

(19)



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

(11)

N° de publication :

LU101923

(12)

BREVET D'INVENTION

B1

(21)

N° de dépôt: LU101923

(51)

Int. Cl.:

H02M 1/00, H02M 1/42

(22)

Date de dépôt: 30/06/2020

(30)

Priorité:

(72)

Inventeur(s):

SCHULTE Thomas – Allemagne, SASSE Jürgen –
Allemagne, KNOKE, Raphael – Allemagne

(43)

Date de mise à disposition du public: 03/01/2022

(74)

Mandataire(s):

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

(47)

Date de délivrance: 03/01/2022

(73)

Titulaire(s):

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

(54)

Aufwärtswandler für eine Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers sowie Stromversorgung und Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers.

(57)

Gegenstand der Erfindung ist ein Aufwärtswandler für eine Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, aufweisend eine Gleichrichter- oder Polwenderschaltung (D1, D2; S3, S4), eine Induktivität (L1) und einen Siebkondensator (C1), wobei die Induktivität (L1) an einen Pol einer Wechselspannungsquelle (ACin) geschaltet ist und an einen Knotenpunkt (P1) zwischen zwei Halbleiterschaltern (S1 und S2). Gemäß der Erfindung ist der erste Halbleiterschalter (S1) in Reihe mit einem Messwiderstand (R1) geschaltet. Der Aufwärtswandler weist eine Signalerzeugungseinheit (110) zur Erzeugung von Ansteuersignalen für die beiden Halbleiterschalter (S1, S2) auf, wobei zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung bei positiver Eingangsspannung (V_m) der erste Halbleiterschalter (S1) geschlossen wird und der zweite Halbleiterschalter (S2) geöffnet wird, um einen Strom durch die Induktivität (L1) zu treiben zur Aufmagnetisierung der Induktivität (L1). Zur Abmagnetisierung der Induktivität (L1) wird der erste Halbleiterschalter (S1) geöffnet und der zweite Halbleiterschalter (S2) geschlossen und der Siebkondensator (C1) entsprechend aufgeladen. Die Signalerzeugungseinheit (110) weist Mittel zur Erfassung des Stroms durch den Messwiderstand (R1), insbesondere zum Anfang der Phase zur Aufmagnetisierung der Induktivität (L1) auf. Dieser Aufwärtswandler (100) kann vorteilhaft als Leistungsfaktor-Vorregler bei Stromversorgungen eingesetzt werden.

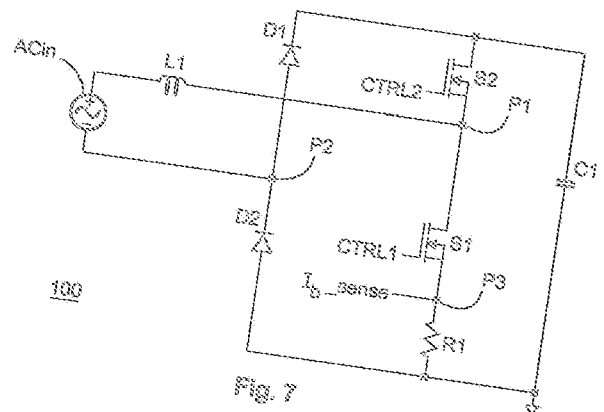


Fig. 7

Aufwärtswandler für eine Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers
sowie Stromversorgung und Verfahren zur Aufwärtswandlung der
Eingangsspannung in einer Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers

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

Stromversorgungen sind für vielfältige Bereiche und Einsatzzwecke erforderlich.
Da der Begriff Stromversorgung vielfältig verwendet wird, wird im Folgenden der
15 Begriff Stromrichter verwendet. Sie haben die Aufgabe, den Stromfluss zwischen
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
20 verschiedenen Stromrichtern gehören auch die Netzgeräte, die auch als
Netzteile 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.

25 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
30 Netzspannung aus dem öffentlichen Stromversorgungsnetz an. Als Beispiel wird
die Wechselspannung 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 Gleichstromsteller 20 in ein Rechtecksignal zerhackt. Darin befindet sich ein Leistungstransistor, z.B. bipolarer Transistor 4, 5 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 lassen sich verschiedene Spannungen und Ströme und damit auch verschiedene Leistungen einstellen. Für die Ansteuerung 10 der Leistungsschalter werden hauptsächlich die Techniken Pulsweiten-Modulation (PWM) und Pulsfolge-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 15 Correction, ausgestattet werden, um Rückwirkungen auf das Stromversorgungsnetz durch Erzeugen von Oberschwingungen zu vermeiden. Dies wird auch in der 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 20 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 wird bei einer nicht genau sinusförmigen Netzspannung, wie sie in Stromnetzen häufig vorkommt, der tatsächliche Verlauf – nicht der idealisierte – der Netzspannung nachgefahren. 25 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 Verhältnis von Wirkleistung zu Scheinleistung an. Ist die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung Null, sind Wirkleistung und Scheinleistung gleich 30 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 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 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 Aufwärtswandlers, der in einer solchen 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 100 in der Nähe der Lückgrenze des Drosselstroms I_L so betrieben, dass sowohl stromloses Einschalten, sogenanntes „Zero Current Switching“ (ZCS), als auch spannungsloses Einschalten, sogenanntes „Zero Voltage Switching“ (ZVS), des Schalters S ermöglicht wird. Die Drossel L1 des Hochsetzstellers 100 sowie die Ausgangskapazität des Halbleiterschalters C_{oss} 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 werden bei erneutem Einschalten des Halbleiterschalters S die Schaltspannung sowie der Einschaltstrom und somit die Schaltverluste reduziert. Solche Schaltverluste entstehen, wenn der Halbleiterschalter S 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 Halbleiterschalter S dargestellt. Der Stromverlauf I_L ist Dreieck-förmig. Während der Einschaltphase t_{on} steigt der Strom durch die

Drosselspule L1 linear an. Während der Ausschaltphase t_{off} fällt der Strom durch die Drosselspule L1 linear ab. In der Phase t_{Res} , die der halben Periodendauer der Resonanzfrequenz des Schwingkreises bestehend aus Drosselspule L1 und Kapazität des Halbleiterschalters S entspricht, ändert sich sogar die

- 5 Stromrichtung. Dabei setzen sich die zeitlichen Zusammenhänge wie folgt zusammen:

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

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

$$t_{Res} = \pi * \sqrt{L * C_{Osc}}$$

- 10 Dabei bedeuten P_{in} die Eingangsleistung und L die Induktivität der Drosselspule L1. Um ein möglichst verlustfreies Schalten des Halbleiterschalters zu gewährleisten, darf die Periodendauer T_s eines Schaltzyklus nicht kürzer sein als:

$$T_{smin} = t_{on} + t_{off} + t_{Res}.$$

15

So ist es dann gewährleistet, dass die Transistorkapazität des Halbleiterschalters S für ein verlustfreies Schalten entladen werden kann.

In besonders verlustoptimierten Anwendungen kommt an Stelle eines

- 20 konventionellen Aufwärtswandlers gem. Fig. 2 eine Halbbrücken-PFC-Schaltung mit mindestens zwei aktiven Halbleiterschaltern S1, S2 zum Einsatz. Diese ist in Fig. 4 dargestellt. Dabei wird die Diode D aus Fig. 2 durch einen weiteren Halbleiterschalter S2 ersetzt.

- 25 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 wie auch die negative Halbwelle durch denselben Halbleiterschalter-Zweig aufwärtsgewandelt wird.

- 30 Dies macht allerdings eine Polwenderschaltung erforderlich, die den Stromkreis schließt.

In der Fig. 5 wird die zeitliche Abfolge der Ansteuersignale der Halbleiterschalter S1 und S2 für eine positive Eingangsspannung V_{in} dargestellt. Die Ansteuersignale werden dabei über das Setzen von Stromschwellen I_h und I_l erzeugt. Der Strom muss dafür messtechnisch erfasst werden und mit vorgegebenen Werten verglichen werden.

Die Bedingung für das Abschalten von S1 und das Einschalten von S2 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 S2 und das Einschalten von 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 ein vollständiges Umladen von der Kapazität C_{osc} des Halbleiterschalter S1.

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

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 einer Doktorarbeit „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 Spannungsschwellwerten vergleichen.

Aus dem Dokument "LED Application Design Using BCM Power Factor

- 5 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.

- 10 Die erwähnten Verfahren zur Generierung der Ansteuersignale für Aufwärtswandler-Topologien, die mit 2 Stromschaltern S_1 , S_2 betrieben werden, benötigen die gesamte Information über den Stromverlauf durch die Induktivität L , um mit Komparatoren die Ansteuersignale zu erzeugen. Die vorgestellten Lösungen ermöglichen dies aber nur unter Inkaufnahme erheblicher Nachteile.

15

Bei der einen Lösung geschieht die Messung des Stroms I_L direkt mit einem Messwiderstand (Shunt) im Strompfad von I_L unter Einsatz eines Schaltkreises zur Potenzialtrennung, der das Signal auf das Messpotenzial bringt.

Nachteile:

- 20 a. Schaltkreise zur Potenzialtrennung verursachen höhere Kosten
 b. Schaltkreise zur Potenzialtrennung haben oft nur eine geringe Bandbreite und geben das Signal verzerrt wieder.

Bei der anderen Lösung erfolgt die Messung des Stroms mit Stromwandlern in
25 den einzelnen Stromschalterpfaden unter Einsatz zusätzlicher Schaltmittel zur Entmagnetisierung der Stromwandler und zusätzlicher Schaltmittel, um den Strom bidirektional zu messen.

Nachteile:

- 30 c. Es handelt sich um aufwendige Schaltmittel mit vielen Komponenten
 d. Stromwandler sind im Regelfall teurer als Strommesswiderstände (Shunts). Sie messen den Strom meistens indirekt über eine

Messung der Magnetfeldstärke des Magnetfeldes, das durch den Stromfluss erzeugt wird, mit Spulen oder Hall-Sensoren.

