(19) Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2012 012 613 A1** 2013.01.03

(12) # Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2012 012 613.1**
(22) Anmeldetag: **26.06.2012**
(43) Offenlegungstag: **03.01.2013**

(51) Int Cl.: ***H02M 3/335*** (2012.01)

(30) Unionspriorität:
2011-147737 01.07.2011 JP

(71) Anmelder:
Canon K.K., Tokyo, JP

(74) Vertreter:
Weser & Kollegen, 81245, München, DE

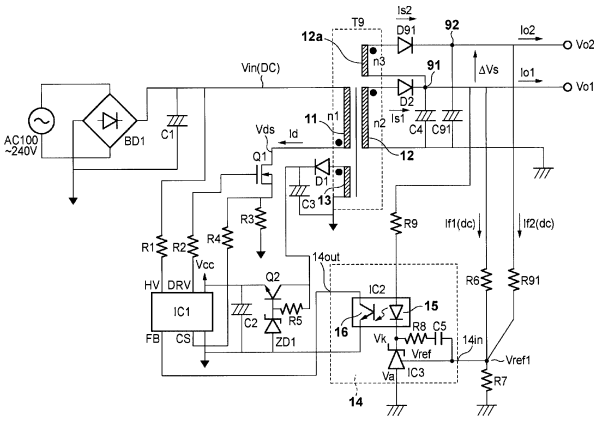
(72) Erfinder:
Takayanagi, Yoshiaki, Ohta-ku, Tokyo, JP;
Kasahara, Takashi, Ohta-ku, Tokyo, JP

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: **STROMVERSORGUNGSVORRICHTUNGUND DRUCKVORRICHTUNG**

(57) Zusammenfassung: Eine Stromversorgung enthält einen Transformator zum Erzeugen einer ersten Ausgangsspannung durch eine erste Sekundärwicklung, und einer Überlagerungsspannung durch eine zweite Sekundärwicklung, und einen Treiber. Außerdem enthält die Schaltung erste und zweite Gleichricht- und Glättungsschaltungen zum Gleichrichten und Glätten der ersten bzw. der Überlagerungsspannung, ferner einen Addierer zum Addieren der gleichgerichteten und geglätteten Überlagerungsspannung auf die gleichgerichtete und geglättete erste Ausgangsspannung, um eine zweite Ausgangsspannung auszugeben. Die erste und die zweite Ausgangsspannung werden jeweils durch Gleichstromkopplung zurückgeführt, wobei die zurückgeführte erste und zweite Ausgangsspannung jeweils durch einen ersten bzw. einen zweiten Rückkopplungsfaktor eingestellt werden und die eingestellten Rückkopplungskomponenten kombiniert und verstärkt werden, um zur PWM-Steuerung auf den Treiber gegeben zu werden.



Beschreibung

Hintergrund der Erfindung

Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Stromversorgungsvorrichtung und eine Druckvorrichtung. Insbesondere betrifft die vorliegende Erfindung eine Stromversorgungsvorrichtung und eine Druckvorrichtung, die ein Bild auf einem Druckmedium mit Hilfe eines Tintenstrahl-Druckkopfs druckt und die Stromversorgungsvorrichtung verwendet.

Beschreibung des Standes der Technik

[0002] Tintenstrahldrucker haben sich als Peripheriegeräte für Computer zu Multifunktionsdruckern entwickelt, die Scanner- und Kopierfunktionen und in den letzten Jahren auch eine FAX-Funktion aufweisen, und von Jahr zu Jahr aufgrund ihrer besseren Kosten-Nutzen-Verhältnisse höhere Marktdurchdringungsgrade haben.

[0003] Im allgemeinen dient ein Schaltnetzteil (eine schaltende Stromversorgung) als Stromversorgung für einen Tintenstrahldrucker. Eine herkömmliche Stromversorgung vom Dropper-Typ, die bei üblicher Netzfrequenz (50/60 Hz) arbeitet, wird immer weniger verwendet, da sie bezüglich Leistungs-Umwandlungswirkungsgrad, Wärmeerzeugung und dergleichen unterlegen ist.

[0004] Schaltnetzteile werden in verschiedene Typen klassifiziert, basierend auf ihren Schaltverfahren, wobei das Sperrwandler-Prinzip am weitesten verbreitet ist, bedingt durch dessen einfache Schaltungsanordnung und Kosten. In jüngerer Zeit wurden zahlreiche Steuerungs-ICs von verschiedenen Herstellern speziell für Sperrwandler bereitgestellt, so dass eine Schaltung mit hoher Zuverlässigkeit auf einfache Weise realisierbar ist.

[0005] Fig. 8 ist eine Schaltungsskizze eines Beispiels für ein herkömmliches Schaltnetzteil unter Verwendung des Sperrwandlerverfahrens. In diesem Beispiel ist ein IC1 ein handelsübliches PWM-(Pulsweitenmodulations-)Steuer-IC und implementiert eine Stromregelung. Grundzüge des Betriebs der in Fig. 8 gezeigten Schaltung werden im folgenden erläutert.

[0006] Eine Eingangsspannung einer üblichen Netzfrequenz von 50 Hz oder 60 Hz wird durch eine Brückendiode BD1 gleichgerichtet und anschließend von einem Elektrolytkondensator C1 geglättet, um eine Gleichspannung Vin(dc) zu erzeugen. Diese Gleichspannung Vin(dc) beträgt in Japan etwa 140 V oder etwa 320 V in einer 230-V-Zone in Europa und dergleichen. Diese Gleichspannung Vin(dc) wird an einen Transformator T1 gegeben und von einem Transistor Q1 geschaltet. Im Ergebnis wird eine an der Primärwicklung **11** des Transformators T1 akkumulierte Energie auf eine Sekundärwicklung **12** transferiert, wodurch eine Ausgangsgleichspannung Vo gebildet wird.

[0007] Insbesondere wird bei dem Sperrwandlerverfahren Energie auf der primärseitigen Wicklung **11** (n1: Windungszahl) des Transformators während der Einschaltzeitspanne des Transistors Q1 in Fig. 8 akkumuliert, und diese akkumulierte Energie wird zu der sekundärseitigen Wicklung **12** (n2: Windungszahl) während einer Ausschaltzeitspanne des Transistors Q1 übertragen. Die zu der sekundärseitigen Wicklung **12** transferierte Energie wird von einer Diode D2 und einem Elektrolytkondensator C2 zum Erzeugen einer Ausgangsgleichspannung Vo gleichgerichtet und geglättet. Die Ausgangsspannung Vo wird von Widerständen R6 und R7 einer Spannungsteilung unterzogen, und eine abgeteilte Spannung (eine Spannung an einem Knoten Vref1) wird an einen Referenzanschluss (REF) eines Konstantspannungsreglers, das heißt eines sogenannten Shunt-Reglers IC **3** gegeben. Fig. 15A und Fig. 15B sind erläuternde Schaltungsdiagramme des Shunt-Reglers IC **3**. Der Shunt-Regler IC **3** ist eine Art des sogenannten Fehlerverstärkers. In dem Beispiel nach Fig. 8 ist eine Kathode (K) mit einem Photokoppler IC **2** verbunden, eine Anode (A) ist mit Masse verbunden. Deshalb liegt die Anodenspannung Va auf 0 V. Der Shunt-Regler IC **3** besitzt einen Fehlerverstärker (Vergleicher) **151** und eine in dem Regler angeordnete Festspannungsquelle **152**. Der Shunt-Regler IC **3** vergleicht eine Spannung des Knotens Vref1, die an den Referenzanschluss (REF) gegeben wird, mit einer Ausgangsspannung der festen Referenzspannungsquelle **152** und gibt eine Spannung Vk aus. Bei diesem Beispiel erzeugt die feste Referenzspannungsquelle 2,5 V. Die Kathodenspannung Vk als Ausgangsspannung des Reglers IC **3** ist geregelt, so dass die an den Referenzanschluss (REF) des IC **3** gelegte Referenzspannung Vref1 stets zu einer Gleichspannung von 2,5 V wird, was dem Regelbetrieb entspricht. Es sei hier auf spezielle Bücher und dergleichen bezüglich der detaillierten Arbeitsweise des Shunt-Reglers verwiesen, da dieser aus dem Stand der Technik bekannt ist und deshalb auf eine nähere Erläuterung verzichtet wird. Die Symbole R1, R2, R3 und R5 in Fig. 4 bezeichnen Widerstände, C2 ist ein weiterer Elektrolytkondensator.

[0008] Wenn zum Beispiel die Ausgangsspannung Vo ansteigt und die Eingangsspannung Vref1 des Shunt-Reglers IC **3** dementsprechend ansteigt, fällt die Ausgangsspannung Vk des Shunt-Reglers IC **3** in entgegengesetzter Weise ab. Im Ergebnis nimmt ein durch einen Widerstand R9 und eine LED **15** des Photokopplers IC **2** fließender Strom zu. Ein durch einen Phototransistor **16** des Photokopplers IC **2** flie-

ßender Kollektorstrom nimmt zu, und ein Potential an einem Rückkopplungsanschluss FB des Steuerungs-IC **1** fällt ab. Schließlich nimmt eine Impulsbreite, das heißt die Einschaltzeit eines PWM-Signals, welches von einem Anschluss DRV des Steuerungs-IC **1** ausgegeben wird, ab, dementsprechend die Einschaltzeit des Transistors Q1 entsprechend verkürzt wird (demgegenüber wird die Ausschaltzeit verlängert). Im Ergebnis nimmt die auf der primärseitigen Wicklung **11** des Transformators angesammelte Energie ab, so dass die zu der sekundärseitigen Wicklung **12** übertragene Energie dementsprechend abnimmt und schließlich die Ausgangsspannung Vo geringer wird.

