektionalen Steuerschalter S1, S2. In **Fig. 4** sind diese Dioden D3, D4 Siliziumkarbid-(SiC)-Schottkydioden, da derartige Dioden sowohl effizient als auch schnellschaltend sind.

**[0057]** Bei dem Leistungswandler 900 von **Fig. 9** haben SR-Schalter SR3, SR4 die Dioden D3 und D4 ersetzt. Durch geeignetes Steuern der Leitung dieser SR-Schalter SR3, SR4 können die Leitfähigkeitsverluste durch diese Bauelemente im Verhältnis zu den Leitfähigkeitsverlusten der Dioden D3 und D4 verringert werden, während der Stromfluss weiterhin nach Bedarf gesperrt wird. Der Controller 930 erzeugt Steuersignale  $V_{CTRL\_SR3}$ ,  $V_{CTRL\_SR4}$  und steuert Steueranschlüsse (z. B. Gates) der SR-Schalter SR3, SR4 über Treiber. (Zur Vereinfachung der Darstellung sind in **Fig. 8** weder die Treiber noch die Steueranschlussverbindungen dargestellt.) Insbesondere sollten die SR-Schalter SR3, SR4 jeweils so eingestellt werden, dass sie während der Tiefsetzintervalle, die den Stromflusspfaden 660d, 660b der **Fig. 6D** und **6B** zugeordnet sind, leiten. Die oben beschriebenen Dioden und SR-Schalter werden insofern, als sie in der Lage sind, einen Stromfluss in zumindest einer Richtung zu sperren, als stromsperrende Einrichtungen betrachtet. Während derartige stromsperrende Einrichtungen in der Lage sein können, wie die bidirektionalen Schalter Stromflüsse in beide Richtungen zu sperren, ist dies für die stromsperrenden Einrichtungen nicht erforderlich.

#### DC-AC-Leistungswandlung

**[0058]** Wie oben erläutert sorgt die Verwendung von SR-Schaltern SR1, SR2, SR3, SR4 anstelle von Dioden für verringerte Leitfähigkeitsverluste durch diese stromsperrenden Einrichtungen, wenn der Leistungswandler 900 als AC-DC-Wandler arbeitet. Die Verwendung von aktiven Schaltern ermöglicht es der Leistungswandlerschaltung 900 auch, als DC-AC-Wandler (Inverter) arbeiten zu können, d. h. DC-Leistung, die von einer Quelle 940 bereitgestellt wird, in eine AC-Leistung, die von einer AC-Last 902 benötigt wird, zu wandeln. (Im Verhältnis zu dem Leistungswandler 400 von **Fig. 4** ist zu beachten,

dass die AC-Quelle 102 zu einer AC-Last 902 geworden ist und dass die DC-Last 440 eine DC-Quelle 940 geworden ist.) Weil die Schaltung des Leistungswandlers 900 ähnlich zu der Schaltung des Leistungswandlers 400 ist und weil die Steuerung für die DC-AC-Wandlung der für die vorangehend für die AC-DC-Wandlung beschriebenen Steuerung weitgehend entgegengesetzt ist, wird die DC-AC-Steuerung nur kurz beschrieben. Dieser Betrieb wird in Verbindung mit den **Fig.** 10A-10D und 11A-11D beschrieben. Zur Vereinfachung der Darstellung zeigen diese Figuren den Controller 930, die Treiber 452, 454 oder die Treiber für die Steuersignale der aktiven Schalter oder die DC-Quelle 940 nicht.

**[0059]** Die **Fig.** 10A und 10B veranschaulichen Stromflusspfade 1060a, 1060b für einen Hochsetz-Betrieb, wobei die DC-Quelle 940 erhöht wird, um eine positive Spannung  $V_{AC}$  an der AC-Last 902 bereitzustellen. Die zweite Induktivität L2 wird während dieses Hochsetz-Betriebs als Energiespeichereinrichtung verwendet. Der Controller 930 stellt die Steuersignale für die bidirektionalen Schalter S1 und die aktiven Schalter SR2, SR4 ein, um zwischen den Strompfaden 1060a, 1060b der **Fig.** 10A und 10B abzuwechseln und eine gewünschte Spannung an der AC-Last 902 zu erzeugen. (Der bidirektionale Schalter S2 und der aktive Schalter SR1 werden während des Hochsetz-Betriebs mit einer positiven Spannung  $V_{AC}$  an der AC-Last 902 ausgeschaltet.)

**[0060]** Die **Fig.** 10C und 10D veranschaulichen Stromflusspfade 1060c, 1060d für einen Hochsetz-Betrieb, wobei die DC-Quelle 940 hinsichtlich des Betrags erhöht wird und eine negative Spannung  $V_{AC}$  an der AC-Last 902 bereitstellt. Die erste Induktivität L1 wird während dieses Hochsetz-Betriebs als Energiespeichereinrichtung verwendet. Der Controller 930 stellt die Steuersignale für den bidirektionalen Schalter S2 und die aktiven Schalter S1, S3 ein, um zwischen den Strompfaden 1060c, 1060d der **Fig.** 10C und 10D zu wechseln und eine gewünschte (negative) Spannung an der AC-Last 902 zu erzeugen. (Der bidirektionale Schalter S1 und der aktive Schalter SR4 sind während des Hochsetz-Betriebs mit negativer Spannung  $V_{AC}$  an der AC-Last 902 ausgeschaltet.)

**[0061]** Die **Fig.** 11A und 11B veranschaulichen Stromflusspfade 1160a, 1160b für einen Tiefsetz-Betrieb, bei der die DC-Quelle 940 verringert wird, um an der AC-Last 902 eine positive Spannung  $V_{AC}$  bereitzustellen. Die zweite Induktivität L2 wird während dieses Tiefsetz-Betriebs als Energiespeichereinrichtung verwendet. Der Controller 930 stellt die Steuersignale für die bidirektionalen Schalter S1 und S2 und die aktiven Schalter ein, um zwischen den Strompfaden 1160a, 1160b der **Fig.** 11A und 11B zu wechseln und eine gewünschte (positive) Spannung  $V_{AC}$  an der AC-Last 902 zu erzeugen.

**[0062]** Die **Fig.** 11C und 11D veranschaulichen Stromflusspfade 1160c, 1160d für einen Tiefsetz-Betrieb, bei der die DC-Quelle 940 hinsichtlich des Betrags verringert wird und eine negative Spannung  $V_{AC}$  an der AC-Last 902 bereitstellt. Die erste Induktivität L1 wird während dieses Tiefsetz-Betriebs als Energiespeichereinrichtung verwendet. Der Controller 930 stellt die Steuersignale für die bidirektionalen Schalter S1, S2 und die aktiven Schalter ein, um zwischen den Strompfaden 1160c, 1160d der **Fig.** 11C und 11D zu wechseln und eine gewünschte (negative) Spannung  $V_{AC}$  an der AC-Last 902 zu erzeugen.

**[0063]** Der Controller 930 durchläuft (engl.: „cycles“) die vier oben beschriebenen Betriebe, um eine Periode eines einer AC-Last 902 zugeführten AC-Spannungskurvenverlaufs zu erzeugen, wie folgt:

- 1) Tiefsetz-Betrieb, um eine positive Spannung an der AC-Last 902 zu erzeugen,
- 2) Hochsetz-Betrieb, um eine positive Spannung an der AC-Last 902 zu erzeugen,
- 3) Tiefsetz-Betrieb, um eine positive Spannung an der AC-Last 902 zu erzeugen,
- 4) Tiefsetz-Betrieb, um eine negative Spannung an der AC-Last 902 zu erzeugen,
- 5) Hochsetz-Betrieb, um eine negative Spannung an der AC-Last 902 zu erzeugen, und
- 6) Tiefsetz-Betrieb, um eine negative Spannung an der AC-Last 902 zu erzeugen.

**[0064]** Durch Verändern des Erhöhungs- oder Verringerungs-Betrags für jeden dieser Betriebe kann der Controller 930 einen Zyklus (eine Periode) einer AC-Spannung für die AC-Last 902 durch folgende Schritte (1)-(6) oben erzeugen. Der resultierende Spannungskurvenverlauf kann dem in **Fig.** 7 dargestellten Kurvenverlauf  $V_{AC\_IN}$  ähneln, auch wenn der erzeugte Kurvenverlauf eher als Ausgangssignal und nicht als Eingangssignal betrachtet werden sollte. Der Controller 930 vollzieht die obigen Schritte wiederholt, um eine AC-Spannung zu erzeugen, um eine AC-Last 902 mit Leistung zu versorgen.

**[0065]** Die hierin beschriebenen Leistungswandler und insbesondere der Leistungswandler 900 von **Fig.** 9 bieten einige Vorteile gegenüber herkömmlichen Leistungswandlern. Durch die Verwendung bidirektionaler Schalter sind die beschriebenen Leistungswandler dazu in der Lage, sowohl eine AC-Spannung gleichzurichten, als auch eine gewünschte DC-Spannung zum Versorgen einer Last zu erzeugen, während eine minimale Schaltungstechnik verwendet wird. Aufgrund der minimalen Schaltungstechnik und aufgrund der Steuerung des Stromflusses unter Verwendung von Schaltern anstelle von Dioden werden Leitungsverluste mini-

miert. Die beschriebenen Leistungswandler können nach Bedarf im Tiefsetz- oder Hochsetz-Betrieb betrieben werden. Weiterhin können die beschriebenen Leistungswandler von einer AC-Quelle wandeln, um DC-Leistung für eine Last bereitzustellen, oder sie können Leistung von einer DC-Quelle wandeln, um eine AC-Leistung für eine Last bereitzustellen.