Es ist deshalb Aufgabe der Erfindung, einen Aufwärtswandler für

- 5 Stromversorgungen bereitzustellen, der die oben genannten Nachteile vermeidet. 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. Zusätzlich soll eine möglichst günstige Strommessung mit Hilfe nur eines Messwiderstandes im
- 10 Strompfad mit geringer Zusatzbeschaltung für die Erfassung des Stroms ausreichen.

Diese Aufgabe wird durch einen Aufwärtswandler gemäß Anspruch 1, eine Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers gemäß Anspruch 12 und ein

- 15 Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer Stromversorgung gemäß Anspruch 14 gelöst.

Die abhängigen Ansprüche beinhalten vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen der Erfindung entsprechend der nachfolgenden Beschreibung.

20

In einer generellen Ausführungsform betrifft die Erfindung einen Aufwärtswandler für eine Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, aufweisend eine Gleichrichter- oder Polwenderschaltung, eine Induktivität und einen Siebkondensator, wobei die Induktivität an einen Pol der

- 25 Wechselspannungsquelle geschaltet ist und an einen Knotenpunkt zwischen zwei Halbleiterschaltern. Dieser Aufwärtswandler zeichnet sich dadurch aus, dass der erste Halbleiterschalter in Reihe mit einem Messwiderstand geschaltet ist, und eine Signalerzeugungseinheit zur Erzeugung von Ansteuersignalen für die beiden Halbleiterschalter aufweist, wobei zur Aufwärtswandlung der
- 30 Eingangsspannung bei positiver Eingangsspannung der erste Halbleiterschalter geschlossen wird und der zweite Halbleiterschalter geöffnet wird, um einen Strom durch die Induktivität zu treiben zur Aufmagnetisierung der Induktivität. Zur Abmagnetisierung der Induktivität wird der erste Halbleiterschalter geöffnet und

- der zweite Halbleiterschalter geschlossen und der Siebkondensator entsprechend geladen. Die Signalerzeugungseinheit weist dabei Mittel auf zur Erfassung des Stroms durch den Messwiderstand zum Anfang der Phase zur Aufmagnetisierung der Induktivität und einen Siebkondensator, wobei die
- 5 Induktivität an einen Pol der Wechselspannungsquelle geschaltet ist und an einen Knotenpunkt zwischen zwei Halbleiterschaltern. In einer bevorzugten Ausprägung ist der erste Halbleiterschalter in Reihe mit einem Messwiderstand geschaltet zur Messung des Stroms, der durch den ersten Halbleiterschalter fließt. Dabei ist in dem Aufwärtswandler eine Signalerzeugungseinheit
- 10 vorgesehen zur Erzeugung von Ansteuersignalen für die beiden Halbleiterschalter. Zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung bei positiver Eingangsspannung wird der erste Halbleiterschalter geschlossen und der zweite Halbleiterschalter geöffnet, um einen Strom durch die Induktivität zu treiben zur Aufmagnetisierung der Induktivität. Zur Abmagnetisierung der Induktivität wird
- 15 der erste Halbleiterschalter geöffnet und der zweite Halbleiterschalter geschlossen. So wird in der Phase der Abmagnetisierung der Siebkondensator entsprechend geladen. Weiterhin weist die Signalerzeugungseinheit Mittel auf zur Erfassung des Stroms durch den Messwiderstand zum Anfang der Phase zur Aufmagnetisierung der Induktivität bei positiver Eingangsspannung. Die
- 20 Erfindung bietet den Vorteil, dass ein möglichst verlustloses Schalten der Halbleiterschalter möglich wird. Besonders störend für ein verlustloses Schalten ist nämlich die Kapazität des Halbleiterschalters. Sie bewirkt eine Spannung während des Schaltvorgangs, die zusammen mit dem verbleibenden Stromfluss in dem Halbleiterschalter zu einer Verlustleistung führt. Um verlustlos zu
- 25 schalten, ist die möglichst vollständige Entladung der Kapazität des Halbleiterschalters erforderlich. Dafür ist eine Strommessung erforderlich. Ein besonderer Vorteil der Schaltung liegt darin, dass ein einfacher Messwiderstand für die Strommessung ausreicht.
- 30 In einer Weiterbildung der Erfindung wird zur Aufwärtswandlung der Eingangswechselspannung bei negativer Eingangsspannung der erste Halbleiterschalter geöffnet und der zweite Halbleiterschalter geschlossen, um einen Strom durch die Induktivität zu treiben zur Aufmagnetisierung der

Induktivität, wobei zur Abmagnetisierung der Induktivität der erste Halbleiterschalter geschlossen wird und der zweite Halbleiterschalter geöffnet wird. In der Phase der Abmagnetisierung wird der Siebkondensator entsprechend geladen. Dabei weist die Signalerzeugungseinheit Mittel auf zur

5 Erfassung des Stroms durch den Messwiderstand zum Ende der Phase zur Abmagnetisierung der Induktivität. Diese Variante der Erfindung ermöglicht verlustloses Schalten der Halbleiterschalter durch Anpassen der Ansteuersignale der Halbleiterschalter auch bei Anliegen der negativen Halbwelle der Eingangsspannung. So ermöglicht die Erfindung den Verzicht auf eine

10 Halbschwingungsgleichrichtung, die zusätzliche Kosten verursachen würde.

Für das möglichst verlustlose Schalten ist es weiterhin vorteilhaft, wenn die Signalerzeugungseinheit eine Berechnungseinheit aufweist, die die Regelzykluszeit für die Phasen für Aufmagnetisierung und Abmagnetisierung pro

15 Regelzyklus in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und Ausgangsspannung vorausberechnet. Ein Regelzyklus besteht dabei aus den Phasen für Aufmagnetisierung und Abmagnetisierung. Dabei weist die Signalerzeugungseinheit weiterhin eine Regelungsstufe auf, die basierend auf der Differenz zwischen dem gemessenen Stromwert durch den Messwiderstand

20 und einem Strom-Referenzwert einen Korrekturwert für die Regelzykluszeit berechnet. So können verschiedene Faktoren, die für eine genauere Berechnung der Regelzykluszeit erforderlich wären, unberücksichtigt gelassen werden. Manche Faktoren, wie Bauteilstreuungen, sind unvermeidlich und könnten nur durch großen Aufwand erfasst werden. Außerdem könnten einige

25 Faktoren alterungsbedingt sein, was noch mehr Aufwand für deren Berücksichtigung bedeutet.

Es ist besonders vorteilhaft für das verlustlose Schalten, wenn der Korrekturwert in einer Zeitgebereinheit der Signalerzeugungseinheit für den nachfolgenden

30 Regelzyklus zur Anwendung kommt, so dass die Zeitgebereinheit die Regelzykluszeit entsprechend verkürzt oder verlängert. Die Signalerzeugungseinheit erzeugt die Ansteuersignale für die Halbleiterschalter.

Es ist weiterhin vorteilhaft, dass die Signalerzeugungseinheit eine weitere Regelungsstufe aufweist, die aus der Differenz zwischen vorgegebener Ausgangsspannung und gemessener Ausgangsspannung eine Aufmagnetisierungszeit berechnet. Dies entspricht einem Spannungsregler, der
5 eine Regelgröße ausgibt, um die Ausgangsspannung konstant zu halten.

Zur Erzeugung der Ansteuersignale für die Halbleiterschalter ist es vorteilhaft, wenn die Signalerzeugungseinheit eine weitere Zeitgebereinheit aufweist, an die die berechnete Aufmagnetisierungszeit weitergeleitet wird, in der die berechnete
10 Aufmagnetisierungszeit für eine Anzahl nachfolgender Regelzyklen zur Anwendung kommt. Die Ansteuersignale werden in Form von PWM-Signalen erzeugt. Durch die getrennten Zeitgebereinheiten kann das Tastverhältnis der PWM-Signale variabel eingestellt werden.

15 Dabei besteht eine vorteilhafte Variante darin, dass die Anzahl der Regelzyklen, für die die berechnete Aufmagnetisierungszeit zur Anwendung kommt, für eine Halbwelle der Eingangswechselspannung gültig ist. Die Aufmagnetisierungszeit wird der Einfachheit halber über eine Halbwelle konstant gehalten, während die Abmagnetisierungszeit angepasst wird.

20 Dafür ist es weiterhin vorteilhaft, dass die Signalerzeugungseinheit mit einer Eingangswechselspannungs-Erfassungseinheit ausgestattet ist, die zur Ermittlung der Phasenlage der Eingangswechselspannung eingerichtet ist, und die Information über die Phasenlage, insbesondere ob die positive Halbwelle
25 oder negative Halbwelle der Eingangswechselspannung anliegt, an eine Konfigurationseinheit der Signalerzeugungseinheit liefert. Die Arbeitsweise des erfindungsgemäßen Aufwärtswandlers ist für die positive und negative Halbwelle der Eingangswechselspannung unterschiedlich. Deshalb ist die Erfassung der Phasenlage vorteilhaft.

30 Diesbezüglich besteht eine weitere vorteilhafte Variante darin, dass die Konfigurationseinheit eingerichtet ist, eine Anzahl der Komponenten der Signalerzeugungseinheit zu konfigurieren für den Betrieb bei positiver

Eingangsspannung oder bei negativer Eingangsspannung, je nachdem was die Information über die Phasenlage der Eingangswechselspannung angibt. Es ist üblich, die verschiedenen Komponenten über Registereinträge zu konfigurieren, was von der Konfigurationseinheit vorgenommen werden kann.

5

Zur Erfassung des Stroms bei der Entladung der Kapazität des Halbleiterschalters ist es vorteilhaft, den Messwiderstand zwischen den ersten Halbleiterschalter und der Rückleitung zur Eingangswechselspannungsquelle, an die die Induktivität nicht angeschlossen ist, zu schalten.

10

Typischerweise wird in Aufwärtswandlern als Induktivität eine Drosselspule eingesetzt. Diese kann durch Anzahl der Windungen und Strecken oder Stauchen und geometrische Gestaltung genau angepasst werden.

