

19



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

11

N° de publication :

LU102123

12

BREVET D'INVENTION**B1**

21

N° de dépôt: LU102123

51

Int. Cl.:
H02M 1/00, H02M 1/42

22

Date de dépôt: 09/10/2020

30

Priorité:

72

Inventeur(s):
Schulte Thorsten - Allemagne, Knoke Raphael -
Allemagne

43

Date de mise à disposition du public: 11/04/2022

74

Mandataire(s):
PHOENIX CONTACT GMBH & CO. KG -
32825 Blomberg (Allemagne)

47

Date de délivrance: 11/04/2022

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 ein/eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, umfassend - eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung (120), und - eine Steuereinheit (130) zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter (S1, S2) für den Betrieb der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) in einem boundary conduction mode. Gemäß der Erfindung ist die Steuereinheit (130) eingerichtet den ersten Halbleiterschalter (S1) und/oder den zweiten Halbleiterschalter (S2) in Abhängigkeit von einem vorbestimmten Referenzwert (U_{main}) zu schalten und den vorbestimmten Referenzwert (U_{main}) in Abhängigkeit von zumindest einer betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße (P_b) zu einem neuen Referenzwert (U) für die Schaltung des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder des zweiten Halbleiterschalters (S2) zu adaptieren.

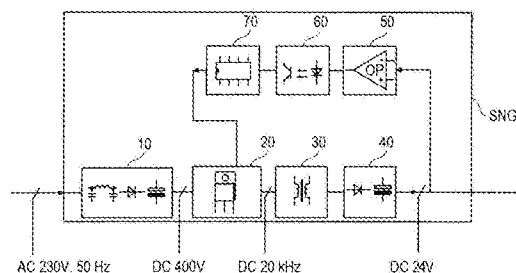


Fig. 1

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

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1. Die Erfindung betrifft weiterhin eine Stromversorgung, die eine
10 Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung gemäß der Erfindung aufweist. Dabei kann eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 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 Grundschaltung 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
20 mit kleiner Leistung angewendet – diese werden auch als Sperrwandler bezeichnet (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
25 der Drossel durch die Wicklungen in unterschiedlichen Takten.

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
30 Verunreinigungen des Netzes durch Oberschwingungen vermieden werden. An dieser Zwischenkreisspannung arbeiten dann Schaltnetzteile,

Frequenzumrichter oder elektronische Vorschaltgeräte, die ansonsten starke Oberschwingungen erzeugen würden.

LU102123

Stromversorgungen sind für vielfältige Bereiche und Einsatzzwecke erforderlich. Da
5 der Begriff Stromversorgung vielfältig verwendet wird, wird im Folgenden der 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,
10 Wechselrichter, Gleichstrom-Umrichter und Wechselstrom-Umrichter. Zu diesen
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
15 Netzgeräten.

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
20 und Steuerung 70. Am Eingang des Schaltnetzgerätes steht die 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
25 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
Leistungs transistor, z.B. bipolarer Transistor 4, MOSFET-Transistor, entsprechend
Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, Thyristor oder IGBT,
30 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 der Leistungsschalter werden

hauptsächlich die Techniken Pulsweiten-Modulation (PWM) und Pulsfolge- bzw. Pulsfrequenz-Modulation (PFM) eingesetzt.

LU102123

Für Netzgeräte, die für Leistungsbereiche von 75 W und mehr ausgelegt sind, ist es
5 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
europäischen Norm EN61000-3-2 definiert. Dafür wird häufig eine aktive PFC-
Schaltung eingesetzt. Diese besteht aus einer Art zusätzliches Schaltnetzteil, das
10 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
wird bei einer nicht genau sinusförmigen Netzspannung, wie sie in Stromnetzen
häufig vorkommt, der tatsächliche Verlauf – nicht der idealisierte – der
15 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
Verhältnis von Wirkleistung zu Scheinleistung an. Ist die Phasenverschiebung
zwischen Strom und Spannung Null, sind Wirkleistung und Scheinleistung gleich
20 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
25 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
30 Schalttransistor sperrt.

Die Fig. 2 zeigt das Prinzipschaltbild eines Hochsetzstellers, 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 bzw. die Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100 (wobei die Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung neben dem eigentlichen Hochsetzsteller weitere

 5 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

 10 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

 15 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

 20 die Spannung ist, die anliegt.

In der Fig. 3 sind Spannungs- und Stromverlauf über eine vollständige Schaltperiode $T_{periode}$ des Halbleiterschalters S dargestellt. Der Stromverlauf I_L ist dreieckförmig. Während der Einschaltphase t_{on} des Halbleiterschalters S, steigt der

 25 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

 30 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 $L1$.

- 5 Um ein möglichst verlustfreies Schalten des Halbleiterschalters S zu gewährleisten, darf die Periodendauer $T_{periode}$ eines Schaltzyklus nicht kürzer sein als:

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

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

- In besonders verlustoptimierten Anwendungen kommt an Stelle eines konventionellen Aufwärtswandlers gem. Fig. 2 eine Halbbrücken-PFC-Schaltung mit mindestens zwei aktiven Halbleiterschaltern $S1$, $S2$ zum Einsatz. Diese ist in Fig. 4
15 dargestellt. Dabei wird die Diode D aus Fig. 2 durch einen weiteren Halbleiterschalter $S2$ ersetzt.

- 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-
20 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 eine Polwenderschaltung erforderlich, die den Stromkreis schließt.

- 25 In der Fig. 5 wird die zeitliche Abfolge der Ansteuersignale der Halbleiterschalter $S1$ und $S2$ für eine positive Eingangsspannung V_{in} , anhand des Verlaufs der Drain-Source-Spannung V_{Coss} des ersten Halbleiterschalters $S1$ während der 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
30 dafür messtechnisch erfasst werden und mit vorgegebenen Werten verglichen werden.

Die Bedingung für das Abschalten von Halbleiterschalter $S1$ und das Einschalten von Halbleiterschalter $S2$ 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 Halbleiterschalter S2 und das Einschalten von Halbleiterschalter S1 ist in diesem Fall das Unterschreiten der Stromschwelle I_i des Drosselstroms I_L . Die Stromschwelle I_i ist statisch vorgegeben und deren Lage
5 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.

10 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.

15 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
20 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
25 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
30 PFC-Schaltung, die im sogenannten „Boundary Conduction Mode“ (BCM) betrieben wird bekannt.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde eine Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung bereitzustellen, die im Hinblick auf ihre Betriebsweise in einem boundary-conduction-mode weiter verbessert ist. Mit Vorteil soll eine weitere Absenkung der Schaltverluste und eine Erhöhung des Wirkungsgrads erreicht werden. Schließlich ist ebenso wünschenswert eine Senkung der Bauteiltemperaturen der Halbleiterschalter und eine damit einhergehende Erhöhung der Lebensdauer zu erreichen. Der Erfindung liegt ferner die Aufgabe zugrunde eine Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers und ein Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung einer solchen Stromversorgung bereitzustellen, wodurch eine entsprechend verbesserte Betriebsweise gewährleistet wird.

Zur Generierung der Ansteuersignale für die Halbleiterschalter einer Hochsetzstellerschaltung sind, wie vorstehend bereits beschrieben, unterschiedlichste Verfahren bereits bekannt. In einigen der Verfahren wird das Prinzip des „Constant ontime Control“ angewendet. So gibt ein Regler, der die Ausgangsspannung der Schaltung konstant halten soll, eine leistungsequivalente on-Time t_{on} vor, die über eine Periode der Netzhälfte konstant ist. Die Abmagnetisierungszeit t_{off} des ersten Halbleiterschalters S1 und somit die aktive Zeit des Halbleiterschalters S2 aus Abbildung 4 wird mit folgender Formel näherungsweise vorberechnet:

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

Da die Berechnung durch Toleranzen und andere Faktoren wie Verzögerungen in Treibern etc. abweichen kann, muss geprüft werden, ob man mit der vollzogenen Off-Zeit t_{off} auch der Stromwert in der Induktivität L erreicht wurde. Die erforderliche Information des Stroms kann aus dem Pfad des ersten Stromschalters herangezogen werden. Mit Hilfe eines Strommesswiderstandes, lässt sich eine Messspannung erzeugen, die proportional zum Strom durch den ersten Halbleiterschalter S1 ist. Figur 9 zeigt dazu eine mögliche Regelstruktur (realisiert in einem Digitalen Signalprozessor (DSP)), während in Figur 8 der zeitliche Drosselstromverlauf während der Regelung dargestellt ist.

In zwei nachveröffentlichten Anmeldungen (DE 10 2020 117 180.3, DE 10 2020 120 530.9) werden zwei unterschiedliche Stellverfahren beschrieben, um ein Zero-Voltage-Switching zu gewährleisten. In der ersten nachveröffentlichten Anmeldung DE 10 2020 117 180.3 wird ein Stromreferenzwert vorgegeben, bei dem ein Zero-Voltage Switching realisiert wird. In der zweiten nachveröffentlichten Anmeldung DE 10 2020 120 530.9 wird eine Korrekturzeit ermittelt, um die berechneten Zeiten anzupassen. Dabei wird innerhalb der Berechnungen ein Zeitwert generiert, nachdem die Entmagnetisierungszeit ermittelt wurde, um ein Zero-Voltage-Switching zu gewährleisten. Der Inhalt beider Patentanmeldungen wird insbesondere bezüglich des jeweils beschriebenen Aufbaus der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung sowie bezüglich der jeweils beschriebenen Ansteuerung der Halbleiterschalter der Hochsetzstellerschaltung ausdrücklich mit in den Offenbarungsumfang dieser Erfindung einbezogen.