**[0066]** Wie in den Fig. 5A-5D, 6A-6D, 10A-10D und 11A-11D gezeigt, fließt Strom für jeden der Leitungspfade nur durch eine einzige Induktivität. Andere Leistungswandler, insbesondere Tiefsetz-Hochsetz-Wandler erfordern oft, dass in jedem Reihenschaltungspfad Strom gleichzeitig durch mehrere Induktivitäten durch den Leistungswandler fließen muss, was die Induktivitätsleitungsverluste erhöht. (Während sie oftmals als ideale Bauteile oder Widerstand behandelt werden, besitzen praktische Induktivitäten einen zugehörigen, äquivalenten Reihenwiderstand (engl.: „equivalent series resistance“; ESR) und zugehörige Leitungsverluste.) Für den Hochsetz-Betrieb fließt zu einem gegebenen Zeitpunkt Strom nur durch eine Gesamtheit von zwei Schaltern oder Dioden innerhalb eines seriellen Leitungspfads. Für den Tiefsetz-Betrieb fließt Strom, abhängig von dem betreffenden Zeitintervall, entweder durch einen oder zwei Schalter oder Dioden innerhalb eines seriellen Leitungspfads. Herkömmliche Leistungswandler, die dazu in der Lage sind, im Tiefsetz- oder Hochsetz-Betrieb zu arbeiten, erfordern typischerweise, dass Strom gleichzeitig durch mehr Bauelemente als dieses innerhalb jedes seriellen Leitungspfads durch den Leistungswandler fließt, und sie bringen die damit verbundenen Leitungsverluste mit sich.

**[0067]** Es versteht sich, dass die Merkmale der verschiedenen hier beschriebenen Ausgestaltungen, sofern nicht ausdrücklich anders angegeben, miteinander kombiniert werden können.

### Patentansprüche

1. Leistungswandler, der aufweist:  
 einen ersten Wechselstrom-(AC)-Anschluss und einen zweiten AC-Anschluss, die dazu ausgebildet sind, eine AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) von einer AC-Leistungsquelle zu erhalten oder eine AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) an eine Last bereitzustellen;  
 einen ersten Gleichstrom-(DC)-Anschluss und einen zweiten DC-Anschluss, die dazu ausgebildet sind, eine DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) an eine Last bereitzustellen oder eine DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) von einer DC-Leistungsquelle zu erhalten;  
 einen ersten bidirektionalen Schalter (S1), der zwischen den ersten AC-Anschluss und den ersten DC-Anschluss gekoppelt ist;  
 einen zweiten bidirektionalen Schalter (S2), der zwischen den ersten AC-Anschluss und den zweiten DC-Anschluss gekoppelt ist;  
 eine erste Induktivität (L1) und eine erste stromsper-

rende Einrichtung (D1; SR1), die in Reihe geschaltet sind und den zweiten AC-Anschluss mit dem ersten DC-Anschluss koppeln;  
 eine zweite Induktivität (L2) und eine zweite stromsperrende Einrichtung (D2; SR2), die in Reihe geschaltet sind und den zweiten AC-Anschluss mit dem zweiten DC-Anschluss koppeln;  
 eine dritte stromsperrende Einrichtung (D3; SR3), die zwischen den zweiten DC-Anschluss und einen Knoten zwischen der ersten Induktivität (L1) und der ersten stromsperrenden Einrichtung (D1; SR1) gekoppelt ist;  
 eine vierte stromsperrende Einrichtung (D4; SR4), die zwischen den ersten DC-Anschluss und einen Knoten zwischen der zweiten Induktivität (L2) und der zweiten stromsperrenden Einrichtung (D2; SR2) gekoppelt ist; und  
 einen Controller (430; 930), der dazu ausgebildet ist, die ersten und zweiten bidirektionalen Schalter (S1, S2) zu steuern, um den Leistungswandler in einem ersten Betrieb zu betreiben, in dem die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) zwischen dem ersten und zweiten DC-Anschluss geringer als die momentane AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) ist,  
 in einem zweiten Betrieb zu betreiben, in dem die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) höher als die momentane AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) ist, oder  
 sowohl im ersten als auch im zweiten Betrieb zu betreiben,  
 wobei von den ersten und zweiten bidirektionalen Schaltern (S1, S2) jeder dazu ausgebildet ist, in einem leitenden Betrieb, in dem Strom in beiden Richtungen fließt, oder in einem sperrenden Betrieb, in dem Strom in beiden Richtungen gesperrt wird, betrieben zu werden.

2. Leistungswandler gemäß Anspruch 1, wobei von den dritten und vierten stromsperrenden Einrichtungen (D3, D4) zumindest eine eine Siliziumkarbid-(SiC)-Schottkydiode ist.

3. Leistungswandler gemäß Anspruch 1, wobei von den dritten und vierten stromsperrenden Einrichtungen (SR3, SR4) zumindest eine ein Synchrongleichrichtungs-(SR)-Schalter ist.

4. Leistungswandler gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei von den ersten und zweiten stromsperrenden Einrichtungen (D1, D2) zumindest eine eine Diode ist.

5. Leistungswandler gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei von den ersten und zweiten stromsperrenden Einrichtungen (SR1, SR2) zumindest eine ein Synchrongleichrichtungs-(SR)-Schalter ist.

6. Leistungswandler gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei von den ersten und zweiten bidirektionalen Schaltern (S1, S2) zumindest einer ein

bidirektionaler Galliumnitrid-(GaN)-Transistor mit hoher Elektronenbeweglichkeit (HEMT) mit zwei Gates ist, die ein gemeinsames Driftgebiet aufweisen.

7. Leistungswandler gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei von den ersten und zweiten bidirektionalen Schaltern (S1, S2) zumindest einer eines von Folgendem ist:

- ein bidirektionaler MOSFET mit einer gemeinsamen Source;
- ein bidirektionaler MOSFET mit einem gemeinsamen Drain;
- ein bidirektionaler IGBT mit einem gemeinsamen Kollektor;
- ein bidirektionaler IGBT mit einem gemeinsamen Emitter; und
- ein diskreter bidirektionaler IGBT mit Brückendioden.

8. Leistungswandler gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, wobei der Controller, wenn die AC-Anschlüsse die AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) von der AC-Leistungsquelle erhalten, dazu ausgebildet ist, Leistung von der AC-Leistungsquelle zu wandeln, um die DC-Spannung bereitzustellen, wobei der erste Betrieb ein Tiefsetz-Betrieb ist und der zweite Betrieb ein Hochsetz-Betrieb ist.

9. Leistungswandler gemäß Anspruch 8, wobei die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) eine Ziel-Referenzspannung aufweist und wobei der Controller (430) weiterhin dazu ausgebildet ist:

- die momentane AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) zu messen;
- den ersten und zweiten bidirektionalen Schalter (S1, S2) als Reaktion auf das Detektieren, dass der Betrag der momentanen, gemessenen Spannung höher als die Ziel-Referenzspannung ist, zu schalten, um den Leistungswandler im Tiefsetz-Betrieb zu betreiben; und
- den ersten und zweiten bidirektionalen Schalter (S1, S2) als Reaktion auf das Detektieren, dass der Betrag der momentanen, gemessenen Spannung geringer als die Ziel-Referenzspannung ist, zu schalten, um den Leistungswandler im Hochsetz-Betrieb zu betreiben.

10. Leistungswandler gemäß Anspruch 8, wobei ein Betrieb des Controllers für den Tiefsetz-Betrieb aufweist:

- Detektieren, ob die gemessene, momentane Spannung positiv oder negativ ist;
- als Reaktion auf das Detektieren einer positiven gemessenen Spannung:
- Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb,
- Erzeugen eines ersten pulsweitenmodulierten (PWM) Kurvenverlaufs, um den ersten bidirektionalen Schalter (S1) so zu steuern, dass eine Fre-

- quenz, ein Tastgrad des ersten PWM-Kurvenverlaufs oder beide die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) bestimmen, und

- Einstellen der Frequenz, des Tastgrads oder beides des PWM-Kurvenverlaufs, um die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) nahe der Ziel-Referenzspannung zu halten; und

- als Reaktion auf das Detektieren einer negativen gemessenen Spannung:

- Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den sperrenden Betrieb,

- Erzeugen eines zweiten PWM-Kurvenverlaufs, um den zweiten bidirektionalen Schalter (S2) so zu steuern, dass eine Frequenz, ein Tastgrad des PWM-Kurvenverlaufs oder beide die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) bestimmen, und

- Einstellen der Frequenz, des Tastgrads oder beides des zweiten PWM-Kurvenverlaufs, um die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) bei oder nahe der Ziel-Referenzspannung zu halten.

