



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 602 16 683 T2 2007.04.12**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 296 442 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **602 16 683.7**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **02 009 476.9**

(96) Europäischer Anmeldetag: **25.04.2002**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **26.03.2003**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **13.12.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **12.04.2007**

(51) Int Cl.⁸: **H02M 3/337 (2006.01)**

(30) Unionspriorität:

960435 20.09.2001 US

(73) Patentinhaber:

The University of Hong Kong, Hong Kong, HK

(74) Vertreter:

**Grünecker, Kinkeldey, Stockmair &
Schwanhäusser, 80538 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB

(72) Erfinder:

**Liu Chui Pong, Flat 3406, Joe, Hong Kong, CN;
Poon Ngai Kit, Franki, Hong Kong Special
Administrative Region, CN; Pong, Bryan, Man Hay,
Hong Kong Special Administrative Region, CN**

(54) Bezeichnung: **Vorrichtung zur Verbesserung der Stabilität und des dynamischen Verhaltens eines Halbbrückenwandlers**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

GEBIET DER ERFINDUNG

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der Leistungswandler, insbesondere auf das Gebiet 5 der Rückkopplungskompensation in komplementär betriebenen Halbbrückenwandlern.

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

[0002] Spannungsfreies Schalten reduziert Schaltverluste signifikant und verbessert die Effizienz von Wandlern deutlich, besonders wenn die Brückenspannung hoch ist und der Kapazitätsverlust signifikant ist. Weiterhin erlaubt ein spannungsfreies Schalten (Zero voltage switching) eine höhere Schaltfrequenz für Brückenschalter sowie die Verwendung kleinerer Komponenten.

[0003] Ordnet man einen DC-Blockkondensator auf der Primärseite eines Wandlers an, führt dies zu einer verbesserten Halbbrücken-Topologie, die spannungsfreies Schalten ermöglicht. Dies ermöglicht die Verwendung des Verfahrens des komplementären Ansteuerns, zusammen mit der Induktivität auf der Primärseite, zum spannungsfreien Schalten der Halbbrückenschalter.

[0004] Trotz seiner zahlreichen Vorteile wurde das Verfahren der komplementären Ansteuerung bei Halbbrückenwandlern deshalb nicht weit verbreitet angewendet, weil die Komplexität bei tatsächlichen Implementierungen sehr hoch ist. Die Kleinsignalanalyse einer Schaltung für einen typischen Halbbrückenwandler zeigt, dass der primäre DC-Blockkondensator und die Magnetisierungsinduktivität des Haupttransformators einen Resonanzkreis zweiter Ordnung bilden. Auf der Sekundärseite bilden die Ausgangsfilter-Induktivität und -Kapazität einen weiteren Resonanzkreis. Zusammen bilden diese beiden Kreise ein System vierter Ordnung, das komplex und daher schwierig zu stabilisieren ist.

[0005] Eine Anzahl von Forschern hat sich mit diesem Problem beschäftigt, ohne jedoch eine befriedigende Lösung zu erreichen. Beispielsweise haben Korotkov et al. gezeigt, dass die Phasenverschiebung sich 360 Grad nähert, wenn beide Resonanzkreise mit Hilfe des theoretischen Bode-Diagramms und des Phasendiagramms der Übertragungsfunktion wirksam werden. Korotkov et al. „Small-signal modeling of soft switched asymmetrical half-bridge DC/DC converter“ in Applied Power Electronics Conference and Exposition, Seiten 707 bis 711, 1995. Diese Phasenverschiebung kann zu Stabilitätsproblemen führen, wenn man eine negative Rückkopplung zur Regelung der Ausgangsspannung verwendet.

[0006] Während es möglich ist, das Stabilitätsproblem zu lösen, indem man die Verstärkung bei offener Regelschleife auf weniger als eins verschiebt, bevor beide Resonanzkreise wirksam werden, führt dies zu anderen unerwünschten Folgen. Beispielsweise verschlechtert dies deutlich die dynamische Antwort des Wandlers zusammen mit zusätzlichen Begrenzungen im Design des Rückkopplungs-Kompensationsnetzwerks.

[0007] Sebastian et al. schlugen eine weitere Lösung in der Veröffentlichung „Small-signal modeling of the half-bridge complementary-control DC-to-DC converter“, Power Electronics Congress, 1995, vor. Danach wird die Phasenverschiebung eines unsymmetrischen Halbbrückenwandlers dadurch auf weniger als 180 Grad verringert, dass sichergestellt wird, dass der Ausgangs-LC-Filter eine viel größere Resonanzfrequenz hat, als der Kreis, der die primäre Magnetisierungsinduktivität und den DC-Blockkondensator beinhaltet. Dieses Verfahren hat jedoch eine begrenzte Anwendbarkeit aufgrund der Limitierungen, denen das Ausgangsfilter-Design unterliegt, was zu einer fehlenden Kompatibilität mit vielen üblichen Wandlerspezifikationen führt.

[0008] Aus der US 4,845,605 ist ein Hochfrequenz-Gleichspannungsumrichter bekannt, der einen einzigen primärseitigen Leistungsschalttransistor, sowie alle parasitären Schaltelemente verwendet, um eine hohe Effizienz und geringe Größe zu erreichen und dennoch von Nulllast bis voller Last mit einer vergleichsweise geringen Betriebsfrequenz-Variation zu arbeiten. Ein Kondensator ist parallel zu einer einzigen Primärwindung des Transformators geschaltet. Ein weiterer Kondensator ist zwischen den Eingangsanschluss als Eingangskondensator geschaltet. Ein Rückkopplungsnetzwerk ermöglicht den Vergleich der Ausgangsspannung mit einer gewünschten Referenz, um die Ausgangsspannung regeln zu können.

[0009] EP 0415244 A2 offenbart einen adaptiven kompensierenden Rampengenerator für Strommodus-DC-DC-Umrichter. Hier ist eine Gleichspannungs-Sperrwandlerschaltung, die einen kompensierenden Rampengenerator aufweist, gezeigt, wobei eine Filterkomponente der Sperrwandlerschaltung einen Transformator und einen Messwiderstand zum Messen des Stroms durch einen primärseitigen Schalter aufweist. Die

Ausgangsspannung des Gleichspannungsschalters wird gemessen und mit einem Referenzwert verglichen.

[0010] Aus der US 4,717,994 ist ein kapazitiv gekoppelter Gleichspannungswandler bekannt, der ein Paar Schaltelemente verwendet, die abwechselnd leitend gemacht werden und wobei Instabilitäten, die aus der Strommodusregelung entstehen, kompensiert werden, indem die Ladungsmenge, die von jedem Schaltelement an einen Ausgangskondensator, der mit diesen verbunden ist, gemessen und geregelt wird.

[0011] US 4,694,383 bezieht sich auf eine Steuerung für einen Resonanz-Gleichspannungswandler mit mindestens einem Leistungsschalter, der gesteuert wird um eine Zwischenwechsellistung in einem Resonanzkreis zu erzeugen. Die Steuerung schließt Mittel zum Erzeugen eines Signals ein, das den Strom in dem Resonanzkreis repräsentiert, einen Integrator, der einen Eingang hat, welcher mit den Erzeugungsmitteln verbunden ist, um das erzeugte Signal zu integrieren, und einen Multiplizierer, der einen ersten Eingang hat, der mit dem Ausgang des Integrators verbunden ist und weiterhin einen zweiten Eingang und einen Ausgang, an dem ein multipliziertes Signal erzeugt wird. Ein Vergleicher ist mit dem Ausgang des Multiplizierers verbunden, um das multiplizierte Signal mit einem Referenzsignal zu vergleichen. Ein Frequenz-Spannungswandler ist mit dem Ausgang oberhalb des Komparators verbunden und mit einem zweiten Eingangs des Multiplizierers um ein Rückkopplungssignal zu erzeugen. Dieses Rückkopplungssignal wird von dem Multiplizierer mit dem Ausgang des Integrators multipliziert, um das multiplizierte Signal zu erzeugen. Der Komparator erzeugt Signale, die den Schalter in dem Resonanzwandler steuern, um die statische und dynamische Stabilität zu verbessern.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0012] Die vorliegende Erfindung stellt ein System und ein Verfahren bereit, um die oben erwähnte Komplexität zu reduzieren und so eine verbesserte Regelung der Ausgangsspannung in einem Halbbrückenwandler mit komplementärer Ansteuerung zu ermöglichen. Das System und das Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung benötigen keine Begrenzungen bei der Wahl der Resonanzfrequenzen in dem Halbbrücken- oder Vollbrückenwandler. In beispielhaften Ausführungsformen der Erfindung sieht die Spannungsregelungs-Rückkopplungsschleife nur den durch die Ausgangsinduktivität und -Kapazität gebildeten Filter zweiter Ordnung. Deshalb kann eine gewöhnliche Kompensation zweiter Ordnung die Schleife stabilisieren und eine raschere Optimierung für eine bessere dynamische Antwort ermöglichen.