[0009] Wenn auf diese Weise die Ausgangsspannung Vo zunimmt, hat die Regelung die Wirkungsweise, dies aufzuheben. Wenn hingegen die Ausgangsspannung Vo absinkt, bewirkt die Regelung eine Anhebung der Spannung, wodurch man schließlich eine stabile Ausgangsgleichspannung Vo gewinnt. Insbesondere handelt es sich bei einer durch eine gestrichelte Linie **14** in Fig. 8 dargestellte Schaltung um eine Steuerschaltung, die verantwortlich ist für die Verstärkungseinstellung und die Phaseneinstellung, die für eine derartige Regelung erforderlich sind, damit diese so arbeitet, dass das gesamte System stabil funktioniert. Die Steuerschaltung **14** besitzt einen Eingangsknoten **14** in und einen Ausgangsknoten **14** out. Insbesondere dienen ein Widerstand R8 und ein Kondensator C5 innerhalb der gestrichelten Linie **14** zum Einstellen von Verstärkungs- und Phasenparametern. Man beachte, dass im folgenden der durch die gestrichelte Linie **14** umrissene Schaltungsteil als Fehlerverstärker bezeichnet wird.

[0010] Die Beschreibung wird unter Bezugnahme auf Fig. 8 fortgesetzt. Der Transformator T1 enthält eine Hilfswicklung **13**, die dazu dient, für das Steuerungs-IC **1** eine Spannungsversorgung Vcc zu erzeugen. Insbesondere wird eine von der Hilfswicklung **13** erzeugte Spannung von einer Diode D1 und einem Elektrolytkondensator C3 gleichgerichtet und geglättet und wird von einem Transistor Q2 und einer Zenerdiode ZD1 weiter herabgesetzt, um so die Versorgungsspannung Vcc des Steuerungs-ICs **1** zu erzeugen. Bei dem Beispiel nach Fig. 8 beträgt Vcc = 15 V, und damit besitzt auch die Zenerdiode ZD1 eine 15-V-Spezifikation. Man beachte, dass das Steuerungs-IC **1** mit dem Transistor Q1 über einen Widerstand R4 verbunden ist und einen Anschluss CS aufweist, der erforderlich ist zum Nachweisen eines Stromflusses durch den Transistor Q1, und einen Anschluss HV besitzt, der erforderlich ist zum Nachweisen einer Spannung Vin(dc).

[0011] Fig. 9 ist ein Blockdiagramm, welches die Grundzüge der Regelung des in Fig. 8 dargestellten Schaltnetzteils veranschaulicht.

[0012] Wie in Fig. 9 gezeigt ist, liefert eine PWM-Steuereinheit **80**, die ein spezielles IC enthält, normalerweise ein PWM-Steuersignal **81** an einen Treiber **82**, der ein Schaltelement (Q1) enthält, und der Treiber **82** treibt einen Transformator **83**. Im Ergebnis wird Energie zur Ausgangsseite des Transformators **83** hin übertragen, und über eine Gleichricht- und Glättungsschaltung **84** wird in dem in Fig. 8 gezeigten Beispiel eine Ausgangsspannung Vo1 erzeugt.

[0013] Die grundlegenden Elemente der Regelung werden im folgenden wieder anhand der Fig. 8 erläutert. Eine Spannungsschwankung der Ausgangsspannung Vo1 wird in Form eines Rückkopplungsstroms If(dc) ermittelt. In der in Fig. 8 gezeigten Schaltung ist der Strom If(dc) gegeben durch:

$$If(dc) = (Vo1 - Vref)/R6 \quad (1)$$

wobei Vref eine Referenzspannung des Referenzanschlusses (REF) des Shunt-Regler-ICs **3** ist und beispielsweise einen Wert von 2,5 V Gleichspannung besitzt. Dieser Rückkopplungsstrom If1 fließt in den Referenzknoten Vref1. Andererseits ist ein aus dem Knoten Vref1 herausfließender Strom Iref1 gegeben durch:

$$Iref1 = Vref/R7 \quad (2)$$

[0014] Da das gesamte System derart gesteuert wird, dass If(dc) und Iref1 einander gleichen, wird aus den Gleichungen (1) und (2) die Gleichung (3) ermittelt, das heißt, man erhält

$$Vo1 = (R6 + R7)/R7 \cdot Vref \quad (3)$$

[0015] Auf diese Weise wird basierend auf der Gleichung (3) die Ausgangsspannung Vo1 geregelt.

[0016] Wiederum auf Fig. 9 bezugnehmend, wird die Beschreibung fortgesetzt. Ein Rückkopplungsfaktor α1 entspricht einem Koeffizienten, wenn die Ausgangsspannung Vo1 als Variable in der Gleichung (1) betrachtet wird, die den Rückkopplungsstrom If (dc) definiert, und er beträgt 1/R6. Ein Grad D(α1), bei dem der Rückkopplungsfaktor α1 zu der Regelung beiträgt, beträgt 1,0; dies deshalb, weil die in Fig. 8 gezeigte Schaltung nur eine Ausgangsgröße als Regelungsziel aufweist. Im Gegensatz dazu nehmen, wie weiter unten erläutert wird, für den Fall eines Netzteils mit zwei Ausgängen, Grade D(αn) Werte an, die $0 < D(\alpha n) < 1$ (n = 1, 2) an, da Beiträge der Rückkopplungsfaktoren zwischen den beiden Ausgängen gewichtet sind. Noch einmal auf Fig. 9 bezugnehmend, wird das von einer Wichtungsschaltung **86** gewichtete Rückkopplungssignal in einen Fehlerverstärker **89** eingegeben, und dessen Ausgang wird an die PWM-Steuereinheit **80** gelegt, um dadurch die vorerwähnte PWM-Steuerung auszuführen.

[0017] Einzelheiten der Arbeitsweise des in Fig. 8 gezeigten Schaltnetzteils werden im folgenden unter Bezugnahme auf Wellenformen für die jeweiligen Einheiten erläutert.

[0018] Fig. 10 ist ein Wellenformdiagramm, welches eine Drain-Source-Spannung Vds und einen Drain-Strom Id des Transistors Q1 zeigt, ferner einen Strom, der durch die sekundärseitige Wicklung **12** des Transformators fließt, das heißt einen Strom Is, der durch die Gleichrichterdiode D2 fließt, und einen Ausgangsstrom Io des Schaltnetzteils.

[0019] Man beachte, dass Fig. 10 als repräsentatives Beispiel Wellenformen eines Sperrwandlerverfahrens mit unterbrochenem Stromfluss (Discontinuous Current Mode = DCM). Wie der Fachmann erkennt, wird, wenn eine lastseitige Leistung zunimmt und die PWM-Einschaltzeit gleich oder größer als 50% wird, ein Übergang von dem Betrieb mit unterbrochenem Stromfluss zu einem Betrieb mit kontinuierlichem Stromfluss hervorgerufen. Allerdings ist ein derartiger Betriebsart-Übergang nicht direkt bezogen auf den Kernpunkt der vorliegenden Erfindung, so dass auf eine Beschreibung verzichtet wird.

[0020] In Fig. 10 beträgt ein Grundzyklus T eines Schaltbetriebs beispielsweise 16,7 µs, wenn die Betriebsfrequenz 60 kHz beträgt. Dieser Zyklus beinhaltet eine Zeitspanne Ton, in der der Transistor Q1 eingeschaltet ist, und eine Zeitspanne Toff, in der der Transistor Q1 ausgeschaltet ist. Weiterhin enthält die Zeitspanne Toff eine Zeitspanne Toff1, in der Energie von der sekundärseitigen Wicklung **12** des Transformators über die Diode D2 und den Elektrolytkondensator C4 entladen wird, und eine Standby-Zeitspanne Toff2 nach Beendigung des Entladevorgangs, bis der Transistors Q1 erneut eingeschaltet wird. In der Zeitspanne Toff2 schwingt die Drain-Source-Spannung des Transistors Q1, wie aus Fig. 10 ersichtlich ist. Dies ist ein Phänomen, welches grundsätzlich durch ein Resonanzsystem verursacht wird, gebildet durch einen Induktivitätswert L_1 der primärseitigen Wicklung **11** des Transformators, einen Streuinduktivitätswert Lleak, und einen Gesamtkapazitätswert Clump zwischen Drain und Source des Transistors Q1. Da dieses Phänomen aber nicht direkt in Bezug steht zur vorliegenden Erfindung, wird von einer detaillierten Beschreibung abgesehen.

[0021] In dem Betrieb mit unterbrochenem Strom gemäß Fig. 10 wird in der primärseitigen Wicklung **10** des Transformators während der Zeitspanne Ton Energie angesammelt. Diese Energie ist gegeben durch:

$$P_1 = 1/2 \cdot L_1 \cdot Ip^2 \quad (4)$$

wobei L_1 ein Induktivitätswert der primärseitigen Wicklung **11** und Ip ein Spitzenwert des Stroms ist, der während der Zeitspanne Ton durch die primärseitige Wicklung **11** fließt, wie in Fig. 10 gezeigt ist.

[0022] Als nächstes wird eine von dem Transformator pro Zeiteinheit erzeugte Energie beschrieben durch:

$$P_2 = 1/2 \cdot L_1 \cdot Ip^2 \cdot f \cdot n \quad (5)$$

wobei f eine Schaltfrequenz und η ein Energieumwandlungswirkungsgrad des Transformators ist. Ein Produkt der Energiemenge, die auf der Primärseite des Transformators erzeugt wird, und des Wirkungsgrads η ist ein Energiebetrag, der tatsächlich auf die Sekundärseite des Transformators transferiert wird. Wenn beispielsweise f 60 kHz, 100 kHz oder dergleichen beträgt, hat η einen Wert von 0,95 oder ähnlich.

[0023] Das bedeutet, dass etwa 95% der auf der Primärseite des Transformators erzeugten Energie zu der Sekundärseite hin übertragen werden, während die verbleibenden 5% in Form von Wärme über einen Kern und die Wicklungen des Transformators abgeleitet werden. Als Bezugsgröße sei angemerkt, dass der Gesamtwirkungsgrad eines Schaltnetzteils vom Sperrwandlertyp mit einer Ausgangsleistung von einigen 10 W etwa 85% beträgt. Zusätzlich zu der oben angesprochenen Ableitung durch den Transformator allein sind dabei auch die Verluste einer (nicht gezeigten) EMI-Filterschaltung einer Eingangseinheit, des Schaltelements Q1, des Gleichrichters D2 auf der Sekundärseite und der Widerstände der in Fig. 8 gezeigten Schaltung enthalten.