11. Leistungswandler gemäß Anspruch 9, wobei ein Betrieb des Controllers für den Hochsetz-Betrieb aufweist:

- Detektieren, ob die gemessene, momentane Spannung positiv oder negativ ist;

- als Reaktion auf das Detektieren einer positiven gemessenen Spannung:

- Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den leitenden Betrieb und Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den sperrenden Betrieb für ein erstes positives Intervall, wodurch die zweite Induktivität (L2) energetisiert wird, und

- Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den leitenden Betrieb und Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb, wobei die zweite Induktivität (L2) ent-energetisiert wird; und

- als Reaktion auf das Detektieren einer negativen gemessenen Spannung:

- Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den leitenden Betrieb und Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb für ein erstes negatives Intervall, wodurch die erste Induktivität (L1) energetisiert wird, und

- Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den leitenden Betrieb und Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den sperrenden Betrieb für ein zweites negatives Intervall, wodurch die erste Induktivität (L1) ent-energetisiert wird.

- als Reaktion auf das Detektieren einer negativen gemessenen Spannung:

- Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den leitenden Betrieb und Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb für ein erstes negatives Intervall, wodurch die erste Induktivität (L1) energetisiert wird, und

- Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den leitenden Betrieb und Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den sperrenden Betrieb für ein zweites negatives Intervall, wodurch die erste Induktivität (L1) ent-energetisiert wird.

- als Reaktion auf das Detektieren einer negativen gemessenen Spannung:

- Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den leitenden Betrieb und Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb für ein erstes negatives Intervall, wodurch die erste Induktivität (L1) energetisiert wird, und

- Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den leitenden Betrieb und Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den sperrenden Betrieb für ein zweites negatives Intervall, wodurch die erste Induktivität (L1) ent-energetisiert wird.

12. Leistungswandler gemäß Anspruch 1, wobei:

- die erste stromsperrende Einrichtung (SR1) ein erster aktiver Schalter ist, die zweite stromsperrende Einrichtung (SR2) ein zweiter aktiver Schalter ist, die dritte stromsperrende Einrichtung (SR3) ein dritter aktiver Schalter ist und die vierte stromsperrende Einrichtung (SR4) ein vierter aktiver Schalter ist, der Controller (430, 930), wenn die DC-Anschlüsse die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) von der DC-Leistungsquelle

erhalten, dazu ausgebildet ist, Leistung von der DC-Leistungsquelle in die AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) zu wandeln,  
 der erste Betrieb ein Hochsetz-Betrieb ist, und  
 der zweite Betrieb ein Tiefsetz-Betrieb ist.

13. Leistungswandler gemäß Anspruch 12, wobei der Controller (430; 930) weiterhin dazu ausgebildet ist:

die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) zu messen;  
 einen gewünschten Spannungswert der AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) über der AC-Leistungslast für einen gegebenen Zeitpunkt zu bestimmen;  
 als Reaktion auf das Detektieren, dass der gewünschte Spannungswert höher als die gemessene DC-Spannung ist, den ersten und zweiten bidirektionalen Schalter (S1, S2) zu schalten, um den Leistungswandler im Hochsetz-Betrieb zu betreiben; und  
 als Reaktion auf das Detektieren, dass die gewünschte Spannung geringer als die gemessene DC-Spannung ist, den ersten und zweiten bidirektionalen Schalter (S1, S2) zu schalten, um den Leistungswandler im Tiefsetz-Betrieb zu betreiben.

14. Leistungswandler gemäß Anspruch 13, wobei ein Betrieb des Controllers (430; 930) für den Hochsetz-Betrieb aufweist:

Bestimmen, ob der gewünschte Spannungswert positiv oder negativ ist;  
 als Reaktion auf das Bestimmen, dass der gewünschte Spannungswert positiv ist:  
 Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb,  
 Erzeugen eines ersten PWM-Kurvenverlaufs, um den vierten aktiven Schalter (SR4) zu steuern, so dass eine Frequenz, ein Tastgrad des ersten oder beides des PWM-Kurvenverlaufs einen erzeugten Spannungswert der AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) bestimmen, und  
 Einstellen der Frequenz, des Tastgrads oder beides des ersten PWM-Kurvenverlaufs, um eine Differenz zwischen dem erzeugten Spannungswert und dem gewünschten Spannungswert zu verringern; und  
 als Reaktion auf das Bestimmen, dass der gewünschte Spannungswert negativ ist:  
 Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den sperrenden Betriebszustand,  
 Erzeugen eines zweiten PWM-Kurvenverlaufs, um den dritten aktiven Schalter (S3) so zu steuern, dass eine Frequenz, ein Tastgrad oder beides des zweiten PWM-Kurvenverlaufs einen erzeugten Spannungswert der AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) bestimmen, und  
 Einstellen der Frequenz, des Tastgrads oder beides des zweiten PWM-Kurvenverlaufs, um eine Differenz zwischen dem erzeugten Spannungswert und dem gewünschten Spannungswert zu minimieren.

15. Leistungswandler gemäß Anspruch 13, wobei ein Betrieb des Controllers (430; 930) für den Tiefsetz-Betrieb aufweist:

Bestimmen, ob der gewünschte Spannungswert positiv oder negativ ist;  
 als Reaktion auf das Bestimmen, dass der gewünschte Spannungswert positiv ist:  
 Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den leitenden Betrieb und Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb für ein erstes positives Intervall, wodurch die zweite Induktivität (L2) energetisiert wird, und  
 Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den leitenden Betrieb und Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den sperrenden Betrieb für ein zweites positives Intervall, wodurch die zweite Induktivität (L2) ent-energetisiert wird; und  
 als Reaktion auf das Detektieren, dass der gewünschte Spannungswert negativ ist:  
 Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den leitenden Betrieb und Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb für ein erstes negatives Intervall, wodurch die erste Induktivität (L1) energetisiert wird, und  
 Versetzen des ersten bidirektionalen Schalters (S1) in den leitenden Betrieb und Versetzen des zweiten bidirektionalen Schalters (S2) in den sperrenden Betrieb für ein zweites negatives Intervall, wodurch die erste Induktivität (L1) ent-energetisiert wird.

16. Leistungswandler, der dazu ausgebildet ist, als AC- DC-Wandler und/oder als DC-AC-Wandler zu arbeiten, wobei der Leistungswandler aufweist:  
 einen ersten AC-Anschluss und einen zweiten AC-Anschluss, wobei die ersten und zweiten AC-Anschlüsse dazu ausgebildet sind, eine AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) von einer AC-Leistungsquelle zu erhalten oder eine AC-Spannung ( $V_{AC\_IN}$ ) an eine Last bereitzustellen;  
 einen ersten DC-Anschluss und einen zweiten DC-Anschluss, die dazu ausgebildet sind, eine DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) an eine Last bereitzustellen oder eine DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) von einer DC-Leistungsquelle zu erhalten;  
 einen ersten bidirektionalen Schalter (S1) und einen zweiten bidirektionalen Schalter (S2), die mit dem ersten AC-Anschluss gekoppelt sind, wobei von den ersten und zweiten bidirektionalen Schaltern (S1, S2) ein jeder dazu ausgebildet ist, in einem leitenden Betrieb, in dem Strom in beiden Richtungen fließt, und einem sperrenden Betrieb, in dem Strom in beiden Richtungen gesperrt wird, betrieben zu werden;  
 eine erste Induktivität (L1) und eine zweite Induktivität (L2), von denen jede dazu ausgebildet ist, während eines Induktivitätsladeintervalls Energie zu speichern und während eines Induktivitätsentladeintervalls Energie abzugeben;  
 eine erste stromsperrende Einrichtung (D1, SR1),

die dazu ausgebildet ist, während eines AC-DC-Intervalls, in dem der Leistungswandler als AC-DC-Wandler arbeitet, einen positiven Stromfluss in der ersten Induktivität (L1) auf eine erste Richtung zu begrenzen;

eine zweite stromsperrende Einrichtung (D2; SR2), die dazu ausgebildet ist, während des AC-DC-Intervalls einen positiven Stromfluss in der zweiten Induktivität (L2) auf eine erste Richtung zu begrenzen;

eine dritte stromsperrende Einrichtung (D3; SR3), die zwischen den zweiten DC-Anschluss und einen Knoten zwischen der ersten Induktivität (L1) und der ersten stromsperrenden Einrichtung (D1; SR1) gekoppelt ist;

eine vierte stromsperrende Einrichtung (D4; SR4), die zwischen den ersten DC-Anschluss und einen Knoten zwischen der zweiten Induktivität (L2) und der zweiten stromsperrenden Einrichtung (D2; SR2) gekoppelt ist; und

einen Controller (430; 930), der dazu ausgebildet ist, den ersten bidirektionalen Schalter (S1) und den zweiten bidirektionalen Schalter (S2), wenn der Leistungswandler als AC-DC-Wandler konfiguriert ist:

für ein Tiefsetz-Intervall in einem Tiefsetz-Betrieb zu steuern, um die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) bereitzustellen, und

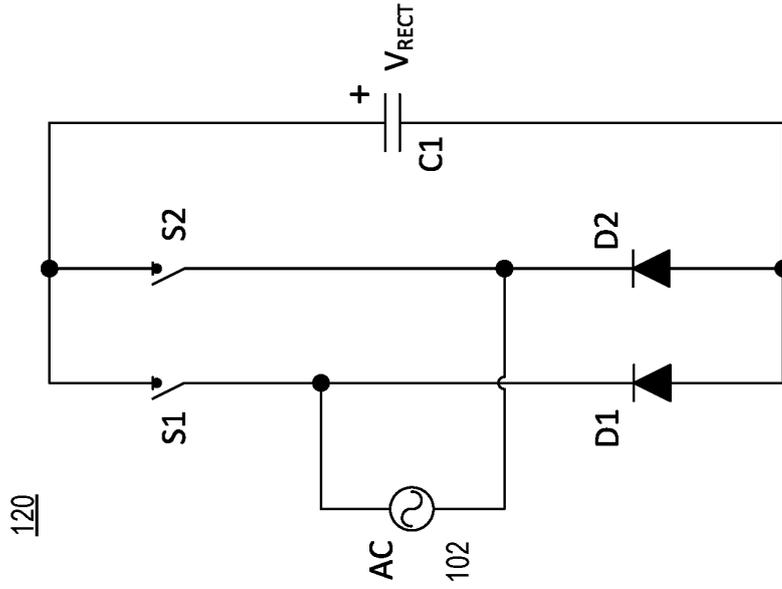
für ein Hochsetz-Intervall in einem Hochsetz-Betrieb zu steuern, um die DC-Spannung ( $V_{RECT}$ ) bereitzustellen.