15 In einer weiteren Ausprägung besteht die Erfindung in einer Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, die einen erfindungsgemäßen Aufwärtswandler aufweist. Der erfindungsgemäße Aufwärtswandler kann dabei besonders vorteilhaft als Aufwärtswandler zur Leistungsfaktor-Vorregelung in der Stromversorgung dienen.

20

Solche Leistungsfaktor-Vorregelungsstufen lassen sich besonders vorteilhaft in Schaltnetzgeräten einsetzen.

Eine weitere Ausprägung der Erfindung besteht in einem Verfahren zur

25 Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers. Dabei weist der Aufwärtswandler eine Gleichrichterschaltung, eine Induktivität und einen Siebkondensator auf, wobei die Induktivität an einen Pol der Eingangsspannungsquelle geschaltet ist und an einen Knotenpunkt zwischen zwei Halbleiterschaltern. Weiterhin ist eine
30 Signalerzeugungseinheit vorhanden zur Erzeugung von Ansteuersignalen für die Halbleiterschalter, wobei zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung bei positiver Eingangsspannung der erste Halbleiterschalter geschlossen wird und der zweite Halbleiterschalter geöffnet wird, um einen Strom durch die Induktivität

zu treiben, zur Aufmagnetisierung der Induktivität, und wobei zur Abmagnetisierung der Induktivität der erste Halbleiterschalter geöffnet wird und der zweite Halbleiterschalter geschlossen wird und der Siebkondensator entsprechend geladen wird. Das Verfahren kennzeichnet sich dadurch aus, dass

5 der Strom durch den Messwiderstand zum Anfang der Phase zur Aufmagnetisierung der Induktivität gemessen wird und eine Regelzykluszeit für die Phasen zur Aufmagnetisierung und Abmagnetisierung pro Regelzyklus in Abhängigkeit von der Eingangsspannung und Ausgangsspannung

10 vorausberechnet wird. Von einer Regelungsstufe wird basierend auf der Differenz zwischen dem gemessenen Stromwert durch den Messwiderstand und einem Strom-Referenzwert ein Korrekturwert für die Regelzykluszeit berechnet, um den die vorausberechnete Regelzykluszeit korrigiert wird. So werden Abweichungen bei der vorausberechneten Regelzykluszeit ausgeregelt und es wird nach einer Anzahl von Regelzyklen die gewünschte Abmagnetisierungszeit

15 erreicht, die zur vollständigen Entladung der Kapazität des Halbleiterschalters führt.

Diesbezüglich besteht ein besonderer Vorteil darin, dass bei diesem Verfahren der Strom durch den Messwiderstand zu vorgegebenen Zeiten gemessen wird,

20 die durch die vorausberechnete Regelzykluszeit und um den Korrekturwert korrigiert, vorgegeben werden. Für die Erfindung reicht es aus, den Strom nur zu diesen Zeitpunkten zu messen, was mit kostengünstigen AD-Wandlern möglich ist.

25 Mehrere Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nachfolgend anhand der in den Zeichnungen dargestellten Figuren näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Prinzipschaltbild eines Schaltnetzgerätes;

30 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 den Spannungsverlauf am Halbleiterschalter S aufgrund seiner Drain-Source-Kapazität;
- 5 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 den Spannungsverlauf am Halbleiterschalter S1
10 aufgrund seiner Drain-Source-Kapazität;
- Fig. 6 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit zwei Halbleiterschaltern und Polwender-Schaltung;
- 15 Fig. 7 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit zwei Halbleiterschaltern, wobei die Polwender-Schaltung mit Dioden realisiert wird;
- Fig. 8 den Stromverlauf durch die Induktivität der Halbbrücken-PFC-Schaltung
20 gem. Fig. 7 bei positiver Halbwelle der Eingangsspannung;
- Fig. 9 den Stromverlauf durch die Induktivität der Halbbrücken-PFC-Schaltung gem. Fig. 7 bei negativer Halbwelle der Eingangsspannung; und
- 25 Fig. 10 ein Blockschaltbild einer Signalerzeugungseinheit der Halbbrücken-PFC-Schaltung.

Die vorliegende Beschreibung veranschaulicht die Prinzipien der erfindungsgemäßen Offenbarung. Es versteht sich somit, dass Fachleute in der
30 Lage sein werden, verschiedene Ausführungen zu konzipieren, die zwar hier nicht explizit beschrieben werden, die aber Prinzipien der erfindungsgemäßen Offenbarung verkörpern und in ihrem Umfang ebenfalls geschützt sein sollen.

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 über eine Sinushalbwellen der Netzwechselspannung konstant gehalten. Diese Zeit ist proportional zur Leistungsabgabe des Schaltnetzgerätes und wird von einem Spannungsregler vorgegeben, der die Ausgangsspannung der Schaltung, also z.B. 400 V, konstant halten soll.

Zusätzlich muss noch die Zeit zum Abmagnetisieren der Induktivität L eingestellt werden. In der genannten Publikation passiert dies durch die Generierung eines Zero Current Detection (ZCD) Signals, das durch den Umladevorgang einer Diode hervorgerufen wird. Dies lässt sich allerdings in einer Aufwärtswandlerschaltung, 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 Stromschalter abschalten soll, vorzuberechnen und die Zeit zum Abmagnetisieren entsprechend einzustellen.

Die Abmagnetisierungszeit (Off-Zeit), in der der erste Stromschalter S_1 geöffnet und der zweite S_2 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 auch der gewünschte Stromwert in der Induktivität L erreicht wurde.

Dazu kann die erforderliche Information des Stroms aus dem Pfad des ersten Halbleiterschalter S1 herangezogen werden. Mit Hilfe eines Strommesswiderstandes lässt sich eine Messspannung erzeugen, die proportional zum Strom durch den Halbleiterschalter S1 ist.

5

Die Fig. 6 zeigt ein Prinzipschaltbild der erfindungsgemäßen Halbbrücken-PFC-Schaltung. Die sinusförmige Netzspannung mit 230 V Effektivwert und 50 Hz Netzfrequenz steht am Eingang AC_{in} an. In die obere Leitung ist eine Drosselspule L1 geschaltet. Im Beispiel weist sie eine Induktivität von 64 μ H auf.

- 10 Diese Leitung geht an einen Knotenpunkt P1, der einerseits mit dem Drain-Ausgang eines ersten Halbleiterschalters S1 in Verbindung steht. Andererseits steht der Knotenpunkt P1 mit dem Source-Eingang eines zweiten Halbleiterschalter S2 in Verbindung. Beide Halbleiterschalter S1 und S2 sind als Feldeffekttransistoren des Typs nMOSFET ausgeführt. Stattdessen könnten
- 15 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 Feldeffekttransistors S1 angelegt. Das Ansteuersignal CTRL2 wird an das Gate des
- 20 Feldeffekttransistors S2 angelegt. Das genaue Timing dieser Ansteuersignale wird in einer Digitalschaltung berechnet, die in Fig. 6 nicht gezeigt ist, die aber nachfolgend noch genauer erläutert wird. Am Ausgang der Halbbrücken-PFC-Schaltung 100 ist ein Siebkondensator C1 angeschaltet, der während der Durchschaltphase des Halbleiterschalter S2 aufgeladen wird und dem
- 25 nachfolgenden Gleichstromsteller des Schaltnetzgerätes eine hohe Spannung von z.B. 400 V zur Verfügung stellt. Der Siebkondensator C1 hat z.B. eine Kapazität von 600 μ F. Der Strom, der bei geöffneten Halbleiterschalter S₂ in umgekehrter Richtung zum Entladen der Transistorkapazität von Halbleiterschalter S1 fließt, fließt durch den Messwiderstand R1, der im unteren
- 30 Schaltzweig der Reihenschaltung der beiden Halbleiterschalter S1 und S2 vorgesehen ist. Der Messwiderstand R1 hat z.B. einen Widerstandswert von 20 m Ω . Mit diesem Stromfluss wird also die Transistorkapazität entladen, was für ein verlustloses Schalten nötig ist. Um dies zu erzielen, ist zunächst die

messtechnische Erfassung des Stromflusses erforderlich. Deshalb wird der Spannungsabfall über den Messwiderstand R1 erfasst. Dies wird so gemacht, dass die Spannung an dem Kontaktpunkt P3 zu einem Eingang der Digitalschaltung geführt wird, über den die Spannung gemessen wird. Dazu kann
5 ein A/D-Eingang der Digitalschaltung eingesetzt werden. In einem zweiten Zweig sind zwei weitere Halbleiterschalter S3 und S4 vorgesehen. Es handelt sich z.B. ebenfalls um nMOS-Feldeffekttransistoren. Der Kontaktpunkt P2, an den beide Transistoren geschaltet sind, ist mit der Rückleitung zum E-Werk verbunden. Beide Halbleiterschalter S3 und S4 dienen der Umpolung der Schaltung. Für die
10 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.

- 15 Die Fig. 7 zeigt eine andere Variante dieser Schaltung, bei der die beiden Halbleiterschalter S3 und S4 durch Dioden ersetzt sind. Bei diesen besteht der Vorteil, dass sie keine dedizierten Schaltsignale benötigen. Die Dioden sind selbstsperrend und zeigen das gewünschte Polwende-Verhalten auch ohne Ansteuersignale. Die anderen Komponenten in Fig. 7, die die gleichen
20 Bezugszahlen haben wie in Fig. 6, bezeichnen die gleichen Komponenten.

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

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

- Mit diesem Schaltungsdesign wird eine PFC-Schaltung im sogenannten
30 „Boundary Conduction Mode“ (BCM) betrieben. Hierbei wird die Zeit T_{on} , die zum Zerschneiden der Eingangsspannung mit ca. 100 kHz angesetzt wird, über eine Sinushalbwelle der Netzspannung konstant gehalten. Diese Zeit entspricht der Zeit zum jeweiligen Aufmagnetisieren der Induktivität L pro Regelvorgang. Wie

beschrieben, enthält die PFC-Schaltung einen Stromregelkreis, der die Aufgabe hat, den Augenblickswert des Eingangsstromes $I_L(t)$ (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

5 Leistung und wird von einem Spannungsregler vorgegeben, der die Ausgangsspannung der Schaltung z.B. auf 400 V konstant halten soll.