Die der Erfindung zugrundeliegende 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 Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung mit einem ersten Halbleiterschalter mit einer ersten Ausgangskapazität, mit einem zweiten Halbleiterschalter mit einer zweiten Ausgangskapazität, mit einer Induktivität und mit einem Siebkondensator, wobei die Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung eingerichtet ist eine Entladung der Ausgangskapazität des ersten Halbleiterschalters und/oder eine Entladung der Ausgangskapazität des zweiten Halbleiterschalters zu gewährleisten. Die Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung umfasst darüber hinaus eine Gleichrichter- oder Polwenderschaltung mit einem ersten Halbleiterelement und mit einem zweiten Halbleiterelement, sowie eine Steuereinheit zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter für den Betrieb der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung in einem boundary conduction mode. Der erste Halbleiterschalter und der zweite Halbleiterschalter sind dabei in einem gemeinsamen ersten Pfad in Serie geschaltet und parallel zu einem zweiten Pfad, in dem die Halbleiterelemente der Gleichrichter- oder Polwenderschaltung in Serie geschaltet sind, angeordnet. Parallel zu dem ersten Pfad sind in einem ersten Knotenpunkt und in einem zweiten Knotenpunkt die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung der Hochsetzsteller-

Schaltungsanordnung gebildet, und ist zwischen die Anschlusskontakte der Siebkondensator geschaltet. Die Induktivität ist zwischen einen ersten Versorgungsanschluss zum Anschluss an eine Spannungsquelle und den Verbindungsknotenpunkt der beiden in Reihe geschalteten Halbleiterschalter geschaltet. Ein zweiter Versorgungsanschluss zum Anschluss an die Spannungsquelle ist an den Knotenpunkt angebunden, in dem die Halbleiterelemente des zweiten Pfades in Serie geschaltet sind. Die Steuereinheit ist gemäß der Erfindung eingerichtet, den ersten Halbleiterschalter und/oder den zweiten Halbleiterschalter in Abhängigkeit von einem vorbestimmten Referenzwert zu schalten und den vorbestimmten Referenzwert in Abhängigkeit von zumindest einer betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße zu einem neuen Referenzwert für die Ansteuerung bzw. Schaltung des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters zu adaptieren. Hierdurch wird der angestrebte Vorteil erzielt, innerhalb der Schaltung auftretenden Verluste zu reduzieren und den Wirkungsgrad der Schaltungsanordnung zu erhöhen.

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.

Gemäß einer vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung kann vorgesehen sein, dass die Steuereinheit eingerichtet ist in Abhängigkeit von der zumindest einen betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße den Stromreferenzwert an die durch die Parametergröße beschriebene Betriebsbedingung anzupassen, so dass die Einschaltzeitzeit des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters während der Abmagnetisierungsphase der Induktivität variierbar ist. Hierdurch kann die kurzzeitige Anpassung der Steuerung der Halbleiterschalter, wobei für ein möglichst optimales zero-voltage-switching auf einen Referenzstromwert geregelt wird, durch eine längerfristige, der kurzzeitigen Regelung überlagerten Regelung, auf einen ausgewählten

betriebsbedingungsabhängigen Parameterwert (wie z.B. der Bauteiltemperatur eines Halbleiterschalters) optimiert eingeregelt werden.

Es kann gemäß einer hierzu alternativen Weiterentwicklung der Erfindung auch
5 vorgesehen sein, dass die Steuereinheit eingerichtet ist in Abhängigkeit von der
zumindest einen betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße die
Schaltzykluszeit oder die Anschaltzeit des Halbleiterschalters während der Phase
der Abmagnetisierung der Induktivität an die durch die Parametergröße
beschriebene Betriebsbedingung anzupassen, so dass die Einschaltzeitzeit des
10 ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters während der
Abmagnetisierungsphase der Induktivität variierbar ist. Hierdurch kann die
kurzzeitige Anpassung der Steuerung der Halbleiterschalter, wobei die
Schaltzykluszeit für ein möglichst optimales zero-voltage-switching laufend
angepasst wird, durch eine längerfristige, der kurzzeitigen Anpassung überlagerten
15 Regelung, auf einen ausgewählten betriebsbedingungsabhängigen Parameterwert
(wie z.B. der Bauteiltemperatur eines Halbleiterschalters) optimiert eingeregelt
werden.

Zur Realisierung einer solchen überlagerten Regelung zur Optimierung eines zero-
voltage-switching kann vorgesehen sein, dass die Steuereinrichtung eingerichtet ist
20 eine Führungsgrößenregelung auf einen vorbestimmten festen Referenzwert der
betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße, der nicht unterschritten oder nicht
überschritten werden darf, durchzuführen. Dabei wird die ausgewählte
Parametergröße in Form einer Regelgröße erfasst und zur Verrechnung mit einer
vorgegebenen Führungsgröße für die Parametergröße, in Form einer
25 Regelabweichung, einem Optimierungsregler zugeführt. In Abhängigkeit von der
erzeugten Optimierungs-Stellgröße erfolgt dann eine Ansteuerung des ersten
Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters.

In einer alternativen Realisierung für eine überlagerte Regelung zur Optimierung
30 eines zero-voltage-switching kann vorgesehen sein, dass die Steuereinrichtung
eingrichtet ist eine Führungsgrößenregelung auf einen variablen Referenzwert der
betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße in Abhängigkeit von der Änderung
der die Parametergröße abbildenden gemessenen Regelgröße durchzuführen.
Dabei wird die Parametergröße als Regelgröße erfasst und die erfasste Regelgröße

des aktuellen Schaltzyklus der Halbleiterschalter als vorgegebene Führungsgröße zur Verrechnung mit der erfassten Regelgröße aus dem vorherigen Schaltzyklus in Form eines Führungsgrößenwertes für die betriebsbedingungsabhängige Parametergröße, in Form einer Regelabweichung, einem Optimierungsregler
5 zugeführt. In Abhängigkeit von der erzeugten Optimierungs-Stellgröße erfolgt dann eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters.

Eine dritte Möglichkeit zur Realisierung einer solchen überlagerten Regelung zur
10 Optimierung eines zero-voltage-switching sieht vor, dass die Steuereinrichtung eingerichtet ist in Abhängigkeit von der die Parametergröße abbildenden gemessenen Regelgröße aus einer Führungsgrößentabelle, in der eine Mehrzahl von experimentell oder rechnerisch ermittelten arbeitspunktabhängigen Modell-Führungsgrößen hinterlegt sind, eine optimierte Modell-Führungsgröße in
15 Abhängigkeit von der gemessenen Regelgröße zu ermitteln, und in Abhängigkeit von der ermittelten optimierten Modell-Führungsgröße eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters zu ermöglichen. Bevorzugt wird die gemessene Führungsgröße und/oder die in der Führungsgrößentabelle hinterlegten Modell-Führungsgrößen abgebildet durch einen
20 einzelnen oder eine Kombination mehrerer der folgenden Betriebsparameter:

- die Eingangsspannung der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung,
- die Ausgangsspannung der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung,
- der Strom durch den Strommesswiderstand und den ersten Halbleiterschalter, oder der Strom durch den zweiten Halbleiterschalter,
- 25 - der Strom durch eines der Halbleiterelemente der Gleichrichter- oder Polwenderschaltung,
- der Strom durch die Induktivität oder durch den Anschluss von der Spannungsquelle zum Knotenpunkt zwischen den Halbleiterelementen der Gleichrichter oder Polwenderschaltung,
- 30 - der Strom durch den Siebkondensator,
- die Bauteiltemperatur des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters,
- die Drain-Source-Spannung des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters.

In einer Weiterbildung der Erfindung kann auch vorgesehen sein, dass die zumindest eine betriebsbedingungsabhängige Parametergröße abgebildet wird durch einen einzelnen Betriebsparameter oder eine Kombinationen mehrerer der folgenden Betriebsparameter:

- 5 - die Drain-Source-Spannung des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters,
- die Bauteiltemperatur des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters,
- der Referenz-Wirkungsgrad der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters,
- die Referenz-Verlustleistung. Je nach Anwendungsfall kann durch eine
- 10 überlagerte Regelung auf einen oder mehrere der vorstehend aufgeführten betriebsbedingungsabhängigen Parametergrößen die Ansteuerung der Halbleiterschalter für ein zero-voltage-switching weiter verbessert werden,

- 15 Gemäß einer weiteren zu bevorzugenden Ausgestaltung des Erfindungsgegenstandes kann vorgesehen sein, dass die Steuereinheit eingerichtet ist den ersten Halbleiterschalter und/oder den zweiten Halbleiterschalter zusätzlich auch in Abhängigkeit von dem durch die Induktivität fließenden Strom anzusteuern. Schließlich kann die Erfindung auch in vorteilhafter Weise dahingehend ausgeführt
- 20 sein, dass die Steuereinheit eingerichtet ist den ersten Halbleiterschalter und/oder den zweiten Halbleiterschalter in Abhängigkeit von dem durch einen Messwiderstand fließenden Strom anzusteuern, wobei der Messwiderstand im Pfad in Serie zu dem ersten Halbleiterschalter S angeordnet ist.

- Darüber hinaus wird die der Erfindung zugrundeliegende Aufgabe gelöst durch eine
- 25 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
- 30 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 Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer derartigen Stromversorgung. Dabei steuert die Steuereinheit den ersten Halbleiterschalter und/oder den zweiten Halbleiterschalter in Abhängigkeit von einem vorbestimmten Referenzwert und adaptiert den vorbestimmten Referenzwert in Abhängigkeit von

5 Referenzwert und adaptiert den vorbestimmten Referenzwert in Abhängigkeit von zumindest einer betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße zu einem neuen Referenzwert für die Steuerung bzw. Schaltung des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters. Die herkömmliche Ansteuerung der Halbleiterschalter mittels einem vorgebbaren Referenzwert hat eine sehr zeitnahe

10 Wirkung im Hinblick auf das zero-voltage-switching zur Folge, während die zusätzliche Adaptierung dieses vorgegebenen Referenzwertes (durch eine überlagerte Regelung) in Abhängigkeit von einem betriebsabhängigen Parametergröße (wie z.B. der Bauteiltemperatur der Halbleiterschalter) eine Wirkung zur Folge hat, die zeitlich gesehen erst sehr viel später mit Blick auf die

15 Optimierung eines zero-voltage-switching ihre Wirkung zeigt. Hierdurch wird der Punkt (Zeitpunkt oder Stromwert durch den Halbleiterschalter), an dem die Entmagnetisierungsphase der Induktivität abgeschlossen ist und die Aufmagnetisierungsphase der Induktivität gestartet werden soll optimiert und in Abhängigkeit von vorbestimmten Betriebsbedingungen (bzw. i.A.v.

20 betriebsbedingungsabhängigen Parametergrößen) eine mit Blick auf ein zero-voltage-switching optimierte Ansteuerung der Halbleiterschalter erreicht.

Analog zur Ausbildung und Weiterbildung der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung wird auch das Verfahren in vorteilhaften Ausgestaltungen entsprechend weiterentwickelt.

