

19



LE GOUVERNEMENT  
DU GRAND-DUCHÉ DE LUXEMBOURG  
Ministère de l'Économie

11

N° de publication :

LU101979

12

## BREVET D'INVENTION

B1

21

N° de dépôt: LU101979

51

Int. Cl.:

H02M 1/42, H02M 3/155, H02M 7/217, H02M 7/219

22

Date de dépôt: 04/08/2020

30

Priorité:

72

Inventeur(s):

SCHULTE Thorsten - Allemagne

43

Date de mise à disposition du public: 07/02/2022

74

Mandataire(s):

PHOENIX CONTACT GmbH & Co. KG Intellectual  
Property Licenses & Standards -  
32825 Blomberg (Allemagne)

47

Date de délivrance: 07/02/2022

73

Titulaire(s):

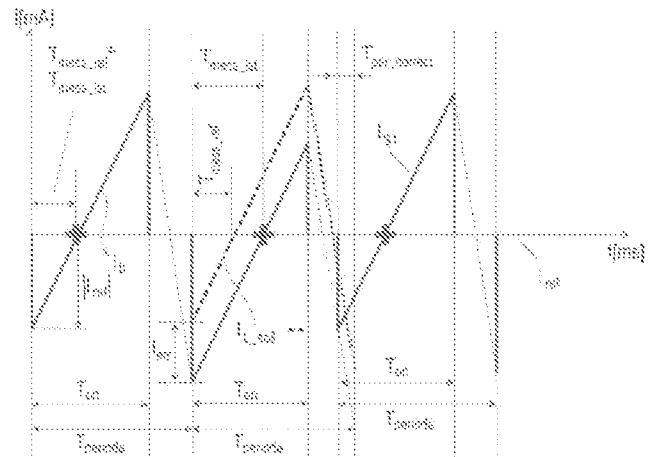
PHOENIX CONTACT GmbH & Co. Kg - 32825  
Blomberg (Allemagne)

54

**Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung, Stromversorgung und Verfahren zur Auswärtswandlung einer Eingangsspannung.**

57

Die Erfindung betrifft eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, umfassend eine Gleichrichter- oder Polwenderschaltung (110), eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung (120) und eine Steuereinheit (130) zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter (S1, S2). Gemäß der Erfindung ist der erste Halbleiterschalter (S1) in Reihe mit einem Messwiderstand (R1) geschaltet und ist die Steuereinheit (130) eingerichtet eine Referenzzeitdauer ( $T_{ref}$ ), innerhalb der der durch den Messwiderstand (R1) fließende Strom ( $I_b$ ) betragsmäßig einen vorbestimmten Strom-Referenzwert ( $I_{ref}$ ) innerhalb einer Schaltperiode ( $T_{periode}$ ) erreicht haben soll, rechnerisch zu ermitteln und zu vergleichen mit der tatsächlichen Zeitdauer ( $T_{messjst}$ ), innerhalb der der durch den Messwiderstand (R1) fließende Strom ( $I_b$ ) den vorbestimmten Strom-Referenzwert ( $I_{ref}$ ) erreicht hat und in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer ( $T_{mess\_ref}$ ) und der tatsächlichen Zeitdauer ( $T_{messjst}$ ), eine Zeitdifferenz ( $T_{diff}$ ) zu ermitteln, in Abhängigkeit derer die Dauer der darauffolgenden Schaltperiode anpassbar ist.



**Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung, Stromversorgung und Verfahren zur  
Auswärtswandlung einer Eingangsspannung**

5

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1 sowie eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 2. Die Erfindung betrifft weiterhin eine

10 Stromversorgung, die einen Aufwärtswandler gemäß der Erfindung aufweist. Dabei kann der Aufwärtswandler insbesondere als Leistungsfaktor-Vorregler in einem Schaltnetzgerät eingesetzt werden. Die Erfindung betrifft ferner ein Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers.

15 Die Grundschialtung eines Aufwärtswandlers (auch als Hochsetzsteller oder Hochsetzer bezeichnet) wird in Gleichspannungswandlern eingesetzt, deren Eingangsspannung niedriger als die Ausgangsspannung ist. Das gleiche Prinzip, jedoch mit einem Transformator anstelle einer Spule, wird in Schaltnetzteilen mit kleiner Leistung angewendet – diese werden auch als Sperrwandler bezeichnet

20 (genau genommen handelt es sich in diesem Fall auch nicht um einen Transformator, sondern vielmehr um eine Drossel mit zwei Wicklungen. Bei einem Transformator wird die aufgenommene Eingangsleistung zeitgleich am Ausgang abgegeben. Bei einem Sperrwandler erfolgt die Leistungsaufnahme und -abgabe der Drossel durch die Wicklungen in unterschiedlichen Takten.)

25 Die Schaltung wird auch in PFC- Eingangsstufen (engl. PowerFactorCorrection für Leistungsfaktorkorrektur) verwendet, die geräteintern eine Zwischenkreisspannung von ca. 400 V Gleichspannung bereitstellen. Die Stromaufnahme dieser PFC-Stufen wird dem Sinusverlauf der Eingangsspannung nachgesteuert, so dass Verunreinigungen des Netzes durch Oberschwingungen vermieden werden. An

30 dieser Zwischenkreisspannung arbeiten dann Schaltnetzteile, Frequenzumrichter oder elektronische Vorschaltgeräte, die ansonsten starke Oberschwingungen erzeugen würden.

Stromversorgungen sind für vielfältige Bereiche und Einsatzzwecke erforderlich. Da der Begriff Stromversorgung vielfältig verwendet wird, wird im Folgenden der Begriff Stromrichter verwendet. Sie haben die Aufgabe, den Stromfluss zwischen

5 Stromquelle und Last zu steuern oder von einer Stromart in eine andere umzuformen. Sie gehören zum Teilgebiet der Leistungselektronik innerhalb der Elektrotechnik. Es gibt folgende Arten von Stromrichtern: Gleichrichter, Wechselrichter, Gleichstrom-Umrichter und Wechselstrom-Umrichter. Zu diesen verschiedenen Stromrichtern gehören auch die Netzgeräte, die auch als Netzteile

10 bezeichnet werden. Sie haben die Aufgabe, elektronische Betriebsmittel mit einer Gleichspannung zu versorgen. Man unterscheidet lineare Netzgeräte und Schaltnetzgeräte. Die Schaltnetzgeräte gehören gleichzeitig zu den geregelten Netzgeräten.

15 Die Fig. 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Schaltnetzgerätes. Es besteht aus den Komponenten aktive PFC-Schaltung 10, Gleichstromsteller 20, Leistungsübertragungsstufe 30, Glättung 40, Regelstufe 50, Potenzialtrennung 60 und Steuerung 70. Am Eingang des Schaltnetzgerätes steht die Netzspannung aus dem öffentlichen Stromversorgungsnetz an. Als Beispiel wird die Wechselspannung

20 mit dem Effektivwert von 230 V und einer Netzfrequenz von 50 Hz genannt. In der aktiven PFC-Schaltung 10 können die folgenden drei Komponenten vorhanden sein, Netzfilter 1, Hochsetzsteller 2 und Siebkondensator 3. Am Ausgang der aktiven PFC-Schaltung 10 steht eine hohe Gleichspannung an, die z.B. den Spannungswert 400 V betrifft. Diese Gleichspannung wird durch den

25 Gleichstromsteller 20 in ein Rechtecksignal zerhackt. Darin befindet sich ein Leistungstransistor, z.B. bipolarer Transistor 4, MOSFET-Transistor, entsprechend Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, Thyristor oder IGBT, entsprechend Insulated Gate Bipolar Transistor, der durch Schaltvorgänge das Rechtecksignal erzeugt. Durch Verändern des Tastgrades des Rechtecksignales

30 lassen sich verschiedene Spannungen und Ströme und damit auch verschiedene Leistungen einstellen. Für die Ansteuerung der Leistungsschalter werden hauptsächlich die Techniken Pulsweiten-Modulation (PWM) und Pulsfolge- bzw. Pulsfrequenz-Modulation (PFM) eingesetzt.

Für Netzgeräte, die für Leistungsbereiche von 75 W und mehr ausgelegt sind, ist es  
Vorschrift, dass sie mit der PFC-Technik, entsprechend Power Factor Correction  
ausgestattet werden, um Rückwirkungen auf das Stromversorgungsnetz durch  
Erzeugen von Oberschwingungen zu vermeiden. Dies wird auch in der  
5 europäischen Norm EN61000-3-2 definiert. Dafür wird häufig eine aktive PFC-  
Schaltung eingesetzt. Diese besteht aus einer Art zusätzliches Schaltnetzteil, das  
dem eigentlichen vorgeschaltet ist, und dafür sorgt, dass der aufgenommene Strom  
der sinusförmigen Netzspannung entspricht. Der Strom folgt dadurch einem Verlauf,  
wie ihn ein Widerstand an der aktuellen Netzspannung hervorrufen würde. Somit  
10 wird bei einer nicht genau sinusförmigen Netzspannung, wie sie in Stromnetzen  
häufig vorkommt, der tatsächliche Verlauf – nicht der idealisierte – der  
Netzspannung nachgefahren. Der Leistungsfaktor bleibt dabei nahe bei Eins und es  
entstehen weniger Oberschwingungen. Diese könnten sich sonst „Aufschaukeln“  
und zur Überlastung des Stromnetzes führen. Der Leistungsfaktor gibt dabei das  
15 Verhältnis von Wirkleistung zu Scheinleistung an. Ist die Phasenverschiebung  
zwischen Strom und Spannung Null, sind Wirkleistung und Scheinleistung gleich  
und der Leistungsfaktor bleibt bei Eins. Wenn zwischen Spannung und Strom  
merkliche Phasenunterschiede bestehen, fließt Leistung zurück zum  
Elektrizitätswerk und der Leistungsfaktor sinkt unter Eins. Aktive PFC-Schaltungen  
20 bestehen in der Regel aus einem Gleichrichter mit direkt nachgeschaltetem  
Aufwärtswandler, der einen Kondensator mit großer Kapazität auf eine Spannung  
oberhalb der Scheitelspannung der Netzwechselfspannung, z.B. 400 V auflädt. Aus  
diesem wird dann der eigentliche Verbraucher (Schaltnetzteil oder z. B.  
elektronisches Vorschaltgerät von Leuchtstofflampen) versorgt. Ein  
25 Aufwärtswandler wird auch als Hochsetzsteller bezeichnet. Es handelt sich um  
einen Sperrwandler, bei dem eine Spule einen Strom durch die Last treibt, wenn der  
Schalttransistor sperrt.

Die Fig. 2 zeigt das Prinzipschaltbild eines Hochsetzstellers, der in einer solchen  
30 aktiven PFC-Schaltung eingesetzt werden kann. Durch den Betrieb von  
Hochsetzstellerschaltungen im sogenannten Boundary Conduction Mode, wird ein  
verlustarmes Schalten, von üblicherweise eingesetzten MOSFET  
Halbleiterschaltern S, erreicht. Hierbei wird der Hochsetzsteller bzw. die  
Hochsetzstellerschaltungsanordnung 100 (wobei die

Hochsetzstellerschaltungsanordnung neben dem eigentlichen Hochsetzsteller (weitere Komponenten umfassen kann) in der Nähe der Lückgrenze des Drosselstroms  $I_L$  so betrieben, dass sowohl ein stromloses Einschalten, sogenanntes „Zero Current Switching“ (ZCS) als auch ein spannungsloses Einschalten, sogenanntes „Zero Voltage Switching“ (ZVS) des Schalters S ermöglicht wird. Die Drossel L1 des Hochsetzstellers 100 sowie die Ausgangskapazität  $C_{Oss}$  des Halbleiterschalters S bilden dabei einen Serienresonanzschwingkreis. Dieser Schwingkreis wird innerhalb der halben Periodendauer seiner Eigenfrequenz umgeladen, so dass bei Vorzeichenwechsel des Drosselstroms  $I_L$  die Ausgangskapazität  $C_{Oss}$  auf den doppelten Wert der Hochsetzsteller-Eingangsspannung  $V_{in}$ , abzüglich der Hochsetzsteller-Ausgangsspannung  $V_{out}$  umgeladen wird. Dadurch wird bei erneutem Einschalten des Halbleiterschalters S die Schaltspannung sowie der Einschaltstrom und somit die Schaltverluste reduziert. Solche Schaltverluste entstehen, wenn der Halbleiterschalter S im Schaltzeitpunkt stromdurchflossen ist. Nach dem Ohm'schen Gesetz gilt,  $P = U \cdot I$ . Die Verlustleistung P, die in dem Halbleiterschalter S in Wärme umgesetzt wird, ist damit davon abhängig wie hoch die Spannung ist, die anliegt.