Um die Zeit zum Abmagnetisieren der Drossel L einzustellen, wird in der genannten Publikation ein Zero Current Detection (ZCD) Signal benutzt, das

10 durch den Umladevorgang der Diode hervorgerufen wird. Dies lässt sich allerdings in einer Aufwärtswandlerschaltung, in der die Funktion der Diode mit einem verlustarmen Halbleiterschalter S2 realisiert wird, aber so nicht erzeugen, da diese Halbleiterschalter nicht von selbst sperren, wenn eine Gatespannung anliegt.

15 Es wird deshalb gemäß der Erfindung der Zeitpunkt, an dem der zweite Halbleiterschalter S2 abschalten soll, vorausberechnet und diese Berechnung mit Hilfe eines zusätzlichen Stromregelvorgangs korrigiert. Diese Vorausberechnung und Korrektur kann basierend auf der positiven

20 Eingangsspannung (positive Halbwelle) oder der negativen Eingangsspannung (negative Halbwelle) durchgeführt werden, denn die notwendige Information, um die Stromschwellen ausregeln zu können, ist in beiden Fällen enthalten.

Die Fig. 8 zeigt den Stromregelvorgang bei positiver Eingangsspannung. Entlang

25 der Ordinate ist der über den Messwiderstand gemessene Strom aufgetragen. Entlang der Abszisse ist die Zeit t aufgetragen. Der Verlauf des über den Messwiderstand R1 gemessenen Stroms ist mit I_b bezeichnet. Die Zeit T_{on} zum Aufmagnetisieren der Drosselspule L wird während der positiven Halbwelle der Eingangs-Wechselspannung konstant gehalten. Während dieser Zeit ist

30 Halbleiterschalter S1 geschlossen und Halbleiterschalter S2 geöffnet. Die restliche Zeit des Regelzyklus T_P ist variabel und dient zum Abmagnetisieren der Drosselspule L sowie zum Entladen der Transistorkapazität von Halbleiterschalter S1 mit dem vorausberechneten Wert und zum Ausregeln der

Abweichungen. Während der restlichen Zeit von T_P ist der Halbleiterschalter S1 geöffnet und der Halbleiterschalter S2 geschlossen. Eine Ausregelzeit ist in der Fig. 8 während des zweiten dargestellten Regelzyklus gezeigt und mit T_{Offset} bezeichnet. Das entspricht einem Korrekturwert, um den die nach dem

5 vorhergehenden Regelvorgang vorausberechnete Zeit T_P korrigiert wird. In der Fig. 8 ist auch erkennbar, dass die Periode T_P im zweiten dargestellten Regelzyklus entsprechend verkürzt ist. Denn der vorhergehende Regelvorgang hat ergeben, dass die vorausberechnete Zeit T_P doch zu lang ist, weil der gemessene Strom I_b nicht dem definierten Referenzwert I_{ref} entspricht, sondern
10 um den Wert $I_{err}(t-1)$ abweicht und nur durch eine Verkürzung der Periode der Referenzwert I_{ref} erreicht werden kann. Im dritten Regelzyklus wird der gewünschte Referenzwert I_{ref} dann tatsächlich erreicht. Dabei sind die Zeitpunkte der Erfassung der Stromwerte durch ein „+“-Symbol gekennzeichnet. Diese Zeitpunkte entsprechen den vorausberechneten und korrigierten Werten für T_P .

15

Fig. 9 zeigt den entsprechenden Regelvorgang bei negativer Eingangsspannung zum Ende der Stromflanke. In dem Fall sind drei Korrekturwerte $T_{Offset}(t-2)$, $T_{Offset}(t-1)$ dargestellt. Es wird so bei jedem der drei dargestellten Regelzyklen die vorausberechnete Länge des Regelzyklus korrigiert. Im ersten Zyklus wird der
20 vorausberechnete Wert verkürzt, im zweiten verlängert und im dritten Regelzyklus wieder verkürzt. Die Strommesswerte werden ebenfalls an den mit „+“-Symbol gekennzeichneten Punkten erfasst. Dabei wird der AD-Wandler an den vorausberechneten und korrigierten Zeitpunkten zur Messwarterfassung getriggert.

25

Fig. 10 zeigt schließlich ein Blockschaltbild eines integrierten Schaltkreises 110, mit dem diese Art der Regelung umgesetzt 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
30 Standard Mikrocontrollers und entsprechender Software realisiert werden. Dabei gilt die Regler-Architektur für den Fall, dass die positive Eingangsspannung (Halbwelle) anliegt.

Mit dem Regler werden die Ansteuersignale CTRL1 und CTRL2 für die Halbleiterschalter S1 und S2 des Aufwärtswandlers 100 erzeugt. Das Blockschaltbild enthält die folgenden Komponenten: Mit den Bezugswerten 111a und 111b sind zwei Subtraktionsstufen bezeichnet. In der Stufe 111a wird die

5 Ausgangsspannung V_{out} von der Referenzspannung V_{out_ref} abgezogen. Die Ausgangsspannung soll möglichst konstant gehalten werden auf den Wert von 400 V. Es wird damit in der Subtraktionsstufe 111a die Abweichung von dem Sollwert bestimmt. Je nach Belastung des Schaltnetzgerätes kann die Zwischenkreisspannung von 400 V variieren und es muss nachgeregelt werden.

10 In der Subtraktionsstufe 111b wird von dem festgelegten Referenzwert I_{ref} der aktuell gemessene Strom I_b durch den Messwiderstand R1 abgezogen. Wie beschrieben findet die Messung des Stroms immer zu den vorausberechneten und korrigierten Zeitpunkten statt. Es müssen keine weiteren Strommesswerte erfasst werden. Somit wird in dieser Subtraktionsstufe 111b die jeweilige

15 Abweichung I_{err} von dem Sollwert I_{ref} bestimmt. Das ist die wesentliche Information für die nachfolgende Regelungsstufe 113, in der die Korrektur T_{offset} für die vorausberechnete Periodendauer T_P des Regelzyklus berechnet wird. Dafür kann z.B. ein PI-Regler oder PID-Regler benutzt werden. Je nach Anforderung, wie schnell die Differenz ausgeregelt werden soll, kann auch ein

20 anderer Regler eingesetzt werden. Die Regelungsstufe 113 gibt den Korrekturwert T_{Offset} an die nachgeschaltete Master-Timer-Einheit 116 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

25 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 116 werden die Timer gesetzt, mit denen das Tastverhältnis für die Ansteuersignale CTRL1 und CTRL2 berechnet wird. Die eigentliche Signalerzeugung geschieht in der PWM-

30 Signalerzeugungseinheit 119. 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 112 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 L1 an der Lückgrenze betrieben wird. Diese Regelungsstufe 112 arbeitet mit der Eingangsinformation über die Differenz zwischen gewünschter Zwischenkreisspannung von z.B. 400 V und der tatsächlich gemessenen Zwischenkreisspannung von der Subtraktionsstufe 111a. Die geregelte Aufmagnetisierungszeit T_{on} wird einerseits einer zweiten Timer-Einheit 115 zur Verfügung gestellt, die entsprechende Ereignisse ausgibt an die PWM-Signalerzeugungseinheit 119. Andererseits wird die Aufmagnetisierungszeit T_{on} an eine Berechnungseinheit 114 gegeben, die mit der Formel

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

die Zeit für die Gesamtlänge von Aufmagnetisierungszeit und der Abmagnetisierungszeit berechnet. Der erste Teil der Formel entspricht dabei der Formel für die Berechnung der Abmagnetisierungszeit t_{off} , die eingangs erwähnt wurde.

Mit der Zustandsmaschine 117 wird der Zustand der Eingangsspannung erfasst. Diese wird mit einem Zeitraster von 25 kHz abgetastet. Die Zustandsmaschine 117 ermittelt, ob die positive Halbwelle vorliegt oder die negative Halbwelle der Eingangsspannung. Der ermittelte Zustand wird an eine Konfigurationseinheit 118 weitergeleitet, die in Abhängigkeit des Zustandes entsprechende Registereinstellungen für die verschiedenen Blöcke des integrierten Schaltkreises 110 vornimmt. Zumindest die PWM-Signalerzeugungseinheit 119 muss umkonfiguriert werden, denn bei negativer Eingangsspannung sind die Funktionen der Halbleiterschalter S1 und S2 vertauscht.

Zusammenfassend wird die Funktionsweise der integrierten Schaltung nochmals erläutert. Mit Hilfe der integrierten Schaltung 110 wird aus den Informationen zur Eingangsspannung V_{in} und Ausgangsspannung V_{out} und des Spannungsreglers 112, der die Aufmagnetisierungszeit T_{on} stellt, in der Berechnungseinheit 114

- 5 eine Regelzykluszeit T_P vorausberechnet, mit der der Drosselstrom I_L die untere Stromschwelle erreichen müsste. Nach Beenden dieser Regelzykluszeit 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 den
- 10 Messwiderstand fließende Strom gemessen. Weicht dieser von dem nominellen Referenzwert ab, der sich für die vollständige Entladung der Transistorkapazität einstellen müsste, so stellt die weitere Regelungsstufe 113 einen Korrekturwert T_{offset} ein, der zu der vorausberechneten Regelzykluszeit T_P für den nächsten Regelzyklus addiert wird. Dadurch ergibt sich je nach Korrekturwert eine
- 15 Verkürzung oder eine Verlängerung der Regelzykluszeit T_P . Auf diese Weise nähert sich der Strom im nächsten Regelzyklus dem Referenzwert an. So gleicht die Regelungsstufe 113 den Strom im Messpunkt dem Referenzstrom an. Der gewählte Referenzwert I_{ref} ist über eine Sinushalbwellen konstant.