[0013] Eine beispielhafte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfasst die Modulation eines Spannungsrampensignals oder einer Ausgangsfehler-Rückkopplungsspannung als Funktion der Spannung über dem DC-Blockkondensator. Ein Vergleicher der Pulsweitenmodulations-(PWM)-Steuerung, welche die Leistungsschalter steuert, empfängt das modulierte Signal. Diese innere Kompensationsschleife eliminiert den Effekt einer Spannungsvariation über dem DC-Blockkondensator.

[0014] Weiterhin erlaubt die vorliegende Erfindung eine weitere Optimierung der dynamischen Antwort von Halbbrückenwandlern und Vollbrückenwandlern. Dies ergibt sich teilweise aus vielen Ausführungsformen gemäß der vorliegenden Erfindung, die einfache Kompensation zweiter Ordnung sowie konventionelle Techniken verwenden, um die ausgangsspannungsregelnde Schleife von Halbbrückenwandlern mit komplementärer Ansteuerung zu stabilisieren.

[0015] Daher schließen mögliche Abwandlungen ohne Beschränkung eine gesteuerte Stromquelle ein, die einen Strom als Funktion der DC-Blockkondensatorspannung eines Halbbrückenwandlers bereitstellt, um ein Spannungsrampensignal für die PWM-Steuerung zu erzeugen. Alternativ moduliert die Spannung einer Wicklung, die mit dem Haupttransformator des Halbbrückenwandlers verbunden ist, das Ausgangsspannungsfehlersignal und anschließend wird das Fehlersignal in die PWM-Steuerung eingespeist. Die Wicklung hat eine Spannung, die proportional zu der Spannung über dem DC-Blockkondensator und in einer gewünschten Phase ist, um eine innere Schleifenkompensation zu ermöglichen. Eine weitere Ausführungsform beschreibt die vorliegende Erfindung in Vollbrückenwandlern.

[0016] Diese und weitere Aspekte der vorliegenden Erfindung werden für einen Fachmann aus der folgenden detaillierten Beschreibung der Erfindung und aus den begleitenden Zeichnungen klar.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0017] Die vorliegende Erfindung wird im Folgenden mit Hilfe der Zeichnungen beschrieben, um das Verständnis der verschiedenen Aspekte der Erfindung in einer nicht erschöpfenden Art zu ermöglichen. Diese Zeichnungen sind illustrativ, aber nicht beschränkend im Hinblick auf den Schutzbereich der Erfindung und sol-

len entsprechend interpretiert werden.

[0018] Fig. 1 ist eine Darstellung eines Halbbrücken-Gleichspannungsleistungswandlers mit einer inneren Kompensationsrückkopplungsschleife und der Ausgangsspannungsregelungs-Rückkopplungsschleife;

[0019] Fig. 2 beschreibt einen Halbbrückenwandler gemäß einer Ausführungsform der Erfindung, der eine Spannung verwendet, die mit dem DC-Blockkondensator korreliert ist, um die Rückkopplung des Ausgangsfehlersignals in einer inneren Kompensationsschleife zu modulieren;

[0020] Fig. 3 beschreibt einen Halbbrückenwandler gemäß einer Ausführungsform der Erfindung, der eine Spannung verwendet, die mit dem DC-Blockkondensator korreliert ist, um das Rampensignal in einer inneren Kompensationsschleife zu modulieren;

[0021] Fig. 4 beschreibt eine Ausführungsform der Erfindung, die eine gesteuerte Stromquelle verwendet, um ein Modulationssignal am Eingang einer PWM-Steuerung zu erzeugen;

[0022] Fig. 5 beschreibt eine detailliertere Implementierung des Leistungswandlers, der in Fig. 4 gezeigt ist;

[0023] Fig. 6 ist das gemessene Bode-Diagramm und das Phasendiagramm in einer Ausführungsform ähnlich der, die in Fig. 1 dargestellt ist, aber ohne innere Schleifenkompensation;

[0024] Fig. 7 zeigt das gemessene Bode-Diagramm und das Phasendiagramm, die die Unterdrückung in den Änderungen von Phase und Verstärkung bei 1,7 kHz zeigen, wobei dies die Resonanzfrequenz des DC-Blockkondensators und der Magnetisierungsinduktivität ist, im Verhältnis zu der Fig. 6 bei inneren Schleifenkompensation;

[0025] Fig. 8 zeigt eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, welche die innere Schleifenkompensation durch das Signal, das mittels der Spannung in einer Wicklung, die mit dem Haupttransformator des Halbbrückenwandlers verbunden ist, erhalten wird, illustriert;

[0026] Fig. 9 ist eine Implementierung, die zusätzliche Design-Details in einer Ausführungsform ähnlich der aus Fig. 8 darstellt; und

[0027] Fig. 10 zeigt einen Vollbrückenwandler, der in Übereinstimmung mit der vorliegenden Erfindung aufgebaut ist.

BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

[0028] Das Funktionsprinzip der vorliegenden Erfindung ist in Fig. 1 beschrieben. Die verschiedenen Figuren erläutern verschiedene Design-Variationen für die Implementierung verschiedener Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung in einer nicht beschränkenden Art und Weise. Verschiedene Figuren verwenden dieselben Bezugszeichen um ähnliche Komponenten zu bezeichnen, wobei die erste Ziffer die jeweilige Figur bedeutet.

[0029] Somit misst in Fig. 1 der Modulator **102** die Spannung über dem DC-Blockkondensator **100** als Steuersignal. Der Modulator **102** moduliert das Ausgangsfehlersignal mit dem Steuersignal. Der Vergleichler **104** erzeugt das Ausgangsfehlersignal, indem er die Ausgangsspannung mit der Spannung vergleicht, die von der Referenz **106** in Verbindung mit einem Rückkopplungsnetzwerk erzeugt wird. Das modulierte Ausgangsfehlersignal wird danach an den Vergleichler **108** der PWM-Steuerung **110** angelegt. Die Phase des Steuersignals wird modifiziert, so dass die PWM-Steuerung **110** Spannungsänderungen über dem Kondensator **100** misst. Die PWM-Steuerung **110** antwortet auf die Änderungen in dem Steuersignal und in dem resultierenden modulierten Ausgangsfehlersignal, indem sie die Aussteuerung der Halbbrücke zur Ansteuerung der Schalter **112** und **114** anpasst, um den Änderungen in der Ausgangsspannung entgegenzuwirken. Diese Rückkopplung eliminiert die Auswirkung von Spannungsänderungen über dem DC-Blockkondensator **100** auf die Ausgangsspannung. Deshalb wird die Auswirkung des Resonanzkreises, der durch die primäre äquivalente Magnetisierungsinduktivität **116** und den DC-Blockkondensator **100** gebildet ist, aus der Spannungssteuerungsschleife entfernt.

[0030] In dem oben beschriebenen Design steuert der Arbeitszyklus den Leistungswandler. Die PWM-Steuerung **110** bestimmt den Arbeitszyklus d mit Hilfe des Ausgangs des inneren Vergleichlers **108**. Entsprechend

ist die Aussteuerung mit der Differenz der Eingänge dieses inneren Vergleichers, dem modulierten Ausgangsfehlersignal und dem Rampensignal, wie in Gleichung 1 beschrieben, korreliert.

$$d \approx (V_{\text{control}} + V_{\text{output_error}}) - V_{\text{ramp}} \quad \text{Gleichung 1}$$

wobei V_{control} das Steuerungssignal bedeutet, welches das Ausgangsfehlersignal $V_{\text{output_error}}$ moduliert, und V_{ramp} das Rampensignal bedeutet. [Fig. 2](#) beschreibt eine solche Ausführungsform, bei der der Modulator **202** das Steuersignal und das Ausgangsfehlersignal empfängt.

[0031] Stellt man Gleichung 1 um, erhält man eine äquivalente Gleichung, die in Gleichung 2 gezeigt ist.

$$d \approx V_{\text{output_error}} - [V_{\text{ramp}} + (-V_{\text{control}})] \quad \text{Gleichung 2}$$

[0032] Gleichung 2 zeigt, dass entsprechend einer Umstellung das eingeführte Steuersignal dahingehend interpretiert werden kann, dass es das Rampensignal, das in den Modulator **102** der [Fig. 1](#) eingegeben wird, moduliert. Selbstverständlich wird in der alternativen Anordnung die Phase des Steuersignals ebenfalls invertiert, um die Konsistenz zu wahren. [Fig. 3](#) zeigt eine solche Ausführungsform, bei der der Modulator **302** das Rampensignal und das Steuersignal empfängt.

