



(12) **Veröffentlichung**

der internationalen Anmeldung mit der  
(87) Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2009/124469**  
in deutscher Übersetzung (Art. III § 8 Abs. 2 IntPatÜG)  
(21) Deutsches Aktenzeichen: **11 2009 000 740.6**  
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/CN2009/070007**  
(86) PCT-Anmeldetag: **04.01.2009**  
(87) PCT-Veröffentlichungstag: **15.10.2009**  
(43) Veröffentlichungstag der PCT Anmeldung  
in deutscher Übersetzung: **17.11.2011**

(51) Int Cl.: **H02M 3/338** (2006.01)

(30) Unionspriorität:  
**200810027284.8 08.04.2008 CN**

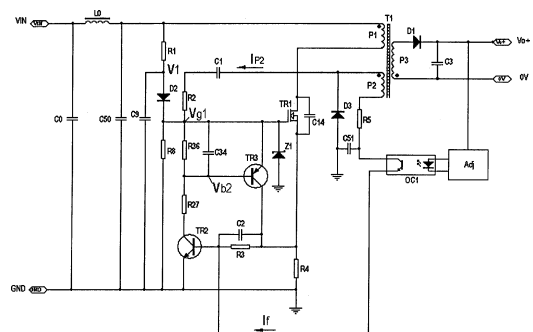
(74) Vertreter:  
**Schatt IP Patent- und Rechtsanwaltskanzlei,  
80331, München, DE**

(71) Anmelder:  
**Mornsun Guangzhou Science & Technology Ltd.,  
Guangdong, CN**

(72) Erfinder:  
**Yin, Xiangyang, Guangdong, CN**

(54) Bezeichnung: **Stromgesteuerter selbstschwingender Sperrwandler mit zwei Transistoren**

(57) Zusammenfassung: Stromgesteuerter selbstoszillierender Sperrwandler mit zwei Transistoren. Der Wandler enthält eine Sanftstartschaltung, einen MOS-Transistor (TR1), einen Transformator (T1), eine Pulsfrequenzmodulationschaltung, eine Referenzverstärkerschaltung (Adj), einen Isolationsoptokoppler (OC1) und eine Spannungsstabilisierungsausgangsschaltung. Die Pulsfrequenzmodulationschaltung enthält einen Transistor (TR2), einen dritten Widerstand (R3), einen Kondensator (C2), der parallel mit dem dritten Widerstand (R3) verschaltet ist, und einen vierten Widerstand (R4). Die Pulsfrequenzmodulationsschaltung enthält weiterhin eine Transistorstromsteuerschaltung. Die Steuerschaltung ist zwischen den MOS-Transistor (TR1) und den Transistor (TR2) geschaltet.



## Beschreibung

**[0001]** Die vorliegende Anmeldung nimmt die Priorität der beim Chinesischen Patentamt am 08. April 2008 mit dem Titel „Stromgesteuerter Ring Choke-Converter mit Dual-Transistor“ eingereichten Chinesischen Patentanmeldung 200810027284.8 in Anspruch, die hiermit durch Bezugnahme in ihrer Gesamtheit Bestandteil wird.

### Gebiet der Erfindung

**[0002]** Die vorliegende Erfindung betrifft einen Ring Choke-Wandler, der sich für eine Kleinleistungs-DC-DC-Wandlerenergiequelle und besonders für einen stromgesteuerten Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor an einem Eingangsanschluss eignet.

### Hintergrund der Erfindung

**[0003]** [Fig. 1](#) veranschaulicht ein Blockdiagramm des Schaltungsprinzips eines Ring Choke-Wandlers (Ring Choke Converter, RCC) im Stand der Technik. Der RCC enthält im Wesentlichen einen Filterteil, einen Sanftstarterteil, einen MOS-Transistor, einen Transformator, einen Pulsfrequenzmodulationsteil bzw. PFM-Teil, einen Referenzverstärkerteil, einen Isolationsoptokoppler und einen Ausgangsschleifenteil mit geregelter Spannung bzw. Regelspannungsausgangsschleifenteil. Eine zugeführte Elektrizitätsmenge ist mit dem Ausgangsschleifenteil über den Transformator verschaltet und der Sanftstarterteil ist mit dem Gate des MOS-Transistors verschaltet, der auch mit dem PFM-Teil verschaltet ist. Der Referenzverstärkerteil und der Isolationsoptokoppler sind zwischen den PFM-Teil und den Regelspannungsausgangsschleifenteil geschaltet, um eine negative Spannungsrückkopplungsschleife zu bilden.

**[0004]** [Fig. 2](#) veranschaulicht einen Ring Choke-Wandler einer Kleinleistungsenergiequelle mit DC-DC-Wandler, die zurzeit allgemein industriell Verwendung findet, wobei der Sanftstarterteil im Wesentlichen aus Widerständen R1, R7 und R8, die in Serie verschaltet sind, und einen Kondensator C9, der parallel zu den Widerständen R7 und R8 geschaltet ist, besteht.

**[0005]** Der PFM-Teil enthält einen NPN-Transistor TR2, Kondensatoren C1 und C2, Widerstände R2, R3 und R4, eine Freilaufdiode D3 und eine Rückkopplungswindung P2. Eine Eingangsspannung ist mit dem Anschluss mit Punkt einer Primärwindung P1 verschaltet. Der Anschluss der Primärwindung P1 ohne Punkt ist mit den Drain eines MOS-Transistors TR1 verschaltet. Die Source des MOS-Transistors TR1 ist über den Widerstand R4 mit Masse bzw. mit der Basis des Transistors TR2 über den Arbeitspunktwiderstand R3 verschaltet, zu dem der Kondensator C2 parallel geschaltet ist. Der Transistor TR2 besitzt einen mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschalteten Kollektor und einen mit Masse verschalteten Emitter. Der Anschluss der Rückkopplungswindung P2 mit Punkt ist mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Kondensator C1 und den Widerstand R2 verschaltet. Die Freilaufdiode D3 besitzt eine Kathode, die mit dem Anschluss der Rückkopplungswindung P2 mit Punkt verschaltet ist, und eine Anode, die in einem Zweig mit Masse und in einem anderen Zweig mit einem optischen Koppler OC1 über einen Kondensator C51 verschaltet ist. Die Eingangsspannung ist in einem anderen Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Sanftstarterteil verschaltet. Der Referenzverstärkerteil besteht aus einem Regler Adj, um eine Spannungsprobe des Ausgangsschleifenteils als negatives Rückkopplungssignal der Basis des Transistors TR2 des PFM-Teils über den Optokoppler OC1 zuzuführen, um so die negative Spannungsrückkopplungsschleife zu bilden. Der Regelspannungsausgangsschleifenteil besteht im Wesentlichen aus einer Sekundärwindung P3 eines Transformators T1, einer Gleichrichterdiode D1 und einem damit verschalteten Filterkondensator C3.

**[0006]** Sobald der MOS-Transistor TR1 sperrt, müssen Ladungen, die in der internen Sperrschichtkapazität Ciss akkumuliert wurden, den Kondensator C1, den Widerstand R2 und die Rückkoppelwindung P2 des Transformators T1 bis zur Masse durchlaufen, um dadurch eine Entladungsschleife zu bilden. Aufgrund einer großen Entladungszeitkonstanten wird eine Ausschaltwellenform gestört. Der Vorgang zum Ausschalten des MOS-Transistors TR1 verursacht erheblichen Leistungsverlust, demzufolge setzt er den Gesamtwirkungsgrad eines Produkts herab.

**[0007]** Sobald die Schaltung im Zustand mit ausgangsseitigem Kurzschluss betrieben wird, führt ein sehr großer Momentankurzschlussstrom zu einer relativ hohen Spannung am Punkt Vg1. Wenn der MOS-Transistor TR1 durchschaltet, dann erhöhen sich sowohl der Drain-Strom Id als auch der Spannungsabfall über R4, sodass der Transistor TR2 durchschaltet, wobei dann das Potenzial am Punkt Vg1 abfällt und TR1 allmählich den Sättigungszustand beendet. Der innere Leitungswiderstand des MOS-Transistors TR1 erhöht sich und sein Drain-Strom Id sinkt. Jedoch, da der Transistor TR2 im Verstärkerbetrieb arbeitet, wird die Gate-Spannung Vg1

des MOS-Transistors TR1 nicht so niedrig und der MOS-Transistor TR1 wird nicht zuverlässig sperren, sodass ein relativ großer Drain-Strom  $I_d$  auftreten kann, was zu einem erheblichen Kurzschlussleistungsverbrauch führt.

**[0008]** Sobald die Basisspannung des Transistors TR2 unter  $(0,7 \text{ V} + V_{R3})$  (wobei  $V_{R3}$  die Spannung über dem Widerstand R3 bezeichnet) liegt, wird der TR2 speien und das Potenzial am Punkt Vg1 erhöht sich wieder, sodass sich der MOS-Transistor TR1 wieder durchschaltet und sich der Drain-Strom  $I_d$  des MOS-Transistors TR1 erhöht. Diese Schleife wird in dieser Weise wiederholt bis eine selbsterregte Schwingung mit hoher Frequenz in der Schaltung auftritt, wobei Schaltverluste des MOS-Transistors erhöht sind. Wie aus der Gleichung offensichtlich ist: Kurzschlussleistung  $P_s = \text{Eingangsspannung } V_{in} \cdot \text{Eingangskurzschlussstrom } I_i$  (hier nähert  $I_i$  den Drain-Strom  $I_d$  des MOS-Transistors TR1 an), wobei die Kurzschlussleistung  $P_s$  eine bestimmte proportionale Beziehung mit der Eingangsspannung  $V_{in}$  besitzt und sich mit dieser erhöht. Angenommen es gibt ein Produkt mit nominaler Eingangsspannung 5 VDC, Ausgangsleistung 3 W und Eingangsspannungsbereich von 4,5–9 VDC. Im Falle eines Kurzschlusses, wenn die Eingangsspannung 5 VDC und der Kurzschlussstrom 0,34 A ist, dann ist die Kurzschlussleistung  $P_s = 5 \cdot 0,34 \text{ W} = 1,7 \text{ W}$ . Wenn zu diesem Zeitpunkt die Eingangsspannung 9 V DC ist, und der Kurzschlussstrom 0,27 A ist, dann ist die Kurzschlussleistung  $P_s = 9 \cdot 0,27 \text{ W} = 2,43 \text{ W}$ , was offensichtlich den Kurzschlussleistungsverbrauch erhöht. Andererseits, sobald das Potenzial am Punkt Vg1 größer ist als dasjenige am Punkt V1 dreht sich der Strom um, um in eine vorausgehende Schaltung zu fließen, wodurch die vorausgehende Schaltung gestört wird. Auch können bestimmte Unbeständigkeiten im Transformatorwicklungsvorgang und nicht enggeführte Primärwicklungen zu hohen Streuinduktivitäten der primären und sekundären Windungen führen, sodass der Kurzschlussleistungsverbrauch auch stark ansteigt.