- 20 Es wäre bei dieser Methode aber auch möglich, einen anderen Punkt aus der Stromflanke für die Regelung heranzuziehen. Dazu muss die Berechnung des Stromreferenzwertes angepasst werden. Dies kann unterschiedliche Vorteile haben. Z.B. ließe sich so auch eine Average Current Regelung realisieren, bei der die Schaltung nicht im BCM-Mode betrieben wird, sondern z.B. im CCM-
- 25 Mode, entsprechend Continuous Conduction Mode.

- Die Offenbarung ist nicht auf die hier beschriebenen Ausführungsbeispiele beschränkt. Es gibt Raum für verschiedene Anpassungen und Modifikationen, die der Fachmann aufgrund seines Fachwissens als auch zu der Offenbarung
- 30 zugehörend in Betracht ziehen würde.

Bezugszeichenliste

	Netzfilter	1
	Hochsetzsteller	2
5	Siebkondensator	3
	Schaltstufe	4
	Übertrager	5
	Regler	6
	Optokoppler	7
10	aktive PFC-Schaltung	10
	Gleichstromsteller	20
	Leistungsübertragungsstufe	30
	Glättungsstufe	40
	Regelstufe	50
15	Potenzialtrennung	60
	Steuerung	70
	Aufwärtswandler	100
	Signalerzeugungseinheit	110
	Subtraktionsstufen	111a, 111b
20	weitere Regelungsstufe	112
	Regelungsstufe	113
	Berechnungseinheit	114
	weitere Zeitgebereinheit	115
	Zeitgebereinheit	116
25	Eingangswechselspannungs-Erfassungseinheit	117
	Konfigurationseinheit	118
	PWM-Signalerzeugungseinheit	119
	Siebkondensator	C1
	Ansteuersignal	CTRL1, CTRL2
30	Diode	D
	Gleichrichter-Diode	D1, D2
	Transistorkapazität	C _{osc}
	gemessener Strom	I _b

	Leitung zur Strommessung	I_{b_sense}
	Abweichung vom Sollstrom	I_{err}
	Spulenstrom	I_L
	Sollstrom	I_{ref}
5	Drosselspule	$L1$
	Halbleiterschalter	S1, S2, S3, S4
	Schaltnetzgerät	SNG
	Aufmagnetisierungszeit	t_{on}
	Abmagnetisierungszeit	t_{off}
10	Resonanzschwingungszeit	t_{Res}
	Korrekturwert	T_{Offset}
	Aufmagnetisierungszeit	T_{on}
	Regelzykluszeit	T_P
	Eingangsspannung	V_{in}
15	Ausgangsspannung	V_{out}
	Ausgangsspannungsreferenzwert	V_{out_ref}

Ansprüche

1. Aufwärtswandler für eine Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, aufweisend eine Gleichrichter- oder Polwenderschaltung (D1, D2;
5 S3, S4), eine Induktivität (L1) und einen Siebkondensator (C1), wobei die Induktivität (L1) an einen Pol der Wechselspannungsquelle (AC_{in}) geschaltet ist und an einen Knotenpunkt zwischen zwei Halbleiterschaltern (S1 und S2), dadurch gekennzeichnet, dass der erste Halbleiterschalter (S1) in Reihe mit einem Messwiderstand (R1) geschaltet ist, mit einer Signalerzeugungseinheit
10 (110) zur Erzeugung von Ansteuersignalen für die beiden Halbleiterschalter (S1, S2), wobei zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung bei positiver Eingangsspannung (V_{in}) der erste Halbleiterschalter (S1) geschlossen wird und der zweite Halbleiterschalter (S2) geöffnet wird, um einen Strom durch die Induktivität (L1) zu treiben zur Aufmagnetisierung der Induktivität (L1), wobei zur
15 Abmagnetisierung der Induktivität (L1) der erste Halbleiterschalter (S1) geöffnet wird und der zweite Halbleiterschalter (S2) geschlossen wird und der Siebkondensator (C1) entsprechend geladen wird, wobei die Signalerzeugungseinheit (110) Mittel aufweist zur Erfassung des Stroms durch den Messwiderstand (R1) an einem ausgewählten Zeitpunkt der Phase zur
20 Aufmagnetisierung der Induktivität (L1), insbesondere zum Anfang der Phase zur Aufmagnetisierung.
2. Aufwärtswandler nach Anspruch 1, wobei zur Aufwärtswandlung der Eingangswechselspannung bei negativer Eingangsspannung (V_{in}) der erste
25 Halbleiterschalter (S1) geöffnet wird und der zweite Halbleiterschalter (S2) geschlossen wird, um einen Strom durch die Induktivität (L1) zu treiben zur Aufmagnetisierung der Induktivität (L1), wobei zur Abmagnetisierung der Induktivität (L1) der erste Halbleiterschalter (S1) geschlossen wird und der zweite Halbleiterschalter (S2) geöffnet wird und der Siebkondensator (C1)
30 entsprechend geladen wird, und die Signalerzeugungseinheit (110) Mittel aufweist zur Erfassung des Stroms durch den Messwiderstand (R1) an einem ausgewählten Zeitpunkt der Phase zur Abmagnetisierung der Induktivität (L1), insbesondere zum Ende der Phase zur Abmagnetisierung.

3. Aufwärtswandler nach Anspruch 1 oder 2, wobei die Signalerzeugungseinheit (110) eine Berechnungseinheit (114) aufweist, die die Regelzykluszeit (T_P) für die Phasen für Aufmagnetisierung und
5 Abmagnetisierung pro Regelzyklus in Abhängigkeit von der Eingangsspannung (V_{in}) und Ausgangsspannung (V_{out}) vorausberechnet, und die Signalerzeugungseinheit (110) weiterhin eine Regelungsstufe (113) aufweist, die basierend auf der Differenz zwischen dem gemessenen Stromwert (I_b) durch den Messwiderstand (R_1) und einem Strom-Referenzwert (I_{ref}) einen Korrekturwert
10 (T_{Offset}) für die Regelzykluszeit (T_P) berechnet.
4. Aufwärtswandler nach Anspruch 3, wobei der Korrekturwert (T_{Offset}) in einer Zeitgebereinheit (116) der Signalerzeugungseinheit (110) für den nachfolgenden Regelzyklus zur Anwendung kommt, so dass die Zeitgebereinheit
15 (116) die Regelzykluszeit entsprechend verkürzt oder verlängert.
5. Aufwärtswandler nach Anspruch 4, wobei die Signalerzeugungseinheit (110) eine weitere Regelungsstufe (112) aufweist, die aus der Differenz zwischen vorgegebener Ausgangsspannung und gemessener Ausgangsspannung eine
20 Aufmagnetisierungszeit (T_{on}) berechnet.
6. Aufwärtswandler nach Anspruch 5, wobei die Signalerzeugungseinheit (110) eine weitere Zeitgebereinheit (115) aufweist, an die die berechnete Aufmagnetisierungszeit (T_{on}) weitergeleitet wird, in der die
25 Aufmagnetisierungszeit (T_{on}) für eine Anzahl nachfolgender Regelzyklen zur Anwendung kommt.
7. Aufwärtswandler nach Anspruch 6, wobei die Anzahl der Regelzyklen, für die die berechnete Aufmagnetisierungszeit (T_{on}) zur Anwendung kommt, für eine
30 Halbwelle der Eingangswechselspannung gültig ist.
8. Aufwärtswandler nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die Signalerzeugungseinheit (110) mit einer Eingangswechselspannungs-Erfassungseinheit (117) ausgestattet ist, die zur Ermittlung der Phasenlage der

Eingangswchselspannung eingerichtet ist, und die Information über die Phasenlage, insbesondere ob die positive Halbwelle oder negative Halbwelle der Eingangswchselspannung anliegt, an eine Konfigurationseinheit (118) der Signalerzeugungseinheit (110) liefert.

5

9. Aufwärtswandler nach Anspruch 8, wobei die Konfigurationseinheit (118) eingerichtet ist, eine Anzahl der Komponenten der Signalerzeugungseinheit (110) zu konfigurieren für den Betrieb bei positiver Eingangsspannung oder bei negativer Eingangsspannung, je nachdem was die Information über die

10 Phasenlage der Eingangswchselspannung angibt.

10. Aufwärtswandler nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei der Messwiderstand (R1) zwischen den ersten Halbleiterschalter (S1) und der Rückleitung zur Eingangswchselspannungsquelle (AC_{in}), an die die Induktivität (L1) nicht angeschlossen ist, geschaltet ist.

15

11. Aufwärtswandler nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei der Aufwärtswandler als Induktivität eine Drosselspule (L1) aufweist.

