

SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) **CH** **701 847 B1**

(51) Int. Cl.: **H02M 7/219** (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-lichtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 00480/10

(22) Anmeldedatum: 01.04.2010

(43) Anmeldung veröffentlicht: 31.03.2011

(30) Priorität: 17.09.2009 CH 1451/09

(24) Patent erteilt: 30.01.2015

(45) Patentschrift veröffentlicht: 30.01.2015

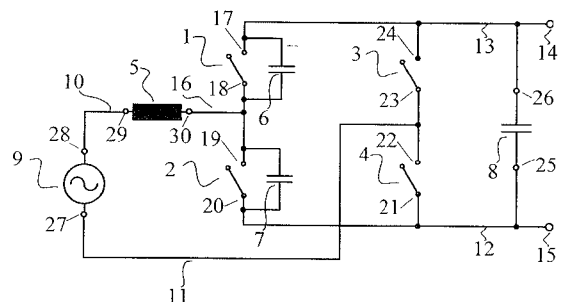
(73) Inhaber:
ETH Zürich, ETH transfer HG E 47-49 Rämistrasse 101
8092 Zürich (CH)

(72) Erfinder:
Johann W. Kolar, 8044 Zürich (CH)
Jürgen Biela, 8004 Zürich (CH)
Dominik Hassler, 8852 Altendorf (CH)

(74) Vertreter:
Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach 1771
8032 Zürich (CH)

(54) **Verfahren zum Ansteuern einer aktiven Wandlerschaltung und korrespondierende Schaltung.**

(57) Verfahren zum Ansteuern einer aktiven Wandlerschaltung, wobei die aktive Wandlerschaltung eine Brückenschaltung mit mindestens einem ersten Brückenweig aufweist, und wobei eine Induktivität (5) zwischen den Zweigmittelpunkt und einen ersten Eingangsanschluss (28) der Wandlerschaltung geschaltet ist. Beim Umschalten zwischen den Schaltern (1, 2) des Brückenzeigs wird mittels der Induktivität (5) jedenfalls ein Strom zum Umladen von parasitären Kapazitäten (6, 7) der Schalter (1, 2) eingepreßt. Eine Zeitdauer, während welcher jeweils einer der Schalter (1, 2) vor dem Umschalten leitend ist, wird nach Massgabe von zumindest einer zu übertragenden Leistung und dem Wert einer zwischen dem ersten Eingangsanschluss und dem zweiten Eingangsanschluss anliegenden Wechselspannung bestimmt. Die Schalter (1, 2) werden jeweils diese Zeitdauer nach Detektion eines entsprechenden Nulldurchgangs ausgeschaltet.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der elektronischen Schaltungstechnik und insbesondere auf ein Verfahren zum Ansteuern einer aktiven Wandlerschaltung und auf eine aktive Wandlerschaltung gemäss dem Oberbegriff der entsprechenden unabhängigen Patentansprüche.

Stand der Technik

[0002] In vielen leistungselektronischen Systemen werden Gleichrichter, welche eine Wechselspannung in eine Gleichspannung umwandeln, eingesetzt. Im einfachsten Fall wird hierzu eine Schaltung bestehend aus Dioden, wie z.B. ein Brückengleichrichter, eingesetzt. Diese haben den Nachteil, dass sie relativ viele Oberschwingungen erzeugen und damit auch einen Leistungsfaktor kleiner eins aufweisen. Um diese Nachteile zu beseitigen, werden aktive Gleichrichterschaltungen (PFC) eingesetzt, welche neben den Dioden auch aktive Schalter und zusätzliche passive Elemente, meist Induktivitäten, enthalten. Eine einfache Ausführungsform eines solchen PFC-Konverters besteht aus einem Brückengleichrichter und einem nachgeschalteten Boost-Konverter [z.B. Buch «Power Electronics: Converters, Applications and Design», von Ned Mohan, William Robbins, Tore Undeland, 3te Auflage, erschienen 2007 bei John Wiley and Sons]. Mit dieser Schaltung kann ein Leistungsfaktor von 1 sowie ein sinusförmiger Netzstrom erreicht werden.

[0003] Ein Nachteil dieser Schaltung ist, dass immer drei aktive Bauelemente, 2 Dioden des Brückengleichrichters und der Schalter des Boost Konverters oder 2 Dioden des Brückengleichrichters und die Diode des Boost-Konverters, im Strompfad liegen. Dies führt zu relativ hohen Leitverlusten und damit zu einem niedrigen Wirkungsgrad des Konverters. Eine Möglichkeit, die Leitverluste zu senken, besteht darin, anstatt des Brückengleichrichters und des nachgeschalteten Boost-Konverters eine integrierte Lösung zu verwenden. Diese kann z.B. aus zwei Schaltern und zwei Dioden bestehen, wobei die Elemente zu einem sogenannten Bridgeless PFC [z.B. «A Bridgeless PFC Boost Rectifier with Optimized Magnetic Utilization», von Yungtaek Jang; Jovanovic, M.M., veröffentlicht in IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 24, Issue 1, Jan. 2009] angeordnet sind.

[0004] Die Topologie erlaubt eine deutliche Reduktion der Leitverluste. Allerdings entstehen weiterhin relativ hohe Schaltverluste. Diese bestehen zum einen aus Reverse-Recovery-Verlusten der Dioden und kapazitiven Verlusten. Die Reverse-Recovery-Verluste der Dioden können dadurch vermieden werden, dass z.B. SiC-Schottky-Dioden eingesetzt werden. Damit bleiben als einzige Schaltverluste die kapazitiven Verluste übrig, welche bei jedem Schaltvorgang entstehen, da die parasitären Kapazitäten der aktiven Bauelemente und des Aufbaus aktiv durch ein Schaltelement umgeladen werden müssen. Dadurch ist es auch nicht sinnvoll möglich, dass z.B. für einen Schalter eine grössere Anzahl an parallel geschalteten MOSFETs verwendet wird, da dadurch die parasitäre Kapazität aufgrund der Ausgangskapazität der MOSFETs und damit die Schaltverluste stark ansteigen.

[0005] Eine weitere bekannte Ausführungsform von Gleichrichtersystemen setzt einzelne phasenversetzt gesteuert parallel geschaltete Gleichrichtersysteme ein, das sogenannte Interleaving, um den Rippel im Eingangsstrom und die Grösse der benötigten Eingangsinduktivität zu reduzieren. Beim Interleaving werden Techniken zum Synchronisieren der einzelnen Stufen eingesetzt [z.B. «A Novel Closed Loop Interleaving Strategy of Multiphase Critical Mode Boost PFC Converters», von Xiaojun Xu und Alex Q. Huang, veröffentlicht auf der Power Electronics and Motion Control Conference, 2006.], wobei die Schaltfrequenzen der parallelen Stufen für jede Periode angepasst werden. Hierbei ist es wichtig, dass durch die Veränderung der lokalen Schaltfrequenz der lokale Mittelwert des Eingangsstromes nicht vom Sollwert abweicht.

Darstellung der Erfindung

[0006] Es ist deshalb Aufgabe der Erfindung, ein Verfahren zum Ansteuern einer aktiven Wandlerschaltung und eine aktive Wandlerschaltung zu schaffen, welche Schaltverluste weiter verkleinert. Erfindungsgemäss geschieht dies durch ein Verfahren zum Ansteuern einer aktiven Wandlerschaltung und durch eine aktive Wandlerschaltung gemäss den entsprechenden unabhängigen Patentansprüchen. Verluste, welche durch das Umladen der parasitären Kapazitäten entstehen, werden dabei durch ein geeignetes Steuerverfahren und eine geeignete Anordnung der Schalter beseitigt.

[0007] Zusammengefasst wird in dem Verfahren zum Ansteuern einer aktiven Wandlerschaltung, wobei die aktive Wandlerschaltung eine Brückenschaltung mit mindestens einem ersten Brückenweig aufweist, wobei eine Induktivität zwischen den Zweigmittelpunkt und einen ersten Eingangsanschluss der Wandlerschaltung geschaltet ist, beim Umschalten zwischen den Schaltern des Brückenweigs mittels der Induktivität ein Strom zum Umladen von parasitären Kapazitäten der Schalter und des Aufbaus eingepreßt. Eine Zeitdauer, während welcher jeweils einer der Schalter vor dem Umschalten leitend ist, ist mindestens so lang, dass die Induktivität ausreichend Energie zum Umladen der parasitären Kapazitäten speichert.

[0008] Ausführlicher gesagt: In dem Verfahren wird eine aktive Wandlerschaltung angesteuert, wobei die aktive Wandlerschaltung eine Brückenschaltung mit mindestens einem ersten Brückenweig aufweist, wobei ein erster Schalter des ersten Brückenweigs zwischen einen positiven Anschluss und einen Zweigmittelpunkt geschaltet ist, und ein zweiter Schalter des ersten Brückenweigs zwischen einen negativen Anschluss und den Zweigmittelpunkt geschaltet ist, und eine Induktivität zwischen den Zweigmittelpunkt und einen ersten Eingangsanschluss geschaltet ist, und ein zweiter Eingangsanschluss an den positiven oder den negativen Anschluss oder an einen geschalteten weiteren Anschluss der Wandler-

schaltung geschaltet ist, wobei der erste Schalter eine erste parasitäre Kapazität und der zweite Schalter eine zweite parasitäre Kapazität aufweist.