**[0009]** Falls die vorausgehende Schaltung eine Eingangsspannung in einem breiten Bereich zuführt, besonders Schaltungen deren Eingangsspannungsvariationsbereich sich von 2:1 bis 4:1 oder höher bewegt zwischen Kleinstleistungsschaltungen mit Leistungen unter 10 W, treten in praktischen Aufwendungen einige schwerwiegende Probleme auf. Allgemeine Nachteile liegen in einer Störung der Wellenform, die auftritt sobald der MOS-Transistor TR1 ausgeschaltet wird, in Folge dessen sich die Schaltverluste des MOS-Transistors TR1 erhöhen, was den Gesamtwirkungsgrad des Produkts verringert und Rauschen des Produkts erhöht; einer Erhöhung der hohen Kurzschlussleistung mit der Eingangsspannung, einem Anstieg der Differenz zwischen Spitzen der Drain-Source-Spannung  $V_{ds}$  des MOS-Transistors TR1; und ein Schwanken der Betriebsfrequenz mit der Eingangsspannung und der Ausgangslast, was zu Schwierigkeiten beim Design hinsichtlich elektromagnetischer Störungen (Electro Magnetic Interference EMI), und zu Schwingungen, die leicht während Betrieb ohne Last auftreten, in Folge dessen die Ausgangsspannung instabil wird, führt.

#### Zusammenfassung der Erfindung

**[0010]** Eine Aufgabe der Erfindung besteht darin, einen stromgesteuerten Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor bereitzustellen, der Schaltverluste und Kurzschlussleistungsverbrauch reduzieren kann und die Leistung des Gesamtprodukts mit Last bzw. ohne Last verbessert.

**[0011]** Die Erfindung stellt einen stromgesteuerten Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor bereit, der enthält einen Sanftstarterteil, einen MOS-Transistor TR1, einen Transformator T1, ein Pulsfrequenzmodulationsteil bzw. PFM-Teil, einen Referenzverstärkerteil, einen Isolationsoptokoppler OC1 und einen Regelausgangsspannungsschleifenteil,

wobei eine eingespeiste Elektrizitätsmenge mit dem Ausgangsschleifenteil über den Transistor T1 verschaltet;

wobei der Sanftstarterteil mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist;

wobei das Gate des MOS-Transistors TR1 weiter mit dem Pulsfrequenzmodulationsteil bzw. PFM-Teil verschaltet ist;

wobei der Referenzverstärkerteil und der Isolationsoptokoppler OC1 zwischen den Pulsfrequenzmodulationsteil bzw. PFM-Teil und dem Regeausgangsspannungsschleifenteil geschaltet ist, um eine negative Spannungsrückkoppelschleife zu bilden;

und wobei der Pulsfrequenzmodulationsteil bzw. PFM-Teil im Wesentlichen enthält einen Transistor TR2, einen Widerstand R3, einen Kondensator C2 und einen Widerstand R4, wobei die Basis des Transistors TR2 über den Widerstand R3 und die parallel verschaltete Kondensator C2 mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, und die Source des MOS-Transistors TR1 über den Widerstand R4 mit Masse verschaltet ist, wobei der Pulsfrequenzmodulationsteil bzw. PFM-Teil weiter aufweist: Eine Transistorstromsteuerschaltung, die zwischen den MOS-Transistor TR1 und den Transistor TR2 geschaltet ist, um Ausgabe einer selbsterregten Schwingung der Dual-Transistor-Stromsteuerung an einem Eingangsanschluss zu ermöglichen.

**[0012]** Bevorzugt enthält die Transistorstromsteuerschaltung einen Transistor TR3 und einen Widerstand R36;

besitzt der Transistor TR3 einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunktwiderstand R36 und in einem anderen Zweig mit dem Kollektor des Transistors TR2 verschaltet ist, und einem Kollektor, der mit der Basis des Transistors TR2 verschaltet ist;  
 ist die Basis des Transistors TR2 mit der Source des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunktwiderstand R3 verschaltet;  
 und ist die Source des MOS-Transistors TR1 durch den Widerstand R4 mit Masse verschaltet.

**[0013]** Bevorzugt enthält die Transistorstromsteuerschaltung einen Transistor TR3 und einen Widerstand R36; besitzt der Transistor TR3 einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunktwiderstand R36 und in einem anderen Zweig mit dem Kollektor des Transistors TR2 verschaltet ist, und einen Kollektor, der mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist;  
 ist die Source des MOS-Transistors TR1 mit der Basis des Transistors TR2 über den Arbeitspunktwiderstand R3 verschaltet; und  
 ist die Source des MOS-Transistors TR1 über den Widerstand R4 mit Masse verschaltet.

**[0014]** Bevorzugt enthält die Transistorstromsteuerschaltung einen Transistor TR3, einen Widerstand R36 und einen Widerstand R27;  
 Besitzt der Transistor TR3 einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 durch den Arbeitspunktwiderstand R36 und in einem anderen Zweig mit dem Kollektor des Transistors TR2 durch den Arbeitspunktwiderstand R27 verschaltet ist, und einen Kollektor, der mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist;  
 ist die Source des MOS-Transistors TR1 mit der Basis des Transistors TR2 über den Arbeitspunktwiderstand R3 verschaltet;  
 und ist die Source des MOS-Transistors TR1 durch den Widerstand R4 mit Masse verschaltet.

**[0015]** Bevorzugt ist eine Stromgegeninduktivität S1 und eine Freilaufdiode D5 zwischen die Source des MOS-Transistors TR1 und den Widerstand R4 geschaltet;  
 ist ein Anschluss mit Punkt einer Primärwicklung der Stromgegeninduktivität S1 mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet;  
 ist ein Anschluss mit Punkt einer Sekundärwicklung der Stromgegeninduktivität S1 mit der Anode der Diode D5 verschaltet;  
 ist die Kathode der Diode D5 mit dem Widerstand R4 verschaltet; sind zwei Anschlüsse ohne Punkt der Stromgegeninduktivität S1 mit Masse verschaltet.

**[0016]** Bevorzugt ist eine Kondensator C34 parallel zum Arbeitspunktwiderstand R36 geschaltet und der Kondensator C2 parallel zum Arbeitspunktwiderstand R3 geschaltet.

**[0017]** Bevorzugt ist der MOS-Transistor TR1 vom N-Kanal-Typ, der Transistor TR2 vom NPN-Typ und der Transistor TR3 vom PNP-Typ.

**[0018]** Bevorzugt ist das Gate des MOS-Transistors TR1 mit einer Regelspannungsdiode Z1 verschaltet; und besitzt die Regelspannungsdiode Z1 eine Kathode, die mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, und eine Anode, die mit Masse verschaltet ist.

**[0019]** Bevorzugt besteht die Sanftstartschaltung aus einem Widerstand R1, einem Widerstand R8, einem Kondensator C9 und einer Diode D2;  
 ist der Eingangsanschluss VIN, der in Reihe mit dem Widerstand R1 verschaltet ist, in einem Zweig über den Kondensator C9 mit Masse verschaltet und in einem anderen Zweig mit der Anode der Diode D2 verschaltet;  
 und  
 ist die Kathode der Diode D2 in einem Zweig über dem Widerstand R8 mit Masse verschaltet und in einem anderen Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet.

**[0020]** Bevorzugt ist die Diode D2 eine schnelle Diode (Fast Recovery Diode).

**[0021]** Die Zeitdauer, um den MOS-Transistor TR1 zu sperren bzw. auszuschalten, kann aufgrund der Pulsfrequenzmodulation mit Dual-Transistor am Eingangsanschluss gemäß der Erfindung stark verkürzt werden, dadurch verbessert sich der Gesamtwirkungsgrad des Produkt. Auch kann die Kurzschlussleistung des Pro-

dukts deutlich aufgrund des Transistors TR3 reduziert werden, dessen Endladeschleife aus der internen Sperrschichtkapazität Ciss des MOS-Transistors TR1 besteht.

**[0022]** Vorteile der Erfindung gegenüber dem Stand der Technik bestehen darin, dass der stromgesteuerte Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor effizient und ohne Last arbeiten kann, während eine stabile Ausgangsspannung sicher gestellt wird; der Leistungsverbrauch ohne Last kann deutlich in der Größenordnung von  $10^{-1}$  W reduziert werden; die Kurzschlussleistung, welche im Wesentlichen unabhängig von Veränderungen der Eingangsspannung ist, kann äußerst gering sein; ein ununterbrochener Kurzschlussschutz kann bereitgestellt werden; und die dynamische Antwort kann sehr schnell gemacht werden.

#### Kurze Beschreibung der Zeichnungen

**[0023]** [Fig. 1](#) ist ein Prinzipschaltungsblockdiagramm im Stand der Technik;

**[0024]** [Fig. 2](#) ist ein Schaltungsprinzipdiagramm im Stand der Technik;

**[0025]** [Fig. 3](#) ist ein Schaltungsprinzipdiagramm gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung;

**[0026]** [Fig. 4](#) ist eine Kennlinie des Wirkungsgrads bei Nenneingangsspannung gegenüber der Ausgangslast einer Schaltung gemäß der Erfindung;

**[0027]** [Fig. 5](#) ist ein Wellenformdiagramm der Gate-Spannung ( $V_{g1}$ ), wenn ein MOS-Transistor des Standes der Technik im stabilen Zustand und bei Nennvolllast arbeitet;

**[0028]** [Fig. 6](#) ist ein Wellenformdiagramm der Gate-Spannung ( $V_{g1}$ ), wenn ein MOS-Transistor gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung im stabilen Zustand und bei Nennvolllast arbeitet;

**[0029]** [Fig. 7](#) ist ein Wellenformdiagramm der Drain-Spannung ( $V_{ds}$ ), wenn der MOS-Transistor des Standes der Technik im stabilen Zustand und bei Nennvolllast arbeitet;

**[0030]** [Fig. 8](#) ist ein Wellenformdiagramm der Drain-Spannung ( $V_{ds}$ ), wenn der MOS-Transistor gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung im stabilen Zustand und bei Nennvolllast arbeitet;

**[0031]** [Fig. 9](#) ist ein Schaltungsprinzipdiagramm gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel der Erfindung;

**[0032]** [Fig. 10](#) ist ein Schaltungsprinzipdiagramm gemäß einem dritten Ausführungsbeispiel der Erfindung; und

**[0033]** [Fig. 11](#) ist ein Schaltungsprinzipdiagramm gemäß einem vierten Ausführungsbeispiel der Erfindung.

#### Detaillierte Beschreibung der Erfindung

**[0034]** Wie in [Fig. 3](#) veranschaulicht stellt die Erfindung einen Wandler mit Dual-Transistor bereit, der im Wesentlichen einen Sanftstarterteil, einen MOS-Transistor TR1, einen Transformator T1, einen PFM-Teil, einen Referenzverstärkerteil, und einen Isolationsoptokoppler und einen Regelspannungsausgangsschleifenteil enthält.