[0024] Die Beschreibung wird anhand der Fig. 10 fortgesetzt. In der Gleichung (4) wird die während der Zeitspanne Ton akkumulierte Energie P_1 zu der sekundärseitigen Wicklung **12** des Transformators während der Zeitspanne Toff1 transferiert. Dieses Schaltsteuerverfahren wird im folgenden als Sperrwandlerverfahren (flyback method) bezeichnet. Im Gegensatz dazu wird ein Verfahren, bei dem Energie von der Primärseite zu der Sekundärseite des Transformators während der Zeitspanne Ton des Transistors Q1 übertragen wird, im folgenden als Vorwärtsverfahren (forward method) bezeichnet. Bezüglich des Vorwärtsverfahrens sei auf Spezialliteratur verwiesen.

[0025] In der in Fig. 8 dargestellten Schaltung wird als Ausgangsspannung eine Spannung Vo (beispielsweise 24 V Gleichspannung) erzeugt. Allerdings wird bei einem Tintenstrahldrucker, wie er zum Beispiel in Fig. 11 dargestellt ist, die Ausgangsspannung Vo an einen Druckkopf **3** und einen Motortreiber **44** geliefert, ferner an einen Gleichspannungswandler (DC-DC-Wandler) **45**, der dazu dient, unterschiedliche Arten von Spannungen für logische Schaltkreise zu erzeugen.

[0026] Fig. 11 ist ein Blockdiagramm, welches die Ausgestaltung einer Stromversorgungseinheit für den Tintenstrahldrucker veranschaulicht.

[0027] Diese für logische Schaltungen erzeugten Spannungen beinhalten beispielsweise eine Gleichspannung von 1,5 V als Spannungen für eine CPU und einen ASIC-Kern, eine Gleichspannung von 3,3 V, die an einer ASIC-Eingangs-/Ausgangseinheit (E/A) und an ein Speicherbauelement gegeben wird, eine Gleichspannung von 5 V, die an Sensoren und eine Anzeigeeinheit geliefert wird, und dergleichen. Man beachte, dass gemäß Fig. 11 an den Motortreiber **44** angeschlossene Motoren einen Transportmotor M2 und einen Schlittenmotor M1, der einen den Druckkopf **3** tragenden Schlitten treibt und hin- und herbewegt wird, umfassen. Außerdem enthalten in einem modernen Multifunktionsdrucker (MFP) die Motoren einen Scanner-(SC)Motor M3 zum Bewegen einer Scannereinheit und dergleichen. Um eine jüngere Energieeinsparforderung zu erfüllen, ist normalerweise ein Energieeinspar-Steuersignal (Esave) enthalten, das erforderlich ist zum Anweisen eines Netzteils **42**, in einem Standby- oder Schlummerzustand eines Druckers intermittierende Schwingungen auszuführen.

[0028] Bei dem in Fig. 11 gezeigten Beispiel sind sowohl eine Treiberspannung für den Druckkopf **3** als auch eine Spannung für den Motortreiber **44** durch eine Ausgangs-Gleichspannung von 24 V angegeben. Aufgrund der jüngsten Tendenz zu Hochgeschwindigkeitsdruckern werden zunehmend Motor-Treiberspannungen eingesetzt, die höhere Spannungswerte haben, zum Beispiel Gleichspannungen von 27 V, 32 V und dergleichen. In diesem Fall werden zwei Ausgangsgrößen erzeugt, das heißt eine Druckkopf-Treiberspannung (24 V Gleichspannung) und eine Motor-Treiberspannung (zum Beispiel 32 V Gleichspannung).

[0029] Fig. 12 ist eine Schaltungsskizze, die ein Beispiel eines Schaltnetzteils mit zwei Ausgangsspannungen veranschaulicht. Gleiche Symbole und gleiche Bezugszeichen in Fig. 12 und Fig. 8 bezeichnen gleiche Komponenten.

[0030] Ein Hauptunterschied gegenüber der Schaltung nach Fig. 8 besteht darin, dass zwei Arten von Ausgangsspannungen Vo1 und Vo2 erzeugt werden.

[0031] Beispielsweise entspricht die Ausgangsspannung Vo1 24 V Gleichspannung als Kopf-Treiberspannung, und die Ausgangsspannung Vo2 beträgt 32 V entsprechend einer Motor-Treiberspannung. Um diese zwei Typen von Ausgangsspannungen zu erzeugen, sind auf der Sekundärseite des Transformators T9 zwei Wicklungen **12** (n2: Anzahl der Windungen) und **12A** (n3: Anzahl der Windungen) vorgesehen, so dass die Ausgangsspannung Vo1 an der Wicklung **12** (n2: Windungszahl) und die Ausgangsspannung Vo2 an der Wicklung **12a** (n3: Windungszahl) gebildet wird. Man beachte, dass die Symbole Is1, Is2 den Ausgangsstrom der Wicklungen **12** bzw. **12a** darstellen. Wie der Fachmann auf diesem Gebiet erkennt, können die Wicklungen **12** und **12a** über einen Zwischenanzapfpunkt **51** konfiguriert sein (die Wicklungen **12** und **12a** teilen einen gemeinsamen Stiftanschluss des Transformators), oder die jeweiligen Wicklungen können unabhängig gewickelt sein.

[0032] Als Gleichricht- und Glättungsschaltung hinter der zusätzlichen Wicklung **12a** sind eine Diode D51 und ein Elektrolytkondensator C51 angeordnet. An den Eingangsanschluss (REF) des Shunt-Regler-ICs **3** ist eine Rückkopplung von der Ausgangsspannung Vo2 zusätzlich zu der von der Ausgangsspannung Vo1 gelegt. In diesem Fall wird die Rückkopplung von der Ausgangsspannung Vo1 durch eine Gleichstromkopplung über den Widerstand R6 erreicht, jedoch wird jene von der Ausgangsspannung Vo2 durch eine Wechselstromkopplung mittels eines Widerstands R51 und eines Kondensators C52 (eine gestrichelte Linie **52** in Fig. 12) erreicht.

[0033] Dies deshalb, weil die Ausgangsspannung Vo1 als Treiberspannung für den Druckkopf verwendet wird, wie oben erläutert wurde, und somit eine hochgenaue Steuerung erforderlich ist, wohingegen die Ausgangsspannung Vo2 eine zum Treiben eines Gleichstrommotors oder dergleichen verwendete Spannung ist, bei der Schwankungen in einem gewissen Ausmaß toleriert werden. Was also die Ausgangsspannung Vo2 angeht, so wird die Rückkopplung mittels Wechselstromkopplung eingesetzt, um einen extremen Spannungsabfall zu dem Zeitpunkt zu vermeiden, zu dem vorübergehend ein starker Strom fließt (beispielsweise bei Aktivierung eines Motors). In anderen Worten: bei der beispielhaften Schaltung nach Fig. 12 hat die Rückkopplung der Ausgangsspannung Vo1 stets Priorität. Andererseits ist für die Ausgangsspannung Vo2 die Regelung gemäß einem Rückkopplungsfaktor nur für momentane starke Lastschwankungen mit einer CR-Zeitkonstanten des Widerstands R51 und des Kondensators C52 implementiert.

[0034] Man beachte, dass die japanische Patent-Offenlegungsschrift 6-178537 als Beispiel für den einschlägigen Stand der Technik bezüglich einer Regelung eines Schaltnetzteils zur Verfügung steht, welches zwei Ausgangsspannungen erzeugt.

[0035] Die japanische Patent-Offenlegungsschrift 6-178537 zeigt ein Verfahren zum Auswählen einer Ausgangsspannung als Regel-Zielgröße nach Maßgabe jeweiliger Lastströme mehrerer Ausgangsspannungen. Nach der japanischen Patent-Offenlegungsschrift 6-178537 wird eine Ausgangsspannung mit ei-

nem höheren Laststrom zur Ausführung der Regelung ausgewählt.

[0036] Allerdings leidet die konventionelle, in Fig. 12 dargestellte Schaltung unter folgenden Problemen: Da die Rückkopplung der Ausgangsspannung Vo2 durch Wechselstromkopplung erfolgt, erhält selbst dann, wenn ein Druckkopfbetrieb in einer Ruhephase während beispielsweise eines Hochgeschwindigkeits-Druckmediumvorschubs eingestellt ist, die Rückkopplung der Druckkopf-Spannung Vo1 in unerwünschter Weise Priorität. Aus diesem Grund schwankt die Motortreiberspannung Vo2 stark, was abträglichen Einfluss auf die Motorregelung hat. In der Praxis ist eine Hochgeschwindigkeitsregelung von Motoren in einem Bereich implementiert, in welchem die Stabilität einer derartigen Regelung in der herkömmlichen Schaltung aufrecht erhalten bleibt.

[0037] Andererseits kann in der in Fig. 12 dargestellten Schaltung die Rückkopplung der Ausgangsspannung Vo2 entsprechend der Motortreiberspannung auch mittels Gleichstromkopplung so wie bei der Ausgangsspannung Vo1 realisiert werden. In diesem Fall muss eine Entscheidung über ein relatives Rückkopplungsfaktor-Verhältnis zwischen den jeweiligen Ausgangsgrößen getroffen werden. Wenn für die Ausgangsspannung Vo1 entsprechend der Druckkopfspannung ein hohes Verhältnis eingestellt ist, bleibt die Stabilität der Ausgangsspannung Vo1 erhalten. Allerdings werden bei einem Motorantrieb oder einem Anhaltevorgang Schwankungen, die durch Über- oder Unterschreitung der Motortreiberspannung Vo2 hervorgerufen werden, größer als im Fall der Wechselstromkopplung. Wird hingegen ein hoher Rückkopplungsfaktor für die Ausgangsspannung Vo2 eingestellt, so nehmen die Schwankungen der Druckkopfspannung Vo1 zu, was die Bildqualität deutlich beeinträchtigt.

[0038] Fig. 13 ist ein Wellenformdiagramm von Spannungs- und Stromwellenformen der jeweiligen Einheiten des in Fig. 12 dargestellten Schaltnetzteils für zwei Ausgangsspannungen.