[0009] Das Verfahren umfasst, dass, mit einer Periodendauer T_P periodisch wiederholt,

– durch Einschalten eines zweiten der beiden Schalter des Brückenweiges, wobei der andere respektive erste Schalter ausgeschaltet ist, nach einem Nulldurchgang während einer ersten Zeitdauer T_1 ein Strom durch die Induktivität aufgebaut wird,

– nach der ersten Zeitdauer T_1 der zweite Schalter ausgeschaltet wird, wobei der erste Schalter ausgeschaltet bleibt, und die parasitären Kapazitäten durch einen mittels der Induktivität eingepprägten Strom umgeladen werden, bis die Spannung über dem ersten Schalter mindestens annähernd null wird,

– und wobei anschliessend der erste Schalter eingeschaltet wird, und sich der Strom durch die Induktivität abbaut, und nach einem Nulldurchgang des Stroms sich während einer zweiten Zeitdauer T_2 ein Strom in Gegenrichtung durch die Induktivität aufbaut,

– nach der zweiten Zeitdauer T_2 der erste Schalter ausgeschaltet wird, wobei der zweite Schalter ausgeschaltet bleibt, und die parasitären Kapazitäten durch den mittels der Induktivität eingepprägten Strom in Gegenrichtung umgeladen werden, bis die Spannung über dem zweiten Schalter mindestens annähernd null wird.

[0010] Dabei werden die erste Zeitdauer T_1 und die zweite Zeitdauer T_2 nach Massgabe von zumindest einer zu übertragenden Leistung und dem Wert einer zwischen dem ersten Eingangsanschluss und dem zweiten Eingangsanschluss anliegenden Wechselspannung bestimmt, und werden der erste und der zweite Schalter jeweils für die erste Zeitdauer T_1 respektive für die zweite Zeitdauer T_2 nach Detektion eines entsprechenden Nulldurchgangs eingeschaltet.

[0011] Die Bestimmung der beiden Zeitdauern berücksichtigt vorzugsweise implizit oder explizit auch die Ausgangsspannung, indem entweder die Ausgangsspannung bei der Bestimmung jedes Mal (explizit) mit einbezogen wird, oder indem die Ausgangsspannung (implizit) als fixer, nur selten geänderter Parameter der Bestimmung vorliegt.

[0012] Dabei werden vorzugsweise

– die erste Zeitdauer T_1 mindestens so lange gewählt, dass die in der Induktivität gespeicherte Energie zum Umladen der parasitären Kapazitäten ausreicht, und

– die zweite Zeitdauer T_2 mindestens so lange gewählt, dass die in der Induktivität gespeicherte Energie zum Umladen der parasitären Kapazitäten ausreicht.

– die Zeiten T_1 und T_2 so gewählt, dass der Mittelwert des Stromes in der Induktivität einem vorgegebenen Sollwert entspricht.

Für das Umladen der Kapazitäten werden gewisse Mindestenergien benötigt, was sich dadurch ausdrückt, dass es – abhängig vom jeweiligen Arbeitspunkt – für T_1 und T_2 einen Mindestwert gibt.

[0013] In einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird bei der Bestimmung der ersten Zeitdauer T_1 und der zweiten Zeitdauer T_2 zusätzlich der Wert einer zwischen dem positiven Anschluss und dem negativen Anschluss des ersten Brückenweiges liegende Gleichspannung berücksichtigt, und/oder der Wert der Induktivität.

[0014] Durch dieses Verfahren können die Schaltverluste in dem ersten Brückenweig deutlich reduziert, im Idealfall sogar vollständig eliminiert werden. Dadurch beseitigt das Verfahren die Schaltverluste, welche durch die parasitären Kapazitäten der Schalter (z.B. MOSFETs) entstehen, und es ermöglicht damit, dass für die Realisierung eines Schalters mehrere parallel geschaltete Halbleiterbauelemente (z.B. MOSFETs) verwendet werden. Dadurch können die Leitverluste deutlich reduziert werden, was wiederum zu einer Steigerung der Effizienz führt. Ohne das beschriebene Verfahren hätten die Schaltverluste durch die inhärenten parasitären Kapazitäten der Halbleiterbauelemente den Gewinn bei den Leitverlusten reduziert oder sogar kompensiert. Mit der höheren Effizienz der Schaltung sinken die Verluste und damit auch der benötigte Kühlaufwand, so dass sich kompakte Aufbauten bei hohem Wirkungsgrad realisieren lassen.

[0015] Die Wandlerschaltung ist typischerweise eine AC-DC-Wandlerschaltung, die bidirektional betrieben werden kann, also mit wählbarer Richtung des Leistungsflusses. In einzelnen bevorzugten Ausführungsformen der Erfindung kann die Wandlerschaltung aber auch als DC-DC-Wandler oder als unidirektionaler AC-DC-Wandler betrieben werden.

[0016] Die Wandlerschaltung weist vorzugsweise eine Steuereinrichtung zur Ansteuerung der Schalter der Wandlerschaltung auf, welche zur Ausführung des Verfahrens gemäss den vorgenannten Schritten und/oder den im Folgenden beschriebenen weiteren Varianten ausgebildet ist.

[0017] In einer bevorzugten Variante der Erfindung werden die erste und/oder die zweite Zeitdauer verlängert, wobei die Periode T_P mit dem Verfahren durch Vergrössern von T_1 und T_2 verlängert werden kann, ohne dass der Mittelwert des Eingangsstromes sich ändert, d.h., dass dieser immer noch gleich dem Sollwert ist. Um die Periode T_P zu verlängern, werden, abhängig vom Arbeitspunkt, T_1 und T_2 gemeinsam mit Hilfe eines nichtlinearen Zusammenhangs vergrössert, so dass der Mittelwert des Stromes gleich dem Sollwert ist und so dass die parasitären Kapazitäten umgeladen werden und die Schalter bei annähernd null Spannung eingeschaltet werden. Durch gleichsinnige Änderung der Einschaltzeiten der Schalter kann also die Dauer der Pulsperiode verändert werden, ohne dass der Eingangsstrommittelwert beeinflusst wird.

[0018] Dadurch, dass mit dem Verfahren die Dauer einer Periode T_P verändert werden kann, ohne dass der Mittelwert des Stromes und das Umschwingen der Kapazitäten für verlustloses/verlustarmes Schalten beeinflusst werden, können nun parallel geschaltete Brückenweige (Interleaving) bei verlustlosem Schalten so phasenversetzt synchronisiert werden,

dass durch die Überlagerung der Ströme am Eingang ein minimaler Rippel entsteht und die einzelnen Zweige unbeeinflusst dem Sollwert des Strommittelwertes folgen.

[0019] Zur Realisierung der Ansteuerschaltung wird vorzugsweise das folgende Verfahren implementiert: Es wird eine zeitgesteuerte Modulation der Schaltzeiten durchgeführt, basierend auf Information über den Nulldurchgang des Eingangstromes:

[0020] Die Timings der Modulation, also die zu der Ansteuerung gemäss dem oben beschriebenen Verfahren erforderlichen Schaltzeitpunkte respektive die erste und die zweite Zeitdauer T_1 , T_2 sind grundsätzlich bestimmt durch die folgenden Parameter: Gleichspannung (auch als Ausgangsspannung betrachtet), Wechselspannung (auch als Eingangsspannung betrachtet), Induktivität und Leistung. Die Ausgangsspannung und die Induktivität werden als konstant betrachtet (ein Drift über längere Zeiträume kann durch eine Selbstkalibrierung, beispielsweise beim Einschalten des Gleichrichters, kompensiert werden). Daher ergibt sich eine Reduktion der Parameter auf die Eingangsspannung und die Leistung. Es werden nun erfindungsgemäss, für verschiedene Eingangsspannungen und Leistungen, die erste und die zweite Zeitdauer T_1 , T_2 berechnet und in Tabellen abgelegt. Somit ergibt sich ein rein timinggesteuertes Modulationsverfahren: Im Betrieb des Gleichrichters werden die Stromnulldurchgänge detektiert, werden die erste und die zweite Zeitdauer T_1 , T_2 nach Massgabe der aktuellen Momentanwerte von Eingangsspannungen und Leistungen aus den Tabellen ausgelesen, und wird die Umschaltung jeweils die erste und die zweite Zeitdauer T_1 , T_2 nach dem entsprechenden Stromnulldurchgang vorgenommen.

[0021] Die Ausgangsspannung kann,

- wenn sie als konstant angenommen wird, bei der Berechnung der Tabellen einfließen (implizite Berücksichtigung der Ausgangsspannung). Falls in unterschiedlichen Betriebszuständen unterschiedliche, aber für den Betriebszustand konstante Ausgangsspannungen verwendet werden, können je nach Ausgangsspannung entsprechende Tabellen ausgewählt werden. Damit ist eine geänderte Ausgangsspannung nur über eine Vielzahl von Taktperioden möglich, also beispielsweise nur eine Änderung nach mehreren Sekunden, Minuten etc.

- wenn sie als variabel angenommen wird, als weiterer Eingangswert beim Auslesen der Tabellen verwendet werden (explizite Berücksichtigung der Ausgangsspannung). Damit ist eine geänderte Ausgangsspannung in jeder einzelnen Periode berücksichtigbar.

Dasselbe gilt für weitere Betriebsparameter. Die Tabellen können auch mit Berechnungen verknüpft werden, welche Ein- oder Ausgangswerte der Tabellen verarbeiten.