**[0035]** Insbesondere enthält der PFM-Teil grundsätzlich einen NPN-Transistor TR2, einen PNP-Transistor TR3, Kondensatoren C1 und C2, Widerstände R2, R3, R4, R27, R36, einen Kondensator C34, eine Regelspannungsdioden Z1, eine Freilaufdiode D3 und eine Rückkoppelwindung P2.

**[0036]** Eine Eingangsspannung ist in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Sanftstarterteil und in einem anderen Zweig mit dem Anschluss mit Punkt der Primärwicklung P1 verschaltet.

**[0037]** Der Anschluss ohne Punkt der Primärwicklung P1 ist mit dem Drain des MOS-Transistors TR1 verschaltet. Die Source des MOS-Transistors TR1 ist über den Widerstand R4 mit Masse bzw. mit der Basis des Transistor TR2 über den Arbeitspunktwiderstand R3 verschaltet, zu dem der Kondensator C2 parallel geschaltet ist. Der Transistor TR2 besitzt einen Kollektor, der mit dem Widerstand R27 verschaltet ist, und einen Emitter, der mit Masse verschaltet ist.

- [0038]** Der Anschluss mit Punkt der Rückkoppelwicklung P2 ist mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Kondensator C1 und den Widerstand R2 verschaltet.
- [0039]** Der Transistor TR3 besitzt einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist; einen Kollektor, der mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist; und eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunktwiderstand R36 und den Kondensator C34 verschaltet ist und in einem anderen Zweig in Reihe mit dem Arbeitspunktwiderstand R27 und dann mit dem Kollektor des Transistors TR2 verschaltet ist.
- [0040]** Die Freilaufdiode D3 besitzt eine Kathode, die mit dem Anschluss mit Punkt der Rückkoppelwicklung P2 verschaltet ist, und eine Anode, die in einem Zweig mit Masse verschaltet ist und in einem anderen Zweig mit einem Optokoppler OC1 über einen Kondensator C51 verschaltet ist.
- [0041]** Darüber hinaus ist die Regelspannungsdiode Z1 mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet.
- [0042]** Die Regelspannungsdiode Z1 besitzt eine Kathode, die mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, und eine Anode, die mit Masse verschaltet ist.
- [0043]** Die Regelspannungsdiode Z1 fungiert, die Gate-Spannung des MOS-Transistors TR1 bei einer hohen Eingangsspannung zu begrenzen, und kann auch das Phänomen der Schwingung ohne Last verbessern.
- [0044]** Der Ausgangsschleifenteil mit geregelter Spannung bzw. Regelspannungsausgangsschleifenteil besteht im Wesentlichen aus einer Sekundärwicklung P3 des Transformators T1, einer Freilaufdiode D1 und einem damit verschalteten Filterkondensator C3.
- [0045]** Der Referenzverstärkerteil besteht aus einem Regler Adj, um eine Spannungsprobe des Ausgangsschleifenteils als negatives Rückkopplungssignal an die Basis des Transistors TR2 des Pulsfrequenzmodulationsteils über den Optokoppler OC1 zuzuführen, um so eine negative Spannungsrückkopplungsschleife zu bilden.
- [0046]** Die Erfindung arbeitet mit dem folgenden Prinzip: Eine Spannung, die an den Eingangsanschluss VIN angelegt wird, wird an das Gate des MOS-Transistors TR1 über den Widerstand R1 und die Diode D2 angelegt, um die interne Sperrschichtkapazität Ciss des MOS-Transistors TR1 zu laden.
- [0047]** Sobald die Gate-Spannung  $V_{g1}$  des MOS-Transistors TR1 die Ein-Zustand-Spannung  $V_{th}$  erreicht, wird der MOS-Transistor TR1 eingeschaltet bzw. leitend. Dann entsteht das selbstinduzierte elektrische Potenzial an der Primärwicklung P1 des Transformators T1, wobei es an der oberen Seite positiv und an der unteren Seite negativ ist.
- [0048]** Da die Regelfilterschaltung, die mit der Sekundärwicklung P3 des Transformators T1 verschaltet ist, aufgrund des umgekehrten induzierten elektrischen Potentials ausgeschaltet wird, wird elektrische Energie als magnetische Energie in der Primärwicklung P1 des Transformators T1 gespeichert. Da die Zeitdauer für eine positive Rückkopplungsstoßentladung zu klein ist, hat der Kondensator C1 nicht genug Zeit sich zu laden. Zwischenzeitlich steigt auch das induzierte elektrische Potenzial an der Rückkopplungswicklung P2 des Transformators T1, wobei die obere Seite positiv und die untere Seite negativ ist, aufgrund der Gegeninduktivität an und wird an das Gate des MOS-Transistors TR1 durch eine positive Rückkopplungsschleife, die aus dem Kondensator C1 und dem Widerstand R2 besteht, angelegt, um die Gate-Spannung  $V_{g1}$  weiter zu erhöhen, sodass der MOS-Transistor TR1 rasch gesättigt wird.
- [0049]** Nachdem der MOS-Transistor TR1 gesättigt ist, wird der Kondensator C1 durch die induzierte Spannung über die Rückkopplungswicklung P2 geladen und die Potenzialdifferenz über dem Kondensator C1 erhöht sich mit Fortschreiten des Ladens des Kondensators C1. Dann sinkt die Gate-Spannung  $V_{g1}$  des MOS-Transistors TR1, sodass der MOS-Transistor TR1 allmählich den Sättigungszustand beendet.
- [0050]** Nachdem der MOS-Transistor TR1 den Sättigungszustand beendet hat, ist sein innerer Widerstand erhöht und folglich sinkt sein Drain-Strom  $I_d$  weiter; und da der Strom in einer Induktivität sich nicht ändern kann, wird das induzierte elektrische Potenzial der entsprechenden Wicklungen des Transformators T1 umgekehrt.
- [0051]** Auch erhöht sich mit der Zeit während des Vorgangs der Sättigung und des Leitens des MOS-Transistors TR1 sowohl der Drain-Strom  $I_d$ , der durch die Primärwicklung P1 und den MOS-Transistor TR1 fließt, und

der Spannungsabfall über dem Widerstand R4. Wenn die Spannung ( $0,7 \text{ V} + V_{R3}$ ) (wobei  $V_{R3}$  die Spannung über den Widerstand R3 bezeichnet) erreicht, schaltet der Transistor TR2 durch und die Basisspannung des Transistors TR3 sinkt, um dadurch den Transistor TR3 durchzuschalten. Der Kollektorstrom des Transistors TR3 erhöht sich und der Transistor TR2 wird leitend. Diese Schleife wiederholt sich auf diese Weise bis die Transistoren TR2 und TR3 gesättigt sind. Auch, da der Transistor TR3 leitet, wird die Energie, die in Ciss während des Vorganges der Sättigung und des Leitens des MOS-Transistors TR1 gespeichert wurde, zur Masse über TR3 abgeführt, so dass der MOS-Transistor TR1 zuverlässig ausgeschaltet wird.

**[0052]** Wenn der MOS-Transistor TR1 ausgeschaltet ist, besteht eine Freilaufschleife aus der Freilaufdiode D3, der Rückkopplungswicklung P2 und dem Kondensator C51. Einerseits wird C51 durch das induzierte Potenzial, das von der Rückkoppelschleife P2 freigegeben wird, geladen und andererseits wird dem Optokoppler OC1 das induzierte Potenzial der Rückkoppelschleife P2 bereitgestellt.

**[0053]** Sobald die Energie der primären Wicklung P1 auf ein bestimmtes Niveau fällt, steigt basierend auf dem Prinzip, dass der Strom in einer Induktivität nicht verändert werden kann, das umgekehrte elektrische Potenzial an der Primärwicklung P1, um den Primärstrom am Sinken zu hindern. Der Strom führt zum induzierten elektrischen Potenzial an der Primärwicklung P1, das an der oberen Seite positiv und der unteren Seite negativ ist. Eine positive Pulsspannung, die an der Rückkoppelwicklung P2 erzeugt wird, geht durch die positive Rückkopplungsschaltung, um den Transistor TR1 wieder einzuschalten. So arbeitet die geschaltete Energiequelle im selbsterregten Schwingungszustand.

**[0054]** Die Schwingungsfrequenz ist größtenteils bestimmt durch die Induktivität  $L_p$  des Transformators T1. Die Schaltung wird im Choke-Betrieb arbeiten, nachdem sie mit einer selbsterregten Schwingung arbeitet. Der Transformator T1 speichert Energie, wenn der MOS-Transistor TR1 eingeschaltet ist; und gibt die Energie ab, wenn der MOS-Transistor TR1 ausgeschaltet ist, welche weiter durch die Regelspannungsausgangsschleife für einen Transfer der Energie ausgegeben wird. Die Ausgangsenergie wird in einem Zweig einer Last zur Verfügung gestellt, und abgetastet und in einem anderen Zweig durch den Referenzverstärkerteil verglichen und dann der Basis des Transistors TR2 des PFM-Teils durch den Optokoppler OC1 zugeführt, um den Strom an der Basis des Transistors TR2 zu steuern, um dadurch die Ein-/Aus-Zeit des MOS-Transistors TR1 und des Transistors TR2 einzustellen und den Choke-Arbeitsablauf der Schaltung zu erreichen.

**[0055]** Die vorstehende Offenbarung betrifft den gesamten Betriebsarbeitsablauf der Schaltung gemäß der Erfindung.

**[0056]** Wenn der MOS-Transistor TR1 gesättigt ist und leitet, erhöht sich nicht nur der Drain-Strom  $I_d$ , der durch die Primärwicklung P1 und den MOS-Transistor TR1 fließt, sondern auch der Spannungsabfall über den Widerstand R4 mit der Zeit.