[0039] Wenn zum Beispiel eine Aktivierungszeit (t = t1) des Transportmotors M2 betrachtet wird und ein Laststrom Io2 entsprechend der Motortreiberspannung von einem Spitzenstromwert Ip1 ausgehend reduziert wird, fällt die Ausgangsspannung Vo2 in diesem Zeitpunkt auf Vp21 ab (Unterschreitung). Ein Rückkopplungsstrom If2 (Wechselstrom) gemäß Fig. 13 fließt aus dem Knoten Vref1 zu der RC-Schaltung **52**, und das Potential am Knoten Vref1 nimmt durch diesen abfließenden Strom ab.

[0040] Im Ergebnis steigt die Ausgangsspannung Vk des Shunt-Regler-ICs **3** an, und die Einschaltzeit der PWM-Steuerung durch das Steuerungs-IC **1** nimmt zu, was zu einer Zunahme der von dem Transformator T9 erzeugten Energie führt und somit eine Regelung hervorruft, die die Ausgangsspannung Vo2 an einem Absinken hindert. Allerdings fällt in der in Fig. 12 dargestellten Schaltung im Anschluss an die Stabilisierung des Ausgangsstroms Io2 auf Ip2 im Zeitpunkt t = t2 die Ausgangsspannung Vo2 in unerwünschter Weise um ΔVf im Vergleich zu einem Pegel Vp20 vor dem Zeitpunkt t = t1 ab und nimmt einen Pegel Vp22 an.

[0041] Dies deshalb, weil, wie aus der Schaltungsanordnung nach Fig. 12 ersichtlich ist, während einer stabilen Zeitspanne für die Ausgangsspannung Vo2 die Rückkopplung dieses Ausgangssignals aufgrund der Wechselstromkopplung nicht funktioniert und lediglich die Rückführung der Ausgangsgröße Vo1 wirklich wirksam ist. In anderen Worten: da die Rückkopplung der Ausgangsspannung Vo2 bezüglich Gleichstrom während der Zeitspanne T2 unkontrolliert ist, gibt es die Tendenz eines Spannungsabfalls bei einer Zunahme des Laststroms. Beispielsweise erreicht während einer Zeit, in der das Druckmedium mit Hochgeschwindigkeit durch den Transportmotor M2 in Fig. 11 transportiert wird, der Spannungsabfall ΔVf der Motor-Treiberspannung Vo2 einen Wert von etwa 3 bis 4 V.

[0042] Die Beschreibung wird unter erneuter Bezugnahme auf Fig. 13 fortgesetzt. Zu einem Zeitpunkt t = t3 wird der Treibervorgang für den Transportmotor M2 angehalten, und der Strom Io2 kehrt auf Null zurück. Die Ausgangsspannung Vo2 steigt dementsprechend sofort auf Vp23 an (Überschreitung), und der Rückkopplungsstrom If2 (Wechselstrom) fließt in umgekehrter Richtung von der RC-Schaltung **42** in den Knoten Vref1. Im Ergebnis steigt das Potential am Knoten Vref1 an, und die Ausgangsspannung Vk des Shunt-Regler-ICs **3** fällt ab, und die Einschaltzeit der PWM-Steuerung durch das Steuerungs-IC **1** nimmt ab, was die von dem Transformator T9 erzeugte Energie verringert. Auf diese Weise erfolgt die Regelung in der Weise, dass die Ausgangsspannung Vo2 an einem Ansteigen gehindert wird.

[0043] Man beachte, dass gemäß Fig. 13 die andere Ausgangsspannung Vo1 in den Zeitpunkten t = t1 und t3 beeinflusst wird und sich in einer Richtung entgegengesetzt zu der der Spannung Vo2 geringfügig ändert. Das heißt: zu Zeiten starker Schwankungen der Ausgangsspannung Vo2 zeigt der Ausgangsstrom Io1 der Ausgangsspannung Vo1 moderate Änderungen, wie aus Fig. 13 hervorgeht. Aus diesem Grund steigt aufgrund des Transfers hoher Energie von dem Transformator durch die Regelung aufgrund von Schwankungen der Ausgangsspannung Vo2 die Ausgangsspannung Vo1 zur Zeit t = t1 etwas an und erreicht einen Pegel Vp11, wie in Fig. 13 gezeigt ist. In ähnlicher Weise fällt im Zeitpunkt t = t3 die Ausgangsspannung Vo1 in entgegengesetzte Richtung auf einen Pegel von Vp12 etwas ab.

[0044] Fig. 14 ist ein Blockdiagramm, welches die Regelanordnung für das in Fig. 12 dargestellte Schaltnetzteil für zwei Ausgangsspannungen veranschaulicht. Ein Unterschied gegenüber dem oben in Verbindung mit Fig. 9 beschriebenen Schaltnetzteil für eine Ausgangsspannung liegt darin, dass der Transformator **63** zwei Ausgänge (**83a** und **83b**) aufweist, an den die beiden Ausgangsspannungen Vo1 und Vo2 über Gleichricht- und Glättungsschaltungen **84a** bzw. **84b** erzeugt werden, wie aus Fig. 14 hervorgeht. Außerdem werden einzelne Rückkopplungskomponenten aus den Ausgangssignalen Vo1 und Vo2 von einem Addierer **88** über Wichtungsschaltungen **86**, **87** addiert, die Rückkopplungskomponenten entsprechend Rückkopplungsfaktoren α1 und α2 Wichten, und das Additionsergebnis wird von dem Fehlerverstärker **89** verarbeitet und schließlich zu der PWM-Steuereinheit **80** zurückgeführt. Damit erfährt der Treiber **82**, der das Schaltelement (Q1) enthält, eine PWM-Steuerung und steuert damit eine von dem Transformator **83** zu erzeugende Energie.

[0045] Insbesondere wird eine Änderung der Ausgangsspannung Vo1 über die Rückkopplung mit dem Rückkopplungsfaktor α1 wiedergespiegelt und eine Änderung der Ausgangsspannung Vo2 wird in der Regelung über den Rückkopplungsfaktor α2 wiedergespiegelt. Wie weiter unten erläutert wird, entsprechen diese Rückkopplungsfaktoren α1 und α2 den Graden oder Maßen des Beitrags der entsprechenden Ausgangsgrößen zu der Regelung.

[0046] Die Beschreibung wird anhand der Fig. 12 und Fig. 14 fortgesetzt. Da die Rückkopplung der Ausgangsspannung Vo1 durch Gleichstromkopplung erfolgt, fließt der konstante Rückführstrom If1 (Gleichstrom) stets aus dem Ausgangsanschluss Vo1 zu dem Referenzanschluss Vref1 des Shunt-Reglers IC **3**. Der Stromfluss If1 (Gleichstrom) ist gegeben durch:

$$If(dc) = (Vo1 - Vref)/R6 \quad (6)$$

wobei die Referenzspannung Vref beispielsweise 2, 5 V (DC) beträgt. Da andererseits die Rückkopplung der Ausgangsspannung Vo2 durch Wechselstromkopplung erfolgt, beträgt der Rückführstrom If2(ac), der von dem Ausgangsanschluss Vo2 zu dem Knoten Vref1 fließt, aufgrund der Sperrung durch den Kondensator C52 während einer stabilen Zeitspanne der Ausgangsspannung Vo2 Null. Deshalb ist die Gesamtsumme der Ströme, die in einer stabilen Zeitspanne von Vo2 in dem Knoten Vref1 einfließen, gegeben durch:

$$If1(dc) + If2(ac) \approx If1(dc) \quad (\because If2(ac) \approx 0) \quad (7)$$

[0047] Daher lautet der aus den Gleichungen (6) und (7) gewonnene Ausdruck (8)

$$If1(dc) + If2(ac) \approx (Vo1 - Vref)/R6 \quad (8)$$

[0048] Außerdem werden aus der Gleichung (8) die Rückkopplungsfaktoren α1 und α2 folgendermaßen errechnet:

$$\alpha1 = 1/R6, \ \alpha2 = 0 \quad (9)$$

[0049] Dies deshalb, weil dann, wenn die Ausgangsspannungen Vo1 und Vo2 als Variablen in der Gleichung (8) betrachtet werden, ihre Koeffizienten den Rückkopplungsfaktoren entsprechen. In der Praxis allerdings erscheint die Variable Vo2 in der Gleichung (8) nicht, und α2 wird Null.

[0050] Als nächstes werden aus der Gleichung (9) Rückkopplungsbeitragsverhältnisse D(α1) und D(α2) für α1 bzw. α2 folgendermaßen berechnet:

$$D(\alpha1) = \alpha1/(\alpha1 + \alpha2) = 1,0 \quad (10)$$

$$D(\alpha2) = 0 \quad (11)$$

[0051] Wie aus der obigen Beschreibung ersichtlich ist, trägt lediglich die Ausgangsgröße Vo1 zu der Rückkopplung während einer stabilen Zeitspanne für die Ausgangsspannung Vo2 (die Zeitspanne T2 in Fig. 13) bei.

[0052] Andererseits ist gemäß Fig. 12 der Strom Iref1, der aus den Knoten Vref1 fließt, gegeben durch:

$$Iref1 = Vref/R7 \quad (12)$$

[0053] Da der in dem Knoten Vref1 fließende Strom und der aus dem Knoten fließende Strom von dem Fehlerverstärker **14**, der den Shunt-Regler IC **3** enthält, so geregelt werden, dass sie einander gleich sind, erhält man:

$$If1(dc) + If2(ac) = Vref/R7 \quad (13)$$

[0054] In diesem Fall erhält man aus der Gleichung (7) die folgende Gleichung (14):

$$If1(dc) \approx Vref/R7 \quad (14)$$

[0055] Wenn andererseits die Motortreiberspannung innerhalb der Zeitspanne T1 in Fig. 13 momentan schwankt (zum Beispiel zur Aktivierungszeit des Transportmotors M2 und des Schlittenmotors M1), reduziert sich die Ausgangsspannung Vo2 um eine Spannung, die zu einem großen Strom führt.