[0022] In einer weiteren bevorzugten Variante der Erfindung weist die Wandlerschaltung mindestens einen zweiten Brückenweig auf, dessen Zweigmittelpunkt über eine zweite Induktivität an den ersten Eingangsanschluss geschaltet ist, und der mindestens eine zweite Brückenweig in derselben Weise wie der erste Brückenweig angesteuert wird, wobei die Ströme durch die erste und die zweite Induktivität zeitlich gegeneinander versetzt zur Minimierung eines Summenstromrippels am ersten Eingangsanschluss erzeugt werden.

[0023] Durch den geringeren Summenstromrippel sinkt der Aufwand bei der EMV-Filterung am Eingang, um die einschlägigen Normen zu erfüllen, so dass zum einen das Bauvolumen sinkt und zum anderen geringere Verluste in dem Filter entstehen. Weiterhin können die Eingangsinduktivitäten relativ kleine Induktivitätswerte aufweisen, so dass diese ein kleines Bauvolumen aufweisen und mit geringen Verlusten realisiert werden können.

[0024] In einer weiteren bevorzugten Variante der Erfindung ist der geschaltete weitere Anschluss der Wandlerschaltung ein Zweigmittelpunkt eines weiteren, langsam geschalteten Brückenweiges, und sind der erste Eingangsanschluss und der zweite Eingangsanschluss an eine Wechselspannung geschaltet, wobei der langsam geschaltete Brückenweig mit derselben Frequenz schaltet, mit welcher die Wechselspannung das Vorzeichen wechselt und die Umschaltung jeweils im Nulldurchgang der Wechselspannung erfolgt.

[0025] In einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung liegt eine besondere Schaltung zur Stromnulldurchgangsdetektion vor. Diese weist im Vergleich zu einer konventionellen Lösung mit einem Shunt-Widerstand geringere Verluste auf. Die benötigte Information ist der Nulldurchgang, daher wird gemäss konventionellen Lösungen ein relativ grosser Widerstand gebraucht, um die nötige Genauigkeit zu erreichen, was in höheren Verlusten resultiert. Ein konventioneller Stromtransformator würde sehr gross werden, da dem hochfrequenten Stromanteil ein 50-Hz-Anteil des Versorgungsnetzes überlagert ist. Der Stromtransformator müsste daher auf diese 50 Hz ausgelegt werden.

[0026] Ein Stromtransformator gemäss einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird hingegen relativ klein ausgelegt und so betrieben, dass er schnell in die Sättigung fährt. Anhand einer dabei nur bis zur Sättigung induzierten und somit nur kurzfristig auftretenden Sekundärspannung werden die Nulldurchgänge detektiert. Es wird also auf eine vollständige Messung des Stromes verzichtet, und die Auslegung des Stromtransformators und der damit verbundenen Auswerteschaltung auf die Detektion von Nulldurchgängen respektive nur des Vorzeichens des Stromes fokussiert.

Vorzugsweise ist eine entsprechende Schaltung zur Stromnulldurchgangsdetektion in einer Steuereinrichtung der beschriebenen Wandlerschaltung eingesetzt. Die Schaltung zur Stromnulldurchgangsdetektion weist einen Stromtransformator, mit einer im Pfad des zu überwachenden Stromes zu schaltenden Primärseite und einer Sekundärseite, und eine Auswertelektronik auf. Letztere ist dazu ausgelegt, eine positive Spannungsflanke und eine negative Spannungsflanke an der Sekundärseite separat zu detektieren und separat an die beiden Eingänge eines SR-Flip-Flops zu legen, wodurch die Schaltung am Ausgang des SR-Flip-Flops ein das Vorzeichen des zu überwachenden Stromes repräsentierendes binäres

Signal erzeugt. Der Stromtransformator ist vorzugsweise dazu ausgelegt, im Betrieb, ausser im Bereich der Nulldurchgänge des zu überwachenden Stromes, im gesättigten Zustand zu sein.

Der vorgeschlagene, schnell sättigende Stromtransformator weist dadurch eine hohe Genauigkeit, tiefe Verluste und eine kompakte Bauform auf. Ein solcher Stromtransformator und die damit verbundene Auswerteschaltung sind einerseits für das eingangs beschriebene zeitgesteuerte Ansteuerungsverfahren sehr gut geeignet, lassen sich aber auch in anderen Anwendungen, unabhängig vom genannten Ansteuerungsverfahren, einsetzen.

Im Betrieb wird zur Bestimmung eines Nulldurchgangs des Stromes der in den Pfad des Stromes geschaltete Stromtransformator jeweils in einem kurzen, symmetrisch um den Nulldurchgang liegenden Intervall ummagnetisiert und anschliessend in der Sättigung betrieben, wodurch nur während der Ummagnetisierung ein sekundärseitiger Spannungspuls am Stromtransformator erzeugt wird, und jeweils bei einer steigenden Flanke eines positiven Spannungspulses ein positiver Nulldurchgang und bei einer fallenden Flanke eines negativen Spannungspulses ein negativer Nulldurchgang detektiert wird.

[0027] Vorzugsweise werden jeweils positive und negative Spannungspulse durch separate Schaltungselemente erfasst, und werden korrespondierende Signale zum Setzen respektive Zurücksetzen eines SR-Flip-Flops eingesetzt, wodurch am Ausgang des SR-Flip-Flops ein das Vorzeichen des Stromes repräsentierendes binäres Signal erzeugt wird.

[0028] Durch die niedrige Schaltfrequenz des gemeinsamen Brückenzweiges werden die Schaltverluste in diesem Brückenweig vernachlässigbar, und der Brückenweig kann hinsichtlich der Leitverluste optimiert werden, so dass die Effizienz des Systems steigt. Weiterhin erlaubt der langsam geschaltete Brückenweig eine kostengünstige Realisierung.

Kurze Beschreibung der Figuren

[0029] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

- Fig. 1 einen bidirektionalen Gleichrichter;
- Fig. 2 und 6 den zeitlichen Verlauf charakteristischer Grössen des Gleichrichters;
- Fig.3–5 weitere Variante von Gleichrichtertopologien;
- Fig. 7 Mindestwerte für Einschaltzeiten;
- Fig. 8 die Abhängigkeit von Einschaltzeiten von der Schaltperiode;
- Fig. 9 eine Schaltung zur Stromnulldurchgangsdetektion;
- Fig. 10 eine idealisierte Magnetisierungskurve eines Stromtransformators;
- Fig. 11 einen zeitlichen Verlauf von Signalen der Schaltung zur Stromnulldurchgangsdetektion

[0030] Grundsätzlich sind in den Figuren gleiche Teile mit gleichen Bezugszeichen versehen.

Wege zur Ausführung der Erfindung

[0031] In Fig. 1 ist eine Ausführungsform der Topologie eines bidirektionalen Gleichrichters dargestellt, welche einen ersten 1, einen zweiten 2, einen dritten 3 und einen vierten 4 bidirektional leitenden Schalter, eine Induktivität 5, einen Ausgangskondensator 8 und eine Wechselspannungsquelle 9 aufweist. Weiterhin hat das erste Schaltelement eine erste 6 und das zweite Schaltelement eine zweite 7 parasitäre Kapazität, welche so angeordnet ist, dass dieser die beiden geschalteten Kontakte überbrückt.

[0032] Der erste Schalter 1 ist an einem ersten Anschluss 17 über eine erste Leitung 13 mit einem ersten Anschluss 26 eines Ausgangskondensators 8 und an einem zweiten Anschluss 18 über eine zweite Leitung 16 mit einem ersten Anschluss 30 der Induktivität 5 und mit einem ersten Anschluss 19 des zweiten Schalters 2 verbunden. Ein zweiter 20 Anschluss des zweiten Schalters 2 ist über eine dritte Leitung 12 mit einem zweiten Anschluss 25 des Ausgangskondensators 8 verbunden. Ein zweiter Anschluss 29 der Induktivität 5 ist über eine vierte Leitung 10 mit einem ersten Anschluss 28 der Wechselspannungsquelle 9 verbunden. Ein erster Anschluss 24 des dritten Schalters 3 ist ebenfalls über die erste Leitung 13 mit dem ersten Anschluss 26 des Ausgangskondensators 8 verbunden. Ein zweiter Anschluss 27 der Wechselspannungsquelle 9 ist über eine vierte Leitung 11 mit einem zweiten Anschluss 23 des dritten Schalters 3 und mit einem ersten Anschluss 22 des vierten Schalters 4 verbunden. Ein zweiter Anschluss 21 des vierten Schalters ist ebenfalls über die zweite Leitung 12 mit dem zweiten Anschluss 25 des Ausgangskondensators 8 verbunden. An die erste Leitung 13 ist ein positiver Anschluss 14 und an die dritte Leitung 12 ein negativer Anschluss 15 einer Last oder allgemein einer Gleichspannungsquelle angeschlossen. Die vier Schalter 1, 2, 3, 4 bilden also eine Brückenschaltung mit Gleichspannungsanschlüssen und Wechselspannungsanschlüssen.

[0033] Zur Beschreibung der Steuerung der vier Schalter 1–4 wird die dritte Leitung 12 als Bezugspotential gewählt, und es wird angenommen, dass der erste Anschluss 28 der Wechselspannungsquelle ein positives Potential gegenüber dem zweiten Anschluss 27 hat.