In der Fig. 3 sind Spannungs- und Stromverlauf über eine vollständige Schaltperiode des Halbleiterschalters S dargestellt. Der Stromverlauf  $I_L$  ist dreieckförmig. Während der Einschaltphase  $t_{on}$  des Halbleiterschalters S, steigt der Strom durch die Drosselspule L1 linear an. Während der Ausschaltphase  $t_{off}$  des Halbleiterschalters S, fällt der Strom  $I_L$  durch die Drosselspule L1 linear ab. In der Phase  $t_{res}$ , die der halben Periodendauer der Resonanzfrequenz des Schwingkreises bestehend aus Drosselspule L1 und Ausgangskapazität  $C_{Oss}$  des Halbleiterschalters S entspricht, ändert sich auch die Stromrichtung. Dabei setzen sich die zeitlichen Zusammenhänge wie folgt zusammen:

$$t_{on} = \frac{P_{in} * 2 * L}{V_{in}^2}$$
$$t_{off} = \frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}} * t_{on}$$
$$t_{Res} = \pi * \sqrt{L * C_{Oss}}$$

Dabei bedeuten  $P_{in}$  die Eingangsleistung und  $L$  die Induktivität der Drosselspule  $L_1$ . LU101979  
Um ein möglichst verlustfreies Schalten des Halbleiterschalters  $S$  zu gewährleisten, darf die Periodendauer  $T_s$  eines Schaltzyklus nicht kürzer sein als:

$$T_{smin} = t_{On} + t_{Off} + t_{Res}.$$

5

So ist es dann gewährleistet, dass die Ausgangskapazität  $C_{oss}$  des Halbleiterschalters  $S$  für ein verlustfreies Schalten entladen werden kann.

10 In besonders verlustoptimierten Anwendungen kommt an Stelle eines konventionellen Aufwärtswandlers gem. Fig. 2 eine Halbbrücken-PFC-Schaltung mit mindestens zwei aktiven Halbleiterschaltern  $S_1$ ,  $S_2$  zum Einsatz. Diese ist in Fig. 4 dargestellt. Dabei wird die Diode  $D$  aus Fig. 2 durch einen weiteren Halbleiterschalter  $S_2$  ersetzt.

15 Die zeitlichen Zusammenhänge, die für die Schaltung gem. Fig. 2 gelten, sind in dem US-Patent US 8,766,605 B2 in Bezug auf den Einsatz einer Halbbrücken-PFC-Schaltung erläutert. Dabei wird mit dem Begriff Halbbrücken-PFC-Schaltung ausgedrückt, dass sowohl die positive als auch die negative Halbwelle durch denselben Halbleiterschalter-Zweig aufwärtsgewandelt wird. Dies macht allerdings  
20 eine Polwenderschaltung erforderlich, die den Stromkreis schließt.

In der Fig. 5 wird die zeitliche Abfolge der Ansteuersignale der Halbleiterschalter  $S_1$  und  $S_2$  für eine positive Eingangsspannung  $V_{in}$ , anhand des Verlaufs der Drain-Source-Spannung  $V_{Coss}$  des ersten Halbleiterschalters  $S_1$  während der  
25 Schaltphasen, dargestellt. Die Ansteuersignale werden dabei über das Setzen von Stromschwellen  $I_h$  und  $I_l$  des Drosselstroms  $I_L$  erzeugt. Der Drosselstrom  $I_L$  muss dafür messtechnisch erfasst werden und mit vorgegebenen Werten verglichen werden.

30 Die Bedingung für das Abschalten von Halbleiterschalter  $S_1$  und das Einschalten von Halbleiterschalter  $S_2$  ist in diesem Fall das Überschreiten der Stromschwelle  $I_h$  des Drosselstroms  $I_L$ . Dabei wird die Stromschwelle  $I_h$  für den jeweiligen Arbeitspunkt von einem Stromregler vorgegeben.

Die Bedingung für das Abschalten von Halbleiterschalter S2 und das Einschalten von Halbleiterschalter S1 ist in diesem Fall das Unterschreiten der Stromschwelle  $I_L$  des Drosselstroms  $I_L$ . Die Stromschwelle  $I_L$  ist statisch vorgegeben und deren Lage sorgt für einen vollständiges Umladen der Ausgangskapazität  $C_{oss}$  des Halbleiterschalters S1.

Dabei bleibt im Gegensatz zur Schaltung in Fig. 2, bei der die Diode D den Umladevorgang bestimmt, der Schalter S2 solange eingeschaltet, bis ein vollständiges Umladen der Ausgangskapazität  $C_{oss}$  auf 0 V erfolgt ist. Danach wird Halbleiterschalter S1 ein- und der Halbleiterschalter S2 zeitgleich abgeschaltet, so dass der Strom  $I_L$  von Halbleiterschalter S2 auf Halbleiterschalter S1 kommutieren kann und die Stromrichtung des Stromes  $I_L$  wieder wechselt. Es beginnt ein neuer Zyklus mit dem Aufmagnetisieren der Drosselspule L1.

Einzelheiten zu diesem Ansteuerverfahren sind in den Dokumenten US 20070109822 A1 und US 8026704 B2 näher beschrieben.

Ein alternatives Verfahren zur Generierung der Ansteuersignale für die Halbleiterschalter S1 und S2 ist aus dem Dokument „Current Mode Control structure: Current-Mode Control: Modeling and Digital Application“, von Jian Li, April 14, 2009, Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute and State University, bekannt. Dabei werden zur Generierung der Schaltzeiten  $t_{onS1}$  und  $t_{onS2}$  der Halbleiterschalter S1 und S2 Komparatoren eingesetzt, die den durch den Strom  $I_L$  verursachten Spannungsabfall in einem Messwiderstand mit Spannungsschwellenwerten vergleichen.

Aus dem Dokument “LED Application Design Using BCM Power Factor Correction (PFC) Controller for 100W Lightning System”; AN-9731, O2011 Fairchild Semiconductor Corporation Rev. 1.0.0, 3/24/11 ist ein Schaltungsdesign für eine PFC-Schaltung, die im sogenannten „Boundary Conduction Mode“ (BCM) betrieben wird bekannt.

Die erwähnten Verfahren zur Generierung der Ansteuersignale für Aufwärtswandler-Topologien, die mit zwei Halbleiterschaltern S1, S2 betrieben werden, benötigen die

gesamte Information über den Stromverlauf durch die Induktivität L, um mit Komparatoren die Ansteuersignale zu erzeugen.

LU101979

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde eine Hochsetzsteller-

5 Schaltungsanordnung bereitzustellen, die bei einem geringen schaltungstechnischen Aufwand möglichst verlustarme Schaltvorgänge gewährleistet. Dabei wurde es von den Erfindern erkannt, dass das Potenzial für die Mess- und Kontrollschaltungen wie üblich auf das störungsarme Potenzial der negativen Zwischenkreisspannung gelegt werden sollte.

10

Diese Aufgabe wird gelöst durch eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1.

Eine erfindungsgemäße Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung umfasst eine  
15 Gleichrichter- oder Polwenderschaltung mit einem ersten Halbleiterelement und mit einem zweiten Halbleiterelement sowie eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung mit einem ersten Halbleiterschalter, mit einem zweiten Halbleiterschalter, mit einer Induktivität und mit einem Siebkondensator. Ferner umfasst die Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung eine Steuereinheit zur Ansteuerung der beiden  
20 Halbleiterschalter. Dabei sind in einem ersten Pfad die beiden Halbleiterelemente in Reihe geschaltet angeordnet und in einem zweiten Pfad sind der erste Halbleiterschalter und der zweite Halbleiterschalter in Reihe geschaltet angeordnet, wobei die beiden Pfade im Sinne einer Parallelschaltung an ihrem einen freien Ende in einem ersten Knotenpunkt und an ihrem anderen freien Ende in einem  
25 zweiten Knotenpunkt zusammengeführt sind und zugleich die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung bilden. Zwischen die Anschlusskontakte ist dabei der Siebkondensator geschaltet. Die Induktivität ist zwischen einen ersten Versorgungsanschluss zum Anschluss an eine Wechselspannungsquelle und den Verbindungsknotenpunkt der beiden in Reihe  
30 geschalteten Halbleiterschalter geschaltet. Ein zweiter Versorgungsanschluss zum Anschluss an die Spannungsquelle ist zwischen das erste Halbleiterelement und das zweite Halbleiterelement in einen Verbindungsknotenpunkt angebunden. Gemäß der Erfindung ist der erste Halbleiterschalter in Reihe mit einem Messwiderstand geschaltet. Die Steuereinheit ist erfindungsgemäß eingerichtet

eine Referenzzeitdauer, innerhalb der der durch den Messwiderstand fließende Strom betragsmäßig einen vorbestimmten Strom-Referenzwert innerhalb einer Schaltperiode erreicht haben soll, rechnerisch zu ermitteln und zu vergleichen mit der tatsächlichen Zeitdauer, innerhalb der der durch den Messwiderstand fließende Strom den vorbestimmten Strom-Referenzwertbetrag erreicht hat und in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer und der tatsächlichen gemessenen Zeitdauer eine Zeitdifferenz zu ermitteln, wobei in Abhängigkeit von der ermittelten Zeitdifferenz die Zeitdauer zumindest der unmittelbar darauffolgenden Schaltperiode anpassbar ist. Hierdurch wird eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung insbesondere für den Betrieb an einer Eingangs-Wechselspannung bereitgestellt, die mit einfachen schaltungstechnischen Mitteln ein verlustarmes Schalten der Hochsetzsteller-Schalter gewährleistet. Ein Betrieb mittels positiver oder negativer Gleichspannung ist mit dieser Schaltungsanordnung natürlich ebenfalls möglich.

15

Für eine Anwendung mit einer als Gleichspannung ausgebildeten Eingangsspannung ist die Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung gemäß der Erfindung etwas modifiziert ausgebildet. Dabei wird die der Erfindung zugrunde liegende Aufgabe ferner gelöst durch eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers mit den Merkmalen des Patentanspruchs 2.

20

Diese Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung umfasst eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung mit einem ersten Halbleiterschalter, mit einem zweiten Halbleiterschalter, mit einer Induktivität und mit einem Siebkondensator sowie eine Steuereinheit zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter. Dabei sind der erste Halbleiterschalter und der zweite Halbleiterschalter in einem gemeinsamen Pfad in Serie geschaltet angeordnet, wobei in einem ersten äußeren Knotenpunkt und in einem zweiten äußeren Knotenpunkt die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung gebildet sind. Zwischen die Anschlusskontakte ist der Siebkondensator geschaltet. Die Induktivität ist zwischen einen ersten Versorgungsanschluss zum Anschluss an eine Gleichspannungsquelle und den Verbindungsknotenpunkt der beiden in Reihe geschalteten Halbleiterschalter geschaltet. Ein zweiter Versorgungsanschluss zum Anschluss an die Spannungsquelle ist an den zweiten Knotenpunkt angebunden.

30

Gemäß der Erfindung ist vorgesehen, dass der erste Halbleiterschalter in Reihe mit einem Messwiderstand geschaltet ist, wobei der Messwiderstand zwischen dem ersten Halbleiterschalter und dem zweiten Knotenpunkt angeordnet ist, und dass die Steuereinheit eingerichtet ist, eine Referenzzeitdauer, innerhalb der durch den Messwiderstand fließende Strom betragsmäßig einen vorbestimmten Strom-Referenzwert innerhalb einer Schaltperiode erreicht haben soll, rechnerisch zu ermitteln und zu vergleichen mit der messtechnisch ermittelten Zeitdauer, innerhalb der durch den Messwiderstand fließende Strom den vorbestimmten Strom-Referenzwert erreicht hat, und in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer und der tatsächlichen gemessenen Zeitdauer, eine Zeitdifferenz zu ermitteln, in deren Abhängigkeit die Zeitdauer der darauffolgenden Schaltperiode anpassbar ist. Hierdurch wird eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung für den Betrieb an einer Eingangsgleichspannung bereitgestellt, die mit einfachen schaltungstechnischen Mitteln ein verlustarmes Schalten der Hochsetzsteller-Schalter gewährleistet. Wie eingangs bereits erwähnt, ist besonders störend für ein verlustloses Schalten die Kapazität des Halbleiterschaltes. Sie bewirkt eine Spannung während des Schaltvorgangs, die zusammen mit dem verbleibenden Stromfluss in dem Halbleiterschalter zu einer Verlustleistung führt. Um verlustlos zu schalten, ist die möglichst vollständige Entladung der Kapazität des Halbleiterschalter erforderlich. Dafür ist eine Strommessung erforderlich. So liegt ebenfalls ein besonderer Vorteil der Schaltung darin begründet, dass bereits ein einfacher Messwiderstand für die erforderliche Strommessung ausreicht und alle benötigten Informationen für die Ansteuerung der Halbleiterschalter liefert. Darüber hinaus werden aufgrund der erfinderischen Lösung weder eine aufwändige Potentialtrennung zur Messung des Drosselstroms noch zusätzliche Stromwandler oder andere kostenintensive Komponenten benötigt, um den Drosselstrom zu erfassen und eine gezielte Ansteuerung der Halbleiterschalter der Hochsetzstellerschaltung zu ermöglichen.