[0056] Wenn also die Rückkopplung der Ausgangsspannung Vo2 nicht berücksichtigt wird, bewirkt die Ausgangsspannung Vo2 zu diesem Zeitpunkt einen starken Spannungsabfall, und die Regelung der Motoren wird abnormal. Da die in Fig. 12 dargestellte Schaltung die Rückkopplung mittels der Wech-

selstromkopplung der Ausgangsspannung Vo2 ausführt, findet folglich die folgende Rückkopplungskorrektur gegenüber derartigen momentanen Schwankungen der Ausgangsspannung Vo2 statt. Das heißt, wenn ΔVp eine Spannungsschwankung der Ausgangsgröße Vo2 ist, fließt der Rückkopplungsstrom If2(ac) bezüglich der Ausgangsspannung Vo2 aus dem Knoten Vref1 zu der CR-Schaltung **52** (vgl. Fig. 12):

$$If2(ac) = -\Delta Vp/R51 \cdot \exp(-T/CR) \quad (15)$$

[0057] In diesem Fall bedeutet das Minuszeichen in der Gleichung (15), dass der Strom aus dem Knoten Vref1 herausfließt. Außerdem handelt es sich bei C der CR-Zeitkonstanten in der Gleichung (15) um einen Wert des Kondensators C52, R entspricht dem Widerstandswert des Widerstands R51, und die Variable T entspricht der verstrichenen Zeit im Anschluss an die Aktivierung des Motors, das heißt eine verstrichene Zeit im Anschluss an den Zeitpunkt t = t1 in Fig. 13. Darüber hinaus zeigt die Zeitspanne T1 für Vref1 gemäß Fig. 13 einen Potentialabfallzustand des Knotens Vref1 durch die abfließende Strommenge If2(ac). In Fig. 13 zeigt Ifp21 einen Minimumwert für den Stromfluss If2(ac) während des Zeitintervalls T1, und Ifp22 ist ein Maximumwert des Stroms If2 (ac) während des Zeitintervalls T3. Ferner gehört in Fig. 13 ein Zeitintervall T1 zwischen den Zeitpunkten t = t1 bis t2 zu der CR-Zeitkonstanten in der Gleichung (15).

[0058] Wie oben erläutert wurde, lässt sich für die Zeitspanne T1 in Fig. 13 aus den Gleichungen (6) und (15) eine Gesamtsumme der Rückkopplungsströme folgendermaßen berechnen:

$$If1(dc) + If2(ac) = (Vo1 - Vref)/R6 - \Delta Vp/R51 \cdot \exp(-T/CR) \quad (16)$$

[0059] Aus der Gleichung (16) werden die jeweiligen Koeffizienten für die Variablen Vo1 und ΔVp, das heißt die Rückkopplungsfaktoren, wie folgt berechnet:

$$\alpha 1 = 1/R6 \quad (17)$$

$$\alpha 2 = -1/R51 \cdot \exp(-t/CR) \quad (18)$$

[0060] In der Gleichung (18) bedeutet das Minuszeichen für α2 einen Abfall der Ausgangsspannung Vo2, ein Pluszeichen hingegen bedeutet einen Anstieg der Ausgangsspannung Vo2. Außerdem lässt sich aus der Gleichung (18) ersehen, dass der Rückkopplungsfaktor zu der Zeit t = 0 größer ist, wenn der Widerstand R51 in Fig. 12 kleiner wird.

[0061] Dies bedeutet: der Strom, der aus dem Knoten Vref1 fließt, nimmt mit abnehmendem Widerstand R51 zu, und eine Änderung der Ausgangsspannung Vo2 spiegelt sich folglich mit hoher Empfindlichkeit an dem Knoten Vref1 wieder, wodurch die Änderung auf den nachfolgenden Fehlerverstärker **14** weitergeleitet wird. Wenn allerdings der Wert des Widerstands R51 auf einen sehr kleinen Wert eingestellt wird, wird der Einfluss des Rückkopplungsfaktors α2 zu groß und verursacht folglich ein Überschreiten oder Unterschreiten einer Rückkehrzeit von den Schwankungen der Ausgangsspannung Vo2, was die andere Ausgangsgröße Vo1 abträglich beeinflusst.

[0062] Wie außerdem aus der Gleichung (18) ersichtlich ist, enthält der Rückkopplungsfaktor für die Ausgangsgröße Vo2 eine Exponentialfunktion. Wenn also beispielsweise mehrere Motoren vorhanden sind (Schlittenmotor M1, Transportmotor M2, Scanner-Motor M3 und dergleichen), die unterschiedliche Aktivierungsströme haben, so ist es schwierig, sämtliche Motoren mit Hilfe eines Typs der CR-Zeitkonstanten optimal zu steuern.

[0063] Wie oben beschrieben wurde, wird bei dem in Fig. 12 gezeigten herkömmlichen Schaltnetzteil mit zwei Ausgangsspannungen ein optimaler Rückkopplungsfaktor für momentane Schwankungen der Motortreiberspannung, die durch Aktivierungszeitpunkte mehrerer Motoren verschiedener Aktivierungsströme hervorgerufen wird, nicht auswählbar sein. Darüber hinaus wird der Rückkopplungsfaktor α2 der Motortreiberspannung tatsächlich Null, nachdem die Motoren einen nahezu stabilisierten Zustand erreichen, was in der Folge einen Abfall dieser Ausgangsspannung verursacht. Im Ergebnis lässt sich in der in Fig. 12 dargestellten herkömmlichen Schaltung die Druckkopf-Treiberschaltung präziser aufrecht erhalten, wohingegen die Motortreiberspannung in unerwünschter Weise während eines Hochgeschwindigkeits-Druckträgertransports oder dergleichen unerwünscht abfällt. Folglich ist es schwierig, einen Durchsatz mit hoher Geschwindigkeit zu erzielen.

OFFENBARUNG DER ERFINDUNG

[0064] Dementsprechend wurde die vorliegende Erfindung als Antwort auf die oben erläuterten Nachteile des Standes der Technik gemacht.

[0065] Beispielsweise sind eine Stromversorgungsvorrichtung und eine Druckvorrichtung gemäß der Erfindung in der Lage, eine Druckkopf-Treiberspannung präzise zu steuern, während die erforderliche Stabilität für eine Motortreiberspannung entsprechend einem Druckvorgang erreicht wird.

[0066] Gemäß einem Aspekt der Erfindung wird eine Stromversorgungsvorrichtung geschaffen, welche aufweist:
einen Transformator mit einer Primärwicklung, einer ersten Sekundärwicklung und einer zweiten Sekundärwicklung; eine erste Gleichspannungs-Erzeu-

gungseinrichtung, konfiguriert zum Erzeugen einer ersten Gleichspannung aus einer von der ersten Sekundärwicklung erzeugten Spannung; eine zweite Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung, konfiguriert zum Erzeugen einer zweiten Gleichspannung aus einer Spannung, die erhalten wird durch Überlagern einer von der zweiten Sekundärwicklung erzeugten Spannung mit der ersten Gleichspannung; eine Schalteinrichtung, konfiguriert zum Erregen der Primärwicklung; und eine Steuereinrichtung mit einem Spannungseingangsknoten, konfiguriert zum Steuern der Schalteinrichtung in der Weise, dass eine an den Spannungseingangsknoten angelegte Spannung konstant wird, wobei der Spannungseingangsknoten mit einem Ausgangsknoten der ersten Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung, einem Ausgangsknoten der zweiten Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung und Masse jeweils über Widerstände verbunden ist.

[0067] Gemäß einem weiteren Aspekt der Erfindung wird eine Druckvorrichtung mit einem Druckkopf und einem Motor geschaffen, wobei die Vorrichtung aufweist: eine geschaltete Stromversorgung, konfiguriert zum Erzeugen einer ersten Ausgangsspannung, die benötigt wird zum Treiben des Druckkopfs, und einer zweiten Ausgangsspannung, die höher als die erste Ausgangsspannung ist, erforderlich zum Treiben des Motors, und wobei die geschaltete Stromversorgung aufweist: einen Transformator, konfiguriert zum Erzeugen der ersten Ausgangsspannung durch eine erste Sekundärwicklung und zum Erzeugen einer Überlagerungsspannung zum Überlagern der ersten Ausgangsspannung durch eine zweite Sekundärwicklung; einen Treiber, konfiguriert zum Treiben des Transformators; eine erste Gleichricht- und Glättungsschaltung, konfiguriert zum Gleichrichten und Glätten der ersten Ausgangsspannung; eine zweite Gleichricht- und Glättungsschaltung, konfiguriert zum Gleichrichten und Glätten der Überlagerungsspannung; einen Addierer, konfiguriert zum Addieren der Überlagerungsspannung, die von der zweiten Gleichricht- und Glättungsschaltung gleichgerichtet und geglättet wurde, zu der ersten Ausgangsspannung, die von der ersten Gleichricht- und Glättungsschaltung gleichgerichtet und geglättet wurde, um die zweite Ausgangsspannung auszugeben; und eine Rückkopplungs-Steuerschaltung, konfiguriert zum Rückkoppeln der ersten Ausgangsspannung und der zweiten Ausgangsspannung durch Gleichstromkopplung, um die rückgekoppelte erste Ausgangsspannung und die rückgekoppelte zweite Ausgangsspannung durch einen ersten Rückkopplungsfaktor bzw. einen zweiten Rückkopplungsfaktor einzustellen und die jeweiligen eingestellten Rückkopplungskomponenten zu kombinieren und zu verstärken, und um auf den Treiber durch die kombinierten und verstärkten Rückkopplungskomponenten eine PWM-Steuerung anzuwenden.

[0068] Die Erfindung ist besonders vorteilhaft, da Rückkopplungsfaktoren entsprechen den beiden Ausgangsspannungen, die von einem einzelnen Transformator erzeugt werden, bedarfsweise zwischen den beiden Ausgangsspannungen geändert werden können. Bei einem Druckvorgang können also die Rückkopplungsfaktoren der jeweiligen Ausgangsspannungen quantitativ gesteuert werden. Im Ergebnis lässt sich ein hochqualitatives Bild drucken, während der Durchsatz durch Beschleunigung des Transports des Druckmediums verbessert werden kann.

[0069] Weitere Merkmale der vorliegenden Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung beispielhafter Ausführungsformen (unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen).

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0070] Fig. 1 ist eine Schrägansicht, die eine Ausgestaltung einer Tintenstrahl-Druckvorrichtung als beispielhafte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung veranschaulicht.

[0071] Fig. 2 ist ein Blockdiagramm, das die Steueranordnung für die in Fig. 1 gezeigte Tintenstrahl-Druckvorrichtung veranschaulicht.