**[0057]** Sobald die Spannung ( $0,7 \text{ V} + V_{R3}$ ) erreicht, wird der Transistor TR1 eingeschaltet und die Basisspannung des Transistor TR3 sinkt, um dadurch den Transistor TR3 einzuschalten. Der Kollektorstrom des Transistor TR3 erhöht sich und der Transistor TR2 leitet bzw. schaltet durch. Diese Schleife wird wiederholt bis die Transistoren TR2 und TR3 gesättigt sind.

**[0058]** Außerdem, da der Transistor TR3 leitet, wird Energie, die in Ciss während der Sättigung und dem Leiten des MOS-Transistors TR1 gespeichert wurde, über den Transistor TR3 zur Masse freigegeben, wobei die Entladungszeitkonstante sehr klein ist, und der MOS-Transistor TR1 wird mit sehr geringen Verlusten ausgeschaltet, wobei dadurch der Gesamtwirkungsgrad des Produkts erheblich verbessert wird.

**[0059]** Sobald die Schaltung im Ausgangskurzschlusszustand arbeitet, führt ein sehr großer Momentankurzschlussstrom zu einer hohen Spannung am Punkt  $V_{g1}$ , wobei dann der MOS-Transistor TR1 leitend wird bzw. durchschaltet, und sowohl der Drain-Strom  $I_d$  des MOS-Transistors TR1 als auch der Spannungsabfall über R4 werden erhöht.

**[0060]** Sobald die Spannung ( $0,7 \text{ V} + V_{R3}$ ) erreicht, wird der Transistor TR2 eingeschaltet und die Basisspannung des Transistors TR3 fällt, um dadurch den Transistor TR3 einzuschalten. Der Kollektorstrom des Transistors TR3 erhöht sich und dann wird der Transistor TR2 leitend bzw. schaltet durch. Diese Schleife wird wiederholt bis die Transistoren TR2 und TR3 gesättigt sind. Auch, da der Transistor TR3 leitet, wird die Energie, die in Ciss während der Sättigung und dem Leiten des MOS-Transistors TR1 gespeichert wurde, zur Masse über den Transistor TR3 freigegeben, so dass der MOS-Transistor TR1 zuverlässig ausgeschaltet wird. Der

Drain-Strom  $I_d$  des MOS-Transistors TR1 nähert sich Null, wodurch sich nahezu kein Kurzschlussleistungsverbrauch ergibt.

**[0061]** Das induzierte elektrische Potenzial des Transformators T1 wird sich nicht umdrehen bis der Kurzschlusszustand beendet ist. Wenn der Strom, der an der Basis des Transistors TR2 bereitgestellt wird, unter dem Leitungsstrom liegt, werden die Transistoren TR2 und TR3 ausgeschaltet. Die Gate-Spannung  $V_{g1}$  des MOS-Transistors TR1 kehrt rasch auf ein hohes Niveau zurück und der MOS-Transistor TR1 wird dann eingeschaltet, so dass die Schaltung automatisch in den normalen Betriebszustand mit selbsterregter Schwingung zurückkehrt, wobei dadurch ein durchgängiger Kurzschlusschutz für die Schaltung erreicht wird.

**[0062]** Darüber hinaus verbessert die Erfindung den Sanftstarterteil. Wie in [Fig. 3](#) veranschaulicht, besteht der Sanftstarterteil aus dem Widerstand R1, dem Widerstand R8, dem Kondensator C9 und der Diode D2.

**[0063]** Der Eingangsanschluss VIN ist mit dem Widerstand R1 in Reihe verschaltet, der in einem Zweig über den Kondensator C9 mit Masse verschaltet und in einem anderen Zweig mit der Anode der Diode 2 verschaltet ist. Die Kathode der Diode D2 ist über den Widerstand R8 mit Masse verschaltet und in einem anderen Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors verschaltet.

**[0064]** Der Widerstand R7 in der bestehenden Schaltung, wie sie in [Fig. 2](#) veranschaulicht ist, wurde mit der schnellen Diode D2 in der Sanftstarterschaltung ersetzt.

**[0065]** Allgemein besitzt die schnelle Diode D2 einen inneren Leitungswiderstand  $r_d \ll R_7$ .

**[0066]** Wenn die eingeschaltete Schaltung bei  $t = 0$  zu arbeiten beginnt, wird der Kondensator C9 durch die Eingangsspannung über den Widerstand R1 geladen, und sobald die Spannung an C9 0,7 V erreicht, wird die schnelle Diode D2 durchgeschaltet. So beginnt sich die interne Sperrschichtkapazität  $C_{iss}$  des MOS-Transistors TR1 zu laden.

**[0067]** Wenn die Gate-Schwellschwellspannung  $V_{th}$  des MOS-Transistors TR1 erreicht ist, wird der MOS-Transistor TR1 eingeschaltet. Zu diesem Zeitpunkt gibt es eine Ladungszeitkonstante  $r_d \cdot C_{gs} \ll R_7 \cdot C_{gs}$  (wobei  $r_d$  den Innenwiderstand der Diode D2 bezeichnet). Der MOS-Transistor TR1 ist sowohl in der Starterleistung als auch in der Fähigkeit mit kapazitiven Lasten verbessert.

**[0068]** Darüber hinaus, wenn das Potenzial am Punkt  $V_{g1}$  über dem am Punkt V1 ist, kann der Strom nicht umgedreht werden, um vorwärts zu fließen, aufgrund der unidirektionalen Leitfähigkeit der Diode, um dadurch Ladungsstörungen auf eine vorausgehende Schaltung zu vermeiden und die Betriebszuverlässigkeit des Produktes zu verbessern.

**[0069]** Mit der modifizierten Sanftstarterschaltung kann die rückwärtsblockierende Eigenschaft der Diode geschickt genutzt werden, um Störung eines Treibersignals zu vermeiden, welches von der positiven Rückkopplungsschleife an der Sanftstarterschaltung erzeugt wurde, und die Starterleistung des Produktes zu verbessern.

**[0070]** Im Folgenden werden jeweilige Parameter im Ausführungsbeispiel gemäß der Erfindung, welches in [Fig. 3](#) veranschaulicht ist, experimentell mit der Implementierung des Standes der Technik, die in [Fig. 2](#) veranschaulicht ist, verglichen:

**[0071]** Die Energiequelle wird verwendet mit grundlegenden Parametern einer Eingangs-DC-Spannung, die von 9 bis 18 V reicht, einer Ausgangsspannung von 12 V und einem Ausgangsstrom von 500 mA. Normalbetrieb kann ohne Last, mit kleiner Last und mit voller Last durchgeführt werden. Dieselben Elemente sind in entsprechenden Teilen der Erfindung auf diejenigen im Stand der Technik angepasst.

**[0072]** Wie in [Fig. 4](#) veranschaulicht, wenn die Schaltung in [Fig. 2](#) in Nennvollast mit einer Ausgangslast arbeitet, die sich in einem Bereich von 0 bis 500 mA bewegt, wird die Eingangsspannung bei der Erfindung offensichtlich effizienter genutzt als bei der Schaltung in [Fig. 2](#) aufgrund des Unterschieds dazwischen, was mit sinkendem Laststrom ansteigt.

**[0073]** Wie in [Fig. 5](#) und [Fig. 6](#) veranschaulicht, hat der MOS-Transistor TR1, der als ein Leistungsschaltntransistor arbeitet, sobald er sich im stabilem Zustand und unter Nennvollast befindet, eine Gate-Spannung  $V_{g1}$  mit einer Amplitude bis zu 9,62 V in der Schaltung gemäß der Erfindung, aber nur 5,52 V in der Schaltung, die in [Fig. 2](#) veranschaulicht ist.



**[0074]** Wie in [Fig. 7](#) und [Fig. 8](#) veranschaulicht, hat der MOS-Transistor TR1, sobald er sich im stabilen Zustand und unter nominaler Volllast befindet, eine Drain-Spannung  $V_{ds}$  mit einer Amplitude nur bis zu 27,4 V in der Schaltung gemäß der Erfindung, aber bis zu 32,6 V in der Schaltung, die in [Fig. 2](#) veranschaulicht ist, wobei die Vorrichtung eine höhere Spannungsfestigkeit erfordert.

**[0075]** Die unten stehende Tabelle zeigt weitere verglichene Werte:

Testobjekt und Bedingung		Minimaleingangsspannung (9 VDC)		Nenneingangsspannung (12 VDC)		Maximaleingangsspannung (18 VDC)	
		Uni-Transistor	Dual-Transistor	Uni-Transistor	Dual-Transistor	Uni-Transistor	Dual-Transistor
Volllast	Wirkungsgrad (%)	76.9	83.9	78.3	86.6	74.3	86.9
	Lineares Lastanpassungsverhältnis (%) (TYP)			0	0		
	Lastanpassungsverhältnis (%) (TYP)			-0.75	-0.42		
	Welligkeit (mV)	20	15	10	10	10	10
	Rauschen (mV)	21.6	17.6	15	13	12	11
	Maximale kapazitive Last ( $\mu$ F) (TYP)			220	1680		
Leistungsaufnahme ohne Last (Mw)		0.504	0.27	0.708	0.312	0.684	0.45
Kurzschlussleistungsaufnahme (W)		1.0359	0.126	0.852	0.126	1.7478	0.198
25%-50%-25% Sprung	Überschwingungsamplitude (%)	3.16	1.97	3.6	1.7	3.36	1.47
	Unterschwingungsamplitude (%)	3.3	2.13	3.77	1.87	3.07	1.6
	Erholungsdauer (ms)	3.26	3.24	3.27	3.26	3.27	3.28
50-75%-50% Sprung	Überschwingungsamplitude (%)	2.53	1.93	2.63	1.67	3.5	1.47
	Unterschwingungsamplitude (%)	2.73	2.03	2.8	1.83	3.83	1.57
	Erholungsdauer (ms)	3.27	3.26	3.26	3.28	3.27	3.26
10%-100%-10% Sprung	Überschwingungsamplitude (%)	10.7	7.08	10.3	6.17	12.1	5.13
	Unterschwingungsamplitude (%)	11	7.25	11	6.33	12.1	5.13
	Erholungsdauer (ms)	3.33	3.3	3.3	3.33	3.34	3.33

**[0076]** Wie in [Fig. 9](#) veranschaulicht, um die Erfindung, basierend auf dem Ausführungsbeispiel, das in [Fig. 3](#) veranschaulicht ist, weiter zu verbessern, sind die Source des MOS-Transistors TR1 und der Widerstand R4 mit einer Stromgegeninduktivität S1 und einer Gleichrichterdiode D5 verschaltet, wobei die Stromgegeninduktivität S1 besitzt eine Primärwicklung N1 mit dem Anschluss mit Punkt, der mit der Source des MOS-Transistors TR1 verbunden ist, und eine Sekundärwicklung N2, die mit dem Anschluss mit Punkt mit der Anode der Diode D5 verbunden ist.