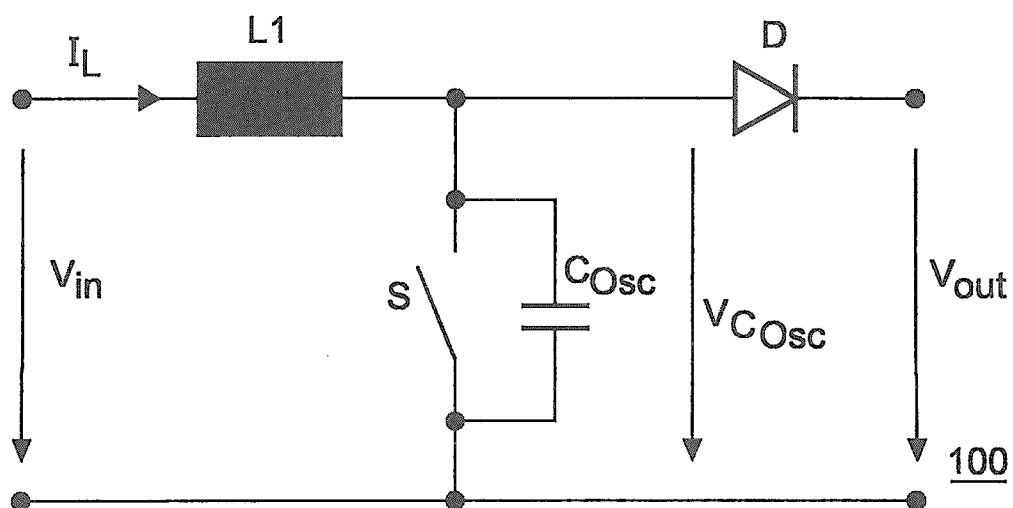
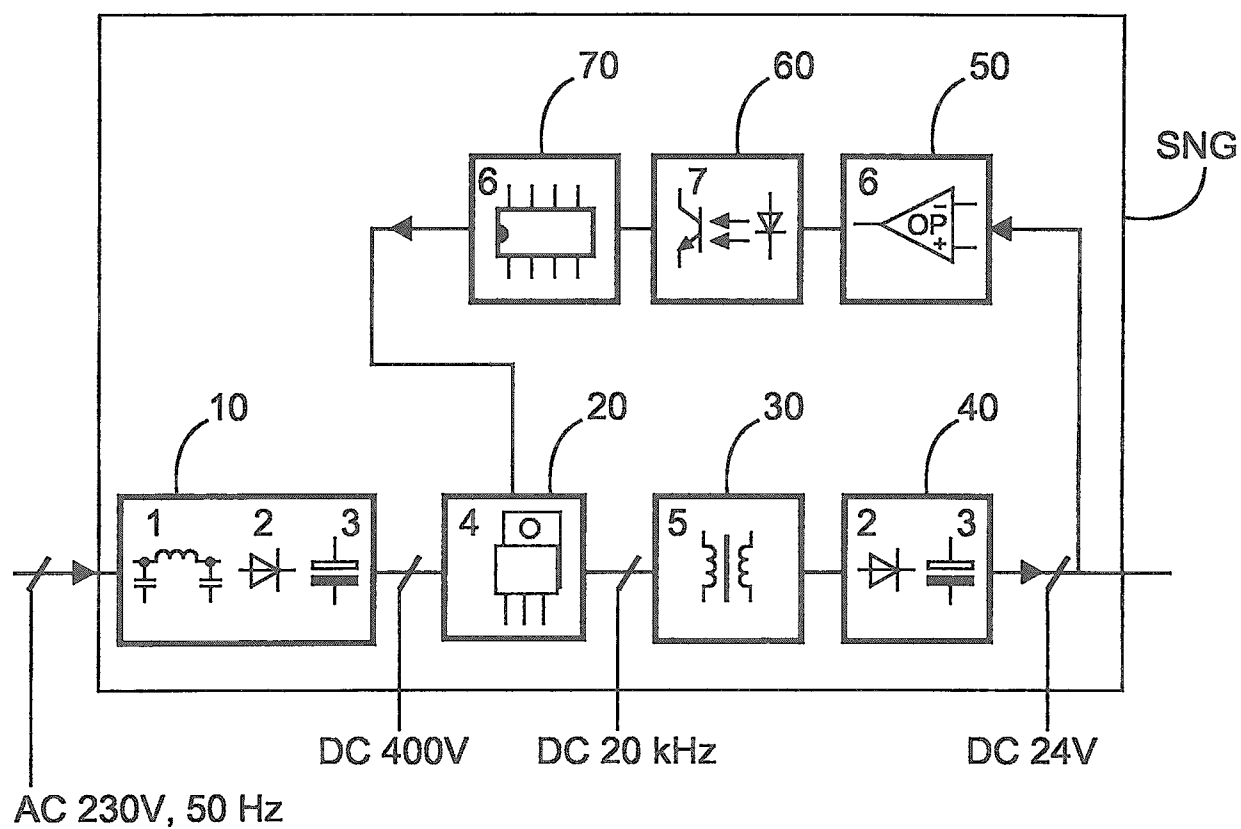
20 12. Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromversorgung einen Aufwärtswandler nach einem der vorstehenden Ansprüche aufweist, wobei der Aufwärtswandler zur Leistungsfaktor-Vorregelung in der Stromversorgung dient.

25 13. Stromversorgung nach Anspruch 12, wobei die Stromversorgung als Schaltnetzgerät ausgelegt ist.

14. Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, die einen Aufwärtswandler (100) mit einer Gleichrichter- oder Polwenderschaltung (D1, D2; S3, S4), eine Induktivität (L1) und einen Siebkondensator (C1) aufweist, wobei die Induktivität (L1) an einen Pol der Eingangsspannungsquelle (AC_{in}) geschaltet ist und an einen Knotenpunkt zwischen zwei Halbleiterschaltern (S1 und S2), und mit einer

30

- Signalerzeugungseinheit (110) zur Erzeugung von Ansteuersignalen (CTRL1, CTRL2) für die Halbleiterschalter (S1, S2), wobei zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung bei positiver Eingangsspannung (V_{in}) der erste Halbleiterschalter (S1) geschlossen wird und der zweite Halbleiterschalter (S2)
- 5 geöffnet wird, um einen Strom durch die Induktivität (L1) zu treiben zur Aufmagnetisierung der Induktivität (L1), und wobei zur Abmagnetisierung der Induktivität (L1) der erste Halbleiterschalter (S1) geöffnet wird und der zweite Halbleiterschalter (S2) geschlossen wird und der Siebkondensator (C1) entsprechend geladen wird, dadurch gekennzeichnet, dass der Strom durch den
- 10 Messwiderstand (R1) an einem ausgewählten Zeitpunkt der Phase zur Aufmagnetisierung der Induktivität (L1), insbesondere zum Anfang der Phase zur Aufmagnetisierung der Induktivität (L1) gemessen wird und eine Regelzykluszeit (T_P) für die Phasen zur Aufmagnetisierung und Abmagnetisierung pro Regelzyklus in Abhängigkeit von der Eingangsspannung (V_{in}) und
- 15 Ausgangsspannung (V_{out}) vorausberechnet wird, und von einer Regelungsstufe (113) basierend auf der Differenz zwischen dem gemessenen Stromwert (I_b) durch den Messwiderstand (R1) und einem Strom-Referenzwert (I_{ref}) ein Korrekturwert (T_{Offset}) für die Regelzykluszeit (T_P) berechnet wird, um den die vorausberechnete Regelzykluszeit (T_P) korrigiert wird.
- 20
15. Verfahren nach Anspruch 14, wobei der Strom (I_b) durch den Messwiderstand (R1) zu vorgegebenen Zeiten gemessen wird, die durch die vorausberechnete Regelzykluszeit (T_P) und um den Korrekturwert (T_{Offset}) korrigiert, vorgegeben werden.