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den abhängig formulierten Ansprüchen angegeben. Die in den abhängig formulierten Ansprüchen einzeln aufgeführten Merkmale sind in technologisch sinnvoller Weise miteinander kombinierbar und können weitere Ausgestaltungen der Erfindung definieren. Darüber hinaus werden die in den Ansprüchen angegebenen Merkmale in der

Beschreibung näher präzisiert und erläutert, wobei weitere bevorzugte Ausgestaltungen der Erfindung dargestellt werden.

Es kann gemäß einer bevorzugten Weiterentwicklung der Erfindung auch  
5 vorgesehen sein, dass die Steuereinheit derart ausgebildet ist, dass bei positiver Eingangsspannung, im Rahmen der Überwachung des durch den Messwiderstand fließenden Stroms, der Nulldurchgang des Stroms während der Aufmagnetisierungsphase erfasst wird, wobei der im Zeitpunkt des Nulldurchgangs vorliegende Betrag des durch den Messwiderstand fließenden Stroms als Strom-  
10 Referenzwert definiert wird. Es kann hierdurch mit konstruktiv einfachen messtechnischen Mitteln das Erreichen eines vorbestimmten Stromwertes während der Aufmagnetisierungsphase der Induktivität detektiert und die bis zu diesem Zeitpunkt ab einem definierten Startzeitpunkt vergangene Zeitdauer bestimmt werden. Ferner kann auf einfache Weise eine etwaig vorhandene Abweichung  
15 zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer und der tatsächliche benötigten Zeitdauer bis zum Erreichen des vorbestimmten Referenzstromwertes als Zeitdifferenz ermittelt und ein Zeitkorrekturwert zur für die folgende Schaltzykluszeit bestimmt werden. Diese Ausgestaltung der Erfindung kann auch dahingehend weiterentwickelt sein, dass die Steuereinheit derart ausgebildet ist,  
20 dass der Zeitkorrekturwert ( $T_{per\_correct}$ ) zur Anpassung der Schaltperiode  $T_{periode}$  nach der folgenden Formel ermittelbar ist:

$$T_{per\_correct} = (V_{in} / (V_{out} - V_{in})) / T_{diff}.$$

25 Gemäß einer hierzu alternativen Ausführungsform der Erfindung kann es vorgesehen sein, dass die Steuereinheit derart ausgebildet ist, dass bei negativer Eingangsspannung, im Rahmen der Überwachung des durch den Messwiderstand fließenden Stroms, der Nulldurchgang des Stroms während der Abmagnetisierungsphase erfasst wird, wobei der im Zeitpunkt des Nulldurchgangs  
30 vorliegende Betrag des durch den Messwiderstand fließenden Stroms als Strom-Referenzwert definiert wird. Es kann hierdurch mit konstruktiv einfachen messtechnischen Mitteln das Erreichen eines vorbestimmten Stromwertes während der Abmagnetisierungsphase der Induktivität detektiert und die bis zu diesem Zeitpunkt ab einem definierten Startzeitpunkt vergangene Zeitdauer bestimmt

werden. Ferner kann auf einfache Weise eine etwaig vorhandene Abweichung zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer und der tatsächliche benötigten Zeitdauer bis zum Erreichen des vorbestimmten Referenzstromwertes als Zeitdifferenz ermittelt und ein Zeitkorrekturwert zur für die folgende

5 Schaltzykluszeit bestimmt werden. Diese Ausgestaltung der Erfindung kann auch dahingehend weiterentwickelt sein, dass die Steuereinheit derart ausgebildet ist, dass der Zeitkorrekturwert zur Anpassung der Schaltperiode gleich der ermittelten Zeitdifferenz ist.

10 In einer ebenfalls bevorzugten Ausgestaltungsvariante der Erfindung kann auch vorgesehen sein, dass die Steuereinheit im Falle einer mit Wechselspannung versorgten Hochsetzstellerschaltungsvariante derart ausgebildet ist, dass über eine Sinushalbwellen der Eingangsspannung hinweg die Anschaltzeit für den ersten Halbleiterschalter (Aufmagnetisierung der Induktivität L1) konstant gehalten wird  
15 und dass die Anschaltzeit für den zweiten Halbleiterschalter (Abmagnetisierung der Induktivität L1) bestimmt wird nach der Formel:

$$t_{on\_S2} = V_{in}/(V_{out}-V_{in}) * t_{on\_S1},$$

20 wobei

$V_{in}$  – der Eingangsspannung,

$V_{out}$  - der Ausgangsspannung,

$t_{on\_S1}$  – der Einschaltzeit des ersten Halbleiterschalters S1 und

$t_{on\_S2}$  – der Einschaltzeit des zweiten Halbleiterschalters S2 entspricht,

25

und wobei die Anschaltzeit des zweiten Halbleiterschalters S2 der Abschaltzeit des ersten Halbleiterschalters S1 entspricht:  $t_{on\_S2} = t_{off\_S1}$ .

Hierdurch kann erreicht werden, dass das Regelverhalten um einen Sinus-förmigen  
30 Strom zu erreichen sehr stabil ist. Zudem ist der Berechnungsaufwand bei Verwendung eines digitalen Signalprozessors (DSP) geringer wenn man nur eine Schaltphase über eine Sinus-förmige Halbwellen der Eingangsspannung variiert. Eine schnelle Berechnungszeit durch die Steuereinheit oder DSP ist erforderlich, um die notwendige Regeldynamik zu erreichen.

Auch kann es im Falle einer mit Wechselspannung versorgten Hochsetzstellerschaltungsvariante vorteilhaft sein, die Erfindung dahingehend weiterzuentwickeln, dass ein Spannungsregler zur Einstellung der Einschaltzeit für  
5 zumindest den ersten Halbleiterschalter vorgesehen ist. Der Vorteil, der sich hierdurch realisieren lässt, ist, dass sich ein stabiler sinusförmiger Eingangsstrom einstellen lässt, ohne dass der Strom vorberechnet und geregelt werden müsste.

Darüber hinaus wird die der Erfindung zugrundeliegende Aufgabe gelöst durch eine  
10 Stromversorgung für einen elektrischen Verbraucher, wobei die Stromversorgung eine erfindungsgemäß aufgebaute Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung aufweist und wobei die Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung zur Leistungsfaktor-Vorregelung in der Stromversorgung dient. Hierdurch wird eine Stromversorgung mit Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung bereitgestellt, die mit einfachen  
15 schaltungstechnischen Mitteln ein verlustarmes Schalten der Halbleiterschalter der Hochsetzstellerschaltung gewährleistet. Bevorzugt ist die Stromversorgung als Schaltnetzgerät ausgelegt.

Schließlich wird die der Erfindung zugrundeliegende Aufgabe gelöst durch ein  
20 Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer derartigen Stromversorgung. Dabei wird eine Referenzzeitdauer rechnerisch ermittelt, innerhalb der der durch den Messwiderstand fließende Strom einen vorbestimmten Strom-Referenzwert innerhalb einer Schaltperiode erreicht haben soll.

Anschließend wird dieser mit der tatsächlichen Zeitdauer, innerhalb der der durch  
25 den Messwiderstand fließende Strom den vorbestimmten Strom-Referenzwert erreicht hat, verglichen, und in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer und der tatsächlichen Zeitdauer wird eine Zeitdifferenz ermittelt, und die Dauer der darauffolgenden Schaltperiode in Abhängigkeit von dem zuvor ermittelten Vergleichsergebnis bei Bedarf angepasst.

Der Vorteil, der sich hierdurch ergibt ist insbesondere, dass durch dieses Verfahren  
30 aufwändige Konstruktionen zur Erfassung des Gesamtstromverlaufs durch die Induktivität nicht erforderlich sind und allein mit dem durch einen einzelnen Messwiderstand fließenden und messtechnisch einfach zu erfassenden Strom im Pfad der Halbleiterschalter eine ausreichend genaue verlustarme Schaltung der

Halbleiterschalter der Hochsetzstellerschaltung ermöglicht ist. Zudem ist es vorteilhaft, dass der berechnete Stromreferenzwert während der Schaltphase erreicht wird in der kein Schaltvorgang vorliegt. So werden durch mögliche Schaltstörungen Fehlmessungen vermieden. Dass eine vorberechnete Größe nachführend variiert wird macht es zusätzlich weniger störanfällig.

Die Erfindung sowie das technische Umfeld werden nachfolgend anhand der Figuren näher erläutert. Es ist darauf hinzuweisen, dass die Erfindung durch die gezeigten Ausführungsbeispiele nicht beschränkt werden soll. Insbesondere ist es, soweit nicht explizit anders dargestellt, auch möglich, Teilaspekte der in den Figuren erläuterten Sachverhalte zu extrahieren und mit anderen Bestandteilen und Erkenntnissen aus der vorliegenden Beschreibung und/oder Figuren zu kombinieren. Insbesondere ist darauf hinzuweisen, dass die Figuren und insbesondere die dargestellten Größenverhältnisse nur schematisch sind. Gleiche Bezugszeichen bezeichnen gleiche Gegenstände, so dass ggf. Erläuterungen aus anderen Figuren ergänzend herangezogen werden können.

Es zeigen:

- Fig. 1 ein Prinzipschaltbild eines Schaltnetzgerätes;
- Fig. 2 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit einem Halbleiterschalter;
- Fig. 3 den Stromverlauf durch die Induktivität der Halbbrücken-PFC-Schaltung gem. Fig. 2 und die Form des Spannungsverlaufs der Ausgangskapazität des Halbleiterschalters;
- Fig. 4 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit zwei Halbleiterschaltern;
- Fig. 5 den Stromverlauf durch die Induktivität der Halbbrücken-PFC-Schaltung gem. Fig. 4 und die Form des Spannungsverlaufs der Ausgangskapazität des Halbleiterschalters;

Fig. 6 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit zwei Halbleiterschaltern und Polwender-Schaltung zum Betrieb an einer Wechselspannungsquelle;

5

Fig. 7 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit zwei Halbleiterschaltern, wobei die Polwender-Schaltung mit Dioden realisiert wird, zum Betrieb an einer Wechselspannungsquelle;

10 Fig. 8 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit zwei Halbleiterschaltern und ohne eine Polwender-Schaltung zum Betrieb an einer Gleichspannungsquelle;

15 Fig. 9 den Stromverlauf durch die Induktivität der Halbbrücken-PFC-Schaltung gem. Fig. 6 oder Figur 7 bei positiver Halbwelle der Eingangsspannung;

Fig. 10 ein Blockschaltbild einer Steuereinheit der erfindungsgemäßen Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung.

20

Die vorliegende Beschreibung veranschaulicht die Prinzipien der erfindungsgemäßen Offenbarung. Es versteht sich somit, dass Fachleute in der Lage sein werden, verschiedene Ausführungen zu konzipieren, die zwar hier nicht explizit beschrieben werden, die aber Prinzipien der erfindungsgemäßen

25 Offenbarung verkörpern und in ihrem Umfang ebenfalls geschützt sein sollen.

Der erfindungsgemäße Gedanke wird an Beispiel einer positiven Eingangsspannung bzw. einer positiven Halbwelle einer Eingangsspannung erörtert. Für den Fall des Anliegens einer negativen Wechselspannung erörtert. Für den Fall des Anliegens einer negativen

30 Eingangsspannung bzw. der negativen Halbwelle der Eingangswechselspannung ist die Funktionalität der Halbleiterschalter der Hochsetzstellerschaltung entsprechend umgetauscht.