**[0077]** Die Kathode der Diode D5 ist mit dem Widerstand R4 verschaltet und zwei Anschlüsse ohne Punkt der Stromgegeninduktivität S1 sind mit Masse verschaltet.

**[0078]** Die Schaltung arbeitet gemäß dem folgenden Prinzip:  $I_{s2} = I_{s1} \cdot N1/N2$  kann von der Beziehung zwischen dem Windungsverhältnis und dem Stromverhältnis von der Primär- zu der Sekundärwicklung:  $N1/N2 = I_{s2}/I_{s1}$  abgeleitet werden.

**[0079]** Angenommen  $N1 = 1$  Windung,  $N2 = 50$  Windungen,  $I_{s1} = 5$  A und  $R4 = 1 \Omega$ , so wird  $I_{s2} = I_{s1} \cdot R4$   
 $A = 5 \cdot 1/50$  A = 0.1 A and  $P_{R4} = I_{s2}^2 \cdot R4$  W =  $0.1^2 \cdot 1$  W = 0.01 W. Im Gegensatz beträgt die Leistung der bestehenden Schaltung  $P_{R4} = I_{s1}^2 \cdot R4$  W =  $I_{s1}^2 \cdot R4$  W =  $5^2 \cdot 1$  W = 25 W.

**[0080]** Wie offensichtlich ist, hat die Schaltung des Produkts vorteilhaft unter Vollast einen sehr geringen Kurzschlussleistungsverbrauch in einer Größenordnung von nur  $10^{-2}$  W.

**[0081]** Das Ausführungsbeispiel, wie es in [Fig. 10](#) veranschaulicht ist, ist im Wesentlichen dasselbe, wie das, welches in [Fig. 3](#) veranschaulicht ist, mit der Ausnahme der Verschaltung des Transistor TR3.

**[0082]** In der vorliegenden Erfindung besitzt der Transistor TR3 einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über einen Arbeitspunkt-widerstand R36 verschaltet ist und in einem anderen Zweig mit dem Kollektor des Transistors TR2 verschaltet ist, und einen Kollektor, der mit der Basis des Transistors TR2 verschaltet ist.

**[0083]** Die Basis des Transistors TR2 ist mit der Source des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunkt-widerstand R3 verschaltet.

**[0084]** Der Kondensator C2 ist parallel zum Widerstand R3 geschaltet.

**[0085]** Die Source MOS-Transistors TR1 ist über den Widerstand R4 mit Masse verschaltet.

**[0086]** Auch im Ausführungsbeispiel, das in [Fig. 10](#) veranschaulicht ist, kann die Stromgegeninduktivität S1 und die Gleichrichterdiode D5 zwischen die Source des MOS-Transistors TR1 und den Widerstand R4 geschaltet werden, um dieselbe Wirkung zu erhalten.

**[0087]** Das Ausführungsbeispiel, wie es in [Fig. 11](#) veranschaulicht ist, ist im Wesentlichen dasselbe, wie das das in [Fig. 3](#) veranschaulicht ist, mit der Ausnahme der Verschaltung des Transistors TR3.

**[0088]** Im vorliegenden Ausführungsbeispiel besitzt der Transistor TR3 einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über einen Arbeitspunkt-widerstand R36 und in einem anderen Zweig mit dem Kollektor des Transistors TR2 verschaltet ist, und einen Kollektor, der mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist.

**[0089]** Die Source des MOS-Transistors TR1 ist mit der Basis des Transistors TR2 über den Arbeitswiderstand R3 verschaltet.

**[0090]** Der Kondensator C2 ist parallel zum Widerstand R3 geschaltet.

**[0091]** Die Source des MOS-Transistors TR1 ist über den Widerstand R4 mit Masse verschaltet.

**[0092]** Auch im Ausführungsbeispiel, das in [Fig. 11](#) veranschaulicht, kann die Stromgegeninduktivität S1 und die Gleichrichterdiode D5 zwischen die Source des MOS-Transistors TR1 und den Widerstand R4 geschaltet werden, um dieselbe Wirkung zu erreichen.

### Patentansprüche

1. Stromgesteuerte Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor, aufweisend einen Sanftstarterteil, einen MOS-Transistor TR1, einen Transformator T1, einen Pulsfrequenzmodulations(PFM)-teil, einen Referenzverstärker-teil, einen Isolationsoptokoppler OC1 und einen geregelten Ausgangsspannungsschleifenteil, wobei eine eingespeiste Elektrizitätsmenge mit dem Ausgangsschleifenteil über den Transistor T1 verschaltet ist; wobei der Sanftstarterteil mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist;

wobei das Gate des MOS-Transistors TR1 weiter mit dem Pulsfrequenzmodulations(PFM)-teil verschaltet ist; wobei der Referenzverstärkerteil und der Isolationsoptokoppler OC1 zwischen den Pulsfrequenzmodulations (PFM)-Teil und den Regelspannungsausgangsschleifen teil geschaltet sind, um eine negative Spannungsrückkoppelschleife zu bilden; und

wobei das Pulsfrequenzmodulations(PFM)-Teil im Wesentlichen aufweist einen Transistor TR2, einen Widerstand R3, einen Kondensator C2 und einen Widerstand R4, wobei die Basis des Transistors TR2 mit der Source des MOS-Transistors TR1 über den Widerstand R3 und den parallel geschalteten Kondensator C2 verschaltet ist, und die Source des MOS-Transistors TR1 über den Widerstand R4 mit Masse verschaltet ist, wobei das Pulsfrequenzmodulations(PFM)-teil weiter aufweist eine Transistorstromsteuerschaltung, die zwischen den MOS-Transistor TR1 und den Transistor TR2 geschaltet ist, um Ausgabe einer selbsterregten Schwingung einer Dual-Transistorstromsteuerung an einem Eingangsanschluss zu ermöglichen.

2. Stromgesteuerte Ring Choke-Konverter mit Dual-Transistor gemäß Anspruch 1, wobei die Transistorstromsteuerschaltung einen Transistor TR3 und einen Widerstand R36 aufweist;

wobei der Transistor TR3 besitzt einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunkt-widerstand R36 und in einem anderen Zweig mit dem Kollektor des Transistors TR2 verschaltet ist, und einen Kollektor, der mit der Basis des Transistors TR2 verschaltet ist;

wobei die Basis des Transistors TR2 mit der Source des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunkt-widerstand R3 verschaltet ist;

und wobei die Source des MOS-Transistors über den Widerstand R4 mit Masse verschaltet ist.

3. Stromgesteuerter Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor gemäß Anspruch 1, wobei die Transistorstromsteuerschaltung einen Transistor TR3 und einen Widerstand R36 aufweist;

wobei der Transistor TR3 besitzt einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunkt-widerstand R36 und in einem anderen Zweig mit dem Kollektor des Transistors TR2 verschaltet ist, und einen Kollektor, der mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist;

wobei die Source des MOS-Transistors TR1 mit der Basis des Transistors TR2 über den Arbeitspunkt-widerstand R3 verschaltet ist; und

wobei die Source des MOS-Transistors TR1 über den Widerstand R4 mit Masse verschaltet ist.

4. Stromgesteuerter Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor gemäß Anspruch 1, wobei die Transistorstromsteuerschaltung einen Transistor TR3, einen Widerstand R36 und einen Widerstand R27 aufweist;

wobei der Transistor TR3 besitzt einen Emitter, der mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, eine Basis, die in einem Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 über den Arbeitspunkt-widerstand R36 und in einem anderen Zweig mit dem Kollektor des Transistors TR2 über den Arbeitspunkt-widerstand R27 verschaltet ist, und einen Kollektor, der mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist;

wobei die Source des MOS-Transistors TR1 mit der Basis des Transistors TR2 über den Arbeitspunkt-widerstand R3 verschaltet ist; und

wobei die Source des MOS-Transistors TR1 über den Widerstand R4 mit Masse verschaltet ist.

5. Stromgesteuerter Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor gemäß einem der Ansprüche 2 bis 4, wobei eine Stromgegeninduktivität S1 und eine Freilaufdiode D5 zwischen die Source des MOS-Transistors TR1 und den Widerstand R4 geschaltet ist;

wobei ein primärer Anschluss mit Punkt der Stromgegeninduktivität S1 mit der Source des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist;

wobei ein sekundärer Anschluss mit Punkt der Stromgegeninduktivität S1 mit der Anode der Diode D5 verschaltet ist;

wobei eine Kathode der Diode D5 mit dem Widerstand R4 verschaltet ist; und

wobei zwei Anschlüsse ohne Punkt der Stromgegeninduktivität S1 mit Masse verschaltet sind.

6. Stromgesteuerter Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor gemäß Anspruch 5, wobei ein Kondensator C34 parallel zum Arbeitspunkt-widerstand R36 geschaltet ist, und der Kondensator C2 parallel zum Arbeitspunkt-widerstand R3 geschaltet ist.

7. Stromgesteuerter Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor gemäß Anspruch 6, wobei der MOS-Transistor TR1 vom N-Kanaltyp ist, der Transistor TR2 vom NPN-Typ ist und der Transistor TR3 vom PNP-Typ ist.

8. Stromgesteuerter Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor gemäß Anspruch 7, wobei das Gate des MOS-Transistors TR1 mit einer Regelspannungsdiode Z1 verschaltet ist; und wobei die Regelspannungsdiode Z1 besitzt eine Kathode, die mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist, und eine Anode, die mit Masse verschaltet ist.

9. Stromgesteuerter Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor gemäß Anspruch 1, wobei die Sanftstartschaltung aus einem Widerstand R1, einem Widerstand R8, einem Kondensator C9 und einer Diode D2 besteht; wobei der Eingangsanschluss VIN, der in Reihe mit dem Widerstand R1 verschaltet ist, in einem Zweig über den Kondensator C9 mit Masse und in einem anderen Zweig mit der Anode der Diode D2 verschaltet ist; und wobei die Kathode der Diode D2 in einem Zweig über den Widerstand R8 mit Masse und in einem anderen Zweig mit dem Gate des MOS-Transistors TR1 verschaltet ist.

10. Stromgesteuerter Ring Choke-Wandler mit Dual-Transistor gemäß Anspruch 9, wobei die Diode D2 eine schnelle Diode ist.