[0033] Weiterhin fungiert das Steuersignal V_{control} gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ebenfalls als ein Rampensignal. Das ist beispielsweise dann möglich, wenn die Steigung des Rampensignals eine Funktion der Spannung über dem DC-Blockkondensator **100** ist. Dann vereinfacht das Entfernen des gesonderten Rampensignals das System weiter, wie dies in [Fig. 4](#) gezeigt ist.

[0034] Die Ausführungsform, die in [Fig. 4](#) gezeigt ist, besteht aus einem Halbbrückenumrichter, der Ausgangsknoten **418** und **420** hat, sowie einen Arbeitszyklus $(1-d)$ und (d) , der von der PWM-Steuerung **410**, die die Schalter **412** und **414** ansteuert, erzeugt wird. Die Schaltoperation der Schalter **412** und **414** wandelt die DC-Versorgungsspannung von den Eingangsknoten **422** und **424** in eine pulsierende Spannung über den Knoten **426** und **424** um. Der Transformator **428** empfängt die pulsierende Spannung, wobei der DC-Blockkondensator **400** den Gleichspannungsanteil herausnimmt. Wie dies gezeigt ist, stellt der Transformator **428**, der primäre und sekundäre Wicklungen mit N_1 bzw. N_2 Windungen aufweist, eine Magnetisierungsinduktivität dar, die auf die Primärseite als Induktivität **416** reflektiert wird. Die oben beschriebene pulsierende Spannung wird auf die sekundärseitige Wicklung gekoppelt und durch die Dioden **430** und **432** in einer Halbwellenanordnung gleichgerichtet. Der gleichgerichtete Strom bzw. die gleichgerichtete Spannung werden dann durch den Ausgangsfilter, der durch die Induktivität **434** und die Kapazität **436** gebildet ist, gefiltert, um die Welligkeit zu entfernen und einen geglätteten Gleichspannungsausgang über den Ausgangsknoten **418** und **420** bereitzustellen.

[0035] Das Rampensignal, das am Vergleichler **408** in der PWM-Steuerung **410** nach der Modulation vorgesehen ist, sorgt, wie oben beschrieben, für eine innere Schleifenkompensation. Anstelle der Verwendung eines konstanten Rampensignals oder ähnlicher Techniken ist es jedoch auch möglich, ein variables Rampensignal zu verwenden. Verschiedene Komponenten, insbesondere die gesteuerte Stromquelle **438**, der Kondensator **440** und der Schalter **442** erzeugen dieses variable Rampensignal in der Ausführungsform, die in [Fig. 4](#) gezeigt ist.

[0036] In [Fig. 4](#) hat die Stromquelle **438** eine Amplitude, die proportional zu dem Steuersignal ist, das über dem DC-Blockkondensator **400** abfällt, und zwar mit einer Proportionalitätskonstante k . Der Schalter **442** entlädt den Kondensator **440**, nachdem der Arbeitszyklus d von der PWM-Steuerung bestimmt wurde. Die folgende Analyse wird im Zusammenhang mit [Fig. 4](#) beschrieben, um die Funktionsweise der vorliegenden Erfindung zu erläutern, soll aber nicht den Schutzbereich der beanspruchten Erfindung begrenzen.

[0037] Somit ist die Steigung des modulierten Spannungsrampensignals M

$$M = \frac{i_{\text{current_source}}}{C_{\text{current_source}}} \quad \text{Gleichung 3}$$

[0038] Diese Steigung ist nicht konstant und hängt von der Spannung über dem Blockkondensator **400** ab. Somit gilt

$$M = \frac{k \cdot v_{\text{current_source}}}{C_{\text{current_source}}} \quad \text{Gleichung 4}$$

wobei V_{control} die Spannung über dem Blockkondensator **400** ist, k die Proportionalitätskonstante ist und $C_{\text{current_source}}$ die Kapazität des Kondensators **440** bedeutet: Der Knoten **424** ist der Referenzknoten für die Spannungsmessung. Die PWM-Steuerung **410** vergleicht das Rampensignal und das Ausgangsfehlersignal, um den Arbeitszyklus d zu erzeugen. Es kann gezeigt werden, dass gilt

$$V_{\text{out_error}} = \frac{k \cdot v_{\text{control}} \cdot d}{f_{\text{sw}} C_{\text{current_source}}} \quad \text{Gleichung 5}$$

wobei $V_{\text{output_error}}$ das Ausgangsfehlersignal ist und wobei Knoten **424** der Referenzknoten und f_{sw} die Schaltfrequenz des Umsetzers ist.

[0039] Eine Bemittelte Kleinsignalanalyse liefert die nachfolgenden 6 Gleichungen.

$$s \cdot L_{\text{induct}} \cdot \Delta i_{\text{induct}} = (1 - D) \cdot \Delta v_{\text{input}} - \Delta v_{\text{control}} \quad \text{Gleichung 6}$$

$$\Delta i_{\text{control}} \cdot \Delta i_{\text{induct}} = \frac{N_2}{N_1} (D \cdot \Delta i_{\text{rectified}} + I_{\text{rectified}} \cdot \Delta d) \quad \text{Gleichung 7}$$

$$\Delta v_{\text{control}} = \Delta i_{\text{control}} \frac{1}{s \cdot C_{\text{control}}} \quad \text{Gleichung 8}$$

$$\Delta v_0 = \Delta i_{\text{rectified}} \frac{1}{s \cdot C_{\text{ripple_filter}}} \quad \text{Gleichung 9}$$

$$\Delta v_{\text{output_error}} = \frac{k}{f_{\text{sw}} \cdot C_{\text{current_source}}} (D \cdot \Delta v_{\text{control}} + V_{\text{control}} \cdot \Delta d) \quad \text{Gleichung 10}$$

$$s \cdot L_{\text{ripple_filter}} \cdot \Delta i_{\text{rectified}} = \frac{N_2}{N_1} (D \cdot \Delta v_{\text{control}} + V_{\text{control}} \cdot \Delta d) - \Delta v_0 \quad \text{Gleichung 11}$$

wobei V_{input} die Eingangsspannung ist, V_{control} die Spannung über dem Blockkondensator **400**, $V_{\text{output_error}}$ die Ausgangsfehlerspannung und v_0 die Ausgangsspannung über den Ausgangsknoten **418** und **420**. Δ bedeutet eine Kleinsignalvariation der Parameter auf der rechten Seite. D , $I_{\text{rectified}}$ und V_{control} sind die eingeschwungenen Werte von d , $i_{\text{rectified}}$ bzw. V_{control} .

[0040] Gleichung 10 erhält man direkt, indem man die Variation zu Gleichung 5 addiert, was den Effekt darstellt, der durch die innere Kompensationsschleife erzeugt wird.

[0041] Löst man die Gleichungen 6 bis 11, erhält man die Übertragungsfunktion von der Ausgangsfehlerspannung $V_{\text{output_error}}$ in die Ausgangsspannung v_0 . Dieses Ergebnis ist in Gleichung 12 gezeigt.

$$\frac{\Delta v_0}{\Delta v_{\text{output_error}}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{f_{\text{sw}} \cdot C_{\text{current_source}}}{k} \cdot \frac{1}{1 + s^2 \cdot L_{\text{ripple_filter}} \cdot C_{\text{ripple_filter}}} \quad \text{Gleichung 12}$$

[0042] Gleichung 12 zeigt, dass die Übertragungsfunktion von der Ausgangsfehlerspannung $V_{\text{output_error}}$ zu der Ausgangsspannung v_0 zweiter Ordnung ist, abhängig von dem Ausgangsfilter, das durch $L_{\text{ripple_filter}}$ und $C_{\text{ripple_filter}}$ gebildet ist. Diese Übertragungsfunktion ist unabhängig von der primärseitigen Magnetisierungsinduktivität **434** und dem DC-Blockkondensator **400** infolge der inneren Kompensationsschleife.