Wie beschrieben, gibt es den Ansatz eine PFC-Schaltung im Boundary Conduction Mode (BCM) zu betreiben. Dabei wird die Zeit  $t_{on}$  zum wiederholten Aufmagnetisieren der Induktivität  $L$ ;  $L1$ , über eine Sinushalbwelle der Netzwechselfspannung konstant gehalten. Diese Zeit ist proportional zur Leistungabgabe des Schaltnetzgerätes und wird von einem Spannungsregler vorgegeben, der die Ausgangsspannung der Schaltung, also z.B. 400 V Gleichspannung, konstant halten soll.

Zusätzlich muss noch die Zeit zum Abmagnetisieren der Induktivität  $L$ ;  $L1$  eingestellt werden. In der genannten Publikation passiert dies durch die Generierung eines Zero Current Detection (ZCD) Signals, dass durch den Umladevorgang einer Diode hervorgerufen wird. Dies lässt sich allerdings in einer Aufwärtswandler- bzw. Hochsetzstellerschaltung, in der die Funktion der Diode durch einen Stromschalter realisiert wird, aber nicht erzeugen, da dieser Stromschalter nicht von selbst sperrt.

Um dieses Problem zu lösen, wird erfindungsgemäß vorgeschlagen, den Zeitpunkt, an dem der zweite Halbleiterschalter  $S2$  abschalten soll, vorzuberechnen und den durch die Berechnung ermittelten Zeitpunkt bzw. die ermittelte Zeitdauer - durch Kontrollieren des berechneten Zeitpunkts bzw. der berechneten Zeitdauer, insbesondere durch Kontrollieren des Stromnulldurchgangs, zu kontrollieren.

Die Abmagnetisierungszeit (Off-Zeit)  $t_{off}$ , in der der erste Halbleiterschalter  $S1$  geöffnet und der zweite Halbleiterschalter  $S2$  geschlossen ist, berechnet sich wie folgt aus der Zeit  $t_{on}$  zum Aufmagnetisieren:

$$t_{off} = \frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}} * t_{on}$$

Da die Berechnung durch Bauteil-Toleranzen und andere Faktoren, wie Verzögerungen bei der Generierung der Ansteuersignale in Treiberstufen, etc. abweichen kann, muss geprüft werden, ob mit der berechneten Off-Zeit  $t_{off}$  auch der gewünschte Stromwert  $I_b$  in der Induktivität  $L1$  erreicht wurde.

Dazu kann die erforderliche Information des Stroms  $I_b$  aus dem Pfad des ersten Halbleiterschalters  $S1$  herangezogen werden. Mit Hilfe eines

Strommesswiderstandes  $R_1$ , lässt sich eine Messspannung erzeugen, die proportional zum Strom durch den Halbleiterschalter  $S_1$  ist. Im Rahmen der vorliegenden Erfindung wird bei der hier beschriebenen Methode mit Hilfe eines Komparators 131b die Zeit  $T_{\text{mess\_ist}}$  bis zum Erreichen eines bestimmten Stroms  $I_{\text{ref}}$  (beispielsweise die Zeit vom Einschalten des ersten Halbleiterschalters  $S_1$  zur Aufmagnetisierung der Induktivität  $L_1$  bis zum Erreichen des Strom-Nulldurchgangs) gemessen und mit der berechneten Zeit  $T_{\text{mess\_ref}}$  verglichen, um in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis eine zeitliche Korrektur bzw. einen Korrekturwert  $T_{\text{per\_correct}}$  für die unmittelbar folgende Periodendauer  $T_{\text{periode}}(t+1)$  vornehmen zu können.

Die Fig. 6 und Figur 7 zeigen jeweils ein Prinzipschaltbild der erfindungsgemäßen Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100. Die in Figur 6 und in Figur 7 dargestellte Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100 für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers umfasst jeweils eine Gleichrichter- oder Polwenderschaltung 110, eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung 120 sowie eine Steuereinheit 130 zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter  $S_1$ ,  $S_2$  der Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung 3.

Dabei ist bei der Ausführungsform gemäß Figur 6 die Polwenderschaltung 110 durch zwei in Serie geschaltete ansteuerbare Halbleiterschalter  $S_3$ ,  $S_4$  gebildet, während bei der Ausführung gemäß Figur 7 die Polwender- bzw. Gleichrichterschaltung 110 durch zwei in Serie geschaltete Dioden  $D_1$ ,  $D_2$  gebildet ist.

In beiden Fällen bzw. Ausführungen sind in einem ersten Pfad  $P_1$  die beiden Halbleiterelemente  $D_1$ ,  $D_2$ ;  $S_3$ ,  $S_4$  in Reihe geschaltet angeordnet und sind in einem zweiten Pfad  $P_2$  der erste Halbleiterschalter  $S_1$  und der zweite Halbleiterschalter  $S_2$  der Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung 3 in Serie geschaltet angeordnet, wobei die beiden Pfade  $P_1$ ,  $P_2$  im Sinne einer Parallelschaltung an ihrem einen freien Ende in einem ersten Knotenpunkt  $K_1$  und an ihrem anderen freien Ende in einem zweiten Knotenpunkt  $K_2$  zusammengeführt sind und zugleich die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung  $V_{\text{out}}$  der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100 bilden. Dabei ist zwischen die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung  $V_{\text{out}}$  der Siebkondensator  $C_1$  geschaltet. Die Induktivität  $L_1$  ist zwischen einen ersten Versorgungsanschluss  $Q_1$

zum Anschluss an eine Wechselspannungsquelle ACin und den Verbindungsknotenpunkt K3 der beiden in Reihe geschalteten Halbleiterschalter S1, S2 geschaltet. Ein zweiter Versorgungsanschluss Q2 zum Anschluss an die Spannungsquelle ACin ist zwischen das erste Halbleiterelement D1, S3 und das zweite Halbleiterelement D2, S4 in einen Verbindungsknotenpunkt K4 angebunden. Der erste Halbleiterschalter S1 ist in Reihe mit einem Messwiderstand R1 geschaltet.

Die Steuereinheit 130 ist dabei eingerichtet, eine Referenzzeitdauer  $T_{\text{mess\_ref}}$ , innerhalb der durch den Messwiderstand R1 fließende Strom  $I_b$  betragsmäßig einen vorbestimmten Strom-Referenzwert  $I_{\text{ref}}$  innerhalb einer  $T_{\text{periode}}$  Schaltperiode (auch als Schaltzyklus bezeichnet) erreicht haben soll, rechnerisch zu ermitteln und zu vergleichen mit der tatsächlichen Zeitdauer  $T_{\text{mess\_ist}}$ , innerhalb der durch den Messwiderstand R1 fließende Strom  $I_b$  den vorbestimmten Strom-Referenzwert  $I_{\text{ref}}$  erreicht hat, und in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer  $T_{\text{mess\_ref}}$  und der tatsächlichen Zeitdauer  $T_{\text{mess\_ist}}$ , eine Zeitdifferenz  $T_{\text{diff}}$  zu ermitteln, in deren Abhängigkeit die Dauer der darauffolgenden Schaltperiode  $T_{\text{periode}}$  durch einen ermittelten Zeit-Korrekturwert  $T_{\text{per-correct}}$  anpassbar ist.

Im dargestellten Ausführungsbeispiel steht eine sinusförmige Eingangsspannung  $V_{\text{in}}$  (Netzspannung) mit 230 V Effektivwert und 50 Hz Netzfrequenz an den Anschlussklemmen Q1, Q2 der Wechselspannungsquelle ACin an. An die obere Anschlussklemme Q1 ist die Drosselspule L1 geschaltet. Im Beispiel weist sie eine Induktivität von 64  $\mu\text{H}$  auf. Diese Leitung geht an den Knotenpunkt K3, der einerseits mit dem Drain-Ausgang des ersten Halbleiterschalters S1 in Verbindung steht. Andererseits steht der Knotenpunkt K3 mit dem Source-Eingang des zweiten Halbleiterschalter S2 in Verbindung. Beide Halbleiterschalter S1 und S2 sind als Feldeffekttransistoren des Typs n-Kanal-MOSFET ausgeführt. Stattdessen könnten andere Halbleiterschalter, wie bipolare Transistoren, Thyristoren oder IGBT's eingesetzt werden. Sie dienen dazu das Eingangssignal gleichzurichten und zu zerhacken. Dazu werden sie mit einer relativ hohen Frequenz geschaltet, z.B. 100 kHz. Das Ansteuersignal CTRL1 wird an das Gate des ersten Halbleiterschalters (Feldeffekttransistors) S1 angelegt. Das Ansteuersignal CTRL2 wird an das Gate des zweiten Halbleiterschalters (Feldeffekttransistors) S2 angelegt. Das genaue

Timing dieser Ansteuersignale CTRL1, CTRL2 wird in einer als Digitalschaltung ausgebildeten Steuereinheit 130 berechnet, die in Fig. 6 nicht gezeigt ist, die aber nachfolgend anhand der Figur 9 und der Figur 10 noch genauer erläutert wird. Am Ausgang der Zweischar-Hochsetzstellerschaltung 120 ist ein Siebkondensator C1  
5 angeschaltet, der während der Durchschaltphase des Halbleiterschalters S2 aufgeladen wird und einem nachfolgenden Gleichstromsteller des Schaltnetzgerätes eine hohe Spannung von z.B. 400 V Gleichspannung zur Verfügung stellt. Der Siebkondensator C1 hat z.B. eine Kapazität von 600  $\mu$ F. Der Strom, der bei geöffnetem Halbleiterschalter S2 in umgekehrter Richtung zum  
10 Entladen der Ausgangskapazität vom Halbleiterschalter S1 fließt, fließt durch den Messwiderstand R1, der im unteren Schaltzweig der Reihenschaltung der beiden Halbleiterschalter S1 und S2 im Pfad P2 vorgesehen ist. Der Messwiderstand R1 hat z.B. einen Widerstandswert von 20 m $\Omega$ . Mit diesem Stromfluss wird also die Transistorkapazität  $C_{oss}$  entladen, was für ein verlustloses Schalten nötig ist. Um  
15 dies zu erzielen, ist zunächst die messtechnische Erfassung des Stromflusses durch den Messwiderstand R1 erforderlich. Deshalb wird der Spannungsabfall über den Messwiderstand R1 erfasst. Hierfür wird die über dem Messwiderstand R1 anliegende Spannung an dem Kontaktpunkt K5, zwischen dem Sourceanschluss des ersten Halbleiterschalters S1 und dem in Serie geschalteten Messwiderstand  
20 R1, zu einem Eingang der Steuereinheit 130 geführt, über den die Spannung gemessen und weiterverarbeitet wird. Dazu kann ein A/D-Eingang der Steuereinheit 130 eingesetzt werden. In einem zweiten Zweig sind zwei weitere Halbleiterschalter S3 und S4 vorgesehen. Es handelt sich z.B. ebenfalls um n-Kanal-MOSFET. Der Kontaktpunkt K4, an den beide Halbleiterschalter S3, S4 geschaltet sind, ist mit der  
25 Rückleitung zum E-Werk verbunden. Beide Halbleiterschalter S3 und S4 dienen der Umpolung der Schaltung. Für die positive Halbwelle der Eingangsspannung wird S4 gesperrt und S3 leitend geschaltet. Für die negative Halbwelle der Eingangsspannung wird S3 gesperrt und S4 leitend geschaltet. Die Schaltsignale CTRL3 und CTRL4 werden daher mit der 50 Hz Netzfrequenz geschaltet.

30

Die Fig. 7 zeigt eine andere Variante dieser Schaltung, bei der die beiden Halbleiterschalter S3 und S4 durch Dioden D1, D2 ersetzt sind. Bei diesen besteht der Vorteil, dass sie keine dedizierten Schaltsignale benötigen. Die Dioden D1, D2

sind selbstsperrend und zeigen das gewünschte Polwende-Verhalten auch ohne Ansteuersignale. Die anderen Komponenten in Fig. 7, die die gleichen Bezugszeichen haben wie in Fig. 6, bezeichnen die gleichen Komponenten. Im Gegensatz zu der Ausführungsform in Figur 6 fallen hier allerdings höhere Schaltverluste an. Grundsätzlich ist mit dieser in Figur 7 dargestellten Topologie auch eine Rückspeisung in das Versorgungsnetz möglich.