25

Gemäß einer vorteilhaften Ausgestaltung des Verfahrens kann vorgesehen sein, den Stromreferenzwert, in Abhängigkeit von der zumindest einen betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße an die durch die Parametergröße beschriebene Betriebsbedingung anzupassen, so dass die Einschaltzeitzeit (t_{onS1})

30 des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder die Einschaltzeit (t_{onS2}) des zweiten Halbleiterschalters (S2) während der Abmagnetisierungsphase der Induktivität (L1) variierbar ist.

Alternativ zur Anpassung des Stromreferenzwertes kann auch die Schaltzykluszeit oder die Anschaltzeit des Halbleiterschalters während der Phase der Abmagnetisierung der Induktivität in Abhängigkeit von der zumindest einen betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße an die durch die Parametergröße beschriebene Betriebsbedingung angepasst werden, so dass die Einschaltzeitzeit des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters während der Abmagnetisierungsphase der Induktivität (mit Blick auf ein zu optimierendes zero-voltage-switching) variierbar ist.

10

Mit Vorteil wird eine Führungsgrößenregelung auf einen vorbestimmten festen Referenzwert der Parametergröße, der nicht unterschritten oder nicht überschritten werden darf, durchgeführt. Dabei wird die gewählte Parametergröße als Regelgröße erfasst und zur Verrechnung mit einer vorgegebenen Führungsgröße für die Parametergröße, in Form einer Regelabweichung, einem Optimierungsregler zugeführt. In Abhängigkeit von der erzeugten Optimierungs-Stellgröße erfolgt dann eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters.

Alternativ zu der Führungsgrößenregelung auf einen vorbestimmten festen Referenzwert der Parametergröße kann auch eine Führungsgrößenregelung auf einen variablen Referenzwert der Parametergröße in Abhängigkeit von der Änderung der die Parametergröße abbildenden gemessenen Regelgröße durchgeführt werden. Dabei wird die Parametergröße als Regelgröße erfasst und die Regelgröße des aktuellen Schaltzyklus der Halbleiterschalter als vorgegebene Führungsgröße zur Verrechnung mit der Regelgröße der Leistungshalbleiterschalter aus dem vorherigen Schaltzyklus in Form eines Führungsgrößenwertes für die Parametergröße, in Form einer Regelabweichung, einem Optimierungsregler zugeführt. In Abhängigkeit von der erzeugten Optimierungs-Stellgröße erfolgt dann eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters.

In einer dritten Möglichkeit für eine überlagerte Steuerung bzw. Regelung kann auch in Abhängigkeit von der gemessenen Regelgröße aus einer Führungsgrößentabelle eine optimierte Modell-Führungsgröße ermittelt werden und anschließend in Abhängigkeit von der ermittelten optimierten Modell-

5 Führungsgröße eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters und/oder des zweiten Halbleiterschalters zu erfolgen. In der Führungsgrößentabelle sind dabei dann eine Mehrzahl von experimentell oder rechnerisch ermittelten arbeitspunktabhängigen Modell-Führungsgrößen hinterlegt.

10 Bezüglich der heranzuziehenden betriebsbedingten Parametergrößen sowie der hinterlegten Modellführungsgrößen wird an dieser Stelle auf die diesbezüglichen Ausführungen zur Schaltungsanordnung verwiesen.

In einer Weiterbildung des Verfahrens werden der erste Halbleiterschalter und/oder der zweite Halbleiterschalter in Abhängigkeit von dem durch die Induktivität fließenden Strom angesteuert.

15 In einer besonders bevorzugten Weiterbildung des Verfahrens wird ein Referenzstrom an einem mit dem ersten Halbleiterschalter in Serie geschalteten Messwiderstand gemessen und werden der erste Halbleiterschalter und/oder der zweiten Halbleiterschalter in Abhängigkeit von dem Referenzstrom angesteuert.

20

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass es vorrangiges Ziel ist, den Punkt zu ändern an dem die Entmagnetisierungsphase der Drossel abgeschlossen wird und die Aufmagnetisierungsphase der Drossel gestartet wird. Um diesen Punkt anzupassen schlägt die Erfindung in Weiterbildungen insgesamt drei prinzipielle Regelstrukturen zur Optimierung vor. In einem ersten Verfahren (siehe insb. Patentanspruch 4 iVm Figur 11) wird eine überlagerte Regelung auf einen festen Referenzwert, der z.B. nicht über oder unterschritten werden darf, vorgeschlagen. Gemäß einer weiteren überlagerten Regelung bzw. Regelstruktur wird vorgeschlagen auf einen minimalen oder maximalen Zielwert einzuregeln. Hierbei wird die Information der Änderung der Messgröße der Regelung zugrunde gelegt (siehe hierzu insbesondere Patentanspruch 5 iVm Figur 12). Schließlich wird gemäß einer dritten Möglichkeit vorgeschlagen eine Art überlagerte Steuerung

30

vorzusehen, wobei anhand von Systemgrößen, aus denen sich ein bestimmter Regelwert ergibt, eine entsprechende Ansteuerung der Halbleiterschalter vorzunehmen (siehe insbesondere Patentanspruch 6 iVm Figur 13). Alle drei Regelstrukturen zur Optimierung des zero-voltage-switching (ZVS-Optimization) werden wie in den Abbildungen dargestellt, in eine bestehende herkömmliche Hauptregelstruktur (Maincontrol) eingebettet. Es ergibt sich eine Regelgröße, die sich aus der festen Regelgröße des Maincontrol und der optimierten Regelgröße der überlagerten Regelstruktur ergibt.

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.

20

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;

30

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;
- 5 Fig. 6 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit zwei Halbleiterschaltern und Polwender-Schaltung zum Betrieb an einer Wechselspannungsquelle;
- 10 Fig. 7 ein Prinzipschaltbild einer Halbbrücken-PFC-Schaltung mit zwei Halbleiterschaltern, wobei die Polwender-Schaltung mit Dioden realisiert wird, zum Betrieb an einer Wechselspannungsquelle;
- 15 Fig. 8 den Stromverlauf durch die Induktivität bzw. den Messwiderstand der Halbbrücken-PFC-Schaltung gem. Fig. 7 bei positiver Halbwelle der Eingangsspannung und Ansteuerung der Halbleiterschalter gemäß dem in DE 10 2020 120 530.9 beschriebenen Verfahren,
- 20 Fig. 9 den Stromverlauf durch die Induktivität bzw. den Messwiderstand R1 der Halbbrücken-PFC-Schaltung gem. Fig. 7 bei positiver Halbwelle der Eingangsspannung und Ansteuerung der Halbleiterschalter gemäß dem in DE 10 2020 117 180.3 beschriebenen Verfahren,
- 25 Fig. 10 ein Blockschaltbild einer Steuereinheit der erfindungsgemäßen Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung,
- Fig. 11 ein Prinzipschaltbild einer innerhalb der Steuereinheit umgesetzten Reglerstruktur in einer ersten möglichen Ausführungsform,
- 30 Fig. 12 ein Prinzipschaltbild einer innerhalb der Steuereinheit umgesetzten Reglerstruktur in einer zweiten möglichen Ausführungsform, und

Fig. 13 ein Prinzipschaltbild einer innerhalb der Steuereinheit umgesetzten Steuer-/Reglerstruktur in einer dritten möglichen Ausführungsform.

LU102123

- 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 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 Eingangsspannung bzw. der negativen Halbwelle der Eingangsspannung 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 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 Gleichspannung, konstant halten soll.

Zusätzlich muss noch die Zeit zum Abmagnetisieren t_{off} 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 Halbleiterschalter realisiert wird, aber nicht erzeugen, da dieser Halbleiterschalter nicht von selbst sperrt.

Wie eingangs bereits beschrieben sind bereits verschiedene Ansteuerverfahren zur Ansteuerung der Halbleiterschalter einer Hochsetzstellerschaltung 120 bekannt.

Ziel dieser Erfindung ist es den Punkt zu ändern, an dem die Abmagnetisierungsphase der Induktivität L1 abgeschlossen wird und die Aufmagnetisierungsphase der Induktivität L1 gestartet wird, und diesen Punkt im Hinblick auf ein sogenanntes zero-voltage-switching zu optimieren. Um diesen Punkt, der entweder in Form eines erreichten Referenzstroms I_{ref} durch einen der Halbleiterschalter S1, S2 oder in Form eines Zeitwertes (z.B. eines Korrekturwertes zur Verkürzung oder Verlängerung der Periodenzeit $t_{periode_correct}$ für den nächsten Schaltzyklus) der den Strom-Nulldurchgang während des Zero-Voltage-Switching (ZVS) charakterisiert, anzupassen, werden nachfolgend verschiedene Möglichkeiten beschrieben.

Vorab wird kurz die Arbeitsweise der in den Figuren 6 und 7 dargestellten Hochsetzsteller-Schaltungsanordnungen 100 beschrieben. Die Figur 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 S1, S2 der Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung 3.

Dabei ist bei der Ausführungsform gemäß Figur 6 die Polwenderschaltung 110 durch zwei in Serie geschaltete ansteuerbare Halbleiterschalter S3, S4 gebildet, während bei der Ausführung gemäß Figur 7 die Polwender- bzw. Gleichrichterschaltung 110 durch zwei in Serie geschaltete Dioden D1, D2 gebildet ist.

In beiden Fällen bzw. Ausführungen sind in einem Pfad P2 die beiden Halbleiterelemente D1, D2; S3, S4 in Reihe geschaltet angeordnet und sind in einem anderen Pfad P1 der erste Halbleiterschalter S1 und der zweite Halbleiterschalter S2 der Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung 3 in Serie geschaltet angeordnet, wobei 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 V_{out} der

Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung 100 bilden. Dabei ist zwischen die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung V_{out} der Siebkondensator C1 geschaltet. Die Induktivität L1 ist zwischen einen ersten Versorgungsanschluss Q1 zum Anschluss an eine Wechselspannungsquelle ACin und den

5 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 dabei in Reihe mit einem Messwiderstand R1

10 geschaltet.