[0043] Die obigen Berechnungen zeigen den Effekt der inneren Schleifenkompensation unter Verwendung ei-

ner Spannung, die proportional zu der Spannung über dem DC-Blockkondensator, beispielsweise dem Kondensator **400**, ist um das Rampensignal zu erzeugen. Da das Modulationssignal bereits ein Rampensignal ist, ist kein zusätzliches Rampensignal erforderlich. Die Spannungsänderung über dem DC-Blockkondensator **400** führt entsprechende Änderungen in den Arbeitszyklus zum Ansteuern der Schalter **412** und **414** ein, um die Ausgangsspannung zu regeln. Somit wird der Effekt des Resonanzkreises, der von der primären reflektierten Magnetisierungsinduktivität und dem DC-Blockkondensator gebildet ist, entfernt und die Regelungsschleife ist signifikant vereinfacht und stabiler geworden.

[0044] Fig. 5 zeigt eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Der Widerstand **548** und der Kondensator **540** erzeugen das Spannungsrampensignal für die PWM-Steuerung **510** und den Schalter **542**. Der Widerstand **548**, der mit dem DC-Blockkondensator **500** verbunden ist, detektiert die Spannungsänderung über dem Kondensator **400**. Der Ladestrom, der in den Kondensator **540** gepumpt wird, ist in etwa gleich der Spannung über dem Kondensator **500** geteilt durch den Widerstand des Widerstands **548**, wenn die Spannung des Rampensignals viel kleiner ist als die Spannung über dem Kondensator **500**. Dies ist auch ein erläuterndes Beispiel für die gesteuerte Stromquelle, die oben beschrieben wurde. Der Arbeitszyklus d antwortet auf die Spannungsänderung des Kondensators **500**, um den Effekt auf die Ausgangsspannung v_0 zu eliminieren oder zu reduzieren. Dies wird durch die innere Schleifenkompensation bewerkstelligt, welche den Effekt des Resonanzkreises entfernt oder reduziert, der durch die primäre reflektierte Magnetisierungsinduktivität **516** und den DC-Blockkondensator **500** gebildet ist.

[0045] Die Fig. 6 und Fig. 7 zeigen einen Vergleich des Verstärkungsdiagramms und des Phasendiagramms gemäß der ersten Ausführungsform ohne bzw. mit einer inneren Schleifenkompensation. Ein konstantes Spannungsrampensignal wird an die PWM-Steuerung im Fall ohne innere Spannungskompensation angelegt. Die Schaltungsparameter, die verwendet wurden, sind die folgenden:

$L_{\text{induct}} = 180 \mu\text{H}$, die primäre Magnetisierungsinduktivität;
 $C_{\text{control}} = 44 \mu\text{F}$, der Blockkondensator;
 $L_{\text{ripple_filter}} = 1,2 \mu\text{H}$, die Induktivität des Ausgangsfilters; und
 $C_{\text{ripple_filter}} = 1200 \mu\text{F}$, die Kapazität des Ausgangsfilters.

[0046] Die Resonanzfrequenz des Resonanzkreises, der durch die primär reflektierte Magnetisierungsinduktivität **512** und den DC-Blockkondensator **500** gebildet ist, liegt bei etwa 1,7 kHz und die Resonanzfrequenz, die von den Ausgangsfilterelementen **534** und **536** gebildet ist, liegt bei etwa 4 kHz. Insbesondere zeigt die Fig. 7 eine signifikante Unterdrückung des Effekts der Resonanzkreiselementinduktivität **516** und Kapazität **500** im Vergleich zu Fig. 6, in der keine innere Schleifenkompensation implementiert ist.

[0047] Fig. 8 zeigt eine weitere Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, die eine zusätzliche Wicklung **854** verwendet, um die Spannung über dem DC-Blockkondensator **800** abzugreifen. Insbesondere wird die innere Schleifenkompensation bei einem Halbbrückenumschalter mit Vollwellengleichrichtung angewendet. Zwei Schalter **812** und **814** werden mit den Arbeitszyklen $(1-d)$ bzw. d durch die PWM-Steuerung **810** angesteuert. Die Schalteroperation der Schalter **812** und **814** wandelt die DC-Versorgungsspannung von Knoten **822** und **824** in eine pulsierende Spannung um, die an den Haupttransformator **828** über einem Pfad angelegt wird, der den DC-Blockkondensator **800** einschließt. Schaltet man den Schalter **814** in Übereinstimmung mit dem Arbeitszyklus d an, wird die Spannung über dem Kondensator **800** an die Wicklung **856** des Haupttransformators **828** angelegt. Weiterhin wird diese Spannung auf die gekoppelte Wicklung **854** des Transformators **828** gespiegelt. Somit erzeugt das Einschalten des Schalters **814** über die Wicklung **854** eine Spannung, die eine Funktion der Spannung über dem DC-Blockkondensator **800** ist. Der Gleichrichter **852** und die Phase der Wicklung **854** werden so ausgelegt, dass die erforderliche Spannung für die Ausgangsfehlersignalmodulation erzeugt wird. Diese Spannung ist eine Funktion der Spannung über dem DC-Blockkondensator **800** mit der richtigen Phase wie oben beschrieben, um eine effektive innere Schleifenkompensation sicherzustellen. Das Modulationsanpassungsnetzwerk **802** passt das Niveau der Modulation an, um zu der PWM-Steuerung **810** zu passen.

[0048] Fig. 9 zeigt eine Ausführungsform, die zwei Widerstände **956** und **958** verwendet, um das Modulationsnetzwerk **902** ähnlich dem Modulationsnetzwerk **802** zu implementieren. Hierzu zeigt die folgende Gleichung das modulierte Fehlersignal $v_{\text{mod_output_error}}$ am Eingang des Vergleichers **908** der PWM-Steuerung **910**, wobei der Spannungsabfall über die Diode **952** vernachlässigt ist.

$$v_{\text{mod_output_error}} = \frac{1}{R_{956} + R_{958}} \cdot \left(v_{\text{output_error}} \cdot R_{956} - v_{\text{control}} \cdot \frac{N_4}{N_1} \cdot R_{958} \right) \quad \text{Gleichung 13}$$

[0049] $V_{\text{output_error}}$ ist das Ausgangsfehlersignal, V_{control} ist die Spannung über dem DC-Blockkondensator **900**,

N_4 und N_1 sind die Windungszahlen der Wicklung **954** bzw. die Windungszahl der Wicklung **960**, während Knoten **924** als Referenzknoten in den obigen Ausdrücken dient.

[0050] Eine weitere Ausführungsform erweitert die vorliegende Erfindung auf einen Vollbrückenwandler, wie in **Fig. 10** gezeigt. **Fig. 10** zeigt einen DC-Eingang, der an die Eingangsknoten **1022** und **1024** angelegt wird. Die Schalter **1012**, **1013**, **1014** und **1015** sind in einer Vollbrückenkonfiguration miteinander verbunden und werden von den Arbeitszyklen d_1 , d_2 , d_3 bzw. d_4 angesteuert, um den DC-Eingang in eine pulsierende Spannung umzuwandeln, die an die Transformatoren **1028** und **1029** angelegt wird. Der DC-Blockkondensator **1000** verhindert, dass Gleichspannung an die Transformatoren **1028** und **1029** gelangt. Die pulsierende AC-Spannung wird an die sekundärseitigen Wicklungen gekoppelt und anschließend von den Gleichrichtern **1030** und **1032** gleichgerichtet. Ein Tiefpassausgangsfiler, das durch Induktivität **1034** und den Kondensator **1036** gebildet ist, sorgt für einen geglätteten Gleichspannungsausgang indem er die Welligkeit reduziert.

[0051] Das Rampensignal für die PWM-Steuerung **1010** wird von der Spannung über dem DC-Blockkondensator **1000** durch die gesteuerte Stromquelle $i_{\text{constant_current}}$ **1038** moduliert. Die Funktionsprinzipien hinter der Arbeitsweise dieser Ausführungsform sind ähnlich denen, die oben beschrieben wurden, mit Ausnahme der Tatsache, dass die vorliegende Ausführungsform sich auf einen Vollbrückenumschalter bezieht. Die Arbeitszyklen d_1 , d_2 , d_3 und d_4 , die von der PWM-Steuerung **1010** erhalten werden, um die vier Schalter **1012**, **1014**, **1013** und **1015** anzusteuern, werden in Antwort an das modulierte Rampensignal angepasst. Selbstverständlich ist in dieser Anordnung eine Spannungsänderung über dem Kondensator **1000** in dem modulierten Rampensignal widergespiegelt, um die gewünschte innere Schleifenkompensation zu erzeugen.