In Figur 6 sind beispielhaft die Stromflüsse zur Auf- und Abmagnetisierung der Spule L1 bei negativer Halbwelle der Eingangsspannung dargestellt. Dabei stellt der gestrichelt dargestellte Pfeilverlauf Mag<sub>auf</sub> den Stromfluss zur Aufmagnetisierung der Induktivität L1 und der punktiert dargestellte Pfeilverlauf Mag<sub>ab</sub> den Stromfluss zur Abmagnetisierung der Induktivität L1 dar. Die Stromflussrichtung der Aufmagnetisierung ist ausgehend von ACin/Q2 über S4, S2, L1 zu ACin/Q1. Die Stromflussrichtung der Abmagnetisierung ist ausgehend von ACin/Q2 über S4, C1, S1, L1 zu ACin/Q1. Die für die negative Eingangsspannungshalbwelle dargestellten Stromverläufe gelten analog natürlich ebenso für die Ausführungsform gemäß Figur 7.

Analog dazu sind in Figur 7 beispielhaft die Stromflüsse zur Auf- und Abmagnetisierung der Induktivität L1 bei positiver Eingangsspannung bzw. bei positiver Halbwelle der Eingangsspannung dargestellt. Auch hier stellt der gestrichelt dargestellte Pfeilverlauf Mag<sub>auf</sub> den Stromfluss zur Aufmagnetisierung der Induktivität L1 und der punktiert dargestellte Pfeilverlauf Mag<sub>ab</sub> den Stromfluss zur Abmagnetisierung der Induktivität L1 dar. Die Stromflussrichtung der Aufmagnetisierung ist ausgehend von ACin/Q1 über L1, S1, D2 zu ACin Q2. Die Stromflussrichtung der Abmagnetisierung ist ausgehend von ACin/Q1 über L1, S2, C1, D2, zu ACin Q2. Die für die positive Eingangsspannungshalbwelle dargestellten Stromverläufe gelten analog natürlich ebenso für die Ausführungsform gemäß Figur 6.

30

Mit der Schaltung gem. Fig. 7 wird ein Ansatz weiterentwickelt, der aus der folgenden Publikation bekannt ist:

LED Application Design Using BCM Power Factor Correction (PFC) Controller for 100W Lightning System; AN-9731, O2011 Fairchild Semiconductor Corporation Rev. 1.0.0, 3/24/11.

5

Mit diesem Schaltungsdesign wird eine PFC-Schaltung im sogenannten „Boundary Conduction Mode“ (BCM) betrieben. Hierbei wird die Zeit Ton, die zum Zerhacken der Eingangsspannung mit ca. 100 kHz angesetzt wird, über eine Sinushalbwellen der Netzspannung konstant gehalten. Diese Zeit entspricht der Zeit zum jeweiligen Aufmagnetisieren der Induktivität L1 pro Schaltperiode. Wie beschrieben, enthält die PFC-Schaltung mit dem Spannungsregler 132 einen Stromregelkreis, der die Aufgabe hat, den Augenblickswert des Eingangstromes  $I_L(t)$  (Drosselstrom) proportional zum Augenblickswert der Eingangsspannung  $V_{in}(t)$  zu halten. So kann dann der Leistungsfaktor nahe bei Eins gehalten werden. Diese Zeit ist proportional zur Leistung und wird von einem Spannungsregler vorgegeben, der die Ausgangsspannung der Schaltung z.B. auf 400 V konstant halten soll.

15

Um die Zeit zum Abmagnetisieren der Drossel L1 einzustellen, wird in der genannten Publikation ein Zero Current Detection (ZCD) Signal benutzt, dass durch den Umladevorgang der Diode hervorgerufen wird. Dies lässt sich allerdings in einer Hochsetzstellerschaltung, in der die Funktion der Diode D mit einem verlustarmen Halbleiterschalter S2 realisiert wird, aber so nicht erzeugen, da dieser Halbleiterschalter nicht von selbst sperren, wenn eine Gatespannung anliegt.

20

Es wird deshalb gemäß der Erfindung der Zeitpunkt, an dem der zweite Halbleiterschalter S2 abschalten soll, vorausberechnet. Bei dieser Methode gibt man den Stromwert  $I_b$  vom Shunt R1 auf einen Komparator 131b. Dem Komparator 131b gibt man einen Referenzstromwert  $I_{ref}$  als Schwellenwert vor, zu dem man einen zugehörigen Zeitwert  $T_{mess\_ref}$  berechnet. Der berechnete Zeitwert  $T_{mess\_ref}$  entspricht der Zeit, den die Stromflanke benötigt, um nach Beginn des Anstiegs den Schwellenwert/Referenzstromwert  $I_{ref}$  des Komparators 131b zu erreichen. Der Zeitwert  $T_{mess\_ref}$  berechnet sich wie folgt.

30

$$T_{mess\_ref} = L \frac{I_{ref}}{V_{in}}$$

Iref ist der Betrag des Stromes, den man mit dem unteren Spitzenwert des Drosselstromes erreichen möchte, um ein ZVD-Switching zu gewährleisten. Vin ist der aktuelle Wert der Eingangsspannung und L der Wert der Induktivität der Drossel.

Wird der gewünschte untere Spitzenwert Iref durch Fehler, Toleranzen etc. nicht erreicht, so wird auch der Schwellenwert am Komparator 131b zu einem anderen Zeitpunkt  $T_{mess\_ist}$  erreicht, als in  $T_{mess\_ref}$  berechnet wurde.

Misst man nun die Zeit vom Einschaltzeitpunkt der Stromflanke bis zum Erreichen des Schwellenwertes am Komparator, so erhält man die Zeit  $T_{mess\_ist}$ . Bildet man die Differenz der Zeit die man vorberechnet hat  $T_{mess\_ref}$  mit der, die man anschließend gemessen hat  $T_{mess\_ist}$ , so erhält man die Zeit  $T_{diff}$ .

$$T_{diff} = T_{mess\_ref} - T_{mess\_ist}$$

Mit dieser Zeitdifferenz lässt sich ein Zeit-Korrekturwert  $T_{per\_correct}$  für die Zeit  $t_{off}$  und somit für die gesamte Periode  $T_{periode}$  des Schaltzyklus ermitteln, mit dem der gewünschte Strom beim nächsten Schaltzyklus erreicht werden würde. Dieser Zeit-Korrekturwert  $T_{per\_correct}$  ist folgendermaßen zu berechnen.

$$T_{per\_correct} = \frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}} T_{diff}$$

In Figur 9 ist das vorstehend beschriebene Prinzip anhand des Stromverlaufs im Falle einer positiven Eingangsspannung  $V_{in}$  schematisch dargestellt. Entlang der Ordinate ist der über den Messwiderstand  $R_1$  gemessene Strom  $I_b$  aufgetragen. Entlang der Abszisse ist die Zeit  $t$  aufgetragen. Der Verlauf des über den Messwiderstand  $R_1$  gemessenen Stroms ist mit  $I_b$  bezeichnet. Die Zeit  $T_{on}$  zum Aufmagnetisieren der Drosselspule  $L_1$  wird während der positiven Halbwelle der Eingangs-Wechselspannung  $V_{in}$  konstant gehalten. Während dieser Zeit ist der Halbleiterschalter  $S_1$  geschlossen und ist der Halbleiterschalter  $S_2$  geöffnet. Die restliche Zeit des Regelzyklus  $T_{periode}$  ist variabel und dient zum Abmagnetisieren der Drosselspule  $L_1$  sowie zum Entladen der Transistorkapazität  $C_{oss}$  von

Halbleiterschalter S1 mit dem vorausberechneten Wert und zum Korrigieren ggf vorliegender zeitlicher Abweichungen zwischen berechnetem und gemessenem Zeitwert  $T_{mess\_ref}$ ,  $T_{mess\_ist}$ . Während dieser restlichen Zeit von  $T_{periode}$  ist der Halbleiterschalter S1 geöffnet und der Halbleiterschalter S2 geschlossen. Eine Korrekturzeit ist in der Fig. 9 während des zweiten dargestellten Schaltzyklus gezeigt und mit  $T_{per\_correct}$  bezeichnet. Das entspricht einem Korrekturwert, um den die nach dem vorhergehenden (ersten) Schaltzyklus vorausberechnete Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  korrigiert (im vorliegenden Fall entsprechend verkürzt) wird. In der Fig. 9 ist auch erkennbar, dass die Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  im zweiten

5 dargestellten Schaltzyklus entsprechend verkürzt ist. Denn der vorhergehende Schaltzyklus hatte ergeben, dass die vorausberechnete Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  doch zu lang war, weil der gemessene Strom  $I_b$  nicht dem definierten Referenzwert  $I_{ref}$  entsprach sondern um den Wert  $I_{err}(t-1)$  abweicht und nur durch eine Verkürzung der Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  der Referenzwert  $I_{ref}$  erreicht werden kann.

15 Zu Beginn des dritten Schaltzyklus bzw. zum Ende des zweiten Schaltzyklus wird der gewünschte Referenzwert  $I_{ref}$  dann tatsächlich erreicht. Dabei sind die Zeitpunkte der Erfassung der Stromwerte auf der Abszisse durch ein „+“-Symbol gekennzeichnet. Diese Zeitpunkte entsprechen den vorausberechneten und korrigierten Werten für  $T_{periode}$ .

20 Analog lässt sich das Prinzip auch anwenden, wenn die Eingangsspannung dieser Topologie negativ wird. In diesem Fall entspricht die Stromflanke, die mit dem Shunt R1 dargestellt werden kann, der Abmagnetisierungsphase der Drossel L1. Da der Stromanstieg nun von der Differenz der Ausgangsspannung und der

25 Eingangsspannung abhängig ist, berechnet sich die Zeit  $T_{mess\_ref}$  wie folgt.

$$T_{mess\_ref} = T_{on} - L \frac{I_{neg}}{V_{out} - V_{in}} .$$

30 Darüber hinaus ist das Prinzip der Erfindung ebenfalls anwendbar auf eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100, welche über eine Gleichspannungsquelle  $DC_{in}$  versorgt wird. Eine derartige Ausführungsform ist in Figur 8 dargestellt. Die gezeigte Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100 für die

Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers umfasst dabei analog zu den vorstehend beschriebenen Ausführungsformen eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung 120 mit einem ersten Halbleiterschalter S1, mit einem zweiten Halbleiterschalter S2, mit einer Induktivität L1 und mit einem Siebkondensator C1, und eine Steuereinheit 130 zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter S1, S2. Eine Gleichrichter- oder Polwenderschaltung 110, wie sie in den vorstehend beschriebenen, mit Wechselspannung versorgten Hochsetzsteller-Schaltungsanordnungen erforderlich war, fällt hier naturgemäß weg. Der erste Halbleiterschalter S1 und der zweite Halbleiterschalter S2 sind in einem gemeinsamen Pfad P1 in Serie geschaltet angeordnet, wobei parallel zu diesem Pfad P1 in einem ersten Knotenpunkt K1 und in einem zweiten Knotenpunkt K2 die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung  $V_{out}$  der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100 gebildet sind, und zwischen die Anschlusskontakte der Siebkondensator C1 geschaltet ist. Die Induktivität L1 ist ebenfalls zwischen einem ersten Versorgungsanschluss Q1 zum Anschluss an eine Gleichspannungsquelle  $DC_{in}$  und den Verbindungsknotenpunkt K3 der beiden in Reihe geschalteten Halbleiterschalter S1, S2 geschaltet. Ein zweiter Versorgungsanschluss Q2 zum Anschluss an die Spannungsquelle  $DC_{in}$  ist an den Knotenpunkt K2 angebunden. Analog zu den Ausführungsformen mit Wechselspannungsquelle ist der erste Halbleiterschalter S1 in Reihe mit einem Messwiderstand R1 geschaltet, wobei der Messwiderstand R1 zwischen dem ersten Halbleiterschalter S1 und dem zweiten Knotenpunkt K2 angeordnet ist. Ebenso ist die Steuereinheit 130 eingerichtet eine Referenzzeitdauer  $T_{mess\_ref}$ , innerhalb der der durch den Messwiderstand R1 fließende Strom  $I_b$  einen vorbestimmten Strom-Referenzwert  $I_{ref}$  innerhalb einer Schaltperiode bzw. einer Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  erreicht haben soll, rechnerisch zu ermitteln und zu vergleichen mit der tatsächlichen Zeitdauer  $T_{mess\_ist}$ , innerhalb der der durch den Messwiderstand R1 fließende Strom  $I_b$  den vorbestimmten Strom-Referenzwertbetrag  $I_{ref}$  erreicht hat. In Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer  $T_{mess\_ref}$  und der tatsächlichen Zeitdauer  $T_{mess\_ist}$ , eine Zeitdifferenz  $T_{diff}$  zu ermitteln, mittels der die Dauer der darauffolgenden Schaltperiode  $T_{periode}(t+1)$  anpassbar ist. Analog zur Darstellung in den Figuren 6 und 7 sind die Stromflüsse zur Auf- und Abmagnetisierung der Induktivität L1 bei positiver Gleichspannung dargestellt. Auch hier stellt der gestrichelt dargestellte Pfeilverlauf  $Mag\_auf$  den Stromfluss zur

Aufmagnetisierung der Induktivität L1 und der punktiert dargestellte Pfeilverlauf  
Mag\_ab den Stromfluss zur Abmagnetisierung der Induktivität L1 dar. Die  
Stromflussrichtung der Aufmagnetisierung ist ausgehend von DCin / Q1 über L1, S1  
zu DCin Q2. Die Stromflussrichtung der Abmagnetisierung ist entsprechend  
5 ausgehend von DCin / Q1 über L1, S2, C1 zu DCin Q2.