17. Leistungswandler gemäß Anspruch 16, wobei für jede serielle Pfadschleife des Leistungswandlers, durch die zu einem gegebenen Zeitpunkt ein positiver Strom fließt, Strom durch maximal eine Induktivität und maximal zwei stromsperrende Einrichtungen fließt, wobei eine stromsperrende Einrichtung eine Diode oder ein Schalter ist.

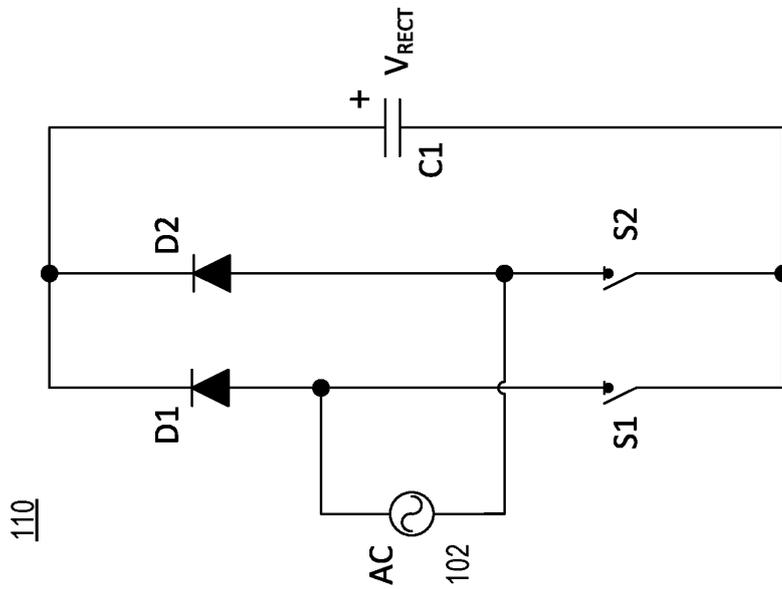
18. Leistungswandler gemäß Anspruch 16 oder 17, wobei während des Tiefsetz-Intervalls, wenn sich die erste Induktivität in ihrem ersten Entladeintervall befindet oder die zweite Induktivität in ihrem Entladeintervall befindet, Strom durch eine einzige stromsperrende Einrichtung in dem Leistungswandler fließt.

Es folgen 10 Seiten Zeichnungen

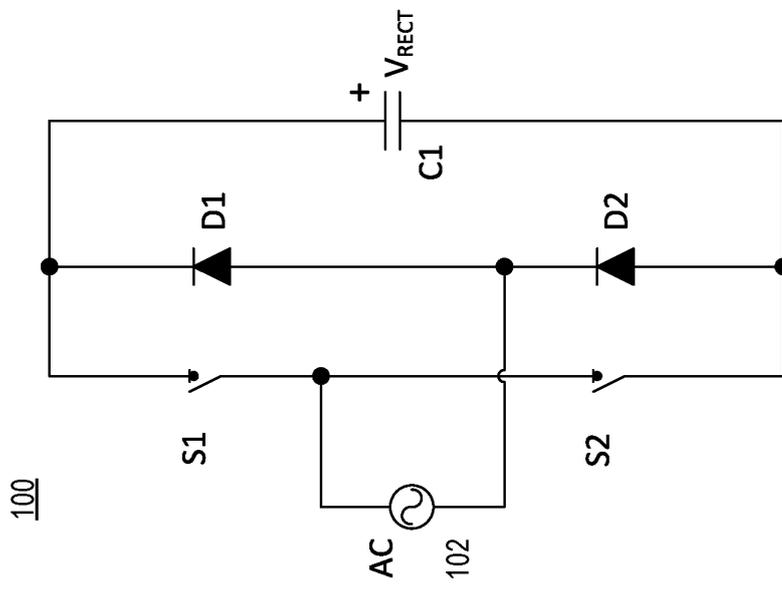
Anhängende Zeichnungen



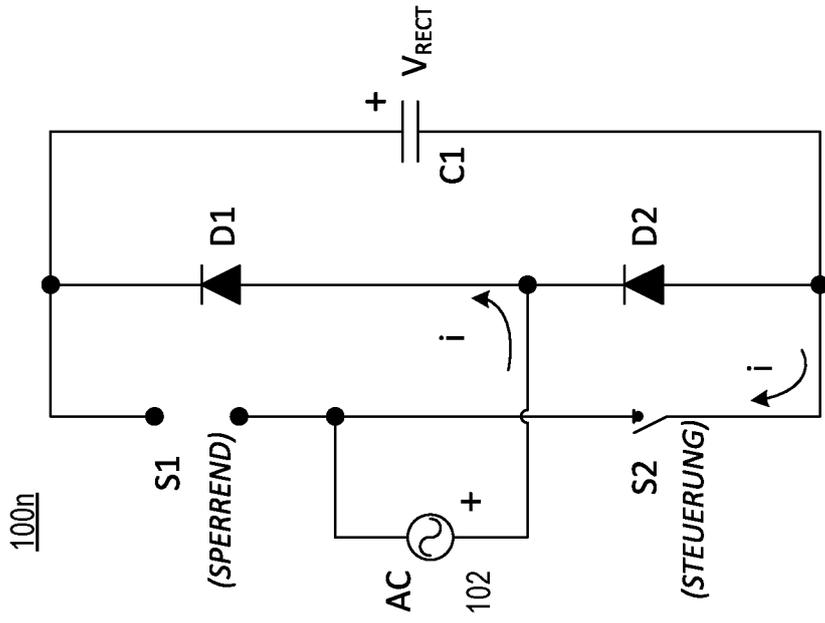
**Figur 1C**  
(Stand der Technik)



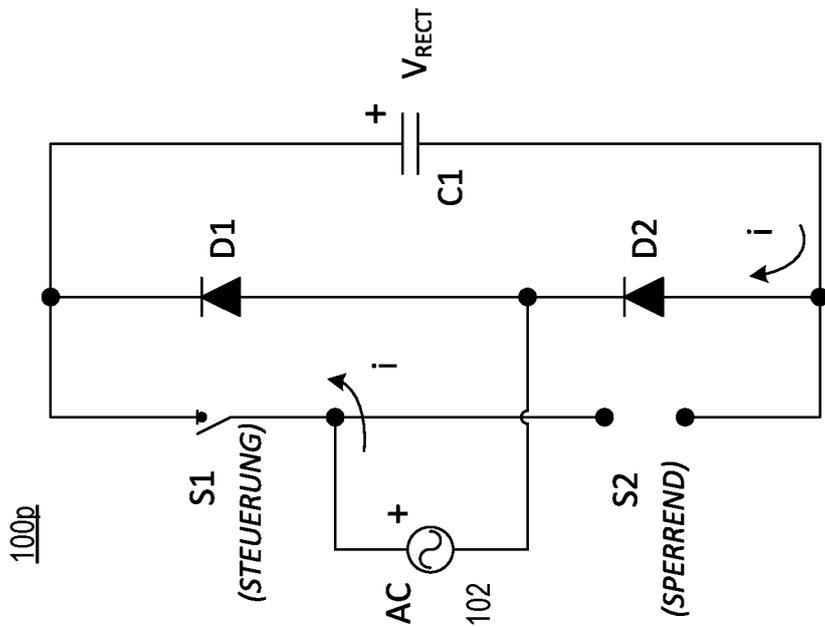
**Figur 1B**  
(Stand der Technik)