[0052] Somit wurden verschiedene Designs und Prinzipien offenbart, um eine Leistungsumsetzer zur Gleichspannungswandlung bereitzustellen, der eine gewünschte und leicht zu regelnde Ausgangsspannung erzeugt. Solch ein Leistungsumsetzer umfasst Eingangsanschlüsse zum Empfangen der Leistung; mindestens einen Schalter, der mit den Eingangsanschlüssen verbunden ist, um einen variablen Strom in Übereinstimmung mit einem Arbeitszyklus zu erzeugen; eine magnetische Komponente, die geeignet ist, den variablen Strom zu transformieren, um einen transformierten Strom zu erzeugen; einen Eingangskondensator, der mit der magnetischen Komponente verbunden ist; eine Gleichrichterschaltung zum Gleichrichten des transformierten Stroms, um einen gleichgerichteten Strom zu erzeugen; ein Filter zum Glätten des gleichgerichteten Stroms an den Ausgangsanschlüssen; ein Rückkopplungsnetzwerk, das ein Fehlersignal erzeugt, welches eine Abweichung einer Spannung an den Ausgangsanschlüssen von einer gewünschten Referenz widerspiegelt; und eine Steuerung, die das Fehlersignal empfängt, die Spannung über dem Eingangskondensator in Antwort auf ein Rampensignal misst, um Ansteuerungssignale zum Betreiben des mindestens einen Schalters in Übereinstimmung mit dem Arbeitszyklus zu erzeugen, so dass der Leistungsumsetzer als geschlossenes Rückkopplungsschleifensystem arbeitet. Variationen und Erweiterungen umfassen verschiedene Modulationsarten, die Verwendung von Stromquellen, verschiedene Verfahren zum Abgreifen der Spannung über einem oder mehreren Blockkondensatoren von Interesse und die Erweiterung auf Vollbrückenleistungswandler-Designs.

[0053] Wie leicht von einem Fachmann erkannt wird, umfasst die offenbarte Erfindung die gezeigten Ausführungsform zusammen mit anderen Ausführungsformen, die verschiedene Filterkonfigurationen, Diodengleichrichter und magnetische Materialien enthalten.

Patentansprüche

1. Umrichter zur Gleichspannungswandlung, um eine gewünschte geregelte Ausgangsspannung zu erzeugen, wobei der Umrichter umfasst:

Eingangsanschlüsse (**122**, **124**) zum Empfangen von Leistung;

mindestens zwei Schalter (**112**, **114**), die mit den Eingangsanschlüssen verbunden sind, um einen veränderlichen Strom in Übereinstimmung mit einem Tastverhältnis zu erzeugen;

einen Wandler (**128**), der geeignet ist, den veränderlichen Strom zu wandeln, um einen transformierten Strom zu erzeugen;

einen Eingangskondensator (**100**), der in Serie mit einer Primärwicklung des Wandlers geschaltet ist, um ein spannungsfreies Schalten zu erreichen;

eine Gleichrichterschaltung (**130**, **132**) zum Gleichrichten des transformierten Stroms, um einen gleichgerichteten Strom zu erzeugen;

ein Filter (**134**, **136**) zum Glätten des gleichgerichteten Stroms an den Ausgangsanschlüssen (**118**, **120**);

ein Rückkopplungsnetzwerk, das ein Fehlersignal erzeugt, welches eine Abweichung einer Spannung an den Ausgangsanschlüssen von einer gewünschten Referenz (**106**) widerspiegelt; und

eine Steuerung (**110**, **102**), die das Fehlersignal empfängt;

dadurch gekennzeichnet,

dass die Steuerung (**110, 102**) ein Rampensignal empfängt, die über dem Eingangskondensator abfallende Spannung misst und das Rampensignal oder das Fehlersignal als Funktion der Spannung über dem Eingangskondensator moduliert, wobei die Steuerung nach dem Modulieren des Rampensignals oder des Fehlersignals PWM-Treibersignale erzeugt, um die mindestens zwei Schalter in Übereinstimmung mit dem Tastverhältnis zu betreiben, wobei der Umrichter als ein geschlossenes Rückkopplungssystem arbeitet.

2. Umrichter nach Anspruch 1, wobei die Spannung über dem Eingangskondensator (**100**) das Fehlersignal in einem Modulator (**102**) moduliert.

3. Umrichter nach Anspruch 1, wobei die Spannung über dem Eingangskondensator (**100**) das Rampensignal in einem Modulator (**102**) moduliert.

4. Umrichter nach Anspruch 1, wobei eine zusätzliche Wicklung (**854**) magnetisch mit dem Wandler gekoppelt, um ein Steuersignal bereitzustellen, das mit der Spannung über dem Eingangskondensator korreliert ist.

5. Umrichter nach Anspruch 4, weiterhin umfassend einen Gleichrichter (**852**), der mit der zusätzlichen Wicklung verbunden ist, um das Signal, das mit der Spannung über dem Eingangskondensator korreliert ist, zu erzeugen.

6. Umrichter nach Anspruch 5, wobei das Steuersignal das Fehlersignal in einem Modulator (**802**) moduliert.

7. Umrichter nach Anspruch 5, wobei die Spannung über dem Eingangskondensator das Rampensignal in einem Modulator (**802**) moduliert.

8. Umrichter nach Anspruch 5, weiterhin umfassend einen ersten Widerstand (**958**) zum Erfassen des ausgegebenen Fehlersignals.

9. Umrichter nach Anspruch 8, weiterhin umfassend einen zweiten Widerstand (**956**) zum Erfassen des Signals, das mit der Spannung über dem Eingangskondensator korreliert ist, wobei der zweite Widerstand mit dem ersten Widerstand verbunden ist, um ein Signal zu erzeugen, das proportional zu der Differenz zwischen dem ausgegebenen Fehlersignal und dem Signal, das mit der Spannung über dem Eingangskondensator korreliert ist, ist.

10. Umrichter nach Anspruch 9, weiterhin umfassend Mittel, um den ersten und den zweiten Widerstand miteinander zu koppeln, um ein Signal proportional zu der Differenz zwischen dem ausgegebenen Fehlersignal und dem Signal, das mit der Spannung über dem Eingangskondensator korreliert ist, zu erzeugen.

11. Umrichter zur Gleichspannungswandlung zum Erzeugen einer gewünschten geregelten Ausgangsspannung, wobei der Umrichter umfasst:

Eingangsanschlüsse (**422, 424; 522, 524**) zum Empfangen von Leistung;

mindestens zwei Schalter (**412, 414; 512, 114**), die mit den Eingangsanschlüssen verbunden sind, um einen veränderlichen Strom zu erzeugen;

einen Wandler (**428; 528**), der geeignet ist, den veränderlichen Strom zu wandeln, um einen transformierten Strom zu erzeugen;

einen Eingangskondensator (**400; 500**), der in Serie mit einer Primärwicklung des Wandlers geschaltet ist, um spannungsfreies Schalten zu erreichen;

eine Gleichrichterschaltung (**444, 446; 544, 546**) zum Gleichrichten des transformierten Stroms, um einen gleichgerichteten Strom zu erzeugen;

ein Filter (**434, 436; 534, 536**) zum Glätten des gleichgerichteten Stroms;

Ausgangsanschlüsse (**418, 420; 518, 520**), die mit dem Filter gekoppelt sind, um den gleichgerichteten Strom nach dem Glätten bereitzustellen;

ein Rückkopplungsnetzwerk, das ein Fehlersignal erzeugt, welches eine Abweichung einer Spannung an den Ausgangsanschlüssen von einer gewünschten Referenz widerspiegelt; und

eine Steuerung, die das Fehlersignal empfängt,

dadurch gekennzeichnet, dass er weiterhin umfasst:

eine Stromquelle (**438; 548**), die einen Strom als Funktion einer Spannung über dem Eingangskondensator erzeugt;

einen Stromquellenkondensator (**440; 540**), der mit der Stromquelle verbunden ist, um von der Stromquelle

aufgeladen zu werden;
mindestens einen Schalter (442; 542) zum periodischen Entladen des Stromquellenkondensators, um ein Rampensignal zu erzeugen;
wobei die Steuerung (410; 510) das Fehlersignal und das Rampensignal empfängt, um PWM-Treibersignale zu erzeugen, um die mindestens zwei Schalter (412, 414; 512, 114) in Übereinstimmung mit einem Tastverhältnis zu betreiben, wobei der Umrichter als geschlossenes Rückkopplungssystem arbeitet.