[0034] Der erste Brückenweig, aufweisend den ersten 1 und den zweiten 2 Schalter, schaltet mit einer Frequenz oberhalb der Grundperiode der Wechselspannungsquelle 9, und der zweite Brückenweig, aufweisend den dritten 3 und den vierten 4 Schalter, schaltet mit der Frequenz, mit welcher die Wechselspannungsquelle 9 das Vorzeichen wechselt, wobei die Umschaltung in den Nulldurchgängen der Wechselspannung erfolgt. Dabei ist in einem Brückenweig jeweils entweder kein Schalter oder genau ein Schalter geschlossen, nie jedoch beide Schalter auf einmal. In dem betrachteten Fall ist der vierte Schalter 4 die gesamte Zeit, solange der erste Anschluss 28 der Wechselspannungsquelle positives Potential gegenüber dem zweiten Anschluss 27 der Wechselspannungsquelle hat, geschlossen, d.h., der erste 22 und der zweite 21 Anschluss des vierten Schalters 4 sind elektrisch miteinander verbunden und der dritte Schalter ist geöffnet, d.h., der erste 24 und der zweite 23 Anschluss des dritten Schalters 4 sind elektrisch nicht miteinander verbunden. Der Ausgangskondensator 8 ist auf die Ausgangsspannung U_{DC} aufgeladen, wobei der erste Anschluss 26 ein positives Potential gegenüber dem zweiten Anschluss 25 des Kondensators hat und die Spannung U_{DC} grösser ist als die Amplitude der Wechselspannung der Wechselspannungsquelle 9.

[0035] In Fig. 2 ist der Verlauf des Stromes $I_{L(5)}$ in der Induktivität 5 in Richtung vom zweiten Anschluss 29 zum ersten Anschluss 30 der Induktivität und der Verlauf der Spannung $U_{S(2)}$ über dem zweiten Schalter 2 mit Bezugsrichtung vom ersten Anschluss 19 zum zweiten Anschluss 20 des zweiten Schalters 2 dargestellt, wobei die beiden horizontalen Achsen die Zeitachsen darstellen und die vertikalen Achsen die Amplitudenwerte angeben. Zu Beginn t_0 der Taktperiode T_P wird der zweite Schalter 2 geschlossen, d.h., die positive Spannung der Wechselspannungsquelle 9 fällt über der Induktivität 5 ab und der Strom in der Induktivität 5 beginnt zu steigen. Bei Erreichen eines vorgegebenen Stromwertes I_1 bzw. nach einer festen Zeit T_1 wird der zweite Schalter 2 geöffnet, und der Strom, welcher durch die Induktivität 5 eingepreßt wird, lädt die zweite parasitäre Kapazität 7 auf und entlädt die erste parasitäre Kapazität 6, so dass die Spannung über dem zweiten Schalter 2 zu steigen beginnt. Sobald die Spannung über dem zweiten Schalter 2 gleich der Ausgangsspannung U_{DC} ist, d.h., die Spannung über dem ersten Schalter 1 ist gleich null, wird der erste Schalter 1 eingeschaltet. Dabei ist der Stromwert I_1 so zu wählen, dass die gespeicherte Energie in Induktivität 5 ausreicht, um die erste 6 und die zweite 7 parasitäre Kapazität umzuladen, d.h., dass die Spannung über dem ersten Schalter 1 zumindest annähernd null wird. Mit der sich einstellenden negativen Spannung an der Induktivität 5, d.h., der erste Anschluss 30 der Induktivität hat ein höheres Potential als der zweite Anschluss 29, nimmt der Strom in der Induktivität ab. Ab dem Zeitpunkt t_3 wird der Strom in der Induktivität 5 negativ und die Zeitdauer T_2 beginnt. Sobald der Strom einen gewissen Wert I_2 erreicht, bzw. nach Ablauf der Zeit T_2 , wird der erste Schalter 1 zum Zeitpunkt t_4 geöffnet, und der Strom in der Induktivität 5 entlädt die erste 6 und lädt die zweite 7 parasitäre Kapazität. Dabei wird vorzugsweise die Zeitdauer T_2 so gewählt, dass durch das Entladen der ersten 6 und der zweiten 7 parasitären Kapazität die Spannung über dem zweiten Schalter 2 null wird, so dass der zweite Schalter 2 zum Zeitpunkt t_5 spannungslos einschalten kann. Mit der positiven Spannung über der Induktivität 5 nimmt der Strom wieder zu und erreicht zum Zeitpunkt t_6 den Wert null. Die Periode T_P des beschriebenen Zyklus dauert dabei vom Zeitpunkt t_0 bis zum Zeitpunkt t_6 .

[0036] Im Falle einer negativen Spannung der Wechselspannungsquelle 9, d.h., das Potential des ersten Anschlusses 28 der Wechselspannungsquelle 9 ist negativ in Bezug auf den zweiten Anschluss 27, ist der dritte Schalter 3 geschlossen und der vierte 4 Schalter geöffnet, und der erste 1 und der zweite 2 Schalter vertauschen in der vorangegangenen Beschreibung der Funktionsweise ihre Rolle. Weiterhin invertiert sich der Strom in der Induktivität 5 (Fig. 6).

[0037] Bei einer Zeitsteuerung gemäss einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung werden die Zeitpunkte t_0 und t_3 durch eine Stromnulldurchgangserkennung erkannt und der weiteren Steuerung vorgegeben. Die erste Zeitdauer T_1 , die erste Umschwingzeit zwischen t_1 und t_2 sowie die zweite Zeitdauer T_2 und die zweite Umschwingzeit zwischen t_4 und t_5 sind in Tabellen abgelegt, mit der Eingangsspannung respektive Wechselspannung und der Leistung als Parameter. Optional wird auch der Einfluss der Ausgangsspannung implizit bei der Berechnung der Tabellen oder explizit in den Tabellen (als zusätzlicher Eingangswert in die Tabellen) mit berücksichtigt.

[0038] Bei der Zeitsteuerung wird also jeweils bei der Detektion eines positiven Nulldurchgangs, nach der entsprechenden ersten Zeitdauer T_1 (wie aus der Tabelle ausgelesen), der zweite Schalter 2 geöffnet. Umgekehrt wird jeweils bei der Detektion eines negativen Nulldurchgangs, nach der entsprechenden zweiten Zeitdauer T_2 , der erste Schalter 1 geöffnet.

[0039] Eine Eigenschaft des Steuerverfahrens ist dabei, dass zum einen der erste Schalter 1 und der zweite Schalter 2 spannungslos ein- und ausschalten und dass in der Periode T_P der Strom in der Induktivität 5 einen vorgegebenen Mittelwert einhält. Für das spannungslose Einschalten des zweiten Schalters 1 zum Zeitpunkt t_2 muss die Periode T_1 eine gewisse Mindestdauer haben, welche vom Verhältnis der Ausgangsspannung U_{DC} zur Spannung der Wechselspannungsquelle 9 abhängt. Für das spannungslose Einschalten des ersten Schalters zum Zeitpunkt t_5 muss die Periode T_2 eine gewisse Mindestdauer haben, welche vom Verhältnis der Ausgangsspannung U_{DC} zur Spannung der Wechselspannungsquelle 9 abhängt. In Fig. 7 ist beispielhaft der Verlauf der Mindestwerte T_{1min} für T_1 und T_{2min} für T_2 für eine halbe Periode einer sinusförmigen Wechselspannung der Wechselspannungsquelle 9 dargestellt. Mit den Mindestdauern für T_1 und T_2 ergibt sich eine minimale Dauer für T_P , welche vom Verhältnis der Ausgangsspannung U_{DC} zur Spannung der Wechselspannungsquelle 9 und den Bauteilwerten abhängt. Diese Mindestdauer für T_P ergibt sich als Summe der Min-

destauern von T_1 und T_2 sowie der Umschwingzeiten der Spannungen über den Schaltern 1 und 2 und der der Zeitdauer für den Stromabbau in der Induktivität gegen die Ausgangsspannung U_{DC} . Nun ist es möglich, die Perioden T_1 und T_2 grösser als die Mindestauern zu wählen und damit die Periode T_P zu verlängern. Dies kann zum einen genutzt werden, um den Mittelwert des Stromes durch die Induktivität 5 einzustellen, so dass dieser einer Sollgrösse, z.B. einer Sinusform bei einem Gleichrichter, folgt, oder es ist möglich, die Länge der Periode T_P zu verändern, ohne dass der Mittelwert I_{MW} des Stromes durch die Induktivität 5 verändert wird. Dies kann für die Synchronisation von parallel geschalteten Zweigen genutzt werden, wie im folgenden Abschnitt erläutert wird. In Fig. 8 ist für einen angenommenen Betriebspunkt beispielhaft die Abhängigkeit der beiden Zeiten T_1 und T_2 von der Periode T_P für einen konstanten Strommittelwert dargestellt.

[0040] Weiterhin kann bei einem festen Mittelwert des Stromes durch die Induktivität 5 und bei spannungslosem Schalten des ersten 1 und des zweiten 2 Schalters die Periodendauer T_P durch Vergrössern von T_1 und T_2 verlängert werden. Dies kann mit einem Aufbau nach Fig. 3 geschehen. Darin liegt zusätzlich zu den bereits beschriebenen Schaltungselementen ein weiterer schnell schaltender Zweig vor, mit einem fünften 36 und einem sechsten 40 Schalter, mit zugeordneten weiteren parasitären Kapazitäten 38, 42, zur Verbindung der Gleichspannungsanschlüsse mit einem Brückenmittelpunkt, welcher über eine zweite Induktivität 33 an die Wechselspannungsquelle 9 angeschlossen ist. Dabei werden die Ströme in der ersten Induktivität 5 und der zweiten Induktivität 33 über die beiden schnell schaltenden Zweige synchronisiert geschaltet. Durch das Synchronisieren der Ströme kann nach bekannter Art der Stromrippel in der Wechselspannungsquelle verkleinert werden. Neuartig hierbei ist, dass die beiden schnell schaltenden Zweige einen gemeinsamen langsamen Zweig, bestehend aus dem dritten 3 und dem vierten 4 Schalter, als Rückleiter haben.