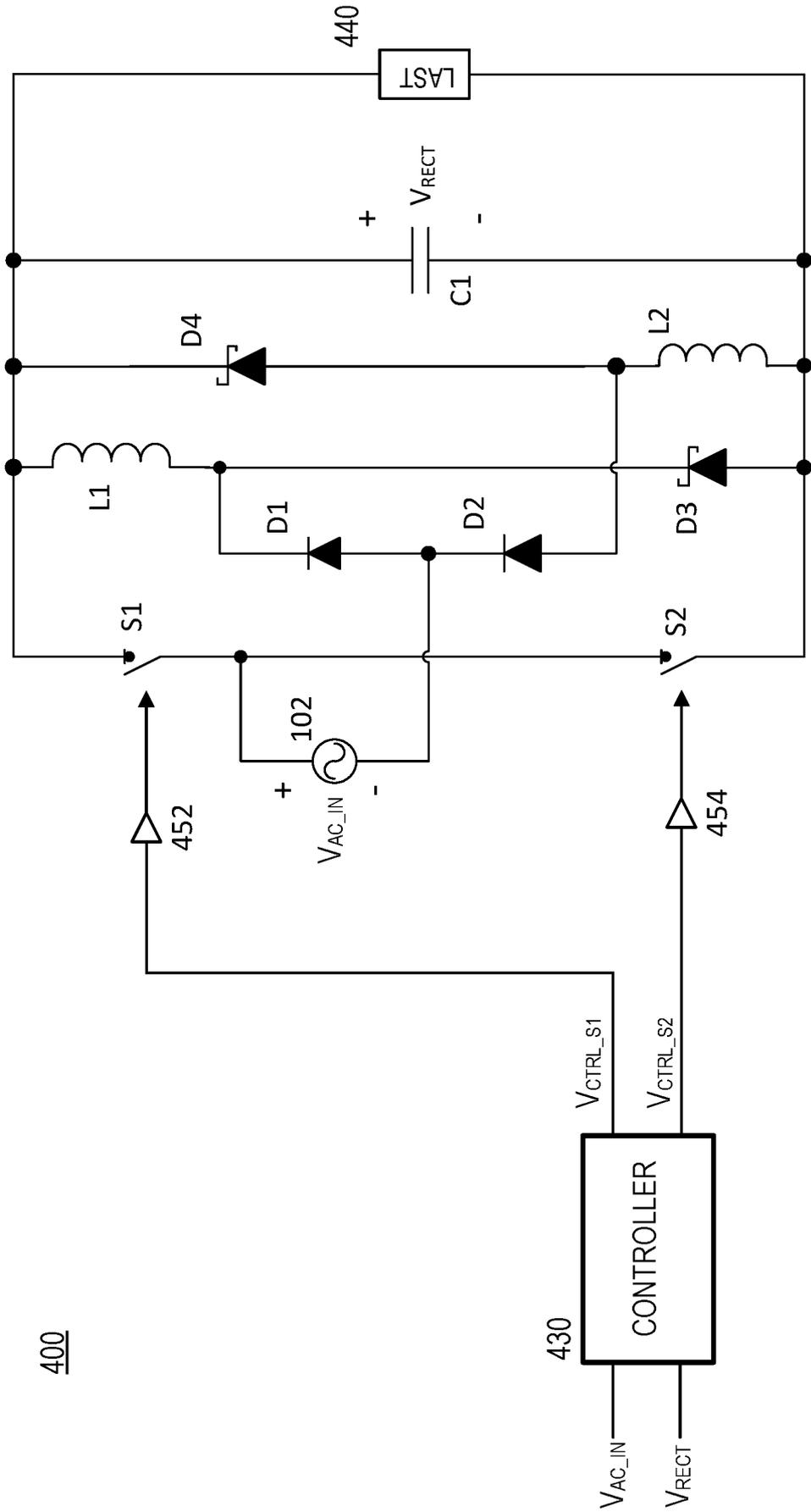
**Figur 1A**  
(Stand der Technik)