12. Verfahren zum Vereinfachen der Regelung einer Ausgangsspannung in einem Halbbrückengleichspannungsumrichter, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:
Bereitstellen eines DC-Blockkondensators, der in Serie mit einer Primärwicklung eines Wandlers geschaltet ist, um spannungsfreies Schalten zu gewährleisten;
Erfassen einer Spannung über dem DC-Blockkondensator als Steuersignal;
Erzeugen eines Fehlersignals, das eine Abweichung einer Spannung an den Ausgangsanschlüssen von einer gewünschten Referenz widerspiegelt;
dadurch gekennzeichnet, dass das Verfahren weiterhin die folgenden Schritte umfasst:
Modulieren eines Rampensignals oder des Fehlersignals als Funktion der Spannung über dem Eingangskondensator;
nach dem Modulieren des Rampensignals oder des Fehlersignals, Erzeugen von PWM-Treibersignalen, um mindestens zwei Schalter in Übereinstimmung mit einem Tastverhältnis zu betreiben, wobei der Umrichter als geschlossenes Rückkopplungssystem arbeitet.

Es folgen 10 Blatt Zeichnungen

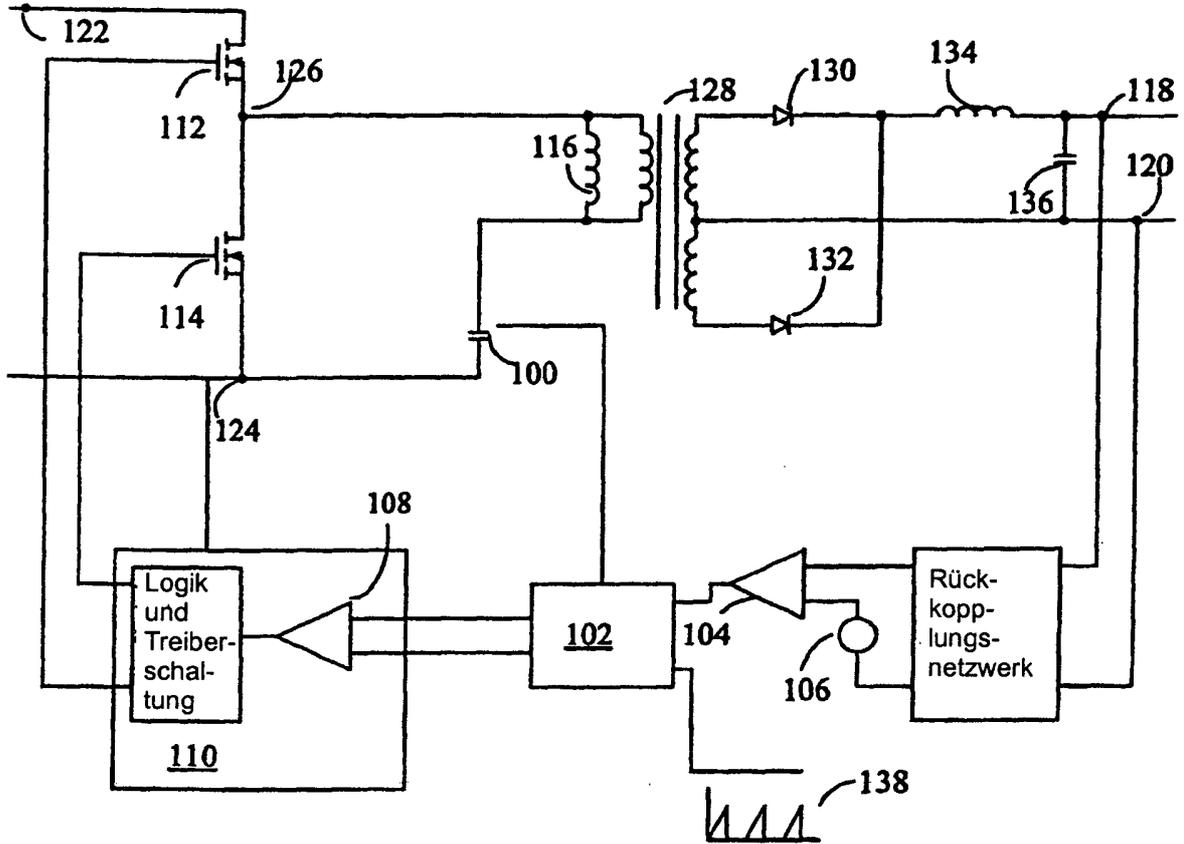


FIGURE 1

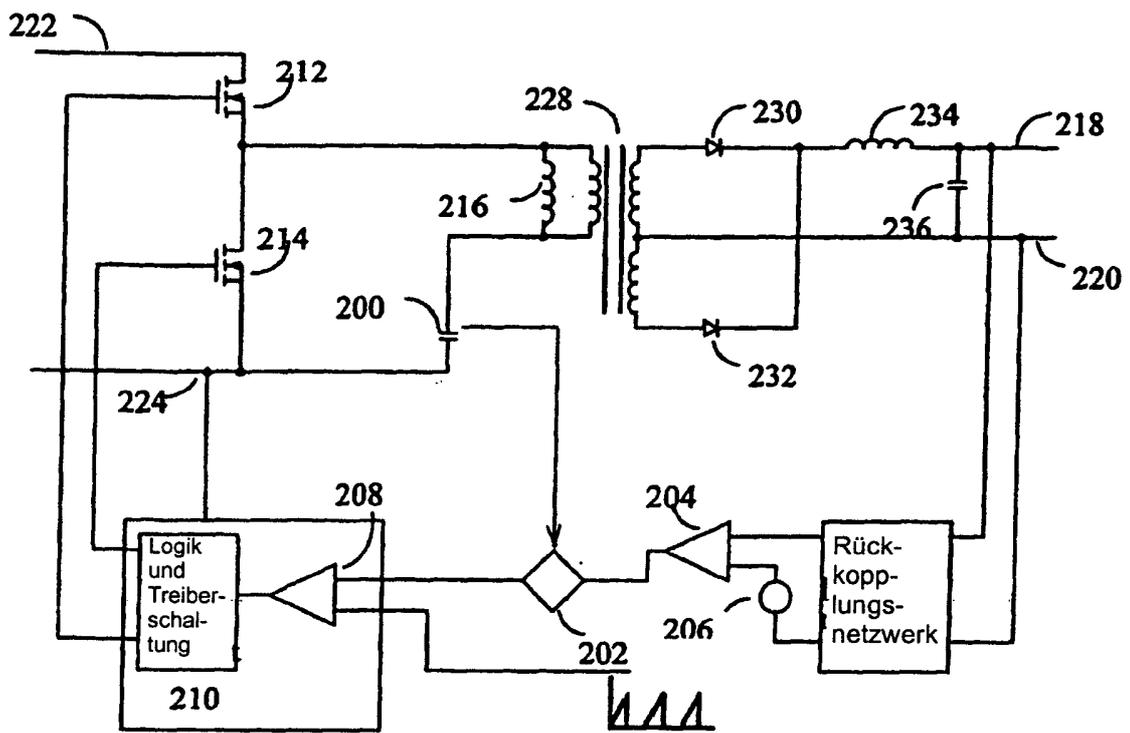


FIGURE 2

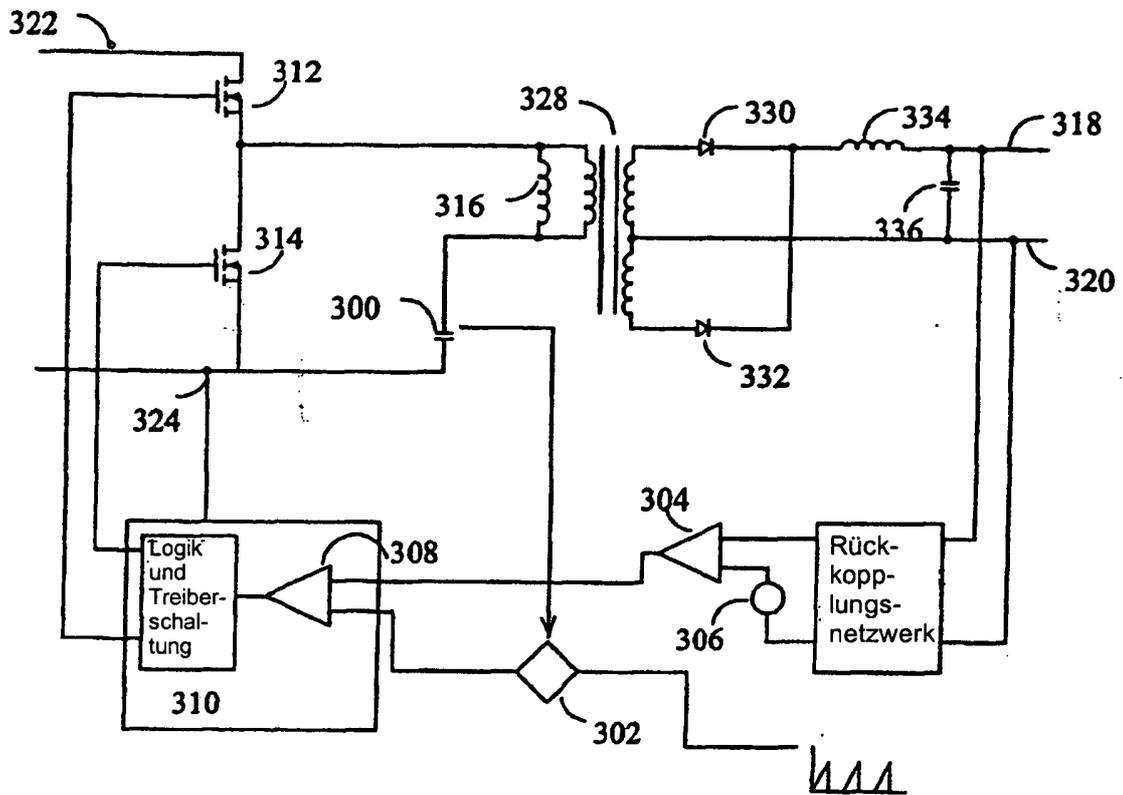


FIGURE 3

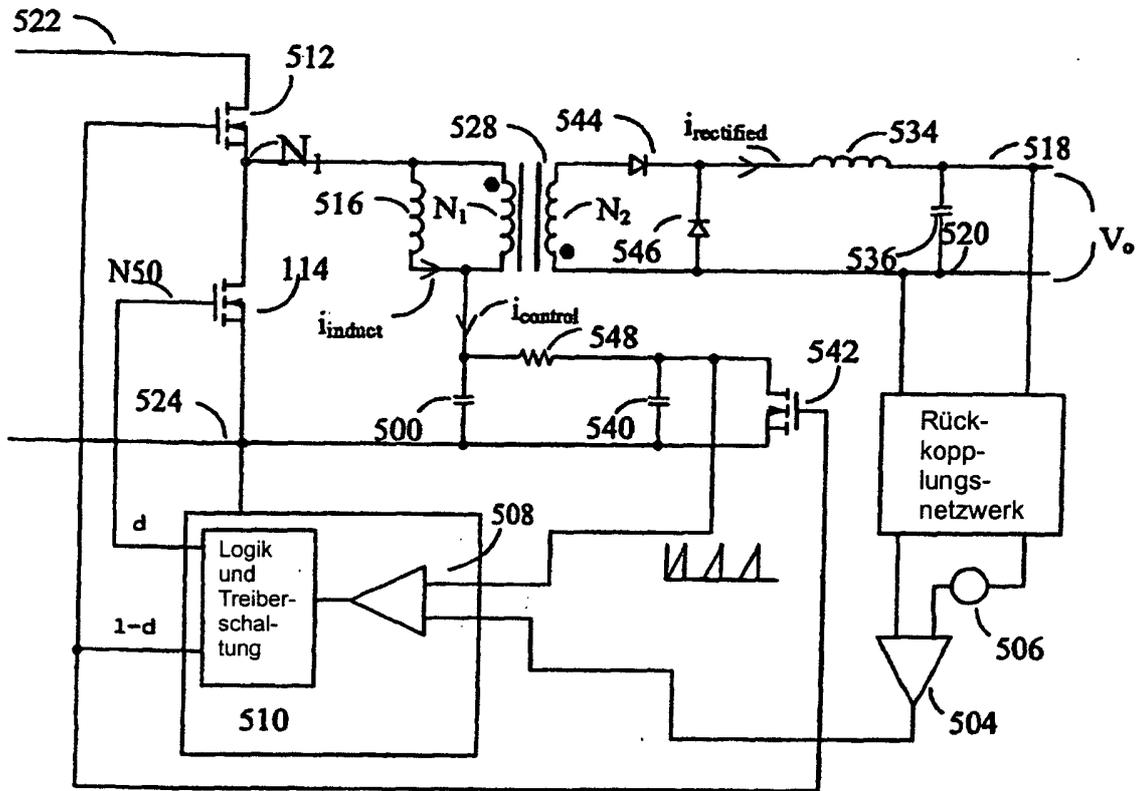
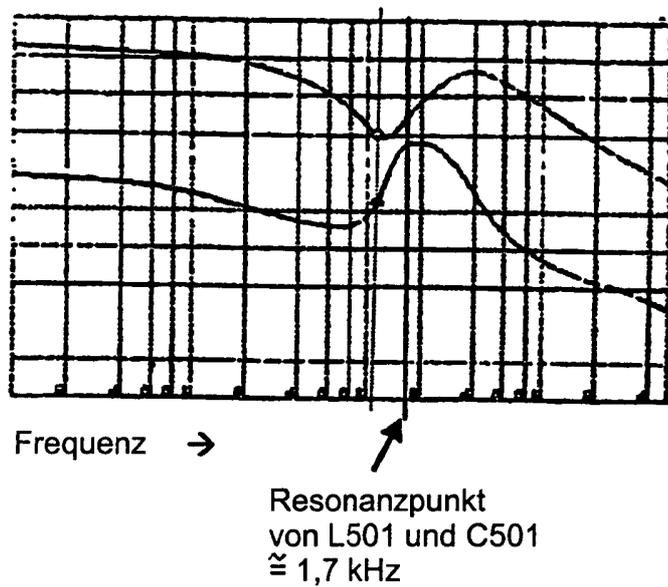


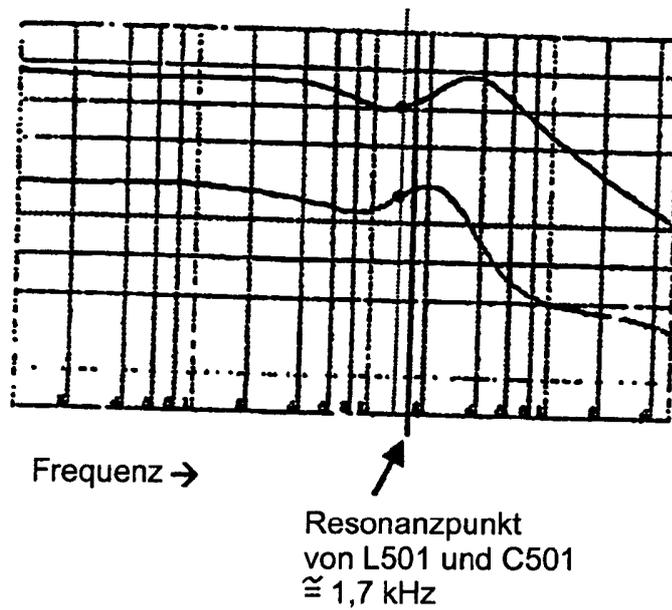
FIGURE 5



Resonanzpunkt der Induktivität 116 und des
Blockkondensators 100 $\approx 1,7$ kHz

Obere Kurve: Verstärkung in dB, 10 dB/div
Untere Kurve: Phase in Grad, 45°/div

FIGURE 6



Resonanzpunkt der Induktivität 116 und des
Blockkondensators 100 $\cong 1,7 \text{ kHz}$