[0041] In Fig. 4 ist eine weitere Aufbauform der Schaltung dargestellt, in welcher sich antiparallel bei einem oder mehreren Schaltern eine Diode, als Teil des Schalters, befindet. Dabei sind die Kathode einer antiparallelen Diode 43 des ersten Schalters 1 und die Kathode einer antiparallelen Diode 45 des dritten Schalters 3 an der ersten Leitung 1, welche mit dem ersten, positiven Anschluss 26 des Ausgangskondensators 8 verbunden ist, angeschlossen. Die Anoden einer antiparallelen Diode 44 des zweiten Schalters 2 und einer antiparallelen Diode 46 des vierten Schalters 4 sind mit der dritten Leitung 12 verbunden, welche an dem negativen, zweiten Anschluss 25 der Ausgangskondensators 8 angeschlossen ist. Mit den antiparallelen Dioden wird erreicht, dass die Schalter nicht geschlossen sind, wenn der Strom durch den Schalter in Richtung vom jeweiligen zweiten Anschluss 18, 20, 21, 23 zum jeweiligen ersten Anschluss 17, 19, 22, 24 fliesst. Die Funktionsweise der Steuerung ändert sich dadurch nicht.

[0042] Anstatt der Wechselspannungsquelle 9 kann auch eine DC-Spannungsquelle 47, wie in Fig. 5 dargestellt ist, verwendet werden. Dabei kann der dritte 3 und der vierte 4 Schalter entfallen, und ein negativer Anschluss 49 der DC-Spannungsquelle 47 wird mit der dritten Leitung 12, d.h. dem negativen Anschluss 15 der Last, verbunden. Die Amplitude der DC-Spannungsquelle 47 muss dabei wiederum kleiner sein als die Spannung des Ausgangskondensators 8. Die Funktionsweise der Steuerung ist prinzipiell genauso, wie wenn die Wechselspannungsquelle 9 eine positive Spannung hat.

[0043] Neben dem Betrieb der Schaltung nach Fig. 1 als Gleichrichter kann die Schaltung auch als Wechselrichter eingesetzt werden, d.h., der mittlere Leistungsfluss findet vom Ausgangskondensator 8 zur Wechselspannungsquelle 9 oder zur DC-Spannungsquelle 47 statt. Dazu muss bei einer positiven Spannung der Wechselspannungsquelle 9 ein negativer Mittelwert des Stromes durch die Induktivität 5 eingeprägt werden, d.h., der Strom muss im Mittel von dem ersten Anschluss 30 der Induktivität zum zweiten Anschluss 29 fließen. Dies kann leicht durch Vertauschen der Funktionen des ersten 1 und des zweiten 2 Schalters erreicht werden. Dies bedeutet, dass zu Beginn der Periode T_P zuerst der erste 1 Schalter geschlossen wird und in der Induktivität 5 ein negativer Strom aufgebaut wird. Am Ende der Periode T_1 wird der erste Schalter 1 geöffnet, und der Strom in der die Induktivität 5 lädt die erste 6 und die zweite 7 parasitäre Kapazität um, so dass die Spannung über dem zweiten Schalter 2 kleiner wird. Sobald die Spannung über dem zweiten Schalter 2 zum Zeitpunkt t_2 gleich null wird, wird der zweite Schalter 2 eingeschaltet. Nun baut sich der Strom in der Induktivität 5 gegen die Wechselspannung 9 ab und wird zum Zeitpunkt t_3 gleich null. Anschliessend steigt der Strom in der Induktivität 5 während der Periode T_2 wieder an, und zum Zeitpunkt t_4 wird der zweite Schalter 2 geöffnet, so dass der Strom in der Induktivität 5 wiederum die erste 6 und die zweite 7 parasitäre Kapazität umlädt. Sobald die Spannung über dem ersten Schalter 1 gleich null ist, wird dieser zum Zeitpunkt t_5 geschlossen. Die Periode T_P endet wiederum zum Zeitpunkt t_6 . Mit dem beschriebenen Steuerverfahren ist es wiederum möglich, ein Schalten des ersten 1 und zweiten 2 Schalters bei null Spannung und ein Einstellen des Mittelwertes I_{MW} des Stromes in der Induktivität 5 und damit des Leistungsflusses zu erreichen.

[0044] Eine Ausführungsform der Schalter besteht dabei vorzugsweise aus MOSFETs, kann jedoch auch mit JFETs, IGBTs oder anderen abschaltbaren Halbleitern realisiert werden.

[0045] Fig. 9 zeigt ein Schema einer Schaltung zur Stromnulldurchgangsdetektion gemäss einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung. Die Schaltung weist einen schnell sättigbaren Stromtransformator 91 und eine Auswertelektronik auf. Die Sekundärwindungen des Stromtransformators 91 sind sehr hochohmig abgeschlossen (erster Widerstand 95 und zweiter Widerstand 96 in Serie zwischen den Anschlüssen der Sekundärwindung). Die Funktion des ersten Widerstandes 95 ist die Limitierung des Sekundärspulenstromes, wenn die Spannung der Sekundärwindung die halbe Speisespannung der Komparatoren 97 und 98 übersteigt und die (internen) Schutzdioden der Komparatoren 97, 98 die Komparatoreingänge auf die Speisung klemmen. Der zweite Widerstand 96 ist die spannungsbildende Komponente an den Komparatoreingängen, bezogen auf einen künstlichen Mittelpunkt zwischen einem oberen Widerstand 92 und einem unteren Widerstand 93. Der obere und der untere Widerstand 92, 93 bilden einen vorzugsweise symmetrischen Spannungsteiler zwischen Masse

und einer Versorgungs- oder Referenzspannung U_B , und an ihrem gemeinsamen Punkt den künstlichen Mittelpunkt. Eine Kapazität 94, parallel zum unteren Widerstand 93 geschaltet, stabilisiert das Potential des künstlichen Mittelpunktes.

[0046] Die Ausgänge der Komparatoren 97, 98 werden auf die Set/Reset-Eingänge S, R eines SR-Flip-Flops 99 geschaltet. Ein positiver Spannungspuls aktiviert den ersten Komparator 97, welcher den S-Eingang des Flip-Flops aktiviert. Ein negativer Spannungspuls aktiviert den zweiten Komparator 98, welcher den R-Eingang des Flip-Flops aktiviert.

[0047] Durch die hochohmige Terminierung der Sekundärwindung verhält sich der Stromtransformator näherungsweise wie eine Induktivität. Als Auswahlkriterien für den Transformator sind erstens eine hohe Permeabilität, welche zu einer schnellen Sättigung führt, und eine möglichst kleine Kernquerschnittsfläche, welche einen tiefen A_L -Wert zur Folge hat und somit in einem kleinen Induktivitätswert resultiert.

[0048] Ausserdem verringert sich durch den geringeren Querschnitt zudem auch das Kernvolumen, wodurch die Kernverluste reduziert werden.

[0049] Fig. 10 zeigt eine idealisierte Magnetisierungskurve des Stromtransformators der Schaltung der Fig. 9. Ändert sich der Eingangsstrom der Gleichrichterschaltung, und damit der Primärstrom I_L des Stromtransformators zwischen $-I_{sat}$ und $+I_{sat}$, so resultiert dies in einer Änderung der magnetischen Flussdichte B , welche eine induzierte Spannung auf der Sekundärseite bewirkt. Je nach zunehmendem oder abnehmendem Primärstrom ist die induzierte Spannung positiv oder negativ. Ist der Betrag des Primärstroms grösser als I_{sat} , so ist der Kern gesättigt und eine weitere Stromänderung bewirkt keine Änderung der magnetischen Flussdichte und auf der Sekundärseite wird keine Spannung induziert. Sind die Sättigungsgrenzen nahe bei null, so können die induzierten Spannungspulse als Nulldurchgangsdetektion verwendet werden.

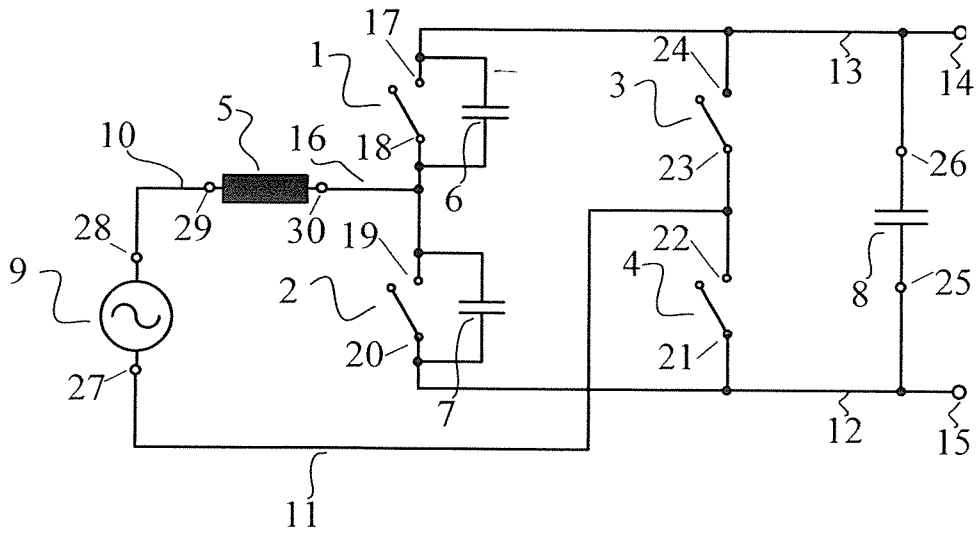
[0050] Fig. 11 zeigt einen zeitlichen Verlauf des Primärstromes I_L und der Signale S, R, Q der Schaltung der Stromnulldurchgangsdetektion. Jeweils nach einem Nulldurchgang des Primärstromes I_L wird der Stromtransformator ummagnetisiert, und es tritt ein kurzer Spannungspuls auf der Sekundärseite auf, welcher in die Signale S, R umgesetzt wird. Daraus resultiert am Ausgang des Flip-Flop das Signal Q, welches das Vorzeichen des Primärstromes I_L und die Zeitpunkte der Nulldurchgänge des Primärstromes I_L präzise wiedergibt.