Fig. 10 zeigt schließlich ein Blockschaltbild einer als integrierter Schaltkreis  
ausgebildeten Steuereinheit 130 mit der diese Art der Ansteuerung der  
Halbleiterschalter S1, S2 der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100 umgesetzt  
10 wird. Der integrierte Schaltkreis kann in Form eines DSP (digital signal processor),  
FPGA (field programmable gate array), oder ASIC (application specific integrated  
circuit) oder mit Hilfe eines Standard Mikrocontrollers und entsprechender Software  
realisiert werden. Dabei gilt die dargestellte Prozessorarchitektur für den Fall, dass  
die positive Halbwelle einer Eingangsspannung ACin anliegt. Mit Hilfe des  
15 DSPs wird aus den Informationen zur Eingangsspannung Vin und zur  
Ausgangsspannung Vout und einer durch einen Spannungsregler vorgegebenen  
Sollspannung Vout\_ref, der die On-Zeit Ton stellt, eine Periode  $T_{periode}$   
vorberechnet, mit der der Drosselstrom  $I_L$  die untere Stromschwelle erreichen  
müsste. Nach beenden der Periode  $T_{periode}$  sind beide Schalter S1, S2 aus und  
20 kurze Zeit später wird der erste Schalter S1 wieder eingeschaltet. Nun ist der Shunt  
bzw. Messwiderstand R1 stromführend und direkt mit dem (Ein-)Schalten von S1  
wird ein Timer 133 gestartet. Erreicht der Strom Ib durch den Messwiderstand R1  
den Schwellenwert Iref am Komparator 131, so löst der Komparator 131 ein Event  
aus, dass den Timer 133 stoppt. Mit dem gemessenen Zeitwert  $T_{mess\_ist}$  lässt sich  
25 die Zeitkorrektur Tper-correct für die Periode bzw. die Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  wie  
zuvor beschrieben berechnen. Mit dem neuen Zeitwert  $T_{periode}(t+1)$  lädt man dann  
die Timer für die Schaltsignalgenerierung und der untere Stromspitzenwert der  
Drossel L1 stellt sich ein.

Das Blockschaltbild enthält die folgenden Komponenten: Mit den Bezugszeichen  
30 131a wird eine Subtraktionsstufe bezeichnet. In der Stufe 131a wird die  
Ausgangsspannung Vout vom Referenzwert der Ausgangsspannung Vout\_ref  
abgezogen. Die Ausgangsspannung Vout soll möglichst konstant gehalten werden  
auf den Wert von 400 V. Es wird damit in der Subtraktionsstufe 131a die  
Abweichung von dem Sollwert bestimmt. Je nach Belastung des Schaltnetzgerätes

kann die Zwischenkreisspannung von 400 V variieren und es muss entsprechend korrigierend eingegriffen werden. Im dargestellten Komparator 131b wird die bis zum Erreichen eines festgelegten Strom-Referenzwert  $I_{ref}$  die rechnerisch ermittelte Zeit  $T_{mess\_ref}$  verglichen mit der Zeit  $T_{mess\_ist}$ , die tatsächlich benötigt wird, bis der vorbestimmte Strom-Referenzwert  $I_{ref}$  durch den aktuell gemessenen Strom  $I_b$  durch den Messwiderstand  $R_1$  erreicht ist. Wie beschrieben, findet die Messung des Stroms  $I_b$  immer zu den vorausberechneten und korrigierten Zeitpunkten statt. Es müssen keine weiteren Strommesswerte erfasst werden. Somit wird in dieser Subtraktionsstufe 131b die jeweilige Abweichung  $I_{err}$  von dem Sollwert  $I_{ref}$  bestimmt. Das ist die wesentliche Information für die nachfolgende Regelungsstufe 133, in der die Korrektur  $T_{per\_correct}$  für die vorausberechnete Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  des Regelzyklus berechnet wird. Regelungsstufe 133 gibt den Korrekturwert  $T_{offset}$  an die nachgeschaltete Master-Timer-Einheit 136 aus. Sie entspricht einer programmierbaren Zeitgeber-Einheit die jeweils nach Ablauf der eingestellten Zeiten ein Ereignis (Event) ausgibt. Man könnte das Ereignis auch in Form eines generierten Signales ausgeben. In der Digitaltechnik kann das Ereignis auch in Form eines Software-Ereignisses ausgegeben werden, durch das ähnlich, wie bei einem per Software generierten Interrupt eine bestimmte Programmroutine aufgerufen wird. In der Master-Timer-Einheit 136 werden die Timer gesetzt, mit denen das Tastverhältnis für die Ansteuersignale CTRL1 und CTRL2 berechnet wird. Die eigentliche Signalerzeugung geschieht in der PWM-Signalerzeugungseinheit 139. Um die Ansteuersignale CTRL1 und CTRL2 beide mit dem gewünschten Tastverhältnis erzeugen zu können, wird noch die Information über die vorausberechnete Aufmagnetisierungszeit  $T_{on}$  benötigt. Diese Information wird von der Regelungsstufe 132 geliefert. Diese Zeit wird für die positive Halbwelle konstant gehalten. Es handelt sich deshalb um eine Regelstufe, die den Stellwert nur relativ langsam nachregelt. Es hat sich gezeigt, dass dafür sogar ein 10 Hz PI-Regler ausreicht. Die Aufmagnetisierungszeit  $T_{on}$  kann mit Hilfe der Formel

$$T_{on} = \frac{P_{in} * 2 * L}{V_{in}^2}$$

berechnet werden, die bereits eingangs erläutert wurde. Diese Formel gilt immer dann, wenn der Stromverlauf durch die Drosselspule  $L_1$  an der Lückgrenze betrieben wird. Diese Regelungsstufe 132 arbeitet mit der Eingangsinformation über die Differenz zwischen gewünschter Zwischenkreisspannung von z.B. 400 V und der tatsächlich gemessenen Zwischenkreisspannung von der Subtraktionsstufe

131a. Die geregelte Aufmagnetisierungszeit Ton wird einerseits einer zweiten Timer- LU101979  
Einheit 135 zur Verfügung gestellt, die entsprechende Ereignisse ausgibt an die  
PWM-Signalerzeugungseinheit 139. Andererseits wird die Aufmagnetisierungszeit  
Ton an eine Berechnungseinheit 134 gegeben, die mit der Formel

5 
$$T_{periode} = \frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}} * T_{on} + T_{on}$$

die Zeit für die Gesamtlänge von Aufmagnetisierungszeit Ton und der  
Abmagnetisierungszeit Toff berechnet. Der erste Teil der Formel entspricht dabei  
der Formel für die Berechnung der Abmagnetisierungszeit toff, die eingangs  
erwähnt wurde.

10

Mit der Zustandsmaschine 137 wird der Zustand der Eingangsspannung Vin  
erfasst. Diese wird mit einem Zeitraster von 25 kHz abgetastet. Die  
Zustandsmaschine 137 ermittelt, ob die positive Halbwelle vorliegt oder die negative  
Halbwelle der Eingangsspannung. Der ermittelte Zustand wird an eine  
15 Konfigurationseinheit 138 weitergeleitet, die in Abhängigkeit des Zustandes  
entsprechende Registereinstellungen für die verschiedenen Blöcke des integrierten  
Schaltkreises 130 vornimmt. Zumindest die PWM-Signalerzeugungseinheit 139  
muss umkonfiguriert werden, denn bei negativer Eingangsspannung sind die  
Funktionen der Halbleiterschalter S1 und S2 vertauscht.

20

Zusammenfassend wird die Funktionsweise der integrierten Schaltung nochmals  
erläutert. Mit Hilfe der integrierten Schaltung 130 wird aus den Informationen zur  
Eingangsspannung Vin und Ausgangsspannung Vout und des Spannungsreglers  
132, der die Aufmagnetisierungszeit Ton stellt, in der Berechnungseinheit 134 eine  
25 Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  vorausberechnet, mit der der Drosselstrom  $I_L$  die untere  
Stromschwelle erreichen müsste. Nach Beenden dieser Schaltzykluszeit  $T_{periode}$   
werden beide Halbleiterschalter S1 und S2 ausgeschaltet und kurze Zeit später wird  
der erste Halbleiterschalter S1 wieder eingeschaltet. Nun ist der Messwiderstand  
R1 stromführend und direkt nach dem Einschalten von S1 wird der aktuell durch  
30 den Messwiderstand R1 fließende Strom gemessen. Weicht dieser von dem  
nominellen Referenzwert  $I_{ref}$  ab, der sich für die vollständige Entladung der  
Transistorkapazität  $C_{oss}$  einstellen müsste, so stellt die weitere Regelungsstufe 133  
einen Korrekturwert  $T_{per-correct}$  ein, der zu der vorausberechneten  
Schaltzykluszeit  $T_{periode}$  für den nächsten Regelzyklus addiert wird. Dadurch ergibt

sich je nach Korrekturwert  $T_{per-correct}$  eine Verkürzung oder eine Verlängerung der Schaltzykluszeit  $T_{periode}$ . Auf diese Weise nähert sich der Strom im nächsten Regelzyklus dem Referenzwert  $I_{ref}$  an. So gleicht die Regelungsstufe 133 den Strom im Messpunkt dem Referenzstrom  $I_{ref}$  an. Der gewählte Referenzwert  $I_{ref}$  ist  
5 über eine Sinushalbwellen konstant.

Die Erfindung ist nicht auf die in den Figuren dargestellten Ausführungsformen beschränkt. Die vorstehende Beschreibung ist daher nicht als beschränkend,  
10 sondern als erläuternd anzusehen. Die nachfolgenden Patentansprüche sind so zu verstehen, dass ein genanntes Merkmal in zumindest einer Ausführungsform der Erfindung vorhanden ist. Dies schließt die Anwesenheit weiterer Merkmale nicht aus. Sofern die Patentansprüche und die vorstehende Beschreibung 'erste' und  
15 'zweite' Merkmal definieren, so dient diese Bezeichnung der Unterscheidung zweier gleichartiger Merkmale, ohne eine Rangfolge festzulegen.