Es folgen 9 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

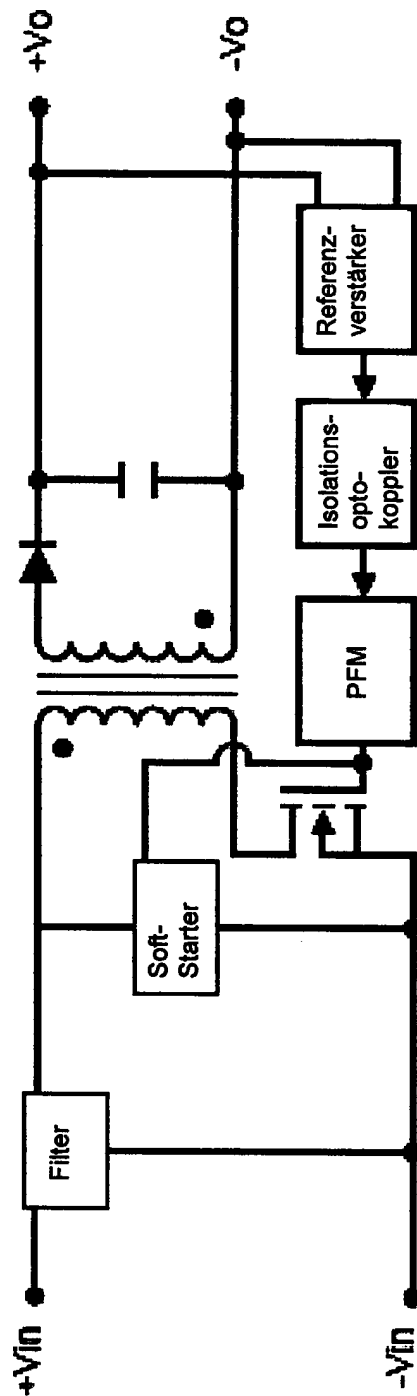


Figure 1

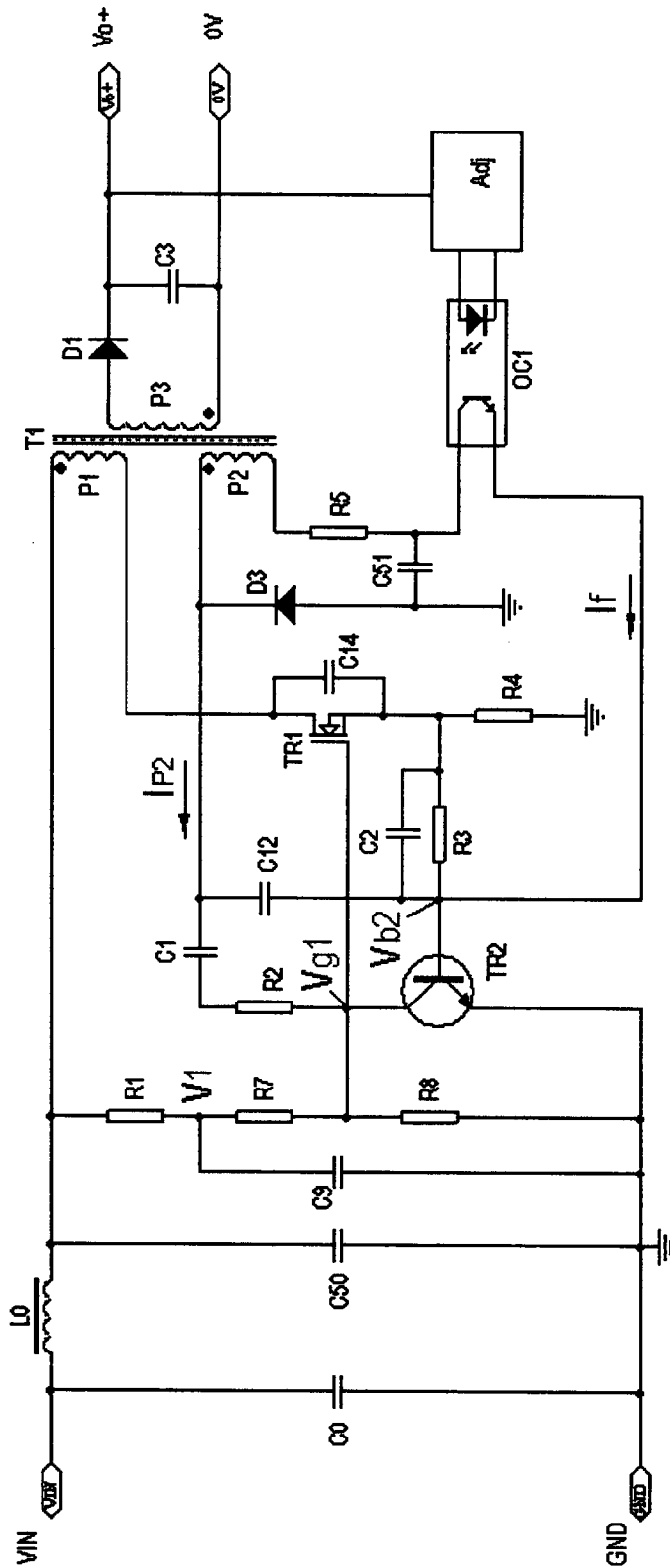


Figure 2

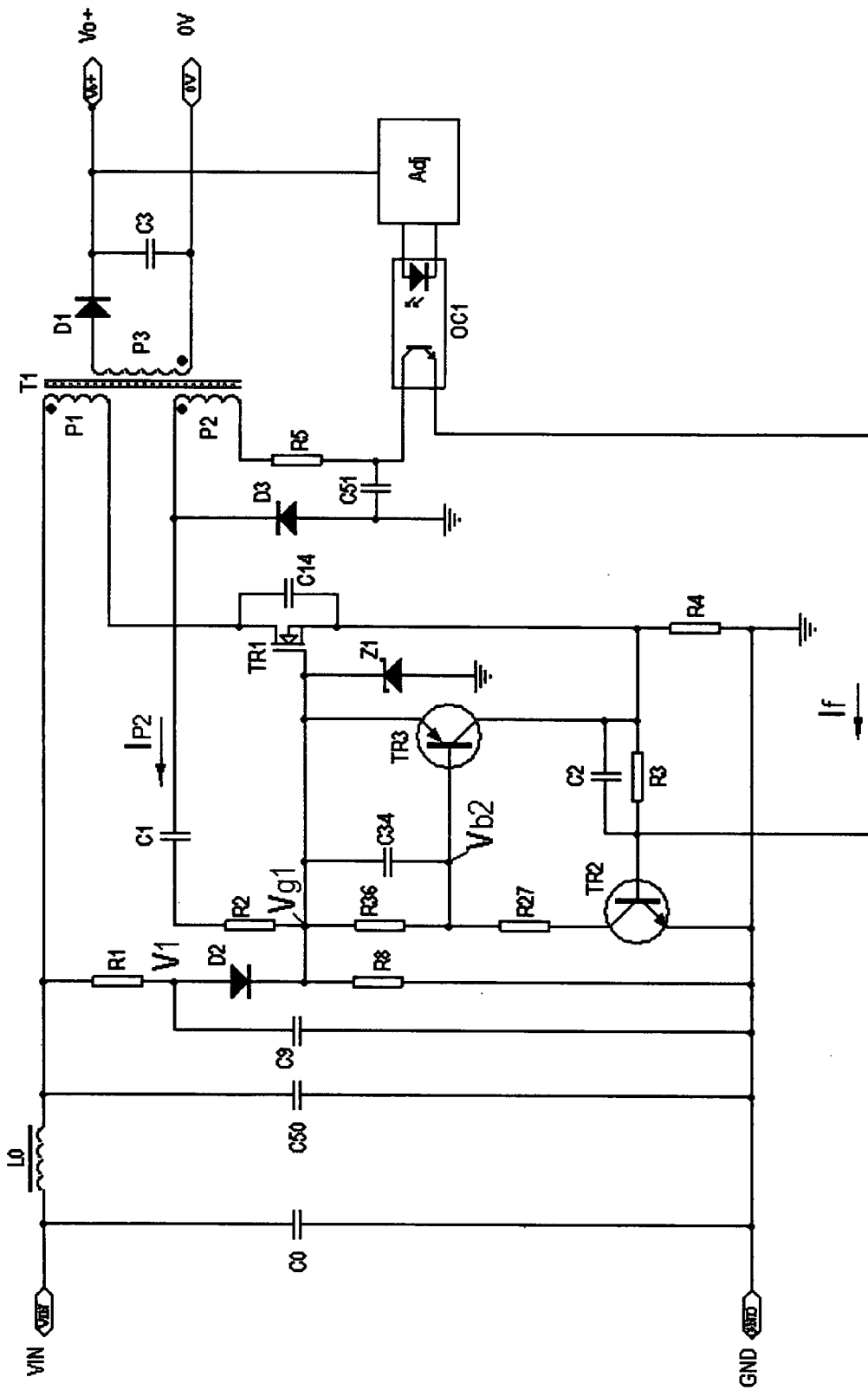
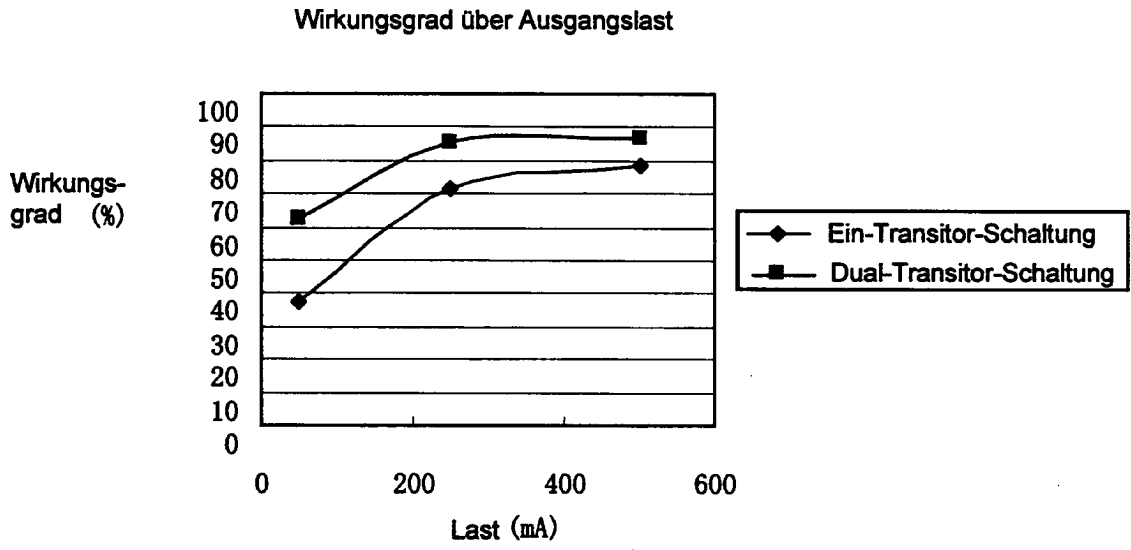
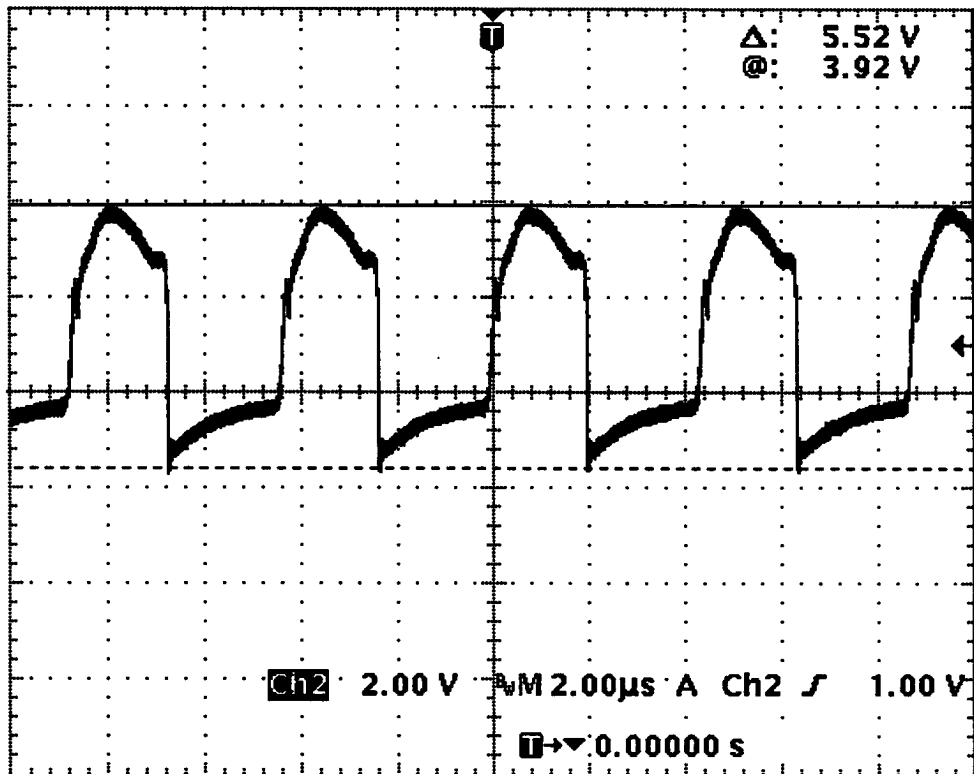