[0051] Basierend auf den derart ermittelten Zeitpunkten wird vorzugsweise die Zeitsteuerung der in der vorliegenden Anmeldung beschriebenen Gleichrichterschaltung vorgenommen. Dabei ist die Primärseite des Stromtransformators 91 in Serie zur Induktivität 5 der Wandlerschaltung geschaltet, erfasst also den Eingangsstrom oder wechsellängigen Strom. Grundsätzlich ist aber die geschilderte Schaltung zur Stromnulldurchgangsdetektion auch in einem anderen Zusammenhang einsetzbar.

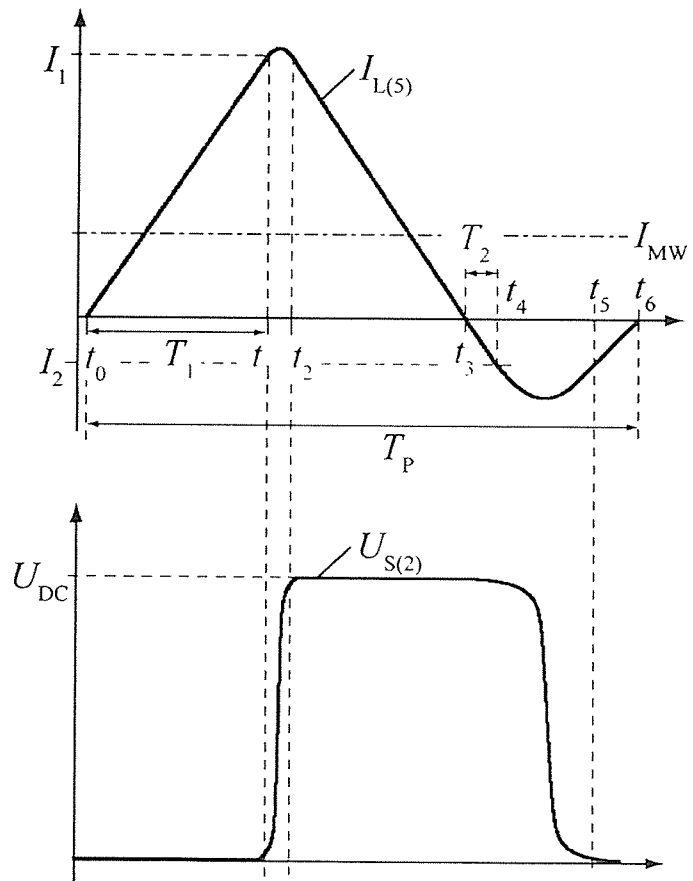
Patentansprüche

1. Verfahren zum Ansteuern einer aktiven Wandlerschaltung, wobei die aktive Wandlerschaltung eine Brückenschaltung mit mindestens einem Brückenweig aufweist, wobei ein erster Schalter (1) des Brückenweigs zwischen einen positiven Anschluss (14) und einen Zweigmittelpunkt geschaltet ist, und ein zweiter Schalter (2) des Brückenweigs zwischen einen negativen Anschluss (15) und den Zweigmittelpunkt geschaltet ist, und eine Induktivität (5) zwischen den Zweigmittelpunkt und einen ersten Eingangsanschluss (28, 48) geschaltet ist, und ein zweiter Eingangsanschluss (27, 49) an den positiven oder den negativen Anschluss (14, 15) oder an einen geschalteten weiteren Anschluss der Wandlerschaltung geschaltet ist, wobei der erste Schalter (1) eine erste parasitäre Kapazität (6) und der zweite Schalter (2) eine zweite parasitäre Kapazität (7) aufweist, dadurch gekennzeichnet, dass in dem Verfahren, mit einer Periodendauer T_P periodisch wiederholt,
 - durch Einschalten eines der beiden Schalter des Brückenweiges, wobei der andere Schalter ausgeschaltet ist, nach einem Nulldurchgang während einer ersten Zeitdauer T_1 ein Strom durch die Induktivität (5) aufgebaut wird,
 - nach der ersten Zeitdauer T_1 der eine der beiden Schalter ausgeschaltet wird, wobei der andere Schalter ausgeschaltet bleibt, und die parasitären Kapazitäten (6, 7) durch einen mittels der Induktivität (5) eingepprägten Strom umgeladen werden, bis die Spannung über dem anderen Schalter mindestens annähernd null wird,
 - und wobei anschliessend der andere der beiden Schalter eingeschaltet wird, und sich der Strom durch die Induktivität (5) abbaut, und nach einem Nulldurchgang des Stroms sich während einer zweiten Zeitdauer T_2 ein Strom in Gegenrichtung durch die Induktivität (5) aufbaut,
 - nach der zweiten Zeitdauer T_2 der andere der beiden Schalter ausgeschaltet wird, wobei der eine Schalter ausgeschaltet bleibt, und die parasitären Kapazitäten (6, 7) durch den mittels der Induktivität (5) eingepprägten Strom in Gegenrichtung umgeladen werden, bis die Spannung über dem einen Schalter mindestens annähernd null wird,
 - wobei die erste Zeitdauer T_1 und die zweite Zeitdauer T_2 nach Massgabe von zumindest einer zu übertragenden Leistung und dem Wert einer zwischen dem ersten Eingangsanschluss (28, 48) und dem zweiten Eingangsanschluss (27, 49) anliegenden Wechsellängigen Spannung bestimmt werden,
 - und der andere und der eine Schalter jeweils nach der ersten Zeitdauer T_1 respektive der zweiten Zeitdauer T_2 nach Detektion eines entsprechenden Nulldurchgangs eingeschaltet werden.
2. Verfahren gemäss Anspruch 1, wobei

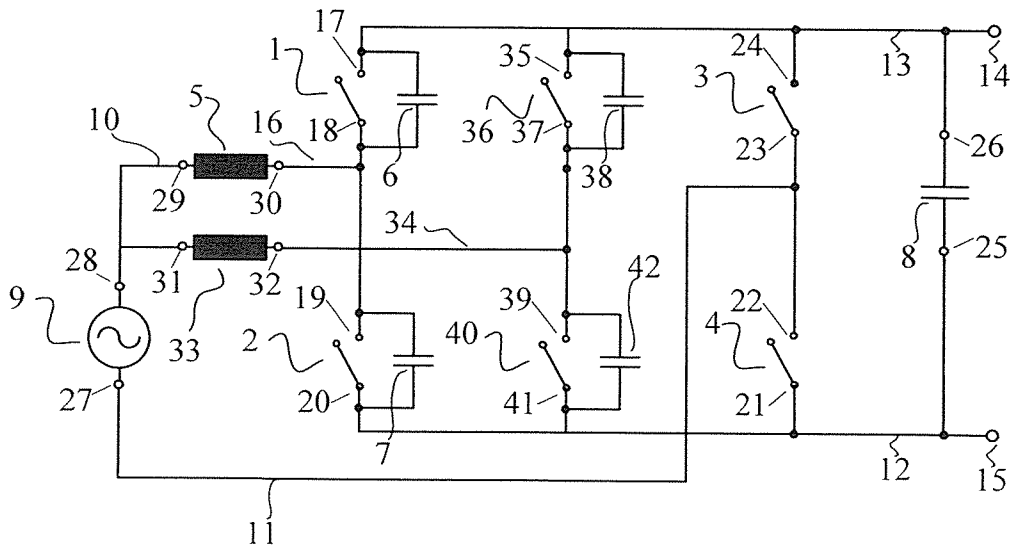
- die erste Zeitdauer T_1 mindestens so lange gewählt wird, dass die in der Induktivität gespeicherte Energie zum Umladen der parasitären Kapazitäten (6, 7) ausreicht, und
 - die zweite Zeitdauer T_2 mindestens so lange gewählt wird, dass die in der Induktivität gespeicherte Energie zum Umladen der parasitären Kapazitäten (6, 7) ausreicht.
3. Verfahren gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei bei der Bestimmung der ersten Zeitdauer T_1 und der zweiten Zeitdauer T_2 zusätzlich der Wert einer zwischen dem positiven Anschluss (14) und dem negativen Anschluss (15) des ersten Brückenweiges liegende Gleichspannung berücksichtigt wird.
 4. Verfahren gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei bei der Bestimmung der ersten Zeitdauer T_1 und der zweiten Zeitdauer T_2 zusätzlich der Wert der Induktivität (5) berücksichtigt wird.
 5. Verfahren gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, in welchem zur Bestimmung eines Nulldurchgangs des Stromes ein in den Pfad des Stromes geschalteter Stromtransformator (91) jeweils in einem kurzen, vorzugsweise symmetrisch zum Nulldurchgang liegenden Intervall ummagnetisiert wird und anschliessend in der Sättigung betrieben wird, wodurch nur während der Ummagnetisierung ein sekundärseitiger Spannungspuls am Stromtransformator (91) erzeugt wird, und jeweils bei einer steigenden Flanke eines positiven Spannungspulses ein positiver Nulldurchgang und bei einer fallenden Flanke eines negativen Spannungspulses ein negativer Nulldurchgang des Stromes detektiert wird.
 6. Verfahren gemäss Anspruch 5, wobei jeweils positive und negative Spannungspulse durch separate Schaltungselemente erfasst werden, und korrespondierende Signale zum Setzen respektive Zurücksetzen eines SR-Flip-Flops eingesetzt werden, wodurch am Ausgang des SR-Flip-Flops ein das Vorzeichen des Stromes repräsentierendes binäres Signal erzeugt wird.