**Figur 3**  
(Stand der Technik)

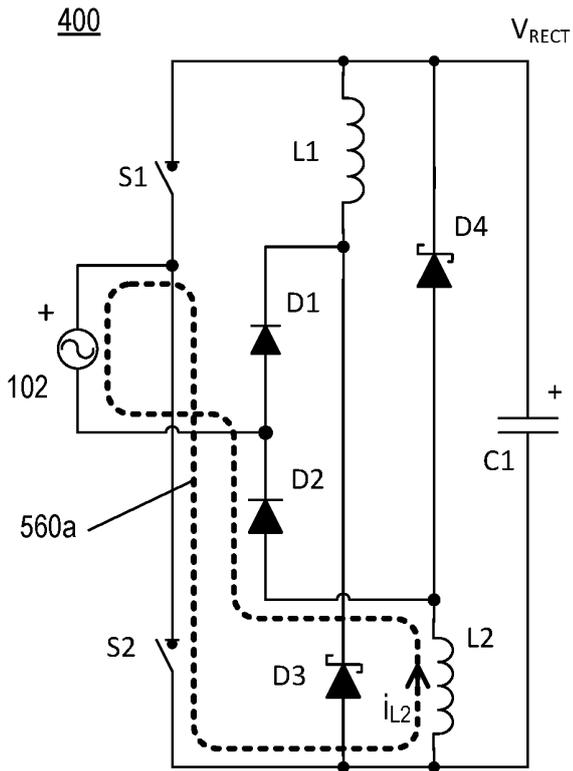


**Figur 2**  
(Stand der Technik)

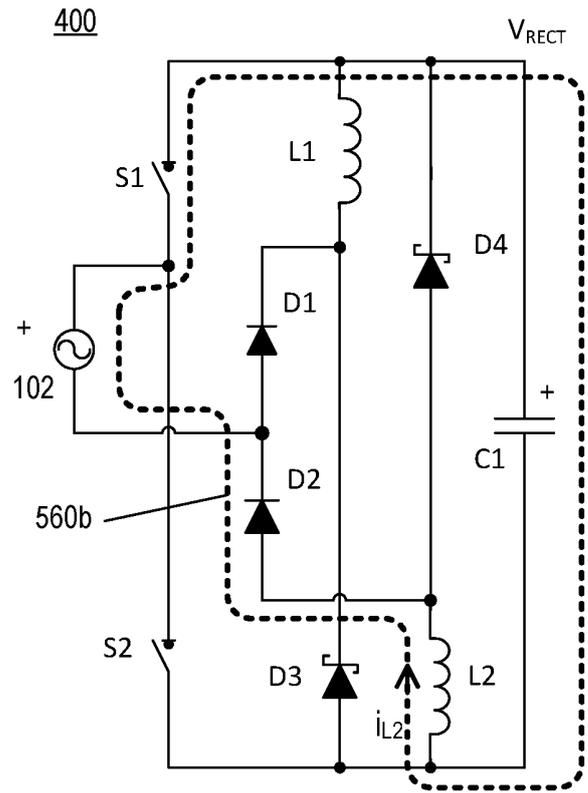


400

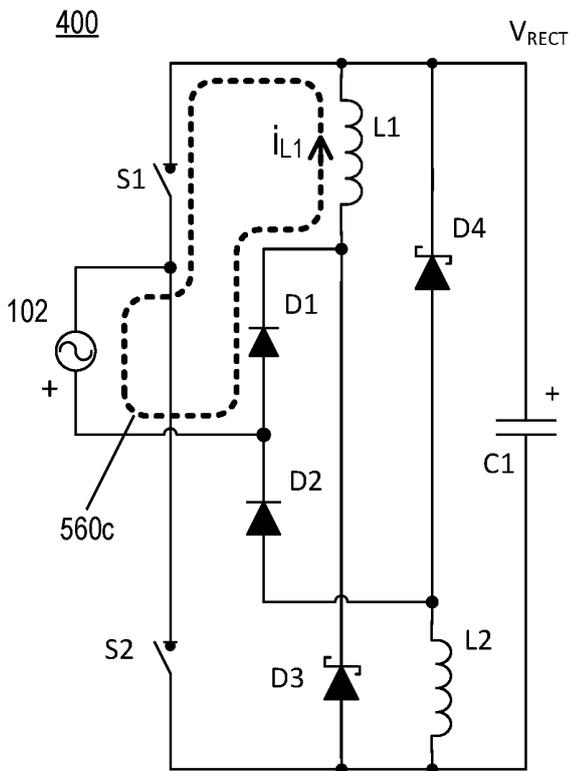
Figure 4



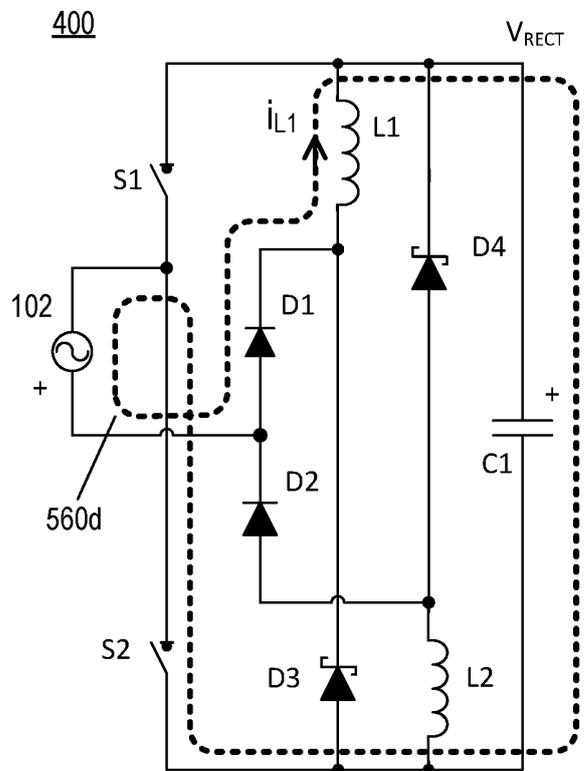
Figur 5A



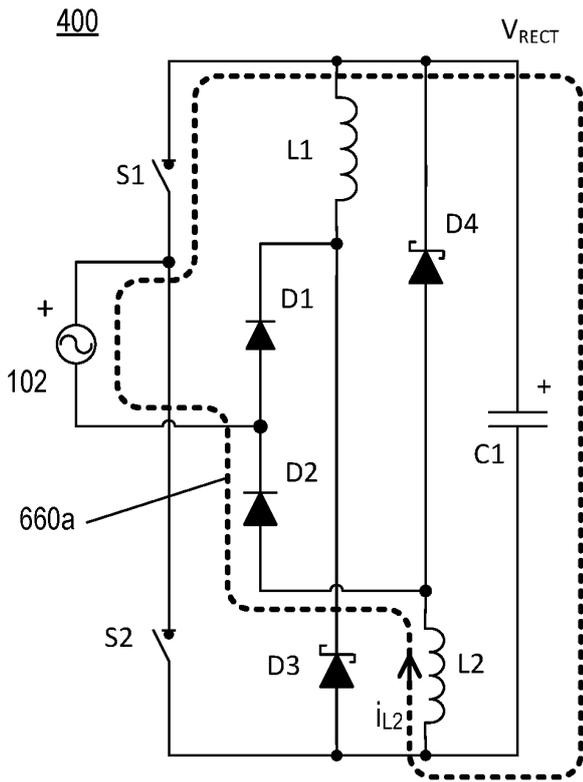
Figur 5B



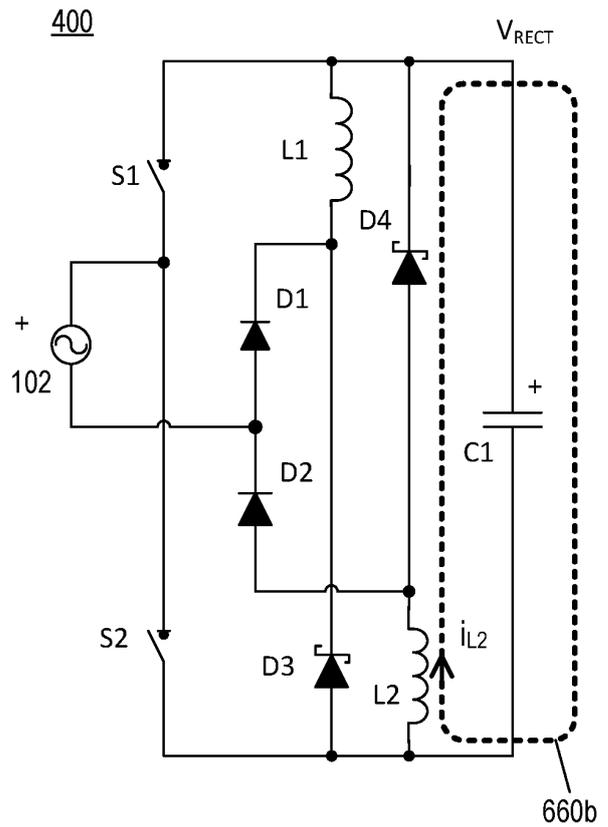