Figure 3



**Figure 4**



**Figure 5**



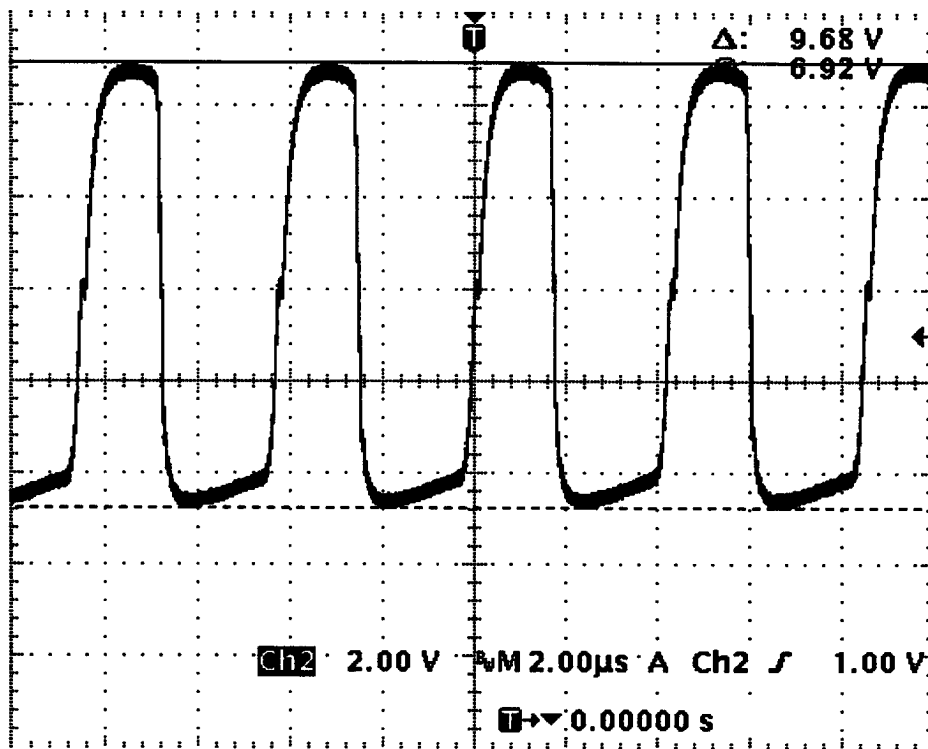


Figure 6

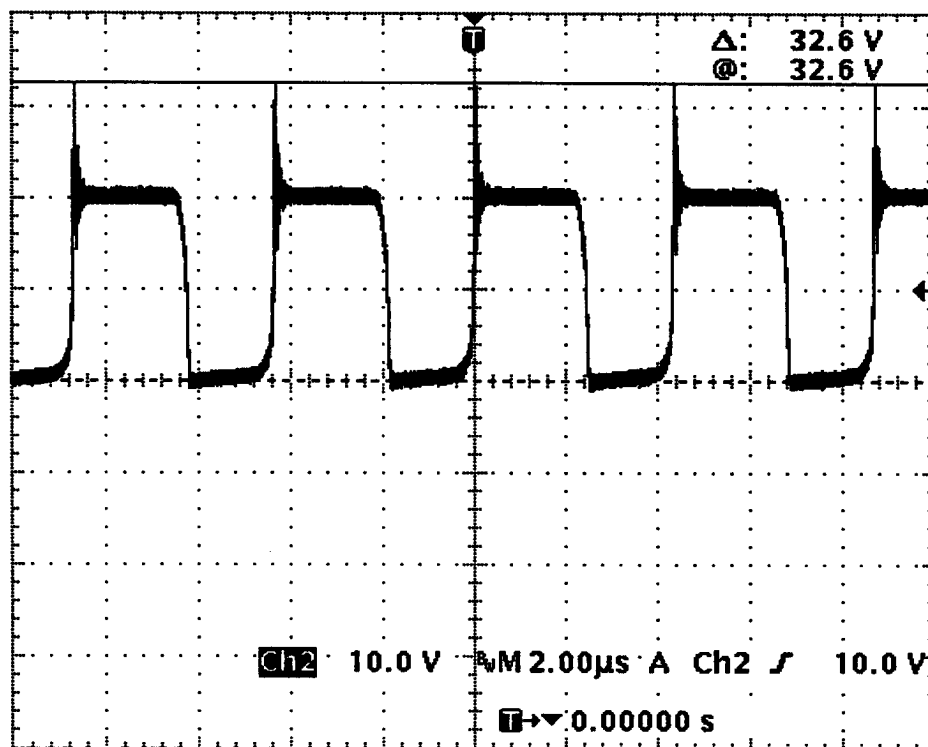


Figure 7

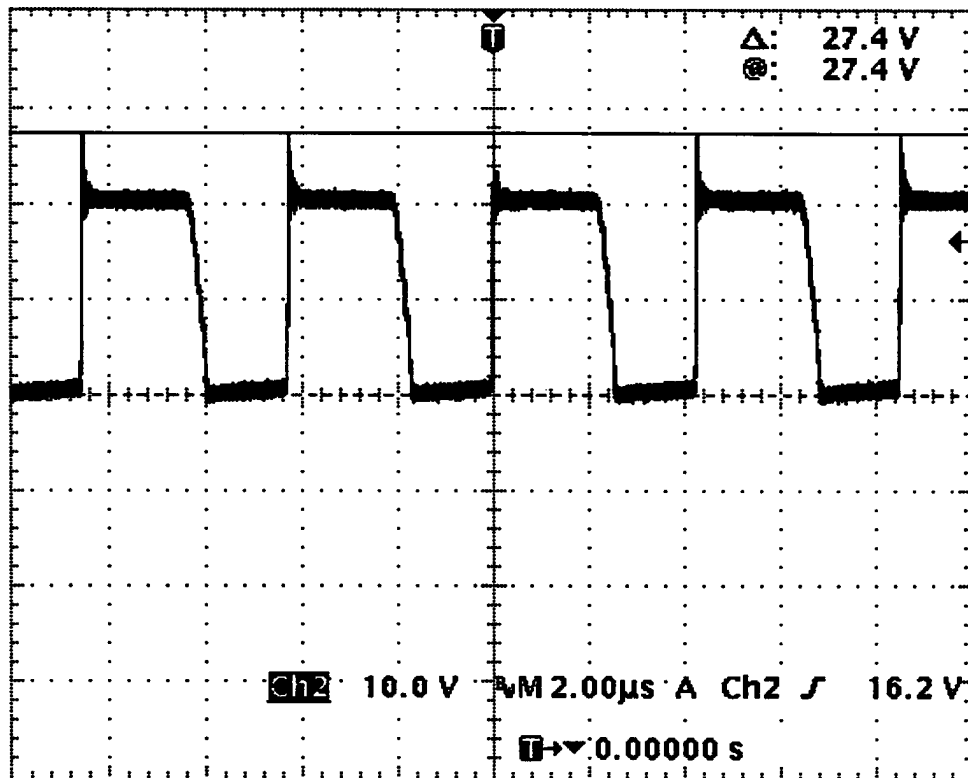