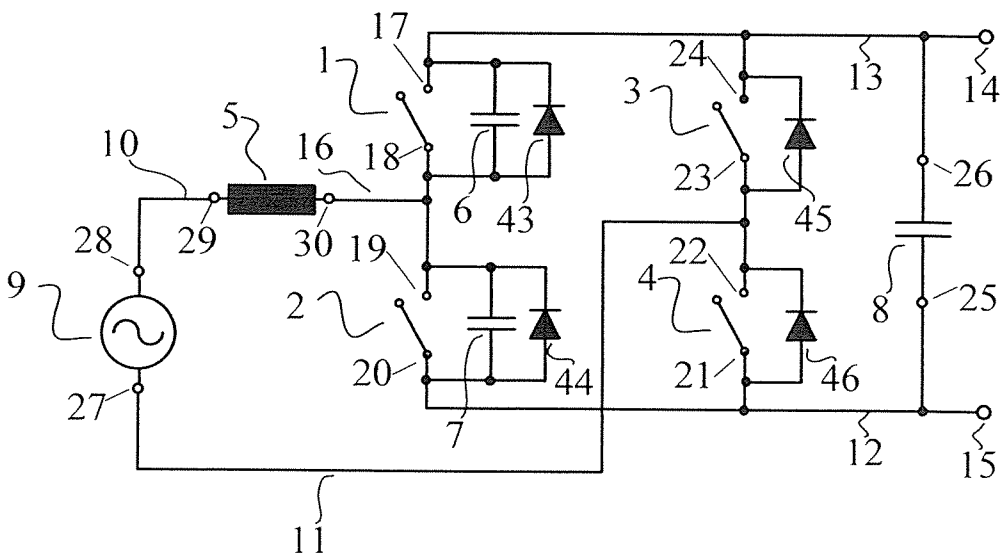
Figur 1



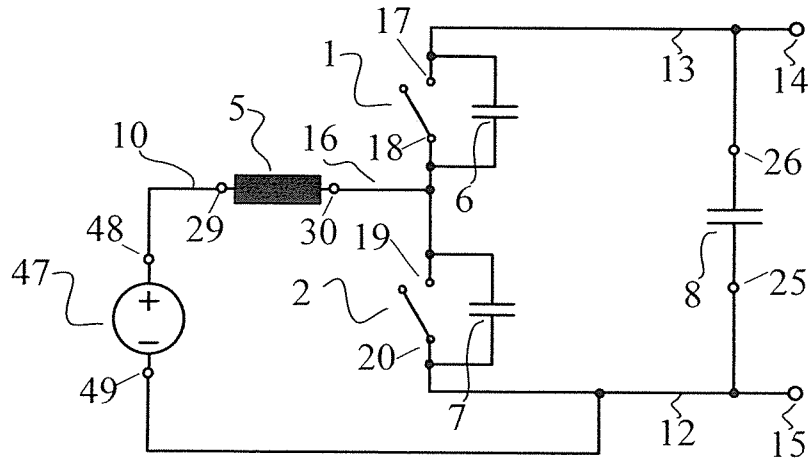
Figur 2



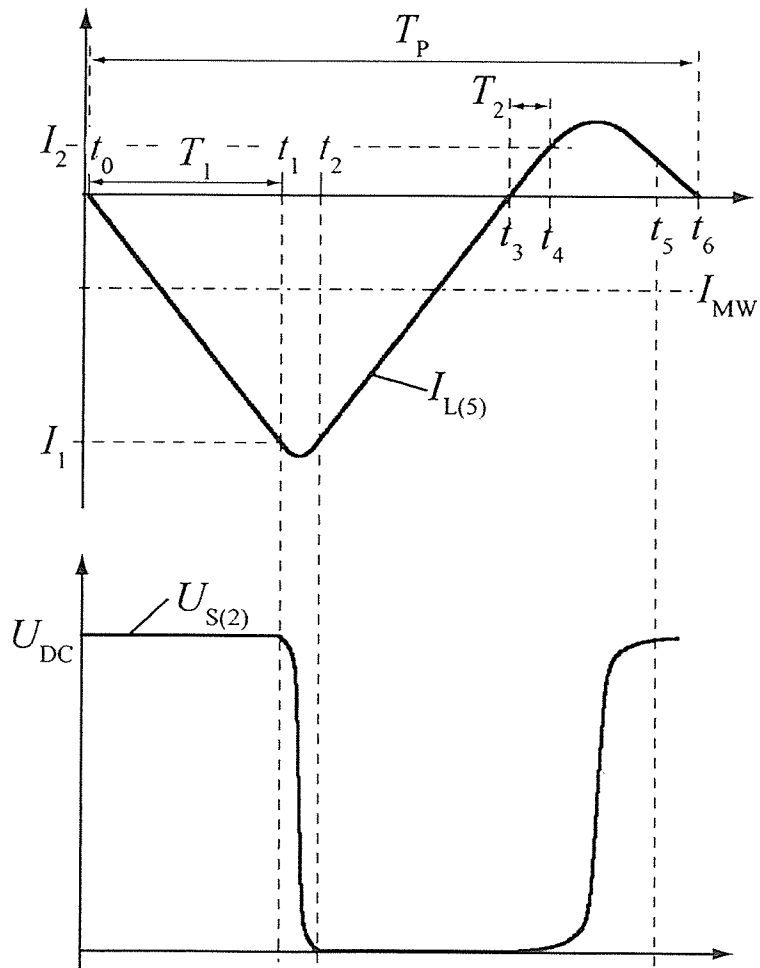
Figur 3



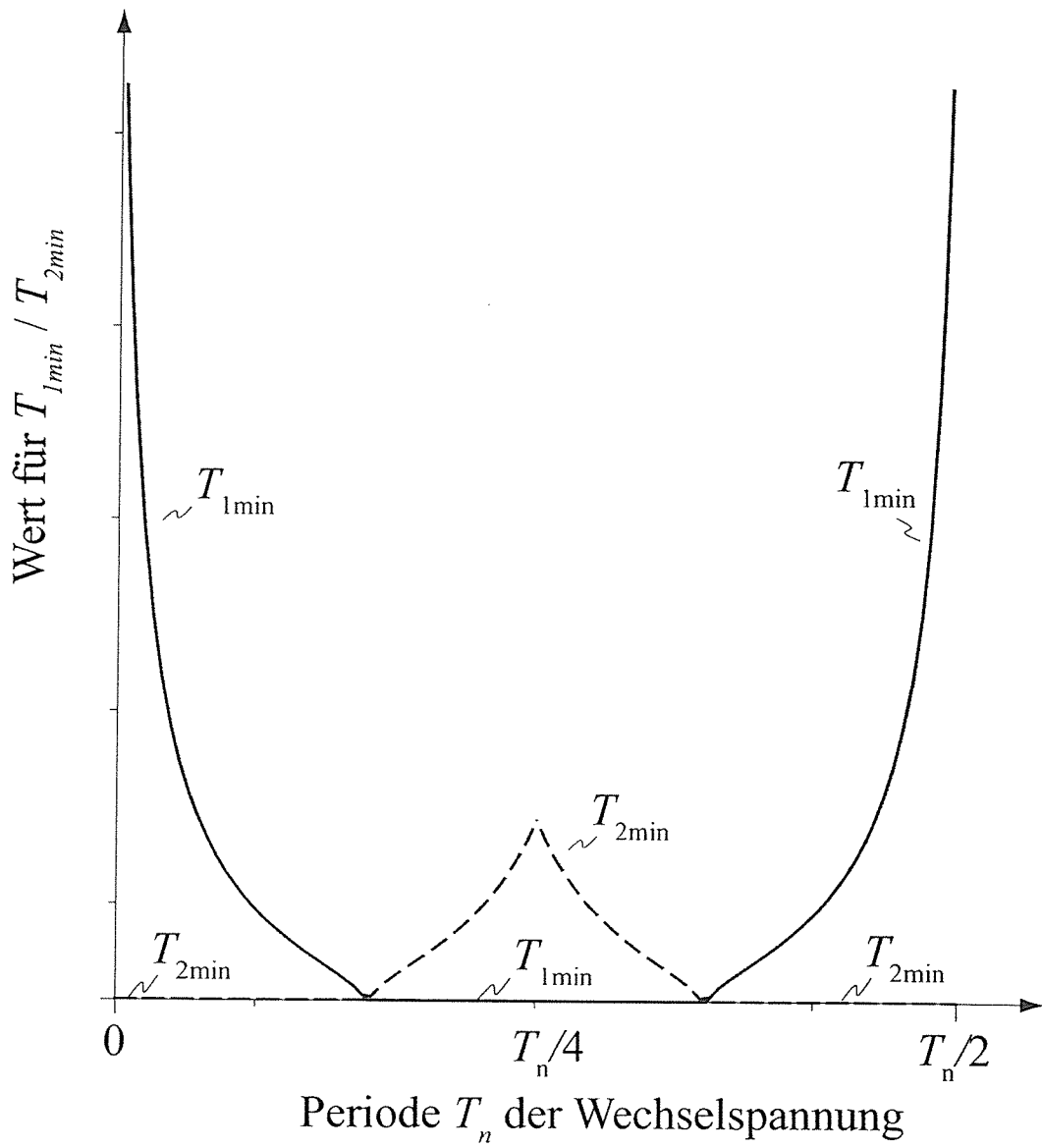
Figur 4