Figur 5C



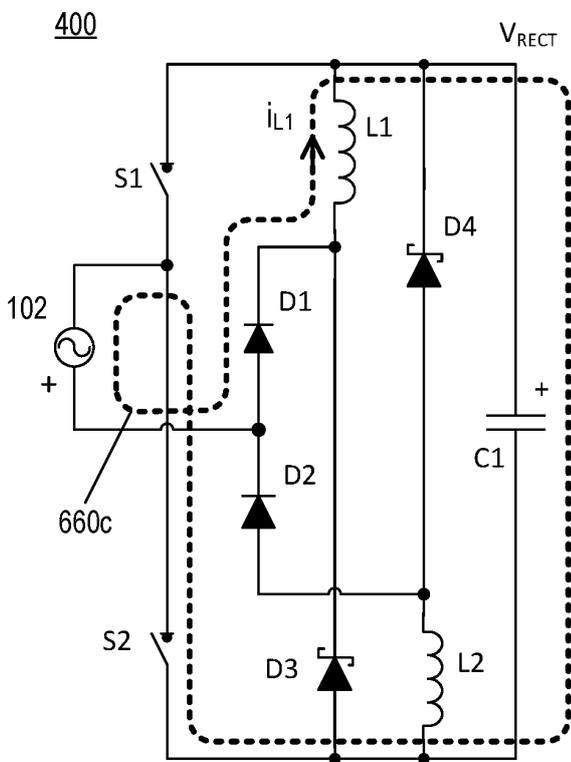
Figur 5D



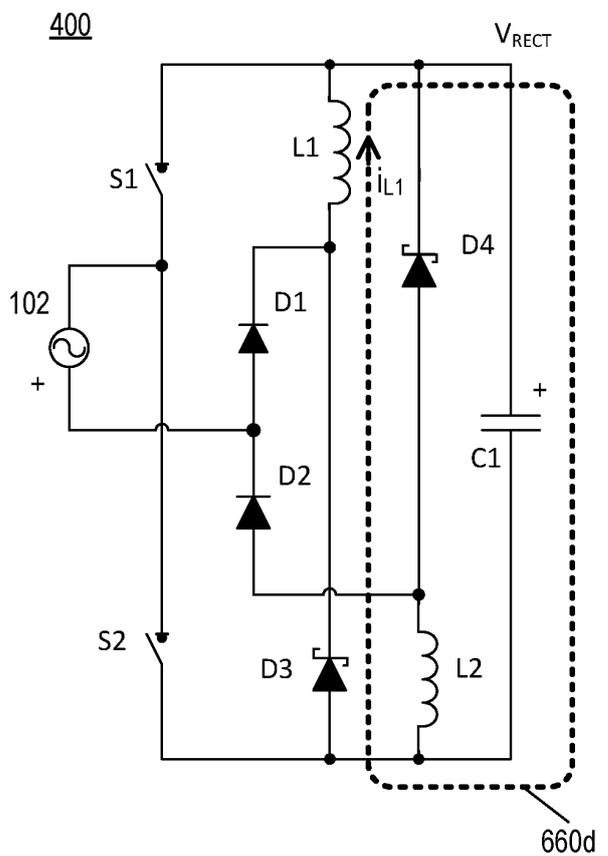
**Figur 6A**



**Figur 6B**



**Figur 6C**



**Figur 6D**

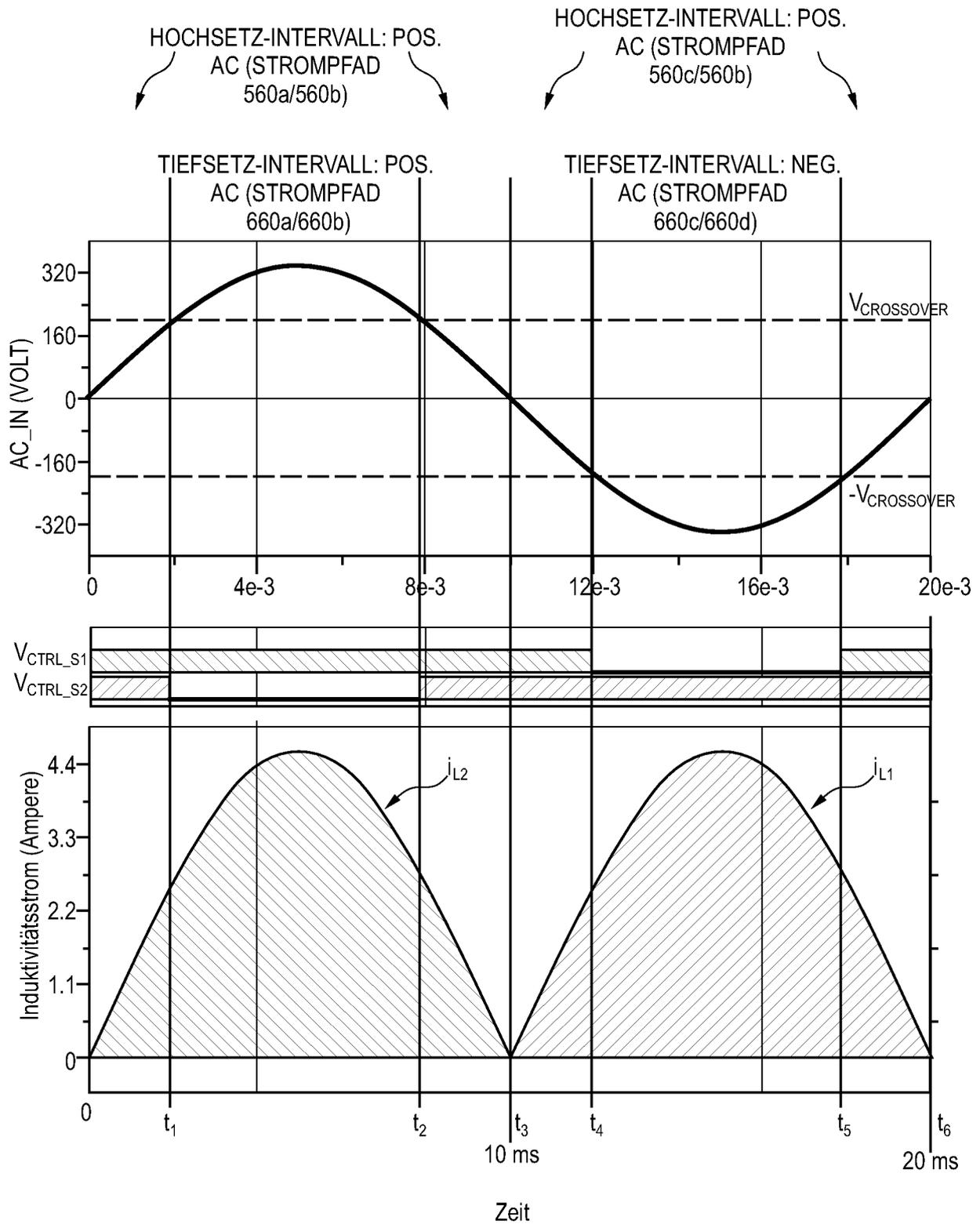


Fig. 7

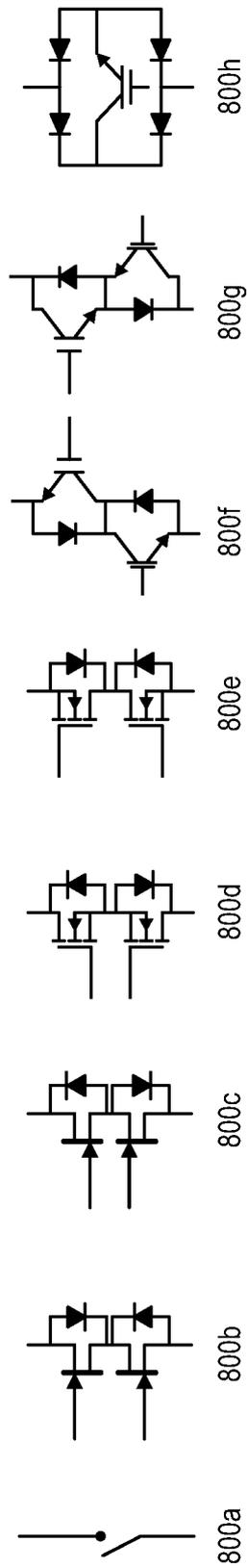
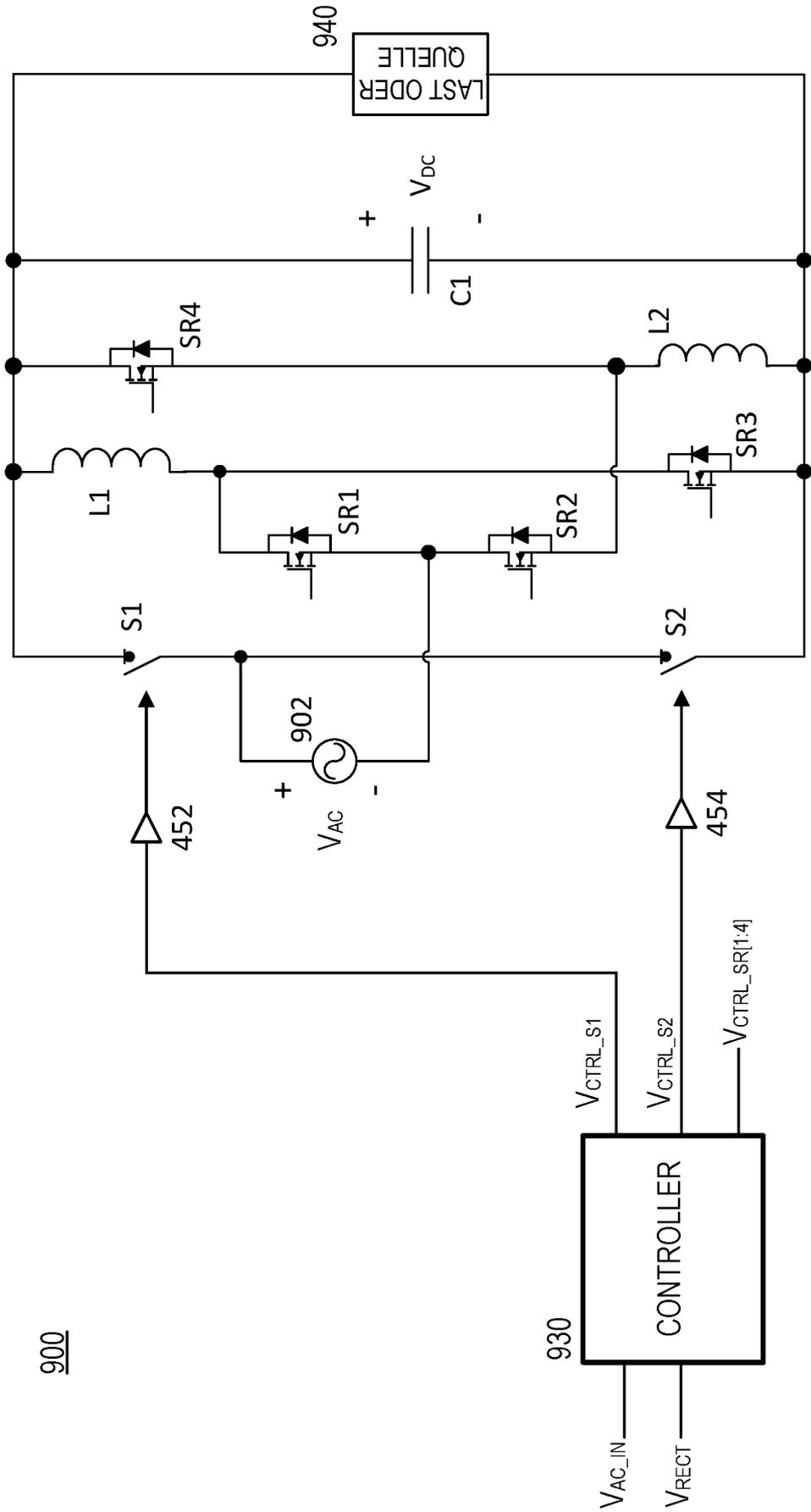
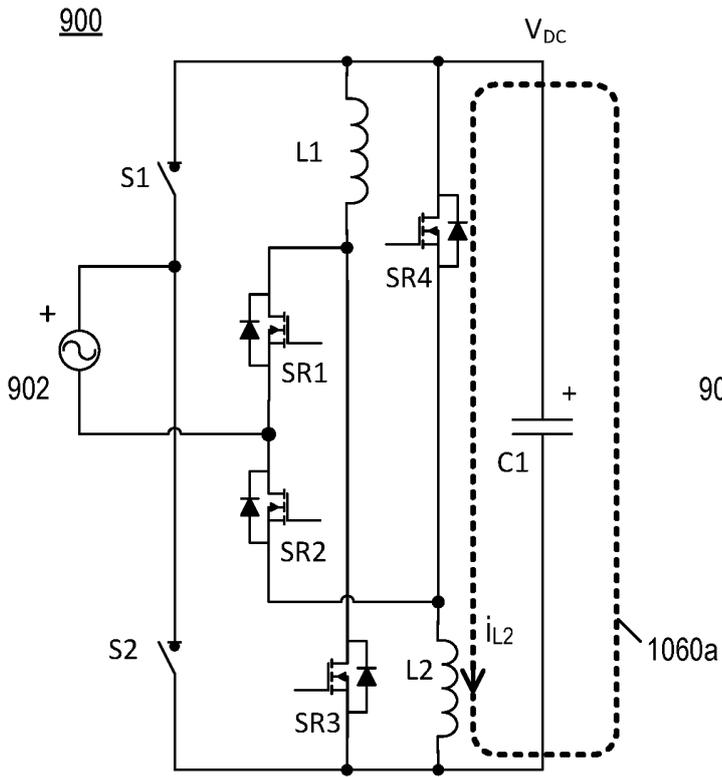