[0072] Fig. 3 ist ein Konzept-Diagramm einer Regelung eines Schaltnetzteils gemäß der vorliegenden Erfindung.

[0073] Fig. 4 ist ein Schaltungsdiagramm des Schaltnetzteils gemäß der ersten Ausführungsform der Erfindung.

[0074] Fig. 5 ist eine graphische Darstellung der Beziehung zwischen einem Parameter X und einem Rückkopplungs-Beitragsverhältnis.

[0075] Fig. 6 ist ein Wellenformdiagramm, das Spannungs- und Stromwellenformen einzelner Einheiten der in Fig. 4 dargestellten Schaltung veranschaulicht.

[0076] Fig. 7 ist eine Schaltungsskizze des Schaltnetzteils gemäß der zweiten Ausführungsform der Erfindung.

[0077] Fig. 8 ist eine Schaltungsskizze eines Beispiels für ein Schaltnetzteil, welches von einem herkömmlichen Sperrwandlerverfahren Gebrauch macht.

[0078] Fig. 9 ist ein Blockdiagramm einer Ausgestaltung der Regelung des Schaltnetzteils nach Fig. 8.

[0079] Fig. 10 ist ein Signalwellenformdiagramm von Spannungs- und Stromwellenformen einzelner Einheiten in dem in Fig. 8 gezeigten Schaltnetzteil.

[0080] Fig. 11 ist ein Blockdiagramm der Ausgestaltung einer Stromversorgungseinheit für eine Tintenstrahl-Druckvorrichtung.

[0081] Fig. 12 ist eine Schaltungsskizze eines Beispiels eines herkömmlichen Schaltnetzteils, das zwei Ausgangsspannungen erzeugt.

[0082] Fig. 13 ist ein Signalwellenform-Diagramm von Spannungs- und Stromwellenformen einzelner Einheiten in dem in Fig. 12 gezeigten Schaltnetzteil.

[0083] Fig. 14 ist ein Blockdiagramm einer Ausgestaltung einer Regelung des Schaltnetzteils nach Fig. 12.

[0084] Fig. 15A und Fig. 15B sind anschauliche Schaltungsskizzen für einen Shunt-Regler.

BESCHREIBUNG DER AUSFÜHRUNGSFORM

[0085] Anhand der begleitenden Zeichnungen wird im folgenden eine anschauliche Ausführungsform der vorliegenden Erfindung im einzelnen erläutert.

[0086] Im Rahmen der vorliegenden Beschreibung beinhalten die Begriffe „Druck" und "Drucken" nicht nur die Erzeugung signifikanter Information wie zum Beispiel von Zeichen und graphischen Darstellungen, sondern beinhaltet in breitem Sinn die Erzeugung von Bildern, Figuren, Mustern und dergleichen auf einem Druckträger oder die Verarbeitung des Mediums ungeachtet, ob jene signifikant oder nicht signifikant sind, und ungeachtet, ob sie visualisiert sind, um von Menschen visuell wahrnehmbar zu sein.

[0087] Außerdem beinhaltet der Begriff „Druckmedium" nicht nur einen Papierbogen, wie er in üblichen Druckern verwendet wird, sondern beinhaltet in breitem Sinn auch Materialien wie zum Beispiel Stoff, eine Kunststofffolie, eine Metallplatte, Glas, Keramik, Holz und Leder, die Tinte aufnehmen können.

[0088] Außerdem sollte der Begriff „Tinte" (im folgenden auch als „Flüssigkeit" bezeichnet) in breitestem Sinn ähnlich der Definition des oben beschriebenen Begriffs „Druck" verstanden werden. Das heißt, „Tinte" beinhaltet auch eine Flüssigkeit, die bei Aufbringen auf einen Druckträger Bilder, Figuren, Muster und dergleichen erzeugen können, die den Druckträger verarbeiten kann, und die Tinte verarbeiten kann. Die Verarbeitung von Tinte beinhaltet zum Beispiel die Verfestigung oder die Unlösbarmachung eines Färbemittels, das in einer auf den Druckträger aufgebrachten Tinte enthalten ist.

[0089] Außerdem repräsentiert der Begriff „Druckelement" (auch als „Düse" bezeichnet) grundlegend eine Tintenöffnung, einen Tintenkanal, der mit dieser Öffnung kommuniziert, und ein Element, das erforderlich ist, um eine Energie zu erzeugen, die dazu dient, eine Tinte auszustoßen, wenn nichts anderes gesagt ist.

<Ausgestaltung der Druckvorrichtung (Fig. 1 und Fig. 2)>

[0090] Fig. 1 ist eine Schrägansicht einer Anordnung einer Druckvorrichtung, die einen Druckvorgang unter Verwendung eines Tintenstrahl-Druckkopfs (im folgenden als Druckkopf bezeichnet) als beispielhafte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ausführt.

[0091] Wie in Fig. 1 gezeigt ist, trägt eine Tintenstrahl-Druckvorrichtung (im folgenden als Druckvorrichtung bezeichnet) **1** einen Tintenstrahl-Druckkopf (im folgenden als Druckkopf bezeichnet) **3**, der einen Druckvorgang dadurch ausführt, dass er eine Tinte entsprechend einem Tintenstrahl-Druckverfahren ausstößt und sich auf einem Schlitten **2** befindet, wobei der Schlitten **2** in Richtungen des Doppelpfeils A hin und her abtastend bewegt wird um auf diese Weise einen Druckvorgang auszuführen. Die Vorrichtung **1** führt über einen Papierzuführmechanismus **5** einen Druckträger P, beispielsweise einen Druckpapierbogen, einer Druckstelle zu und stößt Tinte auf den Druckträger P aus dem Druckkopf **3** aus, um dadurch den Druckvorgang zu bewerkstelligen.

[0092] An dem Schlitten **2** der Druckvorrichtung **1** ist nicht nur der Druckkopf **3** angebracht, sondern an ihm sind auch Tintenbehälter **6** gelagert, die Tinten beinhalten, die dem Druckkopf **3** zuzuführen sind. Die Tintenbehälter **6** sind von dem Schlitten **2** abnehmbar.

[0093] Die in Fig. 1 gezeigte Druckvorrichtung **1** ist in der Lage, einen Farbdruck auszuführen, wozu an dem Schlitten **2** vier Tintenpatronen angebracht sind, die jeweils Tinten der Farben Magenta (M), Cyan (C), Gelb (Y) und Schwarz (K) beinhalten. Diese vier Tintenpatronen sind unabhängig voneinander abnehmbar.

[0094] Der Druckkopf **3** dieser Ausführungsform macht von einem Tintenstrahl-Druckverfahren Gebrauch, welches eine Tinte mit Hilfe von Wärmeenergie ausstößt. Zu diesem Zweck enthält der Druckkopf **3** elektrothermische Wandler. Die elektrothermischen Wandler sind entsprechend zugehörigen Öffnungen angeordnet, und Tinten werden aus den entsprechenden Öffnungen dadurch ausgestoßen, dass impulsförmige Spannungen an die entsprechenden elektrothermischen Wandler nach Maßgabe eines Drucksignals angelegt werden. Man beachte, dass

die Druckvorrichtung nicht auf den oben erläuterten seriellen Druckertyp beschränkt ist, sondern dass die Erfindung auch bei einem sogenannten Vollzeilendrucker anwendbar ist, bei dem ein Druckkopf (Zeilenkopf) in Transportrichtung des Druckträgers angeordnet ist, wobei an den Druckkopf Öffnungen in Breitenrichtung eines Druckträgers angeordnet sind.

[0095] Fig. 2 ist ein Blockdiagramm, welches die Steueranordnung für die in Fig. 1 gezeigte Druckvorrichtung veranschaulicht,

[0096] Wie in Fig. 2 gezeigt ist, enthält eine Steuerung **600** eine MPU **601**, einen ROM **602**, eine ASIC (anwendungsspezifische integrierte Schaltung) **603**, einen RAM **604**, einen Systembus **605**, einen A/D-Wandler **606** und dergleichen. Der ROM **602** speichert ein Programm entsprechend einer Steuersequenz (die weiter unten zu beschreiben ist), benötigte Tabellen und weitere permanente Daten. Die ASIC **603** generiert Steuersignale zum Steuern eines Schlittenmotors M1, eines Transportmotors M2 und des Druckkopfs **3**. Der RAM **604** dient als Erweiterungsbereich für Bilddaten, als Arbeitsbereich zum Ausführen eines Programms und dergleichen. Der Systembus **605** verbindet die MPU **601**, die ASIC **603** und den RAM **604** miteinander zum Austausch von Daten. Der A/D-Wandler **606** empfängt Analogsignale von (noch zu beschreibenden) Sensoren, unterzieht diese Signale einer A/D-Umsetzung und liefert digitale Signale an die MPU **601**.

[0097] In Fig. 2 bezeichnet das Bezugszeichen **610** eine Host-Vorrichtung, die als Bilddaten-Lieferquelle dient und einer Host-Vorrichtung wie beispielsweise einem Personal-Computer, einer Digitalkamera, einem Scanner, einem Speicherstick oder dergleichen entspricht. Die Host-Vorrichtung **610** und die Druckvorrichtung **1** tauschen Bilddaten, Befehle, Statusmeldungen und dergleichen unter Verwendung von Paket-Kommunikationen über eine Schnittstelle (I/F) **611** aus. Man beachte, dass eine USB-Schnittstelle zusätzlich unabhängig von einer Netzwerkschnittstelle als Schnittstelle **611** vorhanden sein kann, um bitweise Daten und Rasterdaten empfangen zu können, die seriell von dem Host übertragen werden.

[0098] Weiterhin bezeichnet das Bezugszeichen **620** Schalter, darunter einen Netzschalter **621**, einen Druckschalter **622**, einen Recovery-Schalter **623** und dergleichen.

[0099] Bezugszeichen **630** bezeichnet Sensoren, die dazu dienen, Apparaturzustände nachzuweisen, sie enthalten einen Stellungssensor **631**, einen Temperatursensor **632** und dergleichen. Bei dieser Ausführungsform sind zusätzlich zu den genannten Sensoren Photosensoren vorhanden, die Tinten-Restmengen ermitteln.