Figure 8

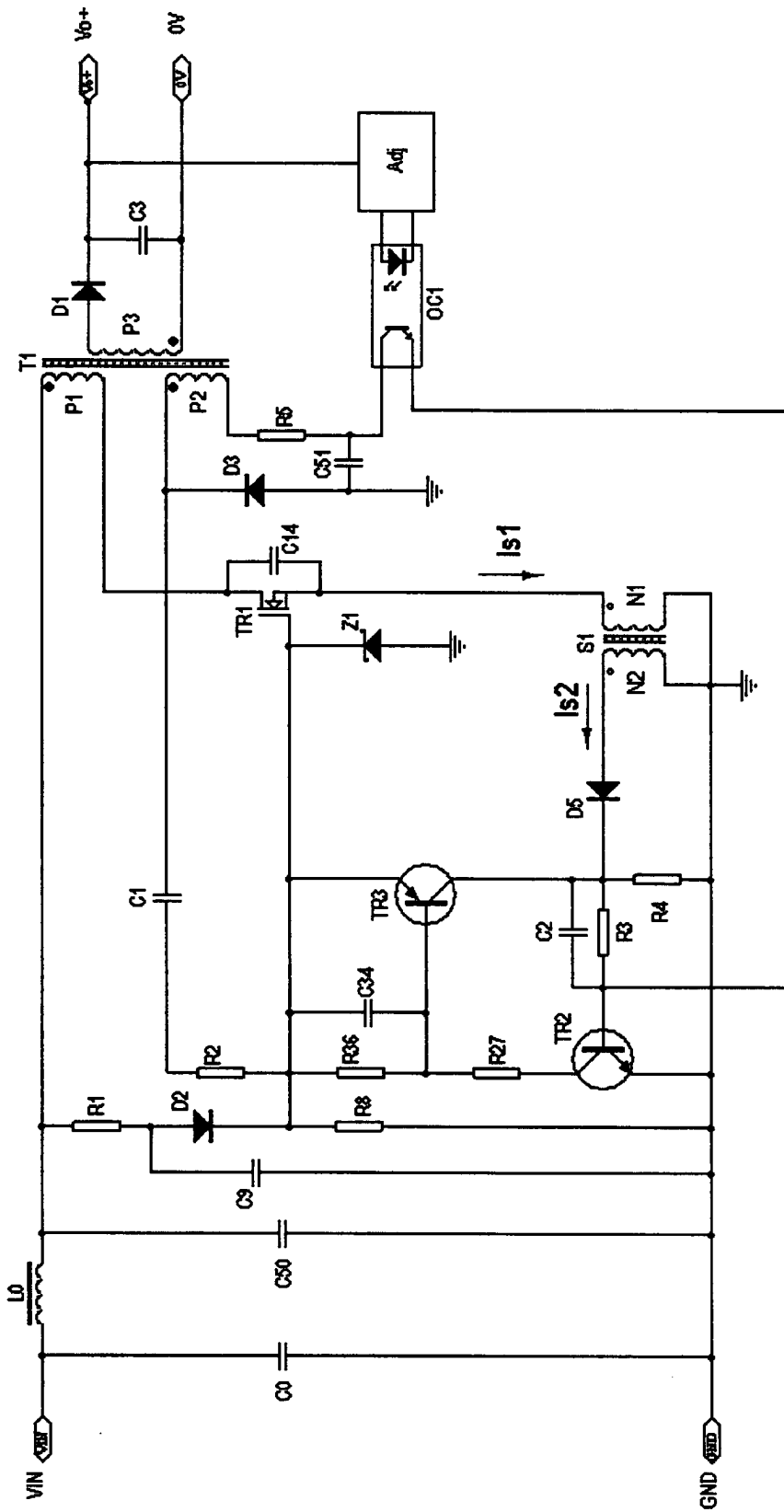


Figure 9

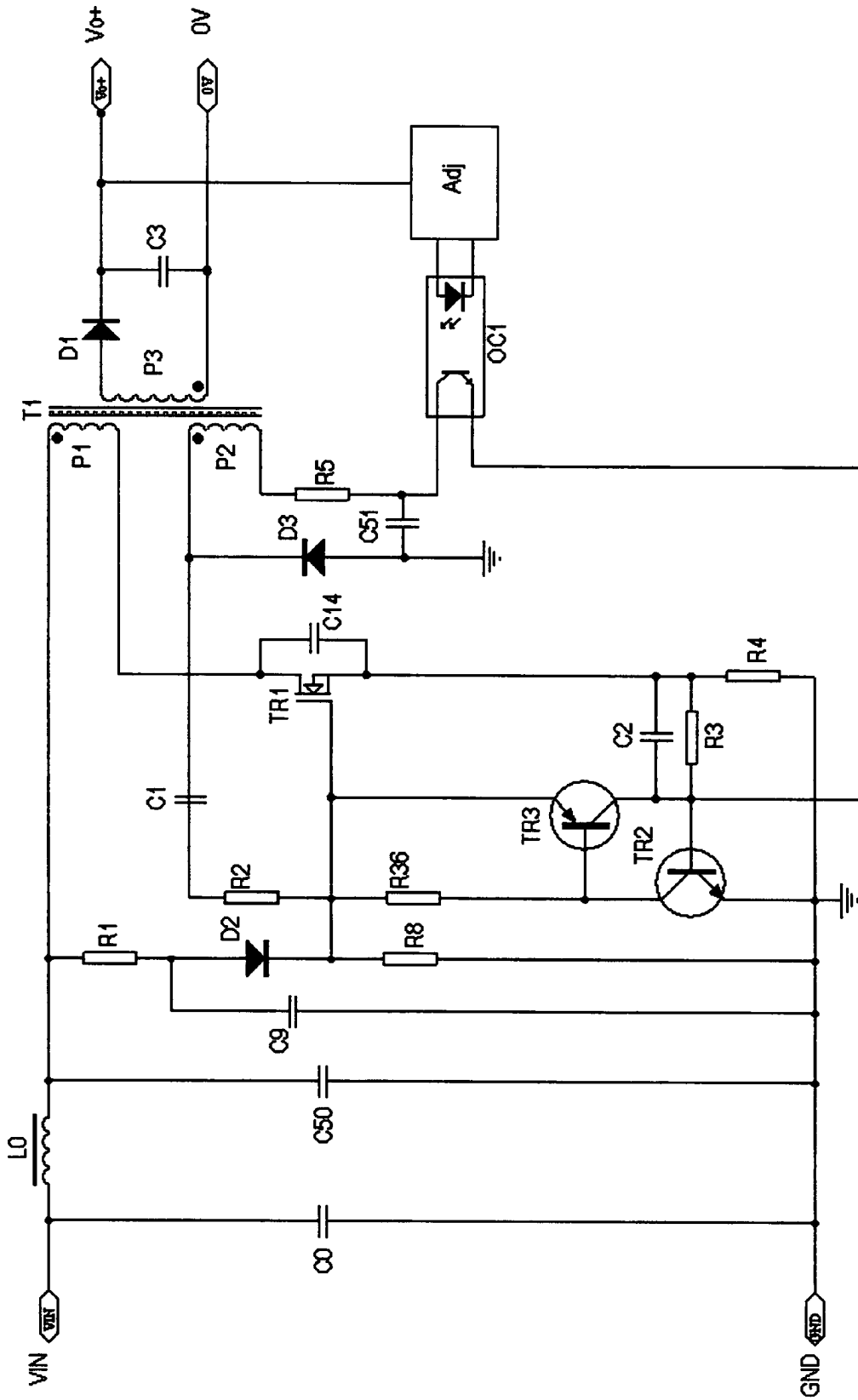


Figure 10

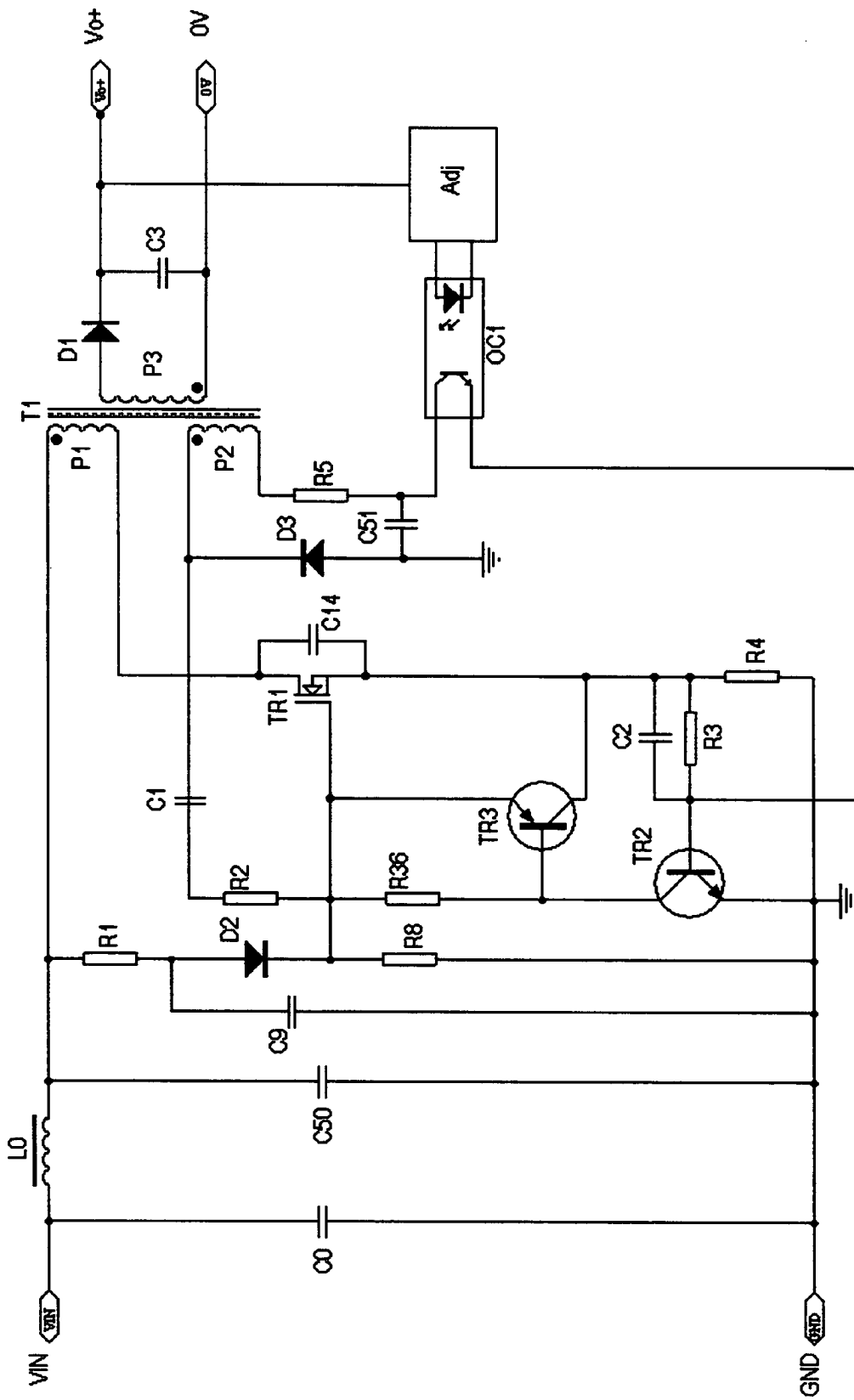


Figure 11