Obere Kurve: Verstärkung in dB, 10 dB/div
Untere Kurve: Phase in Grad, 45°/div

FIGURE 7

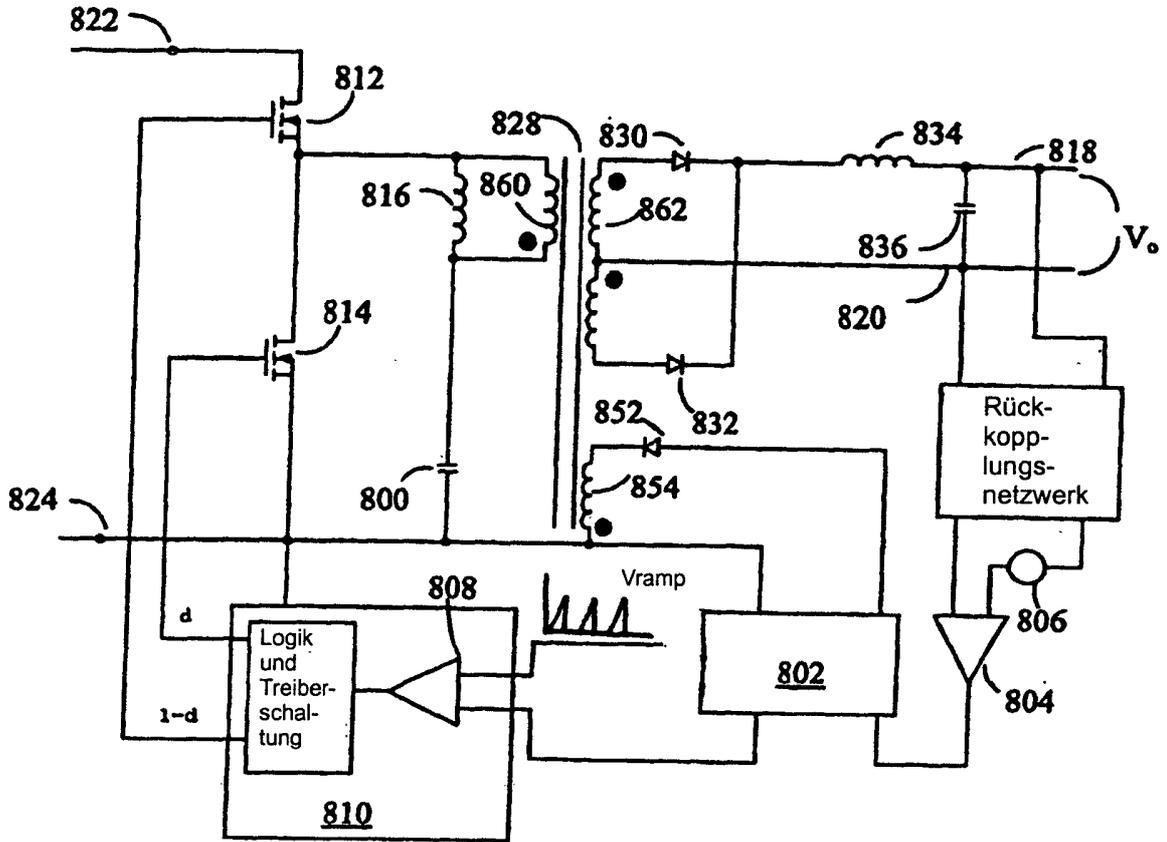


FIGURE 8

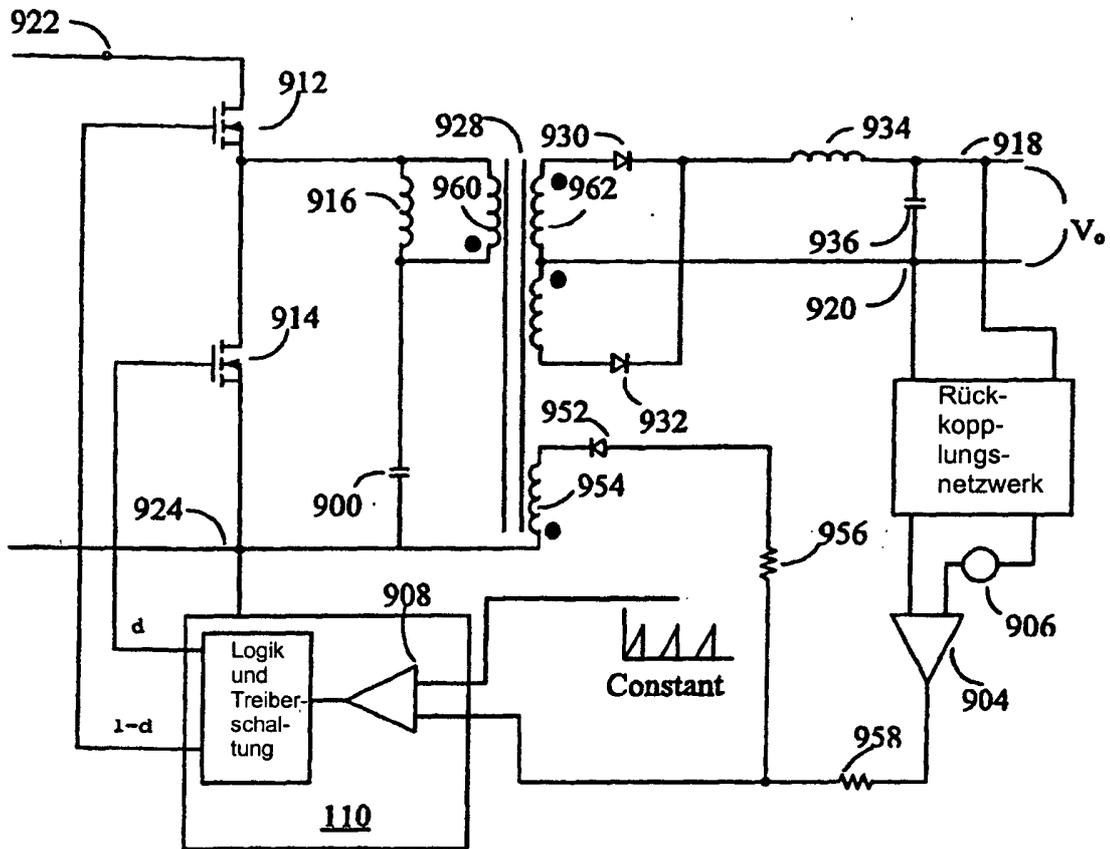


FIGURE 9

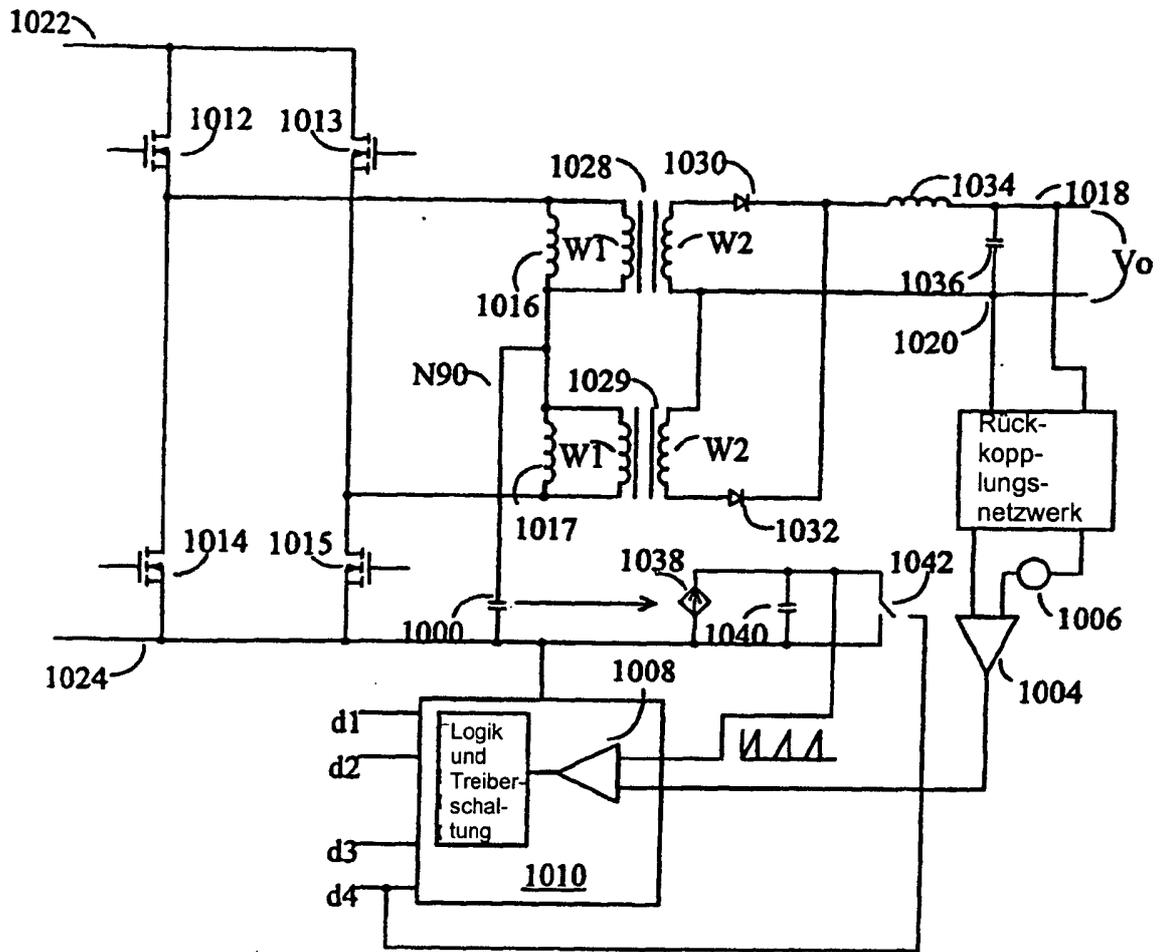


FIGURE 10