[0100] Bezugszeichen **640** bezeichnet einen Schlittenmotortreiber, der erforderlich ist, um den Schlittenmotor M1 zum Hin- und Herbewegen des Schlittens **2** in Richtung des Doppelpfeils A zu treiben, **642** bezeichnet einen Transportmotortreiber, der dazu dient, den Transportmotor M2 zu treiben, damit dieser das Druckmedium P transportiert.

[0101] Die ASIC **603** überträgt Daten zum Treiben von Druckelementen (Ausstoß-Heizvorrichtungen) an den Druckkopf unter direktem Zugriff auf einen Speicherbereich des RAM **604** bei Ausführung von Druck-Abtastvorgängen durch den Druckkopf **3**. Darüber hinaus enthält diese Druckvorrichtung eine Anzeigeeinheit, konfiguriert mittels LCD und LEDs in Form einer Benutzerschnittstelle.

[0102] Ein Schaltnetzteil, das elektrische Energie an die einzelnen Einheiten der Druckvorrichtung mit der obigen Ausgestaltung liefert, wird im folgenden beschrieben.

[0103] Fig. 3 ist ein Blockdiagramm, welches die Regelungsanordnung eines Schaltnetzteils veranschaulicht, welches zwei Ausgangsspannungen (zum Erzeugen zweier verschiedener Spannungen) enthält. Gleiche Bezugszeichen und Symbole in Fig. 3 bezeichnen gleiche Elemente und Signale, die oben in Verbindung mit dem in Fig. 14 gezeigten herkömmlichen Schaltnetzteil erläutert wurden, auf eine Wiederholung der Beschreibung wird verzichtet. In diesem Zusammenhang wird eine Gleichricht- und Glättungsschaltung **84a** als erste Gleichricht- und Glättungsschaltung bezeichnet, eine Gleichricht- und Glättungsschaltung **84b** wird im folgenden als zweite Gleichricht- und Glättungsschaltung bezeichnet.

[0104] Haupt-Unterschiede gegenüber der in Fig. 14 gezeigten herkömmlichen Ausgestaltung beinhalten die folgenden drei Punkte:

(1) eine Motortreiberspannung Vo2 wird erzeugt durch Überlagern einer Spannung bezüglich einer Druckkopf-Treiberspannung Vo1 unter Bezug auf die Druckkopf-Treiberspannung Vo1;

(2) beide Ausgangsspannungen Vo1 und Vo2 werden durch Gleichstromkopplung zurückgeführt; und

(3) Rückkopplungsfaktoren α1 und α2 der Ausgangsspannungen Vo1 und Vo2 sind relativ zueinander variabel steuerbar.

[0105] Mit dieser Ausgestaltung wird eine zweite Ausgangsspannung Vo2 folgendermaßen generiert:

$$Vo2 = Vo1 + \Delta Vs \qquad (19)$$

wobei Vo1 eine erste Ausgangsspannung, ΔVs eine der Ausgangsspannung Vo1 zu überlagernde Spannung und Vo2 die zweite Ausgangsspannung ist. Wie aus Fig. 3 ersichtlich ist, addiert ein Addierer **803**

die zu überlagernde Spannung ΔVs der ersten Ausgangsspannung Vo1, um dadurch die zweite Ausgangsspannung Vo2 zu erzeugen.

[0106] Wenn also die Ausgangsspannung Vo1 stabil geregelt wird, hängen Schwankungen der Ausgangsgröße Vo2 nur von der überlagernden Spannung ΔVs ab. In anderen Worten: da die Stabilität der Ausgangsspannung Vo2 von derjenigen der Ausgangsspannung Vo1 abhängt, wird, wenn die Stabilität von Vo1 in zufriedenstellender Weise aufrecht erhalten wird und die überlagernde Spannung ΔVs stabil gehalten wird, das heißt, wenn eine konstante Rückkopplung zu der überlagernden Spannung ΔVs erfolgt, kann auch die Ausgangsspannung Vo2 stabil geregelt werden.

[0107] Man beachte, dass in Fig. 3 ein Rückkopplungsfaktor der Ausgangsgröße Vo1 den Wert α1 hat, derjenige der Ausgangsgröße Vo2 hat den Wert α2. In diesem Fall wird α1 im folgenden als ein erster Rückkopplungsfaktor und α2 als ein zweiter Rückkopplungsfaktor bezeichnet. Mit diesen Faktoren werden Rückkopplungs-Anteilsverhältnisse der Ausgangsspannungen Vo1 und Vo2 eingestellt. Ein Addierer **88** addiert jeweilige Rückkopplungskomponenten, und das Ergebnis wird in einen Fehlerverstärker **89** eingegeben und verstärkt. Schließlich unterzieht eine PWM-Steuereinheit **80** einen Treiber **82**, der ein Schaltelement (Q1) enthält, einer PWM-Steuerung, um dadurch die von einem Transformator **83** zu erzeugende Energie zu steuern. Im Ergebnis wird eine Regelung der jeweiligen Ausgangsgrößen nach Maßgabe der Rückkopplungsfaktoren implementiert. Das heißt: mit der Ausgestaltung nach Fig. 3, das heißt dem Treiber **82** als Schalteinheit zum Erregen einer Primärwicklung des Transformators konfigurieren die PWM-Steuereinheit **80** und der Fehlerverstärker **89** eine Steuereinheit, welche die Schalteinheit steuert. Man beachte, dass die Ausgestaltung der PWM-Steuerung oben bereits anhand der Fig. 8 bis Fig. 10 erläutert wurde.

[0108] Außerdem werden in der in Fig. 3 dargestellten Ausgestaltung die Rückkopplungsfaktoren α1 und α2 optional basierend auf einem Steuersignal (Cont) nach Maßgabe einer Druckablauffolge der Druckvorrichtung gesteuert. Insbesondere werden, wie weiter unten noch erläutert wird, die jeweiligen Rückkopplungsfaktoren derart ausgewählt, dass die Druckkopf-Treiberschaltung Vo1 während einer Druckphase vorzugsweise gesteuert wird, dabei werden sie aber so ausgewählt, dass Schwankungen der Motortreiberspannung Vo2 beim Transport eines Druckmediums unterdrückt werden.

[0109] Fig. 4 ist eine Schaltungsskizze, die die Ausgestaltung eines die Regelung nach Fig. 3 implementierenden Schaltnetzteils mit zwei Ausgangsspannungen veranschaulicht. Man beachte, dass eine Schaltung mit einer Diode D2 und einem Kondensator C4 eine erste Gleichspannungs-Erzeugungsschaltung bildet. Eine Schaltung mit einer Diode D91 und einem Kondensator C91 ist eine zweite Gleichspannungs-Erzeugungsschaltung. Eine Entsprechung zwischen der Anordnung nach Fig. 3 und der nach Fig. 4 wird erläutert. Ein Schaltelement Q1 in Fig. 4 ist in dem in Fig. 3 gezeigten Treiber **82** enthalten. Ein Steuerungs-IC **1** in Fig. 3 ist in der in Fig. 3 gezeigten PWM-Steuereinheit **80** enthalten. Eine Steuerschaltung **14** nach Fig. 4 ist in dem Fehlerverstärker **89** enthalten.

[0110] Man beachte, dass gleiche Bezugszeichen und Symbole in Fig. 4 für gleiche Elemente und Signale stehen, wie sie oben in Verbindung mit dem in Fig. 12 gezeigten Schaltnetzteil erläutert wurden, so dass auf eine nochmalige Beschreibung verzichtet wird. Wie aus einem Vergleich zwischen den Fig. 4 und Fig. 12 ersichtlich ist, liegen die Unterschiede gegenüber der in Fig. 12 dargestellten herkömmlichen Schaltung in folgenden Punkten: erste und zweite Wicklungen **12** (n2: Windungszahl) und **12a** (n3: Windungszahl) eines Transformators T9 sind unabhängig ohne irgendeinen Zwischenanzapfpunkt angeordnet, eine Ausgangswicklung **12a** ist so verschaltet, dass sie als Ursprung einen Knoten **91** aufweist, bei dem die Ausgangsspannung Vo1 gleichgerichtet und geglättet ist, während die Ausgangsspannung Vo2 über die Diode D91 und den Kondensator C91 der Gleichricht- und Glättungsschaltung erzeugt wird.

[0111] Da bei dieser Anordnung die Ausgangsspannung Vo2 erzeugt wird, während sie der stabilen Ausgangsspannung (der ersten Gleichspannung) Vo1 überlagert ist, kann die Ausgangsspannung (die zweite Gleichspannung) Vo2 folglich von der Stabilisierung der Ausgangsspannung Vo1 profitieren. Im Ergebnis lässt sich im Vergleich zu der in Fig. 12 gezeigten Schaltung eine stabilere Ausgangsspannung Vo2 erreichen. Da außerdem bei dieser Ausführungsform die beiden Ausgangsgrößen Vo1 und Vo2 eine Rückregelung mittels Gleichstromkopplung aufweisen, kann die Ausgangsgröße Vo2 im Vergleich zu der in Fig. 12 gezeigten herkömmlichen Schaltung quantitativ stabilisiert werden.

[0112] Als weiterer Vorteil ist zu nennen, dass eine tolerierbare Spannung der Gleichrichterdiode D91 weniger restriktiv ist im Vergleich zu der für die Diode D51 in Fig. 12, da eine für die Gleichrichterdiode geforderte Spitzen-Sperrspannung VRM kleiner ist.