Wie in der bereits eingangs in den Offenbarungsumfang dieser Anmeldung einbezogenen Druckschrift DE 10 2020 120 530.9 ausführlich beschrieben und in der Figur 8 durch den Stromregelvorgang veranschaulicht, kann die Steuereinheit

15 130 eingerichtet sein, eine Referenzzeitdauer T_{mess_ref} , innerhalb der durch den Messwiderstand R1 fließende Strom I_b betragsmäßig einen vorbestimmten Strom-Referenzwert I_{ref} innerhalb einer Schaltperiode $T_{periode}$ (auch als Schaltzyklus bezeichnet) erreicht haben soll, rechnerisch zu ermitteln und zu vergleichen mit der

20 tatsächlichen Zeitdauer T_{mess_ist} , innerhalb 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_{mess_ist} , eine Zeitdifferenz T_{diff} zu ermitteln, in deren Abhängigkeit die Dauer der darauffolgenden

25 Schaltperiode $T_{periode}$ durch einen ermittelten Zeit-Korrekturwert $T_{periode-correct}$ anpassbar ist.

Im dargestellten Ausführungsbeispiel steht eine sinusförmige Eingangsspannung V_{in} (Netzspannung) mit 230 V Effektivwert und 50 Hz Netzfrequenz an den Anschlussklemmen Q1, Q2 der Wechselspannungsquelle ACin an. An die obere

30 Anschlussklemme Q1 ist die Drosselspule L1 geschaltet. Im Beispiel weist sie eine Induktivität von 64 μ 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, die nachfolgend anhand der Figur 9 und der Figur 10 noch genauer erläutert wird, berechnet. Am Ausgang der Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung 120 ist ein Siebkondensator C1 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 μ F. Der Strom, der bei geöffnetem Halbleiterschalter S2 in umgekehrter Richtung zum 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 Ω . Mit diesem Stromfluss wird also die Transistorkapazität C_{oss} entladen, was für ein verlustloses Schalten nötig ist. Um 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 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 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.

- 5 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
- 10 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.
- 15 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_{auf} den Stromfluss zur Aufmagnetisierung der Induktivität L1 und der punktiert dargestellte Pfeilverlauf Mag_{ab} den Stromfluss zur Abmagnetisierung der Induktivität L1 dar. Die
- 20 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.
- 25 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_{auf} den Stromfluss zur Aufmagnetisierung
- 30 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 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 Eingangsspannungs-Halbwellen dargestellten Stromverläufe gelten analog natürlich ebenso für die Ausführungsform gemäß Figur 6.

- 5 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 Lighting System; AN-9731, O2011 Fairchild Semiconductor Corporation
10 Rev. 1.0.0, 3/24/11.

Mit diesem Schaltungsdesign wird eine PFC-Schaltung im sogenannten „Boundary
Conduction Mode“ (BCM) betrieben. Hierbei wird die Zeit T_{on} , die zum Zerhacken
der Eingangsspannung mit ca. 100 kHz angesetzt wird, über eine Sinushalbwellen
15 der Netzspannung konstant gehalten. Diese Zeit entspricht der Zeit zum jeweiligen
Aufmagnetisieren der Induktivität L_1 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
20 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.

Um die Zeit zum Abmagnetisieren der Drossel L_1 einzustellen, wird in der
25 genannten Publikation ein Zero Current Detection (ZCD) Signal benutzt, das 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 S_2 realisiert wird, aber so nicht erzeugen, da dieser
Halbleiterschalter nicht von selbst sperrt, wenn eine Gatespannung anliegt.

30

Es wird deshalb der Zeitpunkt, an dem der zweite Halbleiterschalter S_2 abschalten
soll, vorausberechnet. Bei dieser Methode gibt man den Stromwert I_b vom Shunt
 R_1 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.

5

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

I_{ref} ist der Betrag des Stromes, den man mit dem unteren Spitzenwert des Drosselstromes erreichen möchte, um ein ZVD-Switching zu gewährleisten. V_{in} ist der aktuelle Wert der Eingangsspannung und L der Wert der Induktivität der Drossel.

10

Wird der gewünschte untere Spitzenwert I_{ref} 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.

15

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 aus 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} .

20

$$T_{diff} = T_{mess_ref} - T_{mess_ist}$$

Mit dieser Zeitdifferenz lässt sich ein Zeit-Korrekturwert $T_{periode_correct}$ 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 $T_{periode_correct}$ ist folgendermaßen zu berechnen.

25

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

30

Die Fig. 9 zeigt den Stromregelvorgang durch die Steuereinheit 130, bei positiver Eingangsspannung V_{in} , wie er bereits in der nachveröffentlichten Druckschrift DE

10 2020 117 180.3 ausführlich beschrieben ist. Entlang der Ordinate ist der über
den Messwiderstand R_1 gemessene Strom 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
5 wird während der positiven Halbwelle der Eingangs-Wechselspannung konstant
gehalten. Während dieser Zeit ist Halbleiterschalter S_1 geschlossen und
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_{ossS1} von Halbleiterschalter S_1 mit dem vorausberechneten
10 Wert und zum Ausregeln der Abweichungen. Während der restlichen Zeit von
 $T_{periode}$ ist der Halbleiterschalter S_1 geöffnet und der Halbleiterschalter S_2
geschlossen. Eine Ausregelzeit ist in der Fig. 9 während des zweiten dargestellten
Regelzyklus gezeigt und mit T_{Offset} bezeichnet. Das entspricht einem Korrekturwert,
um den die nach dem vorhergehenden Regelvorgang vorausberechnete Zeit $T_{periode}$
15 korrigiert wird. In der Fig. 9 ist auch erkennbar, dass die Periode $T_{periode}$ im zweiten
dargestellten Regelzyklus entsprechend verkürzt ist. Denn der vorhergehende
Regelvorgang hat ergeben, dass die vorausberechnete Zeit $T_{periode}$ doch zu lang ist,
weil der gemessene Strom I_b nicht dem definierten Referenzwert I_{ref} entspricht
sondern um den Wert $I_{err}(t-1)$ abweicht und nur durch eine Verkürzung der Periode
20 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 $T_{periode}$.

25 Fig. 10 zeigt ein Blockschaltbild einer als integrierter Schaltkreis ausgebildeten
Steuereinheit 130 mit der diese Art der Regelung und die damit einhergehende
diese Art der Ansteuerung der Halbleiterschalter S_1 , S_2 der Hochsetzsteller-
Schaltungsanordnung 100 umgesetzt wird. Der integrierte Schaltkreis kann in Form
eines DSP (digital signal processor), FPGA (field programmable gate array), oder
30 ASIC (application specific integrated circuit) oder mit Hilfe eines 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 der Hochsetzstellerschaltung 120 erzeugt. Das Blockschaltbild enthält die folgenden Komponenten: Mit den Bezugszahlen 131a und 131b sind zwei Subtraktionsstufen bezeichnet. In der Stufe 131a wird die Ausgangsspannung V_{out} von der Referenzspannung V_{out_ref} abgezogen. Die Ausgangsspannung V_{out} 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 nachgeregelt werden. In der Subtraktionsstufe 131b 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 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_{offset} für die vorausberechnete Periodendauer $T_{periode}$ 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 anderer Regler eingesetzt werden. Die 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

5 dann, wenn der Stromverlauf durch die Drosselspule L1 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 T_{on} wird einerseits einer zweiten Timer-

10 Einheit 135 zur Verfügung gestellt, die entsprechende Ereignisse ausgibt an die PWM-Signalerzeugungseinheit 139. Andererseits wird die Aufmagnetisierungszeit T_{on} an eine Berechnungseinheit 134 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

15 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 137 wird der Zustand der Eingangsspannung erfasst.

20 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 Konfigurationseinheit 138 weitergeleitet, die in Abhängigkeit des Zustandes entsprechende

25 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.

In den Figuren 11-13 sind drei prinzipielle Regelstrukturen zur Optimierung der der

30 Ansteuerung der Halbleiterschalter S1, S2 der Hochsetzstellerschaltung 120 dargestellt. Mit Hilfe der gezeigten Reglerstrukturen soll der Punkt, an dem die Abmagnetisierung der Induktivität abgeschlossen wird und die Ausmagnetisierung der Induktivität L1 eingeleitet wird möglichst optimiert eingestellt werden. Dabei

werden die Halbleiterschalter S1, S2 mittels einer Hauptregelstruktur bzw. einer Hauptregelung (Maincontrol) zeitnah innerhalb einer Sinuswelle beispielsweise gemäß einem der vorstehend beschriebenen Verfahren angesteuert und geschaltet. Gemäß der Erfindung wird nunmehr eine überlagerte Regelung vorgeschlagen, mittels der eine „längerfristige“ Optimierung der Schaltpunkte für ein zero-voltage-switching gewährleistet werden soll. Dabei wird ein oder werden mehrere ausgewählte betriebsabhängige Parametergrößen messtechnisch erfasst und in Abhängigkeit von deren Entwicklung die überlagerte Regelung zur Optimierung des zero-voltage-switching betrieben. Hierfür ist die Steuereinheit 130 eingerichtet den ersten Halbleiterschalter S1 und/oder den zweiten Halbleiterschalter S2 in Abhängigkeit von einem vorbestimmten Referenzwert U_{main} zu schalten und den vorbestimmten Referenzwert U_{main} in Abhängigkeit von zumindest einer betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße P_b zu einem neuen Referenzwert U für die Schaltung des ersten Halbleiterschalters S1 und/oder des zweiten Halbleiterschalters S2 zu adaptieren.

In Figur 11 ist für die Optimierung des Zero-Voltage-Switching eine Reglerstruktur vorgesehen mit einem festen Referenzwert als Führungsgröße. Die Steuereinrichtung (130) ist dabei derart eingerichtet, dass eine Führungsgrößenregelung auf einen vorbestimmten festen Referenzwert der Parametergröße P_b , der nicht unterschritten oder nicht überschritten werden darf, durchgeführt wird. Dabei wird die Parametergröße P_b als Regelgröße $y(t)$ erfasst und zur Verrechnung mit der vorgegebenen Führungsgröße $w_{\text{opt}}(t)$ für die Parametergröße P_b , in Form einer Regelabweichung $e(t)$, einem Optimierungsregler R_{opt} zugeführt. In Abhängigkeit von der erzeugten Optimierungs-Stellgröße $u_{\text{opt}}(t)$ erfolgt dann eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters S1 und/oder des zweiten Halbleiterschalters S2.