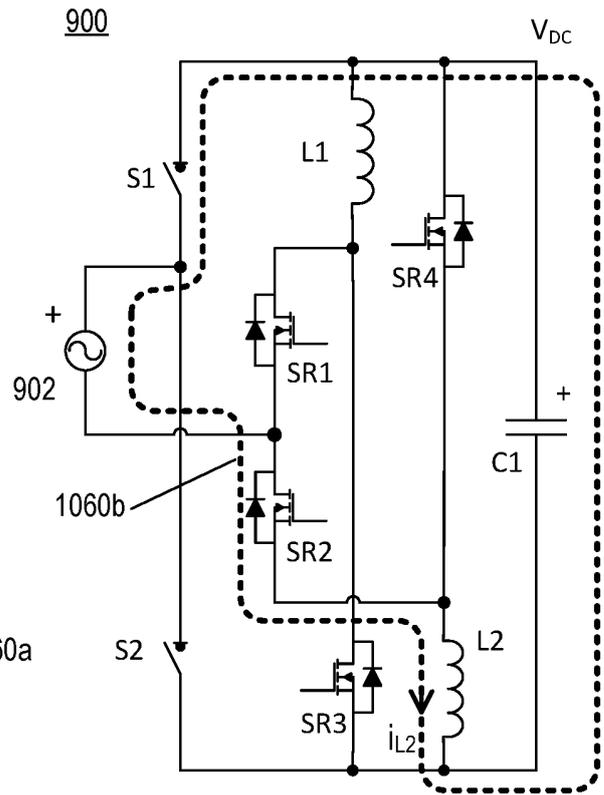
Fig. 8



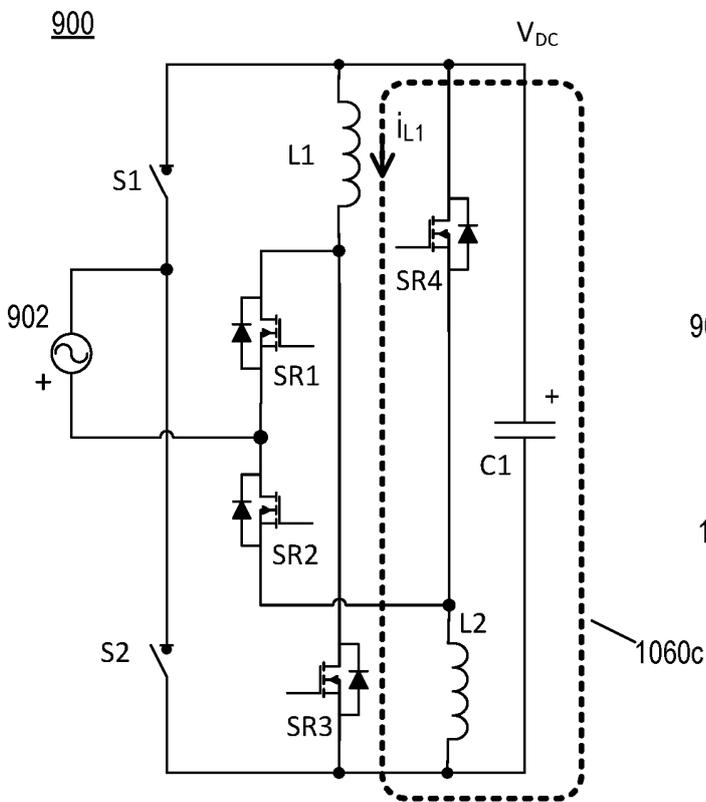
Figur 9



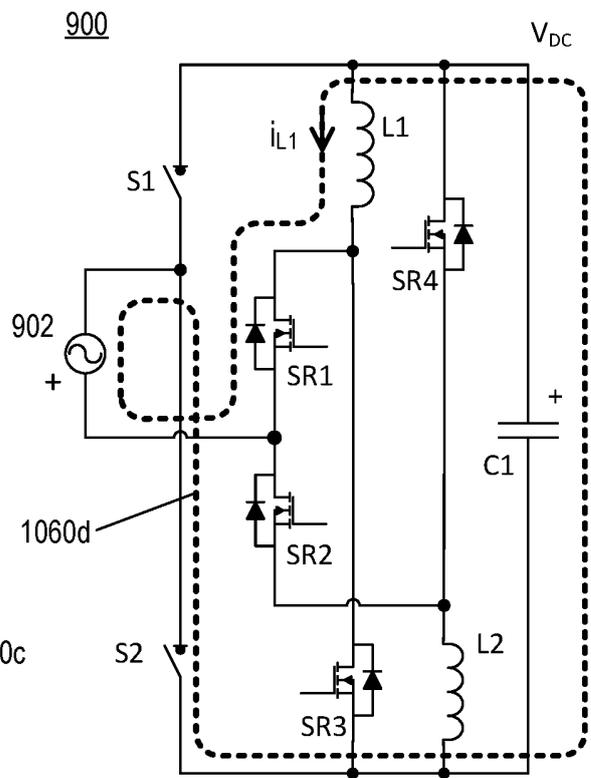
**Figur 10A**



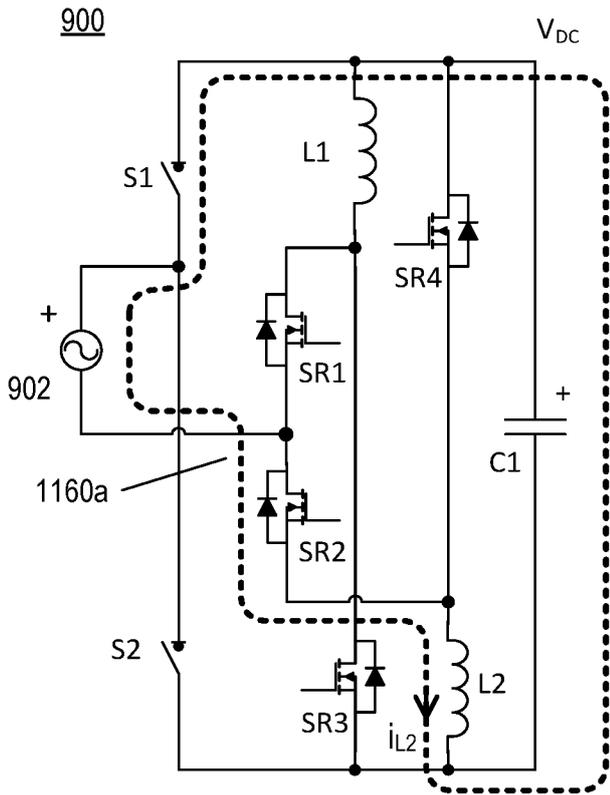
**Figur 10B**



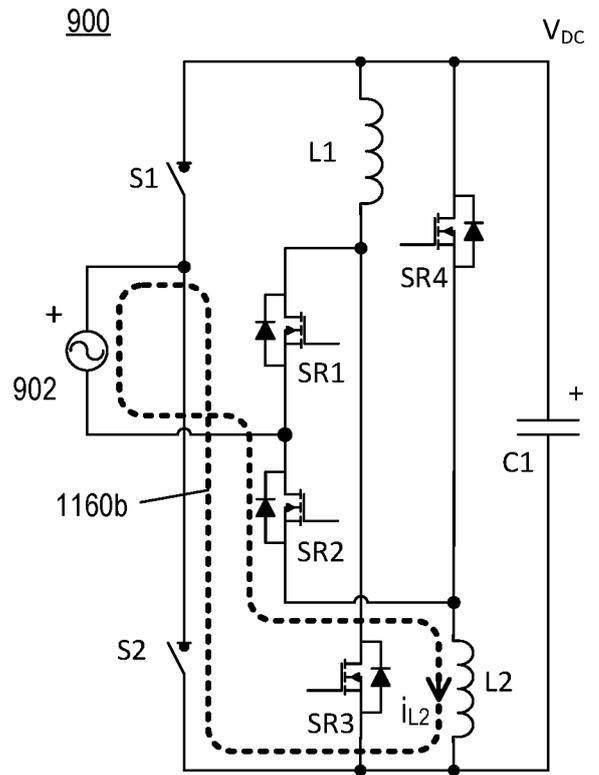
**Figur 10C**



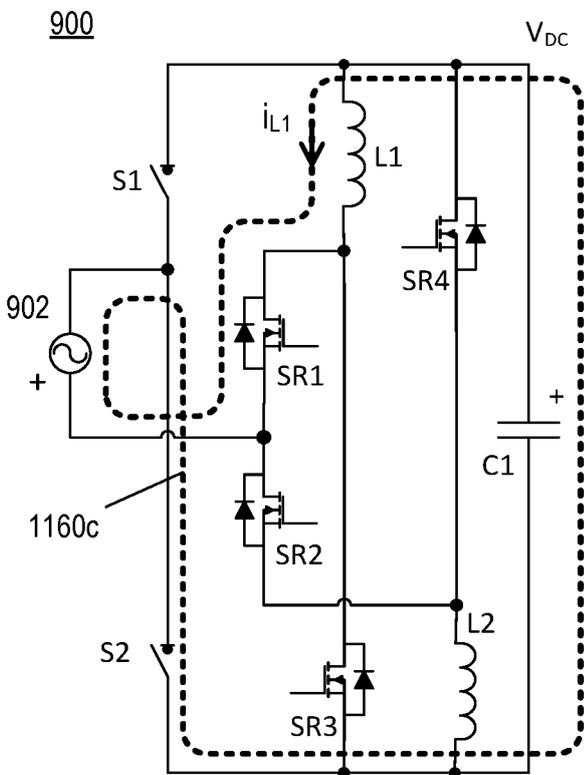
**Figur 10D**



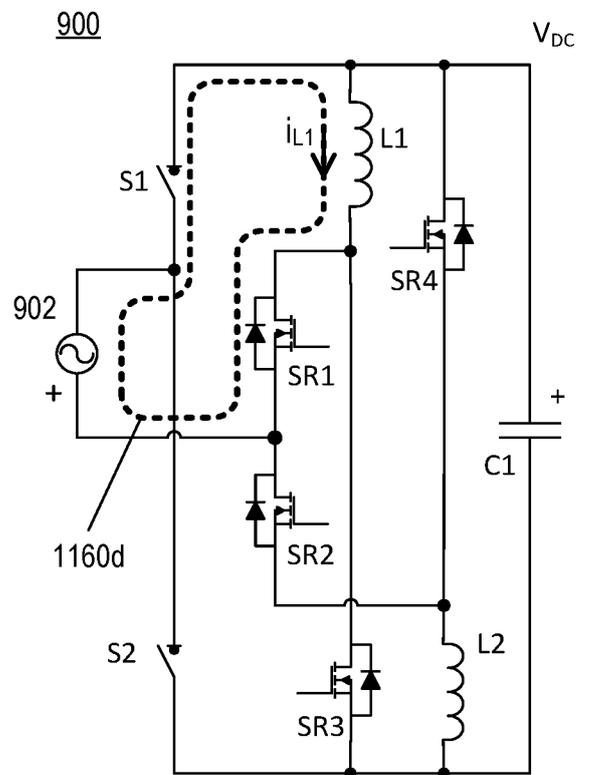
**Figur 11A**



**Figur 11B**



**Figur 11C**



**Figur 11D**