**Bezugszeichenliste**

LU101979

- 1 Netzfilter
- 2 Hochsetzsteller
- 3 Siebkondensator
- 5 4 Schaltstufe
- 5 Übertrager
- 6 Regler
- 7 Optokoppler
  
- 10 10 aktive PFC-Schaltung
- 20 Gleichstromsteller
- 30 Leistungsübertragungsstufe
- 40 Glättungsstufe
- 50 Regelstufe
- 15 60 Potenzialtrennung
- 70 Steuerung
  
- 100 Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung
- 110 Gleichrichter- oder Polwenderschaltung
- 20 120 Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung
  
- 130 Steuereinheit
- 131a Subtraktionsstufe
- 131b Komparator
- 25 132 Regelungsstufe/Spannungsregler
- 133 Timer
- 134 Berechnungseinheit
- 135 weitere Zeitgebereinheit
- 136 Zeitgebereinheit
- 30 137 Eingangswechselspannungs-Erfassungseinheit
- 138 Konfigurationseinheit
- 139 PWM-Signalerzeugungseinheit
  
- C1 Siebkondensator

CTRL1 Ansteuersignal (Halbleiterschalter 1)

CTRL2 Ansteuersignal (Halbleiterschalter 1)

CTRL3 Ansteuersignal (als Halbleiterschalter ausgebildetes Halbleiterelement 3)

CTRL4 Ansteuersignal (als Halbleiterschalter ausgebildetes Halbleiterelement 4)

5

D Diode

D1, D2 Gleichrichter-Diode

$C_{oss}$  Transistorkapazität

10  $I_b$  gemessener Strom

$I_{err}$  Abweichung vom Sollstrom

$I_L$  Spulenstrom

$I_{ref}$  Stromreferenzwert

15 L1 Drosselspule

S1, S2, S3, S4 Halbleiterschalter

SNG Schaltnetzgerät

$T_{on}$  Aufmagnetisierungszeit

20  $T_{off}$  Abmagnetisierungszeit

$T_{per\_correct}$  Korrekturwert

$T_{periode}$  Schaltzykluszeit/Periodendauer

ACin Eingangsspannungsquelle/Wechselspannung

25 DCin Eingangsspannungsquelle/Gleichspannung

$V_{in}$  Eingangsspannung

$V_{out}$  Ausgangsspannung

$V_{out\_ref}$  Referenzwert der Ausgangsspannung

### Ansprüche

1. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, umfassend
- 5 - eine Gleichrichter- oder Polwenderschaltung (110) mit einem ersten Halbleiterelement (D1; S4) und mit einem zweiten Halbleiterelement (D2; S3),
- eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung (120) mit einem ersten Halbleiterschalter (S1), mit einem zweiten Halbleiterschalter (S2), mit einer
- 10 Induktivität (L1) und mit einem Siebkondensator (C1), und
- eine Steuereinheit (130) zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter (S1, S2),
- wobei in einem ersten Pfad (P1) die beiden Halbleiterelemente (D1, D2; S3, S4) in Reihe geschaltet angeordnet sind, in einem zweiten Pfad (P2) der erste
- 15 Halbleiterschalter (S1) und der zweite Halbleiterschalter (S2) in Reihe geschaltet angeordnet sind und die beiden Pfade (P1; P2) im Sinne einer Parallelschaltung an ihrem einen freien Ende in einem ersten Knotenpunkt (K1) und an ihrem
- anderen freien Ende in einem zweiten Knotenpunkt (K2) zusammengeführt sind und zugleich die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung (UA) der
- 20 Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) bilden, wobei zwischen die Anschlusskontakte der Siebkondensator (C1) geschaltet ist, und wobei die Induktivität (L1) zwischen einen ersten Versorgungsanschluss (Q1) zum
- Anschluss an eine Wechselspannungsquelle (ACin) und den Verbindungsknotenpunkt (K3) der beiden in Reihe geschalteten
- 25 Halbleiterschalter (S1, S2) geschaltet ist, und ein zweiter Versorgungsanschluss (Q2) zum Anschluss an die Wechselspannungsquelle (ACin) zwischen das erste Halbleiterelement (D1; S3) und das zweite Halbleiterelement (D2; S4) in einen
- Verbindungsknotenpunkt (K4) angebunden ist,
- dadurch gekennzeichnet, dass**
- 30 - der erste Halbleiterschalter (S1) in Reihe mit einem Messwiderstand (R1) geschaltet ist, und dass
- die Steuereinheit (130) eingerichtet ist,
- eine Referenzzeitdauer ( $T_{\text{mess\_ref}}$ ), innerhalb der der durch den Messwiderstand (R1) fließende Strom ( $I_b$ ) einen vorbestimmten Strom-Referenzwertbetrag ( $I_{\text{ref}}$ )

innerhalb einer Schaltperiode ( $T_{\text{periode}}$ ) erreicht haben soll, rechnerisch zu ermitteln und zu vergleichen mit der tatsächlichen gemessenen Zeitdauer ( $T_{\text{mess\_ist}}$ ), innerhalb der der durch den Messwiderstand ( $R1$ ) fließende Strom ( $I_b$ ) betragsmäßig den vorbestimmten Strom-Referenzwert ( $I_{\text{ref}}$ ) erreicht hat,  
5 - und in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer ( $T_{\text{mess\_ref}}$ ) und der gemessenen Zeitdauer ( $T_{\text{mess\_ist}}$ ), eine Zeitdifferenz ( $T_{\text{diff}}$ ) zu ermitteln, in deren Abhängigkeit die Dauer der darauffolgenden Schaltperiode ( $T_{\text{periode}}$ ) anpassbar ist.

- 10 2. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, umfassend
- eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung (120) mit einem ersten Halbleiterschalter (S1), mit einem zweiten Halbleiterschalter (S2), mit einer Induktivität (L1) und mit einem Siebkondensator (C1), und
  - 15 - eine Steuereinheit (130) zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter (S1, S2),
- wobei der erste Halbleiterschalter (S1) und der zweite Halbleiterschalter (S2) in einem gemeinsamen Pfad (P1) in Serie geschaltet angeordnet sind und wobei parallel zu dem ersten Pfad (P1) in einem ersten Knotenpunkt (K1) und in einem
- 20 zweiten Knotenpunkt (K2) die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung ( $V_{\text{out}}$ ) der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) gebildet sind, und zwischen die Anschlusskontakte der Siebkondensator (C1) geschaltet ist, und wobei die Induktivität (L1) zwischen einen ersten Versorgungsanschluss (Q1) zum Anschluss an eine Gleichspannungsquelle (DCin) und den
- 25 Verbindungsknotenpunkt (K3) der beiden in Reihe geschalteten Halbleiterschalter (S1, S2) geschaltet ist, und ein zweiter Versorgungsanschluss (Q2) zum Anschluss an die Spannungsquelle (DCin) an den Knotenpunkt (K2) angebunden ist,
- dadurch gekennzeichnet, dass**
- 30 - der erste Halbleiterschalter (S1) in Reihe mit einem Messwiderstand (R1) geschaltet ist, wobei der Messwiderstand (R1) zwischen dem ersten Halbleiterschalter (S1) und dem zweiten Knotenpunkt (K2) angeordnet ist, und dass
  - die Steuereinheit (130) eingerichtet ist,

eine Referenzzeitdauer ( $T_{\text{mess\_ref}}$ ), innerhalb der der durch den Messwiderstand ( $R_1$ ) fließende Strom ( $I_b$ ) einen vorbestimmten Strom-Referenzwert ( $I_{\text{ref}}$ ) innerhalb einer Schaltperiode ( $T_{\text{periode}}$ ) erreicht haben soll, rechnerisch zu ermitteln und zu vergleichen mit der tatsächlichen Zeitdauer ( $T_{\text{mess\_ist}}$ ), innerhalb der der durch den Messwiderstand ( $R_1$ ) fließende Strom ( $I_b$ ) betragsmäßig den vorbestimmten Strom-Referenzwert ( $I_{\text{ref}}$ ) erreicht hat,  
- und in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer ( $T_{\text{mess\_ref}}$ ) und der tatsächlichen Zeitdauer ( $T_{\text{mess\_ist}}$ ), eine Zeitdifferenz ( $T_{\text{diff}}$ ) zu ermitteln, in deren Abhängigkeit die Dauer der darauffolgenden Schaltperiode ( $T_{\text{periode}}$ ) anpassbar ist.

3. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet, dass

die Steuereinheit (130) derart ausgebildet ist, dass bei positiver Eingangsspannung im Rahmen der Überwachung des durch den Messwiderstand ( $R_1$ ) fließenden Stroms ( $I_b$ ) der Nulldurchgang des Stroms ( $I_b$ ) während der Aufmagnetisierungsphase erfasst wird, wobei der im Zeitpunkt des Nulldurchgangs vorliegende Betrag des durch den Messwiderstand ( $R_1$ ) fließenden Stroms ( $I_b$ ) als Strom-Referenzwert ( $I_{\text{ref}}$ ) definiert wird.

4. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass

die Steuereinheit (130) derart ausgebildet ist, dass ein Zeitkorrekturwert ( $T_{\text{per\_correct}}$ ) zur Anpassung der Schaltperiode ( $T_{\text{periode}}$ ) nach der folgenden Formel ermittelbar ist:

$$T_{\text{per\_correct}} = \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{out}} - V_{\text{in}}} T_{\text{diff}}$$

5. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet, dass

die Steuereinheit (130) derart ausgebildet ist, dass bei negativer Eingangsspannung im Rahmen der Überwachung des durch den Messwiderstand ( $R_1$ ) fließenden Stroms ( $I_b$ ) der Nulldurchgang des Stroms ( $I_b$ )

während der Abmagnetisierungsphase erfasst wird, wobei der im Zeitpunkt des Nulldurchgangs vorliegende Betrag des durch den Messwiderstand (R1) fließenden Stroms (Ib) als Strom-Referenzwert (Iref) definiert wird. LU101979

- 5 6. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuereinheit (130) derart ausgebildet ist, dass der Zeitkorrekturwert ( $T_{per\_correct}$ ) zur Anpassung der Schaltperiode ( $T_{periode}$ ) gleich der ermittelten Zeitdifferenz (Tdiff) ist.

10

7. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden Ansprüche 3-6 oder 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuereinheit (130) derart ausgebildet ist, dass über eine Sinushalbwellen der Eingangsspannung (ACin) hinweg die Anschaltzeit ( $t_{on\_s1}$ ) für den ersten Halbleiterschalter (S1) konstant gehalten wird und dass die Anschaltzeit ( $t_{on\_s2}$ ) für den zweiten Halbleiterschalter (S2) bestimmt wird nach der Formel:

15

$$t_{on\_s2} = \frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}} * t_{on\_s1},$$

wobei

20

$V_{in}$  – der Eingangsspannung,

$V_{out}$  - der Ausgangsspannung,

$t_{on\_s1}$  – der Einschaltzeit des ersten Halbleiterschalters (S1) und

$t_{on\_s2}$  – der Einschaltzeit des zweiten Halbleiterschalters (S2) entspricht.

- 25 8. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass ein Spannungsregler (132) zur Einstellung der Einschaltzeit ( $t_{on\_s1}$ ) für zumindest den ersten Halbleiterschalter (S1) vorgesehen ist.

- 30 9. Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromversorgung eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden Ansprüche aufweist, wobei die Hochsetzsteller-

Schaltungsanordnung (100) zur Leistungsfaktor-Vorregelung in der Stromversorgung dient.

LU101979

10. Stromversorgung nach Anspruch 9,

5 dadurch gekennzeichnet, dass die Stromversorgung als Schaltnetzgerät ausgelegt ist.

11. Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer Stromversorgung nach Anspruch 9 oder 10,

10 dadurch gekennzeichnet, dass

- eine rechnerisch ermittelte Referenzzeitdauer ( $T_{\text{mess\_ref}}$ ), innerhalb der der durch den Messwiderstand ( $R_1$ ) fließende Strom ( $I_b$ ) einen vorbestimmten Strom-Referenzwert ( $I_{\text{ref}}$ ) innerhalb einer Schaltperiode ( $T_{\text{periode}}$ ) erreicht haben soll, verglichen wird mit der tatsächlichen Zeitdauer ( $T_{\text{mess\_ist}}$ ), innerhalb der der

15 durch den Messwiderstand ( $R_1$ ) fließende Strom ( $I_b$ ) betragsmäßig den vorbestimmten Strom-Referenzwert ( $I_{\text{ref}}$ ) erreicht hat,

- und dass in Abhängigkeit von dem Vergleichsergebnis zwischen der rechnerisch ermittelten Referenzzeitdauer ( $T_{\text{mess\_ref}}$ ) und der tatsächlichen Zeitdauer ( $T_{\text{mess\_ist}}$ ), eine Zeitdifferenz ( $T_{\text{diff}}$ ) ermittelt wird, und dass die Dauer

20 der darauffolgenden Schaltperiode ( $T_{\text{periode}}$ ) in Abhängigkeit von dem zuvor ermittelten Vergleichsergebnis angepasst wird.