In Figur 12 ist für die Optimierung des Zero-Voltage-Switching eine Reglerstruktur vorgesehen mit einem minimalen oder maximalen Zielwert vorgesehen. Hier wird dementsprechend die Information der Änderung der Messgröße (bzw. der gemessenen Stellgröße $y(t)$) zugrunde gelegt. Die Steuereinrichtung 130 ist dabei derart eingerichtet, dass eine Führungsgrößenregelung auf einen variablen

Referenzwert der Parametergröße P_b in Abhängigkeit von der Änderung der die Parametergröße P_b abbildenden gemessenen Regelgröße $y(t)$ durchzuführen, wobei die Regelgröße $y(t)$ erfasst wird und die Regelgröße $y(t)$ des aktuellen Schaltzyklus $T_{periode}$ der Halbleiterschalter S_1, S_2 als vorgegebene Führungsgröße $w_{opt}(t)$ zur Verrechnung mit der Regelgröße $y(t)$ aus dem vorherigen Schaltzyklus $T_{periode}(t-1)$ in Form eines Führungsgrößenwertes für die Parametergröße P_b in Form einer Regelabweichung $e(t)$ einem Optimierungsregler R_{opt} zugeführt wird, und in Abhängigkeit von der erzeugten Optimierungs-Stellgröße $u_{opt}(t)$ eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters S_1 und/oder des zweiten Halbleiterschalters S_2 erfolgt.

In Figur 13 ist für die Optimierung des Zero-Voltage-Switching eine „Reglerstruktur“ vorgesehen bei der die Führungsgröße in Abhängigkeit von der gemessenen Regelgröße $y(t)$ aus einer Führungsgrößentabelle FGT ausgewählt wird. Die Steuereinrichtung 130 ist dabei derart eingerichtet, dass in Abhängigkeit von der die Parametergröße abbildenden gemessenen Regelgröße $y(t)$ aus einer Führungsgrößentabelle FGT, in der eine Mehrzahl von experimentell oder rechnerisch ermittelten arbeitspunktabhängigen Modell-Führungsgrößen ($w'(t)$) hinterlegt sind, eine optimierte Modell-Führungsgröße $w'(t)$ in Abhängigkeit von der gemessenen Regelgröße $y_{M1}(t) \dots y_{Mx}(t)$ zu ermitteln, und in Abhängigkeit von der ermittelten optimierten Modell-Führungsgröße $w'(t)$ eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters S_1 und/oder des zweiten Halbleiterschalters S_2 zu ermöglichen.

Die grundlegende Idee eine Optimierung eines zero-voltage-switching durch eine überlagerte Regelstruktur gemäß den Figuren 11-13 liegt darin begründet, die Regelwerte anhand der überlagerten Regelungen zu ändern.

Beispielsweise können hierfür folgende betriebsabhängige Parametergrößen herangezogen werden:

30

1. Regelung auf Drain-Sourcespannung V_{DS}

Mit Verfahren 1 (gemäß Figur 11) gilt:

$$y(t) = V_{DS}(t); W_{opt} = V_{DS_ref}$$

2. Regelung auf die Änderung der Drain-Source-Spannung V_{DS}

Mit Verfahren 2 (gemäß Figur 12) gilt:

$$y(t) = V_{DS}(t);$$

5 3. Regelung auf Referenz Bauteiltemperatur ϑ_{FET_ref}

Mit Verfahren 1 (gemäß Figur 11) gilt:

$$y(t) = \vartheta_{FET_ref}(t); W_{opt} = \vartheta_{FET_ref}$$

10 4. Trackingregelung auf minimale Bauteiltemperatur ϑ_{FET}

Mit Verfahren 2 unter Betrachtung von Figur 12 gilt

$$y(t) = \vartheta_{FET}(t)$$

15 5. Trackingregelung auf maximalen Wirkungsgrad η_{max}

Mit Verfahren 2 unter Betrachtung von Abbildung 12 gilt

$$y(t) = \eta(t)$$

20 6. Regelung auf Referenz Wirkungsgrad η_{ref}

Mit Verfahren 1 unter Betrachtung von Figur 11 gilt

$$y(t) = \eta(t); W_{opt} = \eta_{ref}$$

7. Regelung auf Referenz Verlustleistung P_v

Mit Verfahren 1 unter Betrachtung von Figur 11 gilt

$$y(t) = P_v(t); W_{opt} = P_{v_ref}.$$

25 8. Trackingregelung auf minimale Verlustleistung P_v

Mit Verfahren 2 unter Betrachtung von Figur 12 gilt

$$y(t) = P_v(t)$$

30 9. Arbeitspunktabhängiges Steuern der Schaltschwelle

Die Systemgrößen wurden zuvor experimentell ermittelt, bei denen möglichst verlustarm geschaltet wird. Die Kenntnisse werden in eine LookUp-Table abgelegt, die dann bei entsprechend der gemessenen Größen die richtige Regelgröße ausgibt. Mit Verfahren 3 unter Betrachtung von Abbildung 13 gilt

$$Y_{M1}(t) = V_{in}(t);$$

$$Y_{M2}(t) = V_{out}(t);$$

$$Y_{M3}(t) = I_{in}(t);$$

$$Y_{M4}(t) = I_{out}(t);$$

$$Y_{M5}(t) = \vartheta_{FET}(t)$$

5 $Y_{M6}(t) = \vartheta_{ambient}(t)$

$$Y_{M7}(t) = V_{DS}(t)$$

- Es können dabei alle vorstehend angegebenen Parametergrößen angewendet werden, aber auch nur eine oder noch zusätzliche nicht hier aufgeführte Größen, die dem System durch Messungen vorliegen. Die Anpassung anhand dieser Optimierungungsverfahren kann in verschiedenen Kontrollverfahren für Hochsetzstellerschaltungen angewendet werden. Also nicht nur in den hier beispielhaft angegebenen aus den nicht vorveröffentlichten Anmeldungen.
- 15 Die Erfindung ist nicht auf die in den Figuren dargestellten Ausführungsformen beschränkt. Die vorstehende Beschreibung ist daher nicht als beschränkend, 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 'zweite' Merkmal definieren, so dient diese Bezeichnung der Unterscheidung zweier gleichartiger Merkmale, ohne eine Rangfolge festzulegen.
- 20

Bezugszeichenliste

- 10 aktive PFC-Schaltung
- 20 Gleichstromsteller
- 30 Leistungsübertragungsstufe
- 5 40 Glättungsstufe
- 50 Regelstufe
- 60 Potenzialtrennung
- 70 Steuerung

- 10 100 Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung
- 110 Gleichrichter- oder Polwenderschaltung
- 120 Zweischarter-Hochsetzstellerschaltung

- P1 Pfad 1
- 15 P2 Pfad 2

- 130 Steuereinheit
- 131a Subtraktionsstufe
- 131b Komparator
- 20 132 Regelungsstufe/Spannungsregler
- 133 Timer
- 134 Berechnungseinheit
- 135 weitere Zeitgebereinheit
- 136 Zeitgebereinheit
- 25 137 Eingangswechselspannungs-Erfassungseinheit
- 138 Konfigurationseinheit
- 139 PWM-Signalerzeugungseinheit

- C1 Siebkondensator
- 30 CTRL1 Ansteuersignal (Halbleiterschalter 1)
- CTRL2 Ansteuersignal (Halbleiterschalter 1)
- CTRL3 Ansteuersignal (als Halbleiterschalter ausgebildetes Halbleiterelement 3)
- CTRL4 Ansteuersignal (als Halbleiterschalter ausgebildetes Halbleiterelement 4)

D Diode

D1, D2 Gleichrichter-Diode

C_{oss} Transistorkapazität

5 I_b gemessener Strom

I_{err} Abweichung vom Sollstrom

I_L Spulenstrom

I_{ref} Stromreferenzwert

10 L1 Drosselspule

S1, S2, S3, S4 Halbleiterschalter

SNG Schaltnetzgerät

t_{on} , T_{on} Aufmagnetisierungszeit

15 t_{off} , T_{off} Abmagnetisierungszeit

$T_{per_correct}$ Korrekturwert

$T_{periode}$ Schaltzykluszeit/Periodendauer

ACin Eingangsspannungsquelle/Wechselspannung

20 DCin Eingangsspannungsquelle/Gleichspannung

Vin Eingangsspannung

Vout Ausgangsspannung

Vout_ref Referenzwert der Ausgangsspannung

Ansprüche

LU102123

1. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) für die Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers, umfassend
- 5 - eine Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung (120) mit einem ersten Halbleiterschalter (S1) mit einer ersten Ausgangskapazität (C_{oss_S1}), mit einem zweiten Halbleiterschalter (S2) mit einer zweiten Ausgangskapazität (C_{oss_S2}), mit einer Induktivität (L1) und mit einem Siebkondensator (C1), wobei die Zweischalter-Hochsetzstellerschaltung (120) eingerichtet ist eine Entladung der
- 10 Ausgangskapazität (C_{oss_S1}) des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder eine Entladung der Ausgangskapazität (C_{oss_S2}) des zweiten Halbleiterschalters (S2) zu gewährleisten, und
- eine Steuereinheit (130) zur Ansteuerung der beiden Halbleiterschalter (S1, S2),
- 15 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 zweiten Knotenpunkt (K2) die Anschlusskontakte für die Ausgangsspannung (V_{out}) der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) gebildet sind, und
- 20 zwischen die Anschlusskontakte der Siebkondensator (C1) geschaltet ist, und wobei die Induktivität (L1) zwischen einen ersten Versorgungsanschluss (Q1) zum Anschluss an eine Spannungsquelle (ACin) und den Verbindungsknotenpunkt (K3) der beiden in Reihe geschalteten Halbleiterschalter (S1, S2) geschaltet ist, und ein zweiter Versorgungsanschluss
- 25 (Q2) zum Anschluss an die Spannungsquelle (ACin) an den Knotenpunkt (K4) angebunden ist,
- dadurch gekennzeichnet, dass**
- die Steuereinheit (130) eingerichtet ist den ersten Halbleiterschalter (S1) und/oder den zweiten Halbleiterschalter (S2) in Abhängigkeit von einem
- 30 vorbestimmten Referenzwert (U_{main}) zu schalten und den vorbestimmten Referenzwert (U_{main}) in Abhängigkeit von zumindest einer betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße (Pb) zu einem neuen

Referenzwert (U) für die Schaltung des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder LU102123
des zweiten Halbleiterschalters (S2) zu adaptieren.

2. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach Anspruch 1,

5 dadurch gekennzeichnet, dass

die Steuereinheit (130) eingerichtet ist in Abhängigkeit von der zumindest einen
betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße (Pb) den Stromreferenzwert
(Iref) an die durch die Parametergröße (Pb) beschriebene Betriebsbedingung
anzupassen, so dass die Einschaltzeit (t_{ons1}) des ersten Halbleiterschalters
10 (S1) und/oder die Einschaltzeit (t_{ons2}) des zweiten Halbleiterschalters (S2)
während der Abmagnetisierungsphase der Induktivität (L1) variierbar ist.

3. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet, dass

15 die Steuereinheit (130) eingerichtet ist in Abhängigkeit von der zumindest einen
betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße (Pb) die Schaltzykluszeit
(T_{periode}) oder die Anschaltzeit (t_{ons1} , t_{ons2}) des Halbleiterschalters (S1, S2)
während der Phase der Abmagnetisierung der Induktivität (L1) an die durch die
Parametergröße (Pb) beschriebene Betriebsbedingung anzupassen, so dass die
20 Einschaltzeit (t_{ons1}) des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder die
Einschaltzeit (t_{ons2}) des zweiten Halbleiterschalters (S2) während der
Abmagnetisierungsphase der Induktivität (L1) variierbar ist.

4. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden

25 Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet, dass

die Steuereinrichtung (130) eingerichtet ist eine Führungsgrößenregelung auf
einen vorbestimmten festen Referenzwert der Parametergröße (Pb), der nicht
unterschritten oder nicht überschritten werden darf, durchzuführen, wobei die
30 Parametergröße (Pb) als Regelgröße ($y(t)$) erfasst und zur Verrechnung mit
einer vorgegebenen Führungsgröße ($w_{\text{opt}}(t)$) für die Parametergröße (Pb) in
Form einer Regelabweichung ($e(t)$) einem Optimierungsregler (R_{opt}) zugeführt
wird, und in Abhängigkeit von der erzeugten Optimierungs-Stellgröße ($u_{\text{opt}}(t)$)

eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder des zweiten Halbleiterschalters (S2) erfolgt.

5. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden Ansprüche 1-3,

dadurch gekennzeichnet, dass

die Steuereinrichtung (130) eingerichtet ist eine Führungsgrößenregelung auf einen variablen Referenzwert der Parametergröße (Pb) in Abhängigkeit von der Änderung der die Parametergröße (Pb) abbildenden gemessenen Regelgröße (y(t)) durchzuführen, wobei die Parametergröße (Pb) als Regelgröße (y(t)) erfasst wird und die Regelgröße (y(t) des aktuellen Schaltzyklus (T_{periode}) der Halbleiterschalter (S1, S2) als vorgegebene Führungsgröße ($w_{\text{opt}}(t)$) zur Verrechnung mit der Regelgröße (y(t) aus dem vorherigen Schaltzyklus ($T_{\text{periode}}(t-1)$) in Form eines Führungsgrößenwertes für die Parametergröße (Pb) in Form einer Regelabweichung (e(t)) einem Optimierungsregler (R_{opt}) zugeführt wird, und in Abhängigkeit von der erzeugten Optimierungs-Stellgröße ($u_{\text{opt}}(t)$) eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder des zweiten Halbleiterschalters (S2) erfolgt.

6. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden Ansprüche 1-3,

dadurch gekennzeichnet, dass

die Steuereinrichtung (130) eingerichtet ist in Abhängigkeit von der die Parametergröße (Pb) abbildenden gemessenen Regelgröße (y(t)) aus einer Führungsgrößentabelle (FGT), in der eine Mehrzahl von experimentell oder rechnerisch ermittelten arbeitspunktabhängigen Modell-Führungsgrößen ($w'(t)$) hinterlegt sind, eine optimierte Modell-Führungsgröße ($w'(t)$) in Abhängigkeit von der gemessenen Regelgröße ($y_{M1}(t) \dots y_{Mx}(t)$) zu ermitteln, und in Abhängigkeit von der ermittelten optimierten Modell-Führungsgröße ($w'(t)$) eine Ansteuerung des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder des zweiten Halbleiterschalters (S2) zu ermöglichen.

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

dadurch gekennzeichnet, dass die zumindest eine betriebsbedingungsabhängige Parametergröße (P_b) abgebildet wird durch einen einzelnen oder eine Kombinationen mehrerer der folgenden Betriebsparameter:

- 5 - die Drain-Source- Spannung (V_{DS}) des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters (S1, S2),
- die Bauteiltemperatur (ϑ_{case}) des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters (S1, S2),
- den Referenz-Wirkungsgrad der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100),
- 10 - die Referenz-Verlustleistung der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100).

8. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach Anspruch 6,

dadurch gekennzeichnet, dass

- 15 die gemessene Führungsgröße ($y(t)$) und/oder die in der Führungsgrößentabelle (FGT) hinterlegten Modell-Führungsgrößen ($(y'(t))$) abgebildet durch einen einzelnen oder eine Kombination mehrerer der folgenden Betriebsparameter:
 - Eingangsspannung (V_{in}) der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100),
 - Ausgangsspannung (V_{out}) der Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100),
 - 20 - Strom (I_b) durch den Strommesswiderstand R1 und den Halbleiterschalter S1, oder durch den Halbleiterschalter S2,
 - Strom durch einen der Halbleiterschalter S3 und/oder S4,
 - Strom (I_{in}) durch die Induktivität L1 oder durch den Anschluss Q2 von der Spannungsquelle zum Knotenpunkt K4,
 - 25 - Strom (I_{out}) durch den Siebkondensator C1,
 - Bauteiltemperatur des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters (S1, S2), Drain-Source-Spannung des ersten und/oder zweiten Halbleiterschalters (S1, S2).

- 30 9. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet, dass

die Steuereinheit (130) eingerichtet ist den ersten Halbleiterschalter (S1) und/oder den zweiten Halbleiterschalter (S2) in Abhängigkeit von dem durch die Induktivität (L1) fließenden Strom anzusteuern.

- 5 10. Hochsetzsteller-Schaltungsanordnung (100) nach einem der vorstehenden Ansprüche 1-8,
dadurch gekennzeichnet, dass
die Steuereinheit (130) eingerichtet ist den ersten Halbleiterschalter (S1) und/oder den zweiten Halbleiterschalter (S2) in Abhängigkeit von dem durch
10 einen Messwiderstand (R1) fließenden Strom (I_b) anzusteuern, wobei der Messwiderstand (R1) im Pfad (P1) in Serie zu dem ersten Halbleiterschalter (S1) angeordnet ist.
11. Stromversorgung eines elektrischen Verbrauchers,
15 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.
20
12. Stromversorgung nach Anspruch 11,
dadurch gekennzeichnet, dass
die Stromversorgung als Schaltnetzgerät ausgelegt ist.
- 25 13. Verfahren zur Aufwärtswandlung der Eingangsspannung in einer Stromversorgung nach Anspruch 11 oder 12,
dadurch gekennzeichnet, dass
die Steuereinheit (130) den ersten Halbleiterschalter (S1) und/oder den zweiten Halbleiterschalter (S2) in Abhängigkeit von einem vorbestimmten Referenzwert
30 (U_{main}) schaltet und den vorbestimmten Referenzwert (U_{main}) in Abhängigkeit von zumindest einer betriebsbedingungsabhängigen Parametergröße (Pb) zu einem neuen Referenzwert (U) für die Schaltung des ersten Halbleiterschalters (S1) und/oder des zweiten Halbleiterschalters (S2) adaptiert.