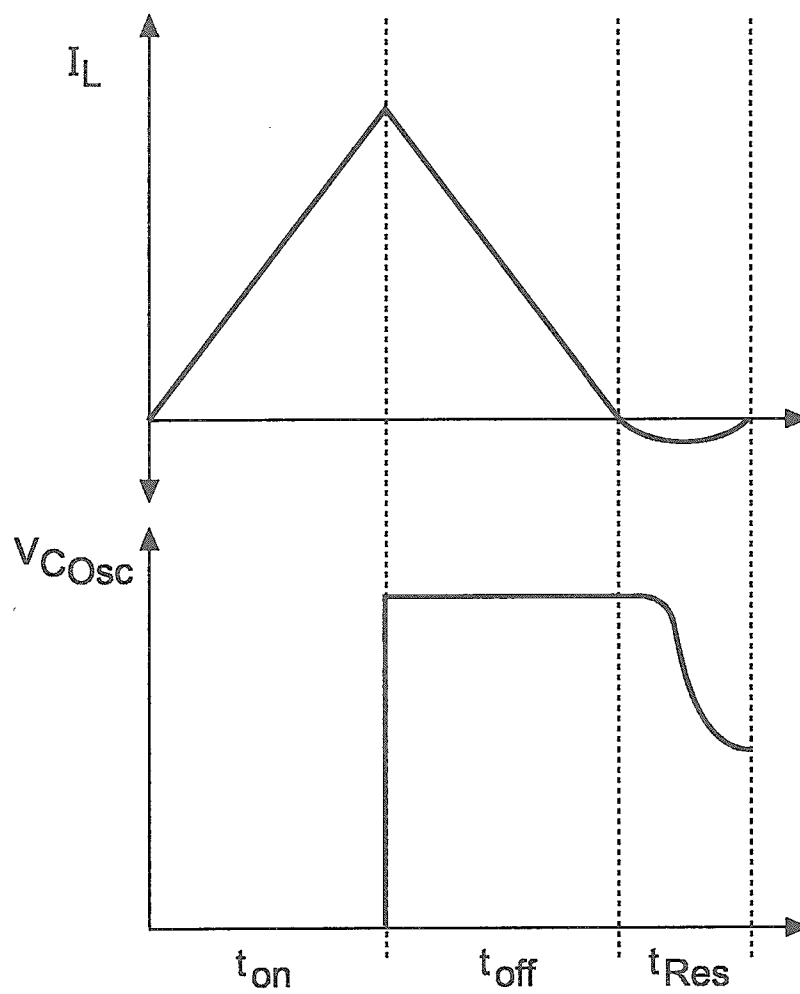


Fig. 3

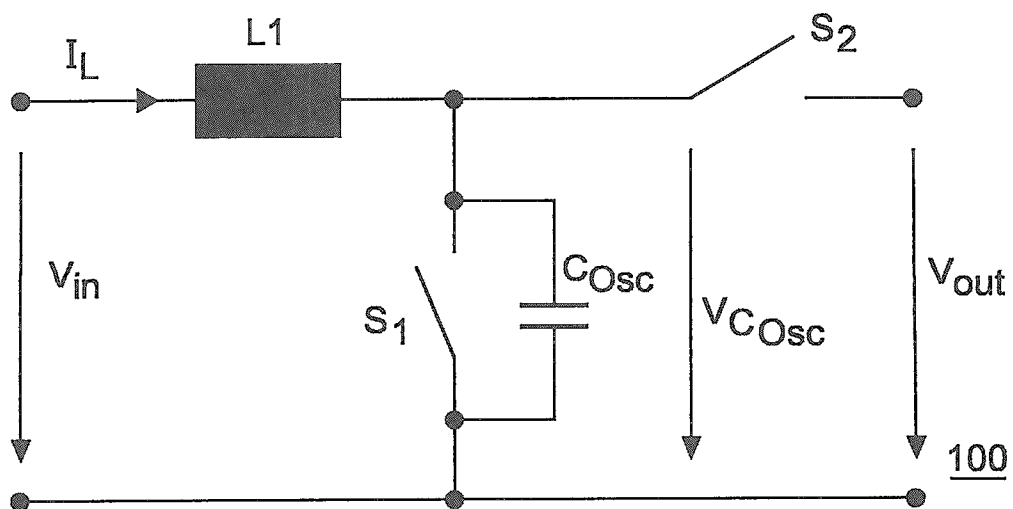


Fig. 4

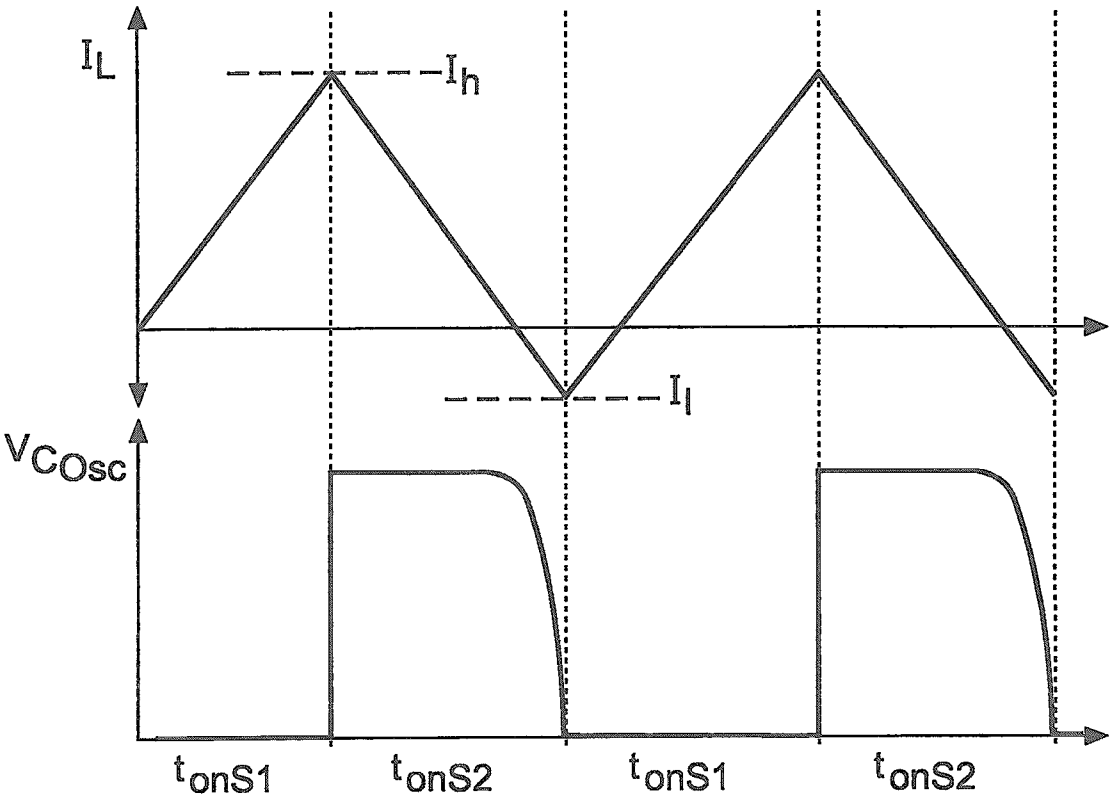


Fig. 5

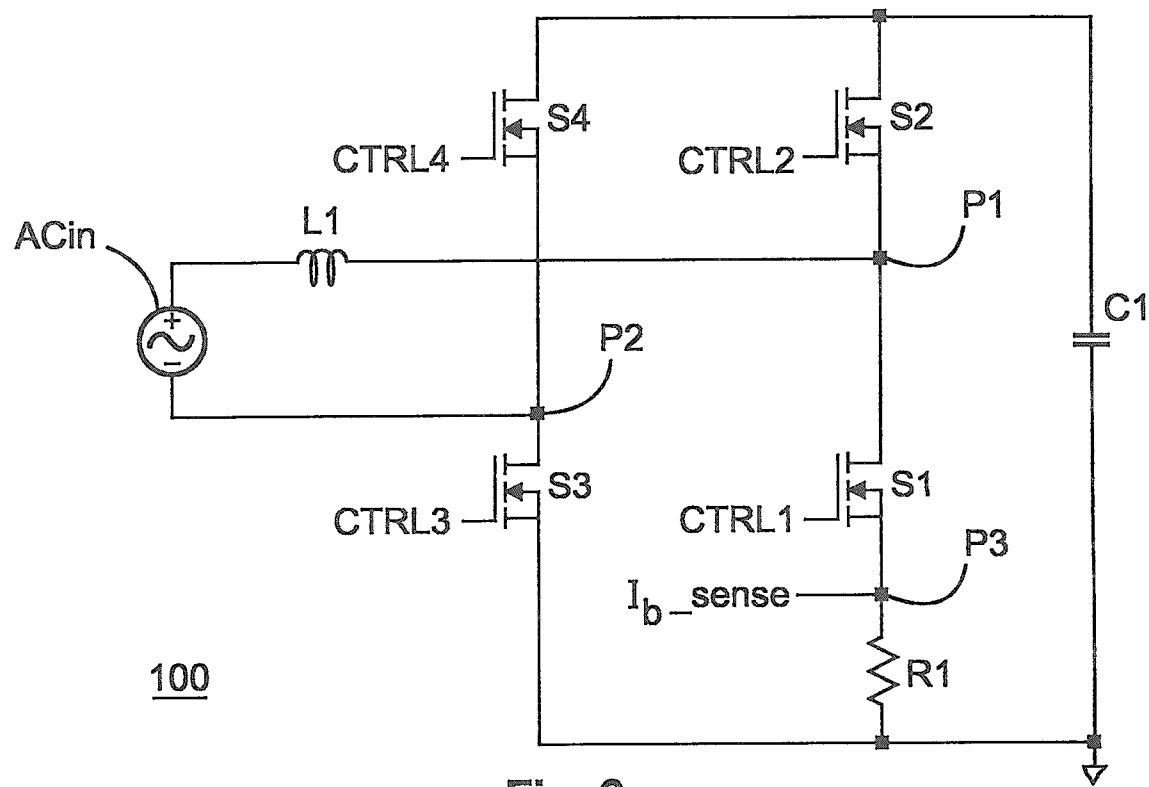
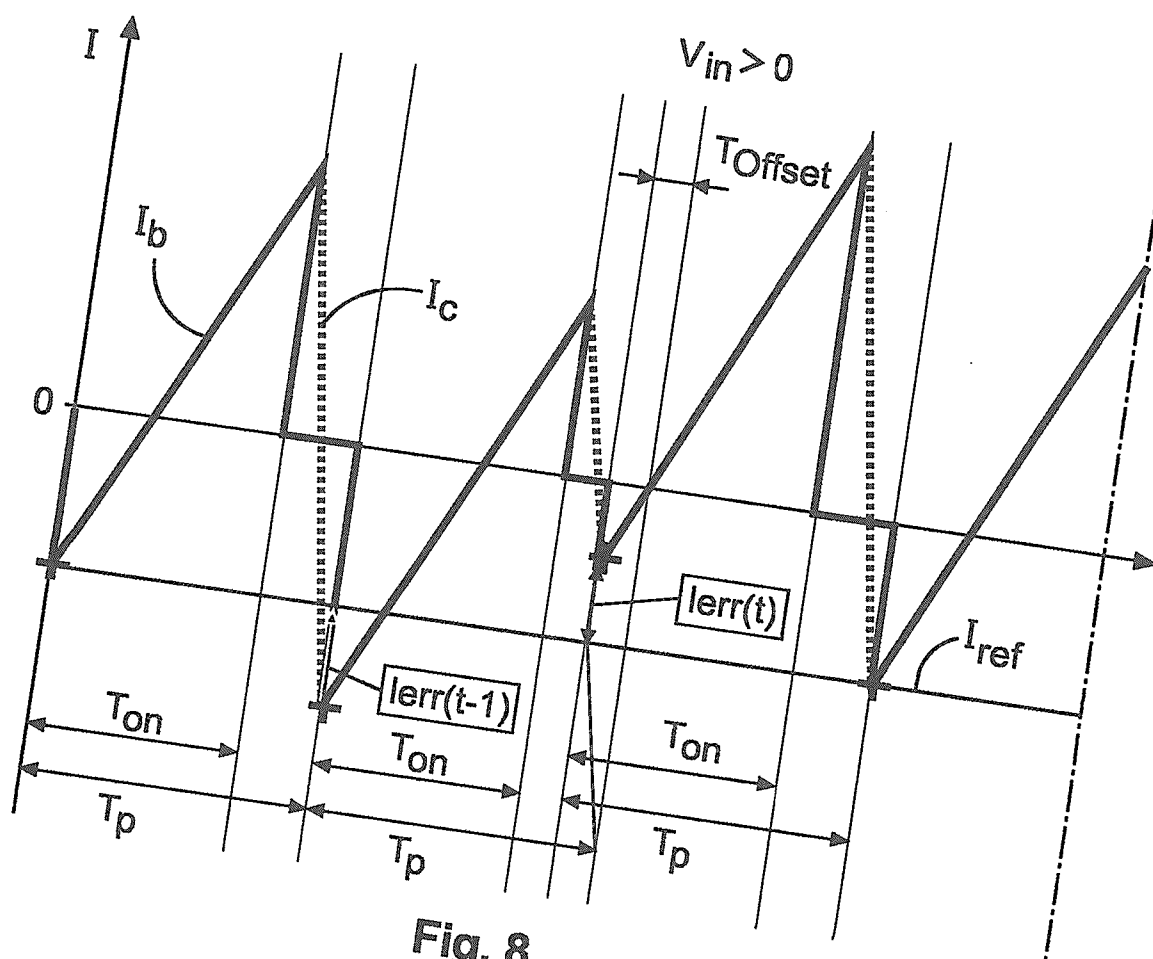
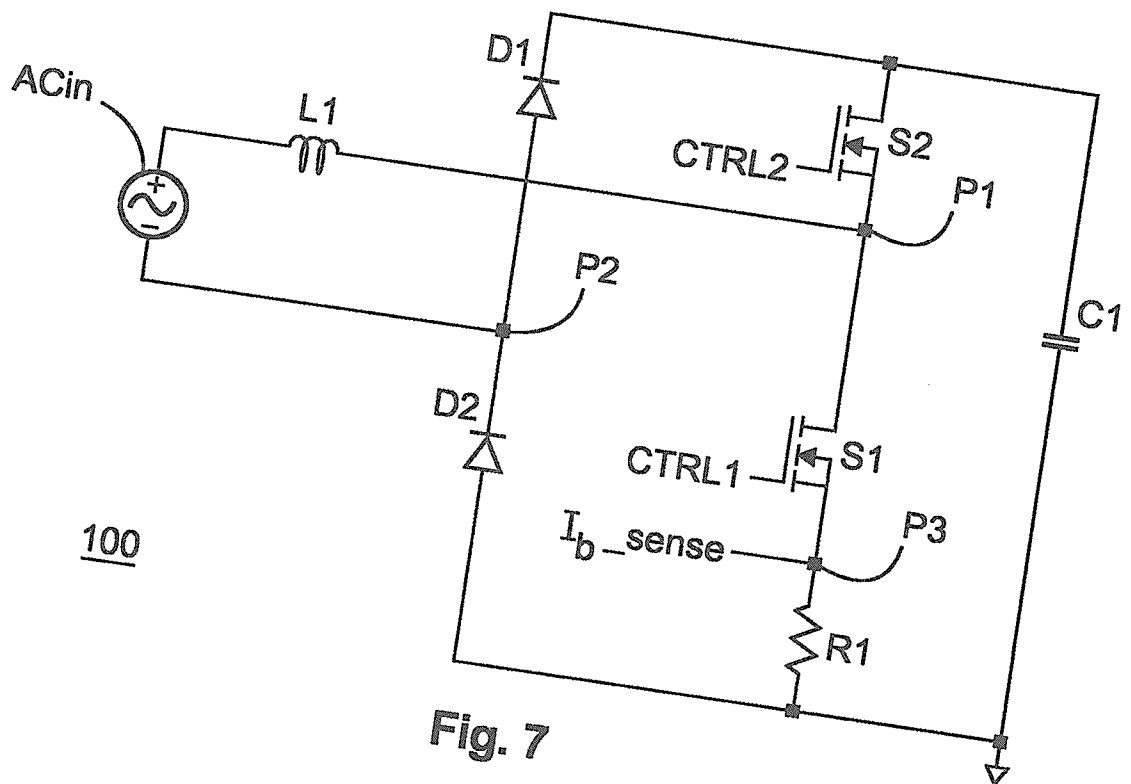