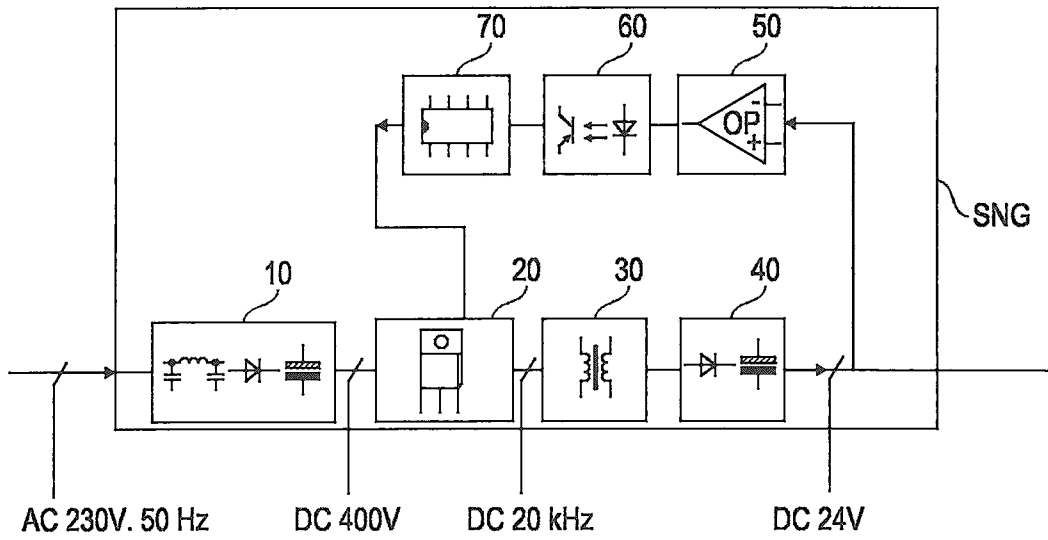


Fig. 1

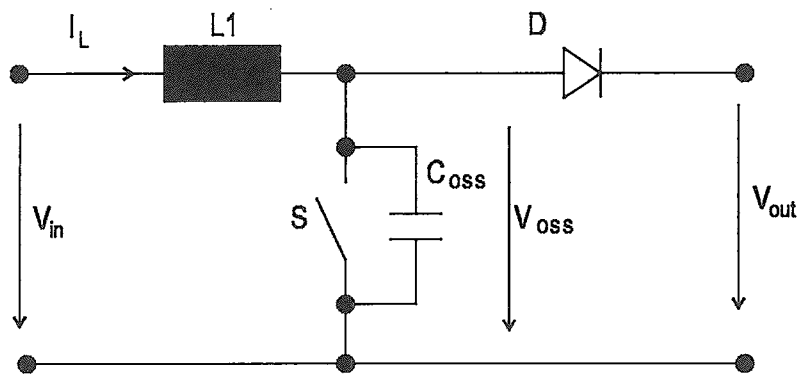


Fig. 2

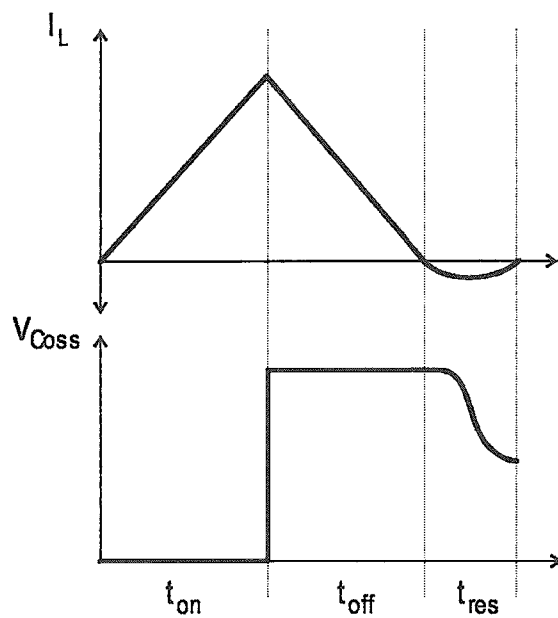


Fig. 3

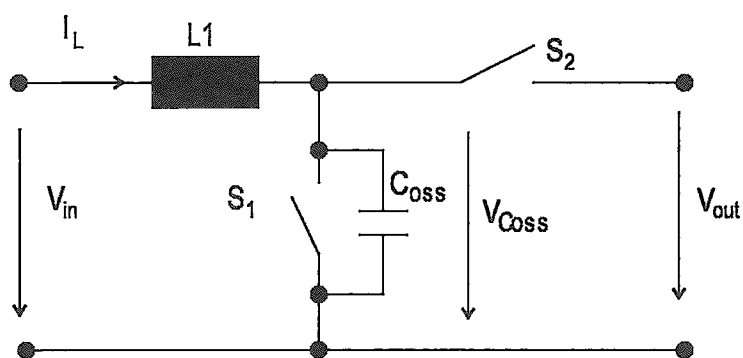


Fig. 4

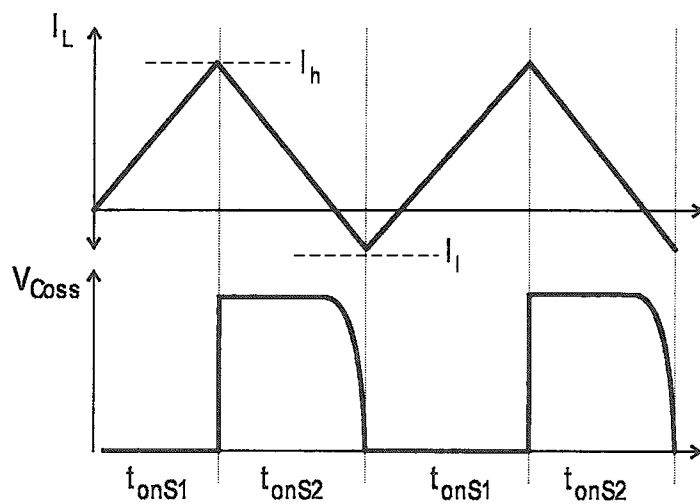


Fig. 5

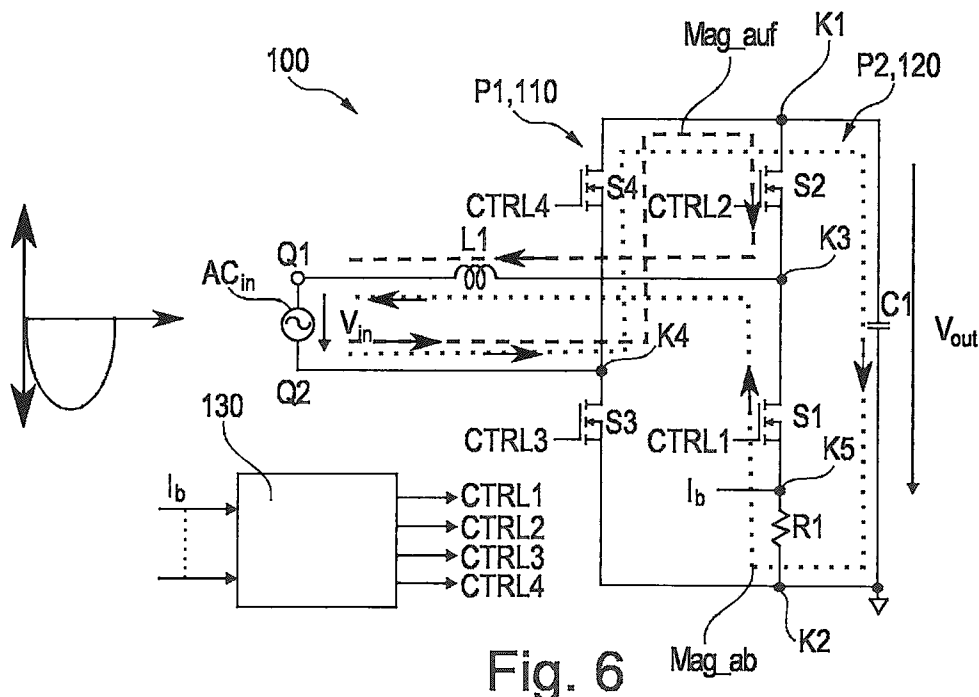


Fig. 6

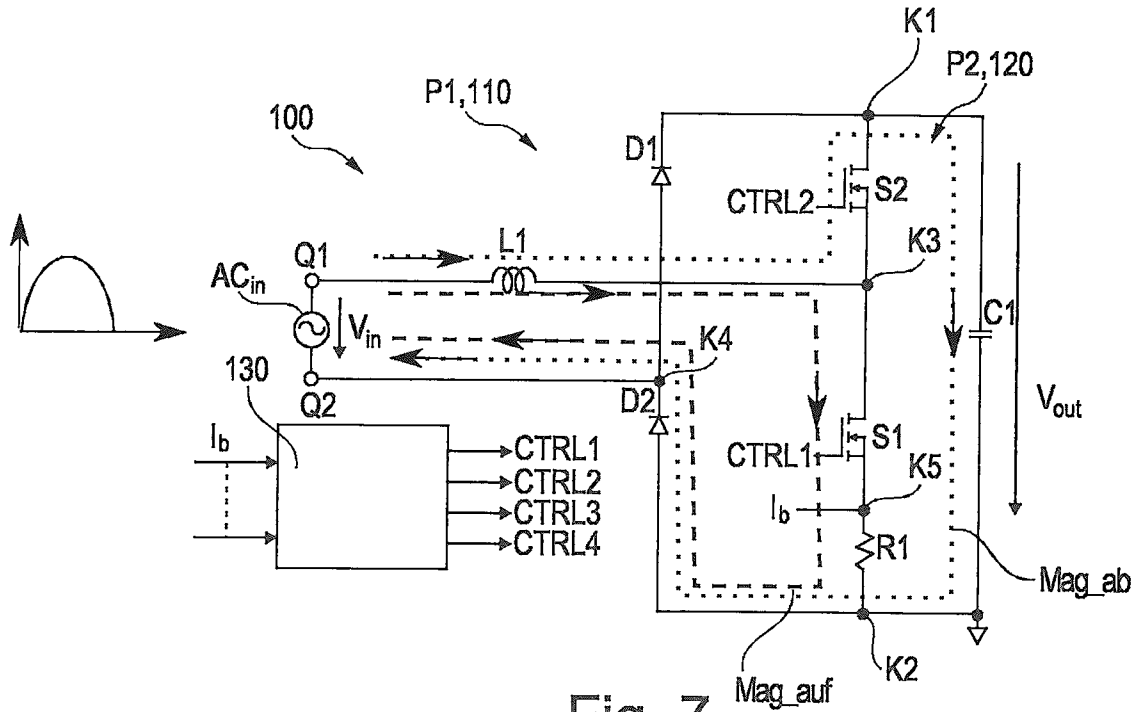


Fig. 7

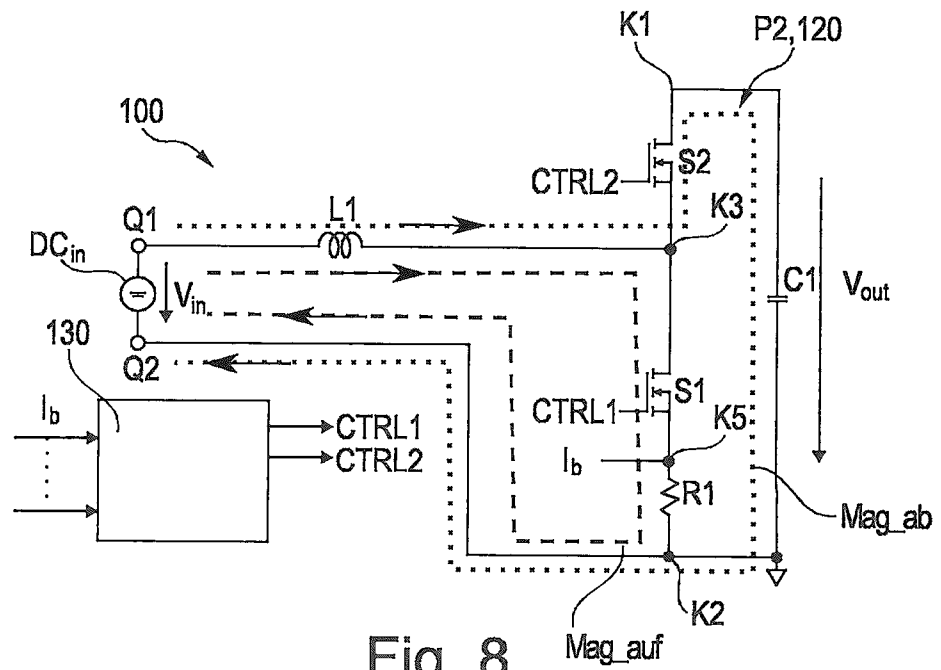


Fig. 8