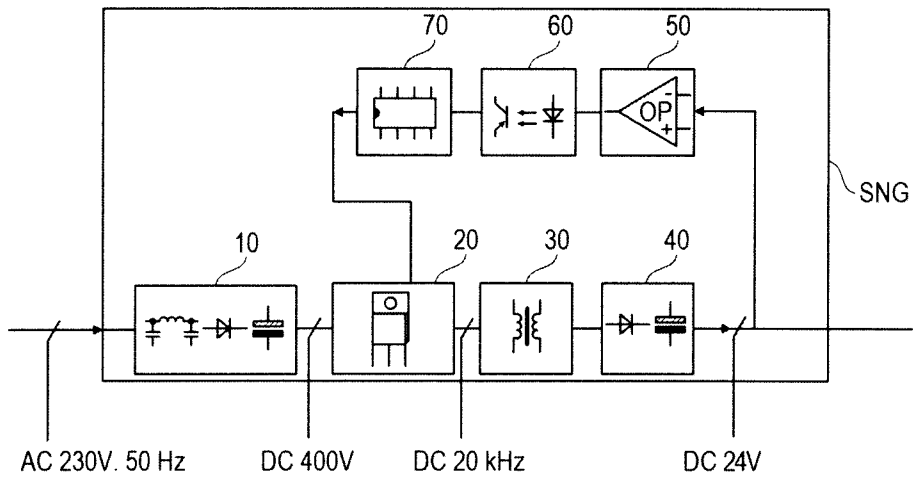


Fig. 1

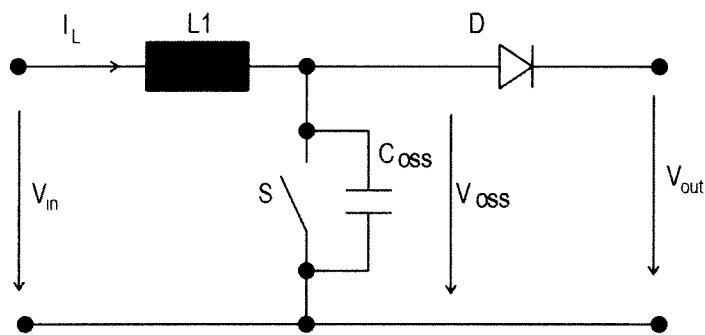


Fig. 2

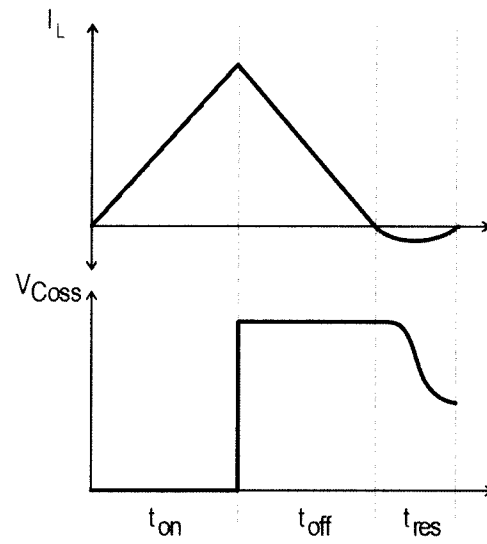


Fig. 3

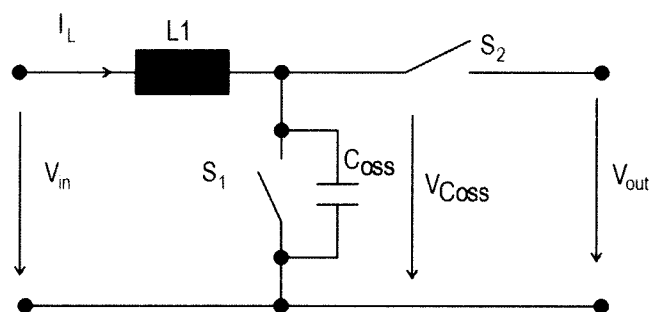


Fig. 4

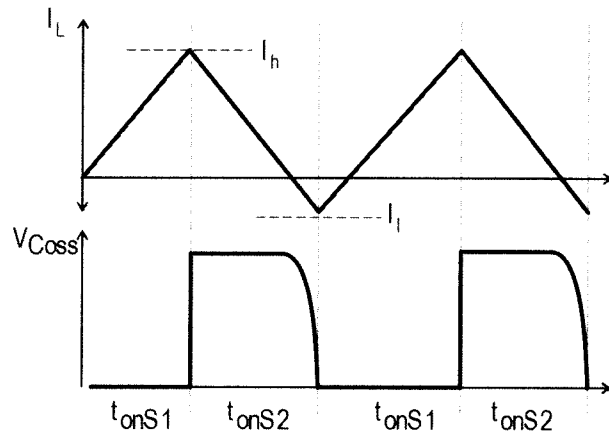


Fig. 5

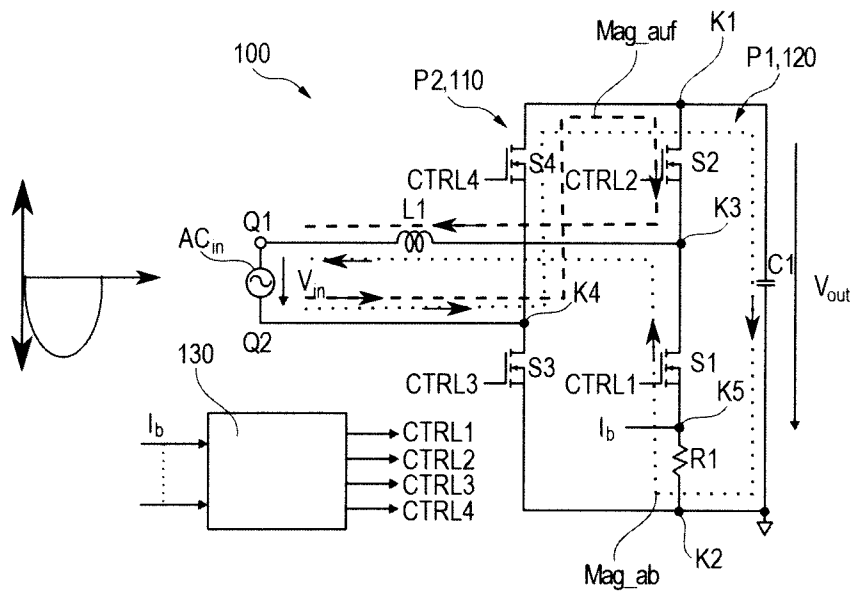


Fig. 6

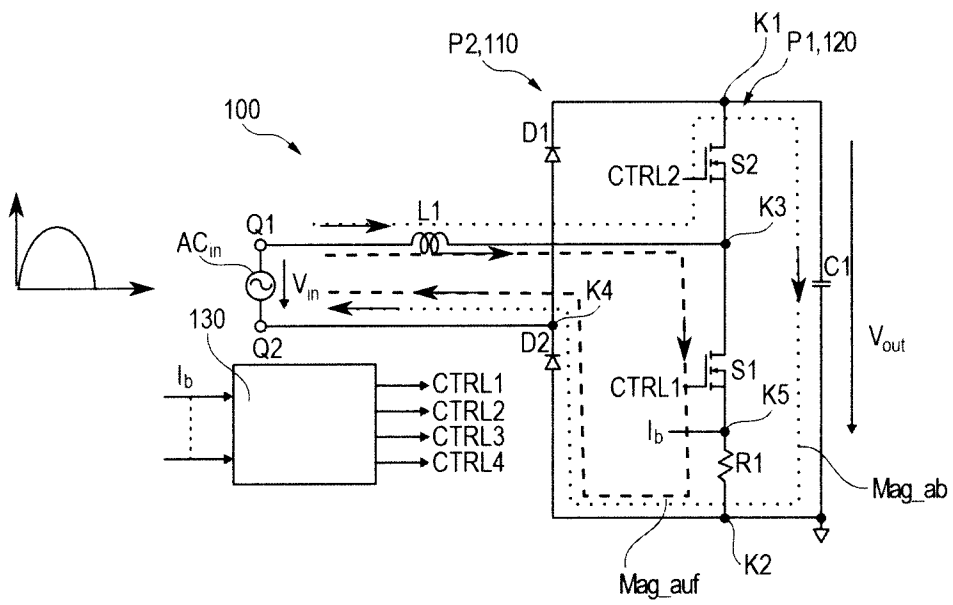