Fig. 6



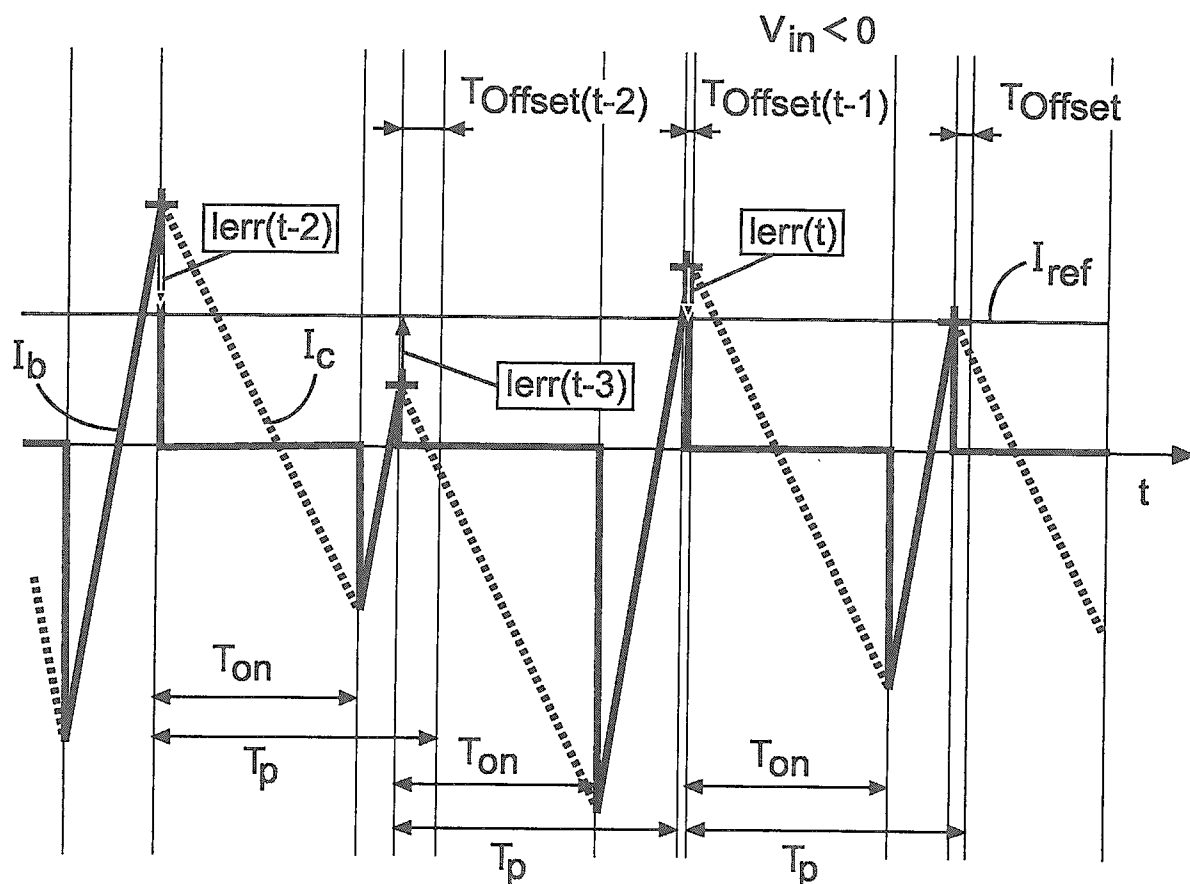


Fig. 9

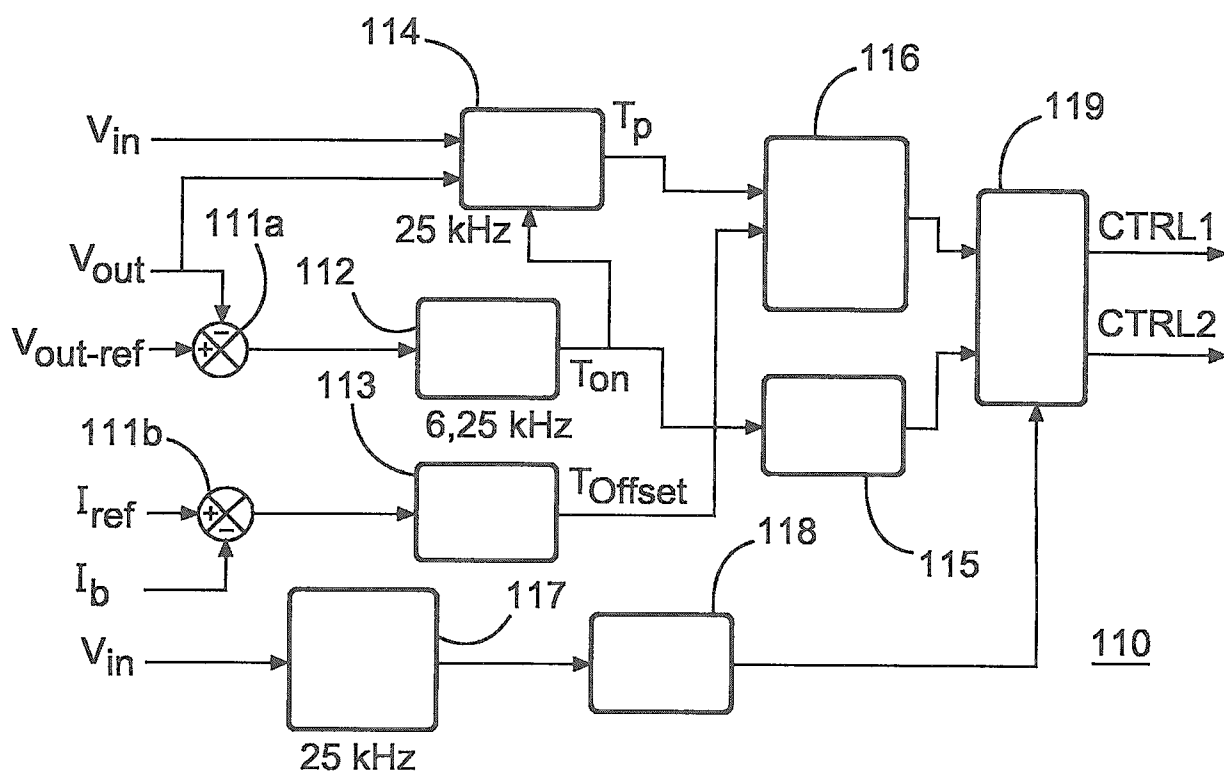


Fig. 10