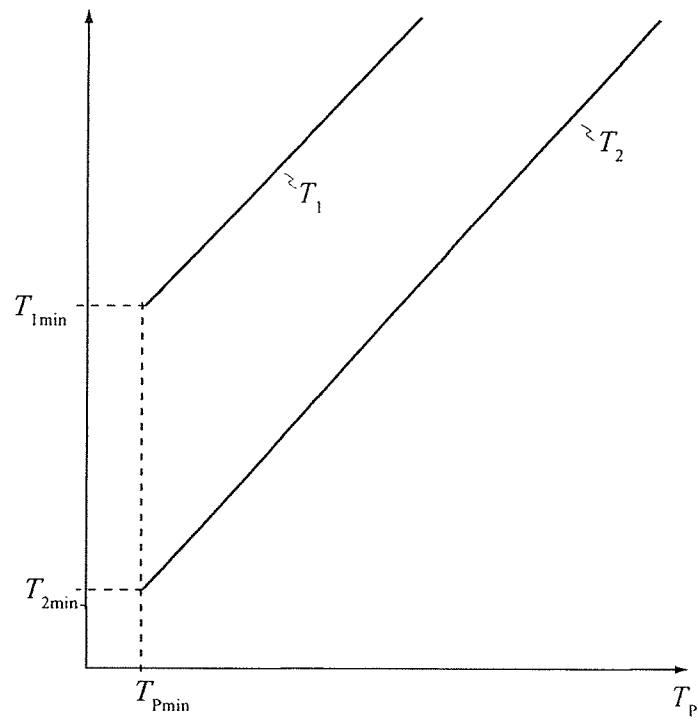
Figur 5



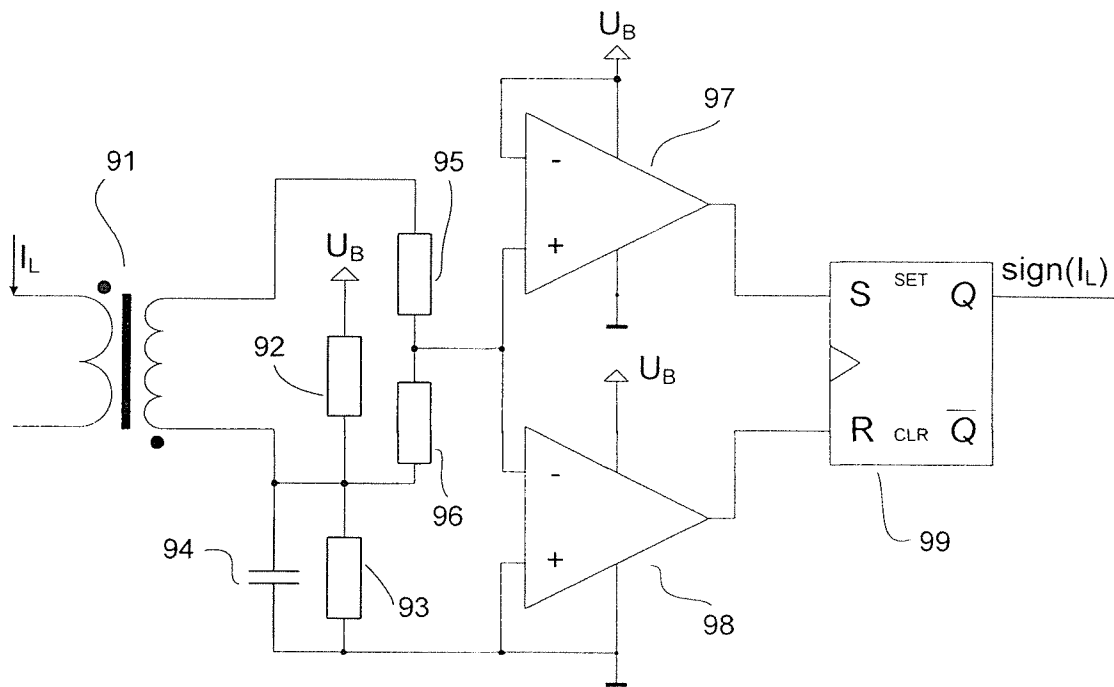
Figur 6



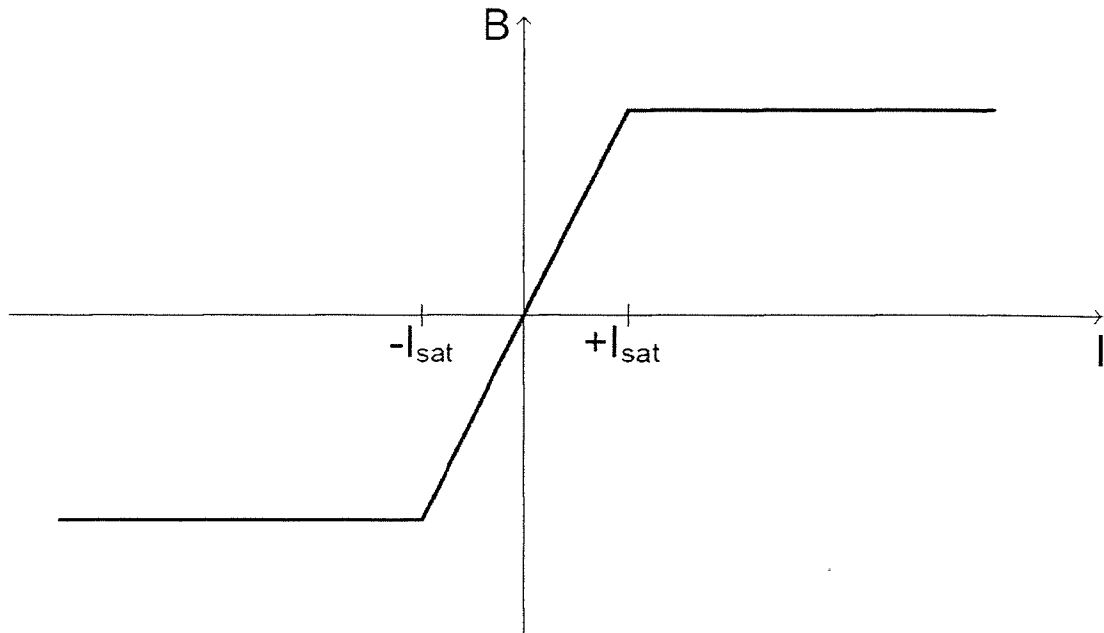
Figur 7



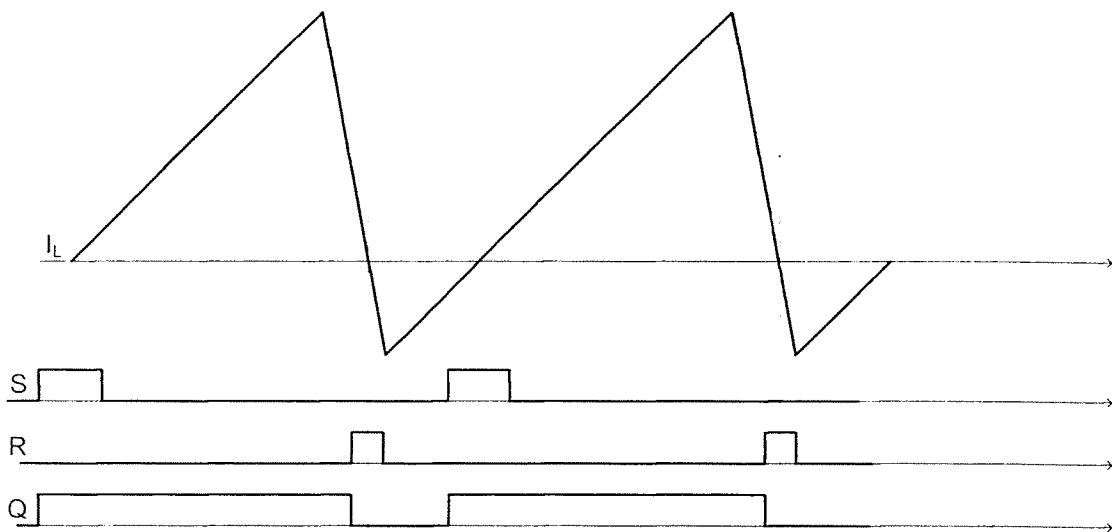
Figur 8



Figur 9



Figur 10



Figur 11