Fig. 7

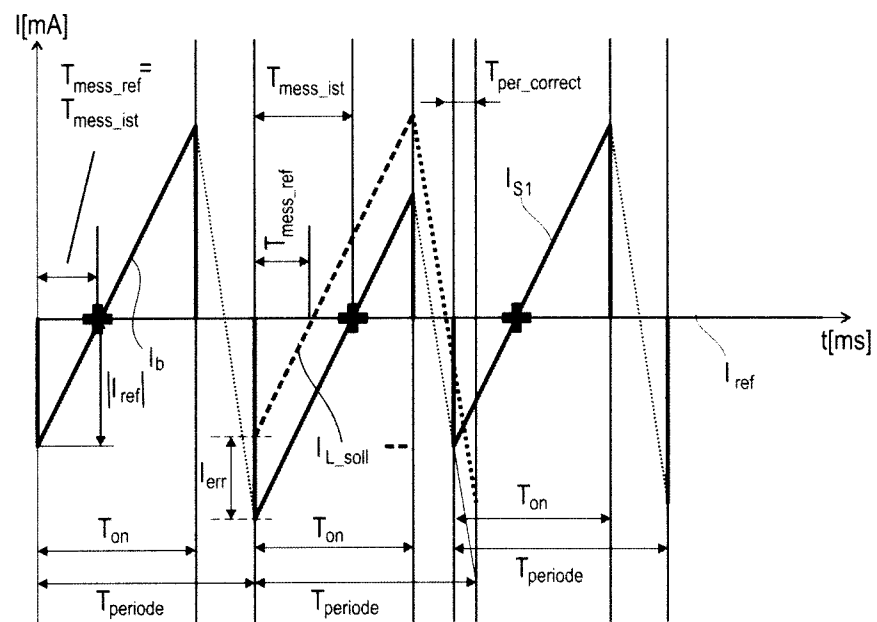


Fig. 8

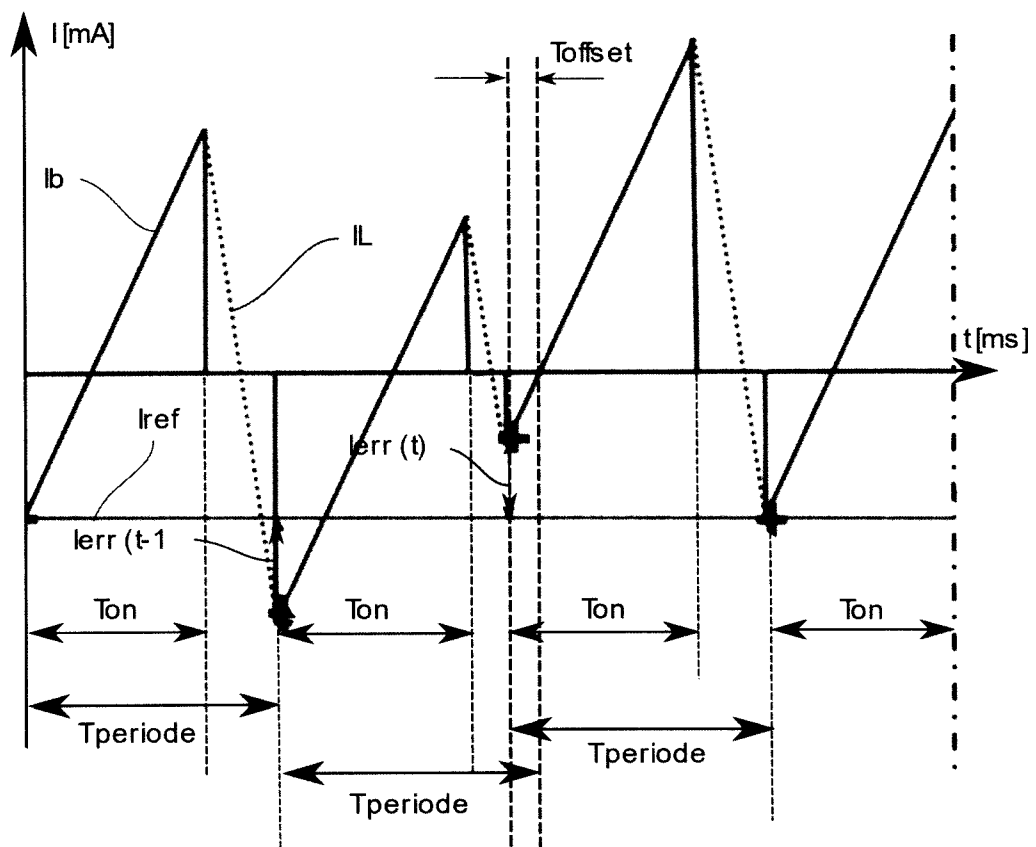


Fig. 9

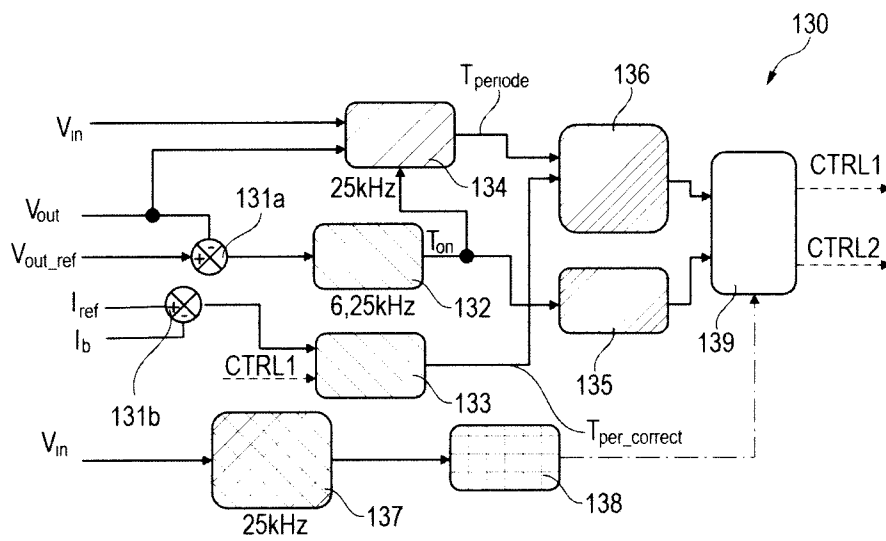
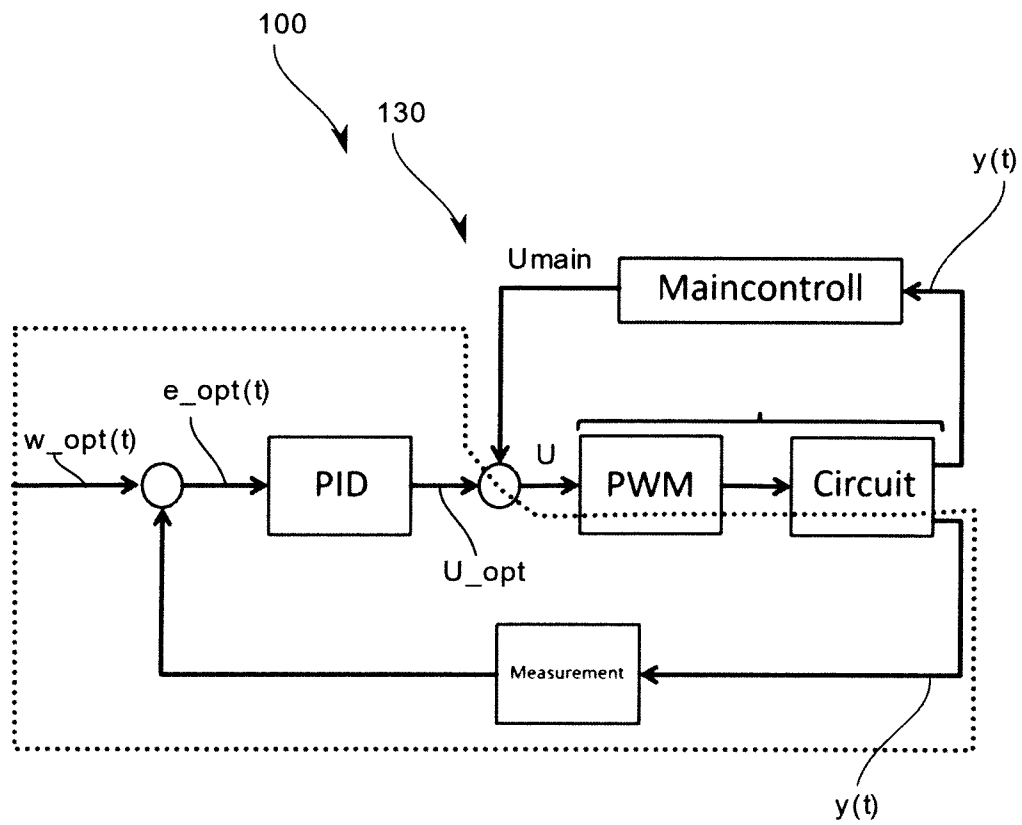


Fig. 10

**Fig. 11**

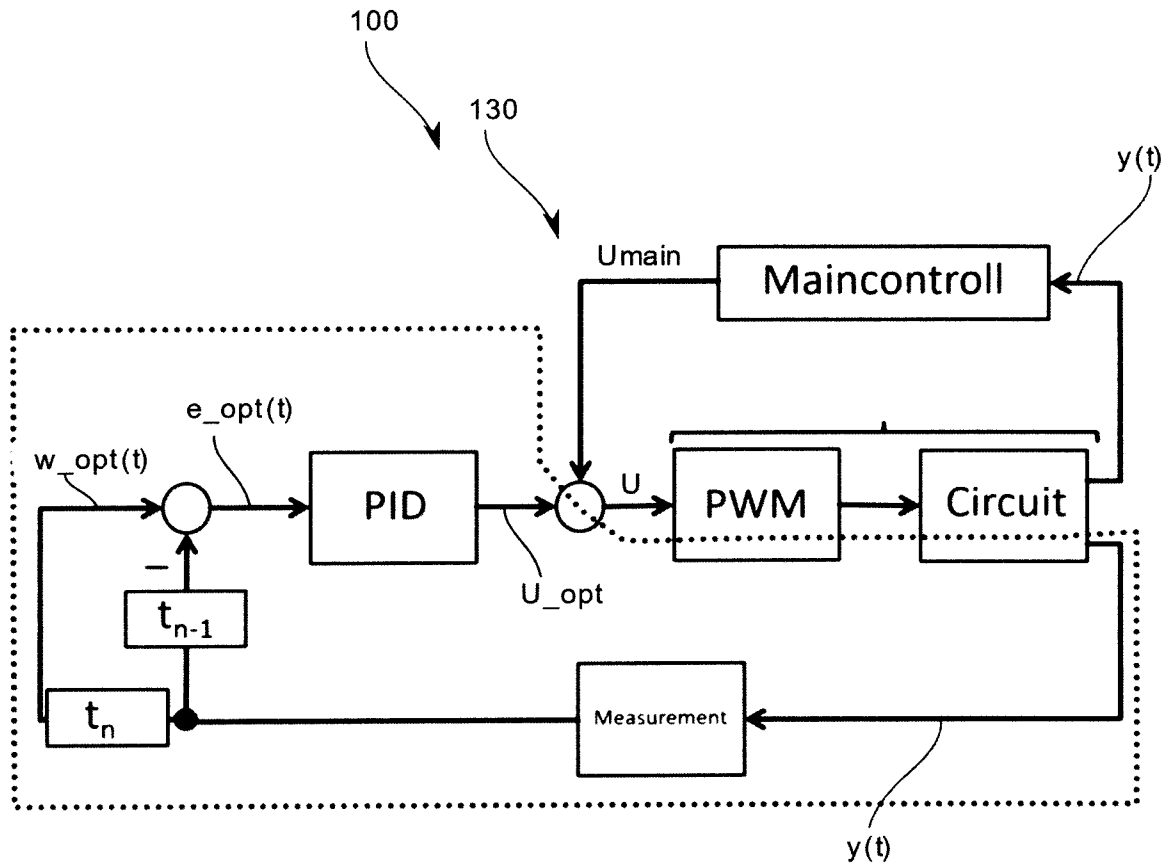
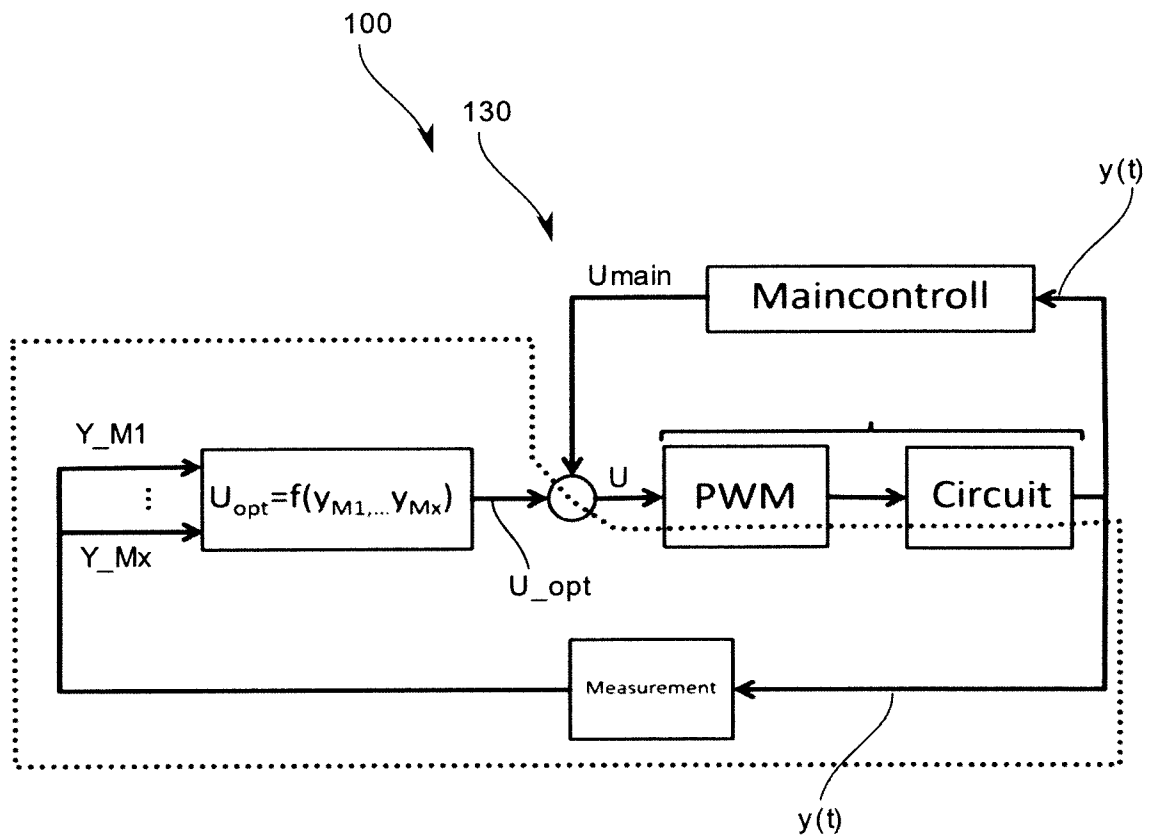


Fig. 12

**Fig. 13**