[0113] Das heißt, in der in Fig. 12 gezeigten herkömmlichen Schaltung ist die Spitzen-Sperrspannung gegeben durch:

$$VRm = Vin(dc)\cdot(n2 + n3)/n1 + Vo2 + Vr \qquad (20)$$

[0114] Im Gegensatz dazu ist bei der vorliegenden Ausführungsform die Spitzen-Sperrspannung VRm gegeben durch:

$$VRm = Vin(dc)\cdot n3/n1 + Vo2 + Vr \quad (21)$$

[0115] Ein Vergleich der beiden Gleichungen ergibt, dass dann, wenn Terme von den Wicklungsverhältnissen des Transformators abhängen, das heißt, wenn man die ersten Terme der Gleichungen (20) und (21) vergleicht, ein Faktor der primären geglätteten Gleichspannung Vin(dc) (n2 + n3)/n1 in der Gleichung (20) ist, in der Gleichung (21) hingegen n3/n1. Das heißt: im letzteren Fall ist ein kleinerer Wert angenommen, und dementsprechend ist die Spitzen-Sperrspannung VRm verringert. Man beachte, dass in den Gleichungen (20) und (21) die primäre geglättete Gleichspannung Vin(dc) eine Gleichspannung ist als Ergebnis der Gleichrichtung und Glättung der Eingangsspannung von 100 V bis 240 V Wechselstrom, und Vr eine Stoßspannung ist, verursacht durch eine Streuinduktivität in Bezug auf die Sekundärwicklungen **12** (Windungszahl n2) und **12a** (Windungszahl n3) des Transformators T9. In diesem Fall wird die Wicklung **12** im folgenden als erste Sekundärwicklung, die Wicklung **12a** als zweite Sekundärwicklung bezeichnet.

[0116] Wenn zum Beispiel Vo1 = DC 24 V und Vo2 = DC 32 V betragen, so erfordert die Spitzen-Sperrspannung VRm der Diode D51 in der in Fig. 12 gezeigten herkömmlichen Schaltung eine Spannung von 200 V bis 250 V, allerdings reicht in der Schaltung dieser Ausführungsform nach Fig. 4 eine Spannung von VRm der Diode D91 von etwa 60 V.

[0117] Die Beschreibung wird erneut in Bezug auf Fig. 4 aufgenommen. Die Steuerschaltung **14** besitzt einen Eingangsknoten **14** in und einen Ausgangsknoten **14** out. Der Eingangsknoten **14** in ist mit einem Anschluss jedes der Widerstände R6, R91 und R7 verbunden. Der andere Anschluss des Widerstands R6 ist mit einem Knoten **91** verbunden. Der andere Anschluss des Widerstands R91 ist mit einem Knoten **92** verbunden. Der andere Anschluss des Widerstands R7 ist mit Masse verbunden. Der Eingangsknoten **14** in ist mit einem Anschluss REF eines Shunt-Reglers IC **3** verbunden. Ein Ausgangsknoten **14** out ist mit einem Anschluss FB eines ICs **1** verbunden.

[0118] Eine Rückführung der Ausgangsspannung Vo1 erfolgt mittels Gleichstromkopplung über den Widerstand R6, und für die Ausgangsspannung Vo2 in ähnlicher Weise durch Gleichstromkopplung mittels des Widerstands R91. Wie oben beschrieben, wird in der in Fig. 12 gezeigten herkömmlichen Schaltung die Rückführung der Ausgangsgröße Vo2 durch Wechselstromkopplung erreicht. Wenn diese Rückführung durch Gleichstromkopplung erfolgt, werden Spannungsschwankungen der Ausgangsspannung Vo1, von der eine hohe Genauigkeit gefordert wird, beträchtlich, was ein Problem darstellt.

[0119] Der Grund dafür, dass Spannungsschwankungen der Ausgangsgröße Vo2 in der Schaltung dieser Ausführungsform nach Fig. 4 unterdrückt werden, wird im folgenden näher erläutert.

[0120] Wie in Fig. 4 gezeigt ist, wird die Ausgangsgröße Vo2 erzeugt durch Überlagern eines Spannungsinkrements ΔVs, welches von der Wicklung **12a** an dem Ausgang Vo1 erzeugt wird, in Bezug auf die Ausgangsgröße Vo1. Deshalb ist, wie oben in Verbindung mit Fig. 3 erläutert wurde, die Ausgangsspannung Vo2 gegeben durch:

$$Vo2 = Vo1 + \Delta Vs \quad (22)$$

[0121] Auch in der Schaltung nach Fig. 4 werden beide Rückkopplungsströme If1(dc) und If2 (dc) entsprechend den Rückkopplungsfaktoren durch die Gleichstromkopplung erzeugt und sind gegeben durch:

$$If1(dc) = (Vo1 - Vref)/R6 \quad (23)$$

$$If2(dc) = (Vo2 - Vref)/R91 \quad (24)$$

[0122] Deshalb errechnet sich aus den Gleichungen (22) bis (24) ein kombinierter Strom an dem Knoten Vref1 wie folgt:

$$If1(dc) + If2(dc) = (Vo1 - Vref)/R6 + (Vo2 - Vref)/R91 = (Vo1 - Vref)/R6 + (Vo1 + \Delta Vs - Vref)/R91 = (1/R6 + 1/R91)\cdot Vo1 + \Delta Vs/R91 - (1/R6 + 1/R91)\cdot Vref \quad (25)$$

[0123] In der Gleichung (25) enthält der erste Term auf der rechten Seite Vo1 als Variable, der zweite Term auf der rechten Seite enthält das Spannungsinkrement ΔVs als Variable, und der dritte Term auf der rechten Seite ist eine Konstante. Wenn daher die Ausgangsspannung Vo1 stabil gehalten wird, hängt eine Änderung eines rückgeführten kombinierten Stroms If1(dc) + If2(dc) ab von ΔVs/R91. Das heißt, wie oben erläutert wurde, der Spannungsabfall ΔVf (Fig. 6) der Ausgangsspannung Vo2 ist in der in Fig. 12 gezeigten herkömmlichen Schaltung groß, da die Rückführung der Ausgangsgröße Vo2 in einem stabilen Bereich der Ausgangsgröße Vo2 (der Zeitspanne T2 in Fig. 13) nicht funktioniert. Im Gegensatz dazu ist in der in Fig. 4 gezeigten Schaltung der zweite Term auf der rechten Seite der Gleichung (25) wirksam, und die Regelung wirkt in einer Richtung, in der Schwankungen der Ausgangsgröße Vo2 aufgehoben werden. In der stabilen Zone der Ausgangsgröße Vo2 wird also der Spannungsabfall ΔVf der Ausgangsspannung Vo2 auf einen kleinen Wert gedrückt. Dies wird im folgenden anhand der Signal-

wellenformskizze von Spannungs- und Stromwellenformen nach Fig. 6 erläutert.

[0124] Nach der Gleichung (25) werden die Maße des Beitrags einer Änderung der Ausgangsgröße Vo1 und derjenigen des Spannungsinkrements ΔVs für die Rückkopplung untersucht. Es seien α1 und α2 die dazugehörigen Rückkopplungsfaktoren, so dass die folgenden Beziehungen erfüllt sind:

$$\alpha 1 = 1/R6 + 1/R91$$
$$\alpha 2 = 1/R91 \quad (26)$$

[0125] In diesem Fall entsprechen die Koeffizienten des ersten und des zweiten Terms auf der rechten Seite der Gleichung (25) den Größen α1 und α2. Deshalb wird ein Verhältnis α1 zu den gesamten Rückkopplungsfaktoren, das heißt ein Rückkopplungs-Beitragsverhältnis D(α1) der Ausgangsgröße Vo1 folgendermaßen berechnet:

$$D(\alpha 1) = \alpha 1/(\alpha 1 + \alpha 2) = (1 + X)/(2 + X) \quad (27)$$

für X = R91/R6.

[0126] In ähnlicher Weise wird ein Rückkopplungs-Beitragsverhältnis D(α1) der Ausgangsgröße Vo2 durch folgende Beziehung gegeben:

$$D(\alpha 2) = \alpha 2(\alpha 1 + \alpha 2) = 1/(2 + X) \quad (28)$$

[0127] Fig. 5 zeigt das Ergebnis der Gleichung (27).

[0128] Fig. 5 ist eine graphische Darstellung, welche eine Änderung des Rückkopplungs-Beitragsverhältnisses D(α1) der Ausgangsgröße Vo1 veranschaulicht.

[0129] Wie aus Fig. 5 ersichtlich ist, beträgt für X = 0 das Rückkopplungs-Beitragsverhältnis von Vo1 0, 5. Bei X = 3 beträgt das Beitragsverhältnis 0,8. Für X = 8 beträgt das Beitragsverhältnis 0,9. Wenn X größer wird, nähert sich das Beitragsverhältnis dem Wert von 1,0 an. Entsprechend empirischen Daten für dieses Ausführungsbeispiel ergibt sich, dass für X = 3, das heißt wenn das Rückkopplungs-Beitragsverhältnis von Vo1 den Wert 0,8 hat, sowohl die Druckkopf-Treiberspannung Vo1 als auch die Motortreiberspannung Vo2 bei bester Ausgewogenheit gehalten und gesteuert werden kann. Dies bedeutet, dass das Rückkopplungs-Beitragsverhältnis von Vo2 den Wert 0,2 hat.

[0130] Fig. 6 ist ein Signalwellenformdiagramm, welches Spannungs- und Stromwellenformen in den jeweiligen Einheiten des in Fig. 4 gezeigten Schaltnetzteils veranschaulicht. Wie aus dem Vergleich zwischen Fig. 6 und dem Stand der Technik nach Fig. 13 ersichtlich ist, ist ein Spannungspegel Vp22 nach Erholung der zweiten Ausführungsspannung Vo2 im Zeitpunkt t = t2 nur geringfügig niedriger als ein Pegel Vp20 vor dem Zeitpunkt t = t1. Wie oben in Verbindung mit Fig. 13 erläutert wurde, erreicht bei diesem Stand der Technik der Spannungsabfall ΔVf 3 bis 4 V, in dem Schaltnetzteil nach Fig. 4 jedoch kann dieser Wert auf etwa 1,0 V unterdrückt werden.

[0131] Deshalb kann bei dieser Ausführungsform der Spannungsabfall der zweiten Ausgangsspannung, die als Motortreiberschaltung verwendet wird, auch durch die Regelung unterdrückt werden. Damit lässt sich in normaler Weise eine Motorregelung ausführen.

<Weitere Ausführungsform>

[0132] Man beachte, dass die Ausgestaltung des Schaltnetzteils nicht auf die obige Ausführungsform beschränkt ist.

[0133] Fig. 7 ist eine Schaltungsskizze, die die Ausgestaltung eines Schaltnetzteils gemäß einer weiteren Ausführungsform veranschaulicht. Die Schaltung dieser Ausführungsform beinhaltet, dass ein Block **121** (der weiter unten näher erläutert wird) hinzugefügt ist. Gleiche Symbole oder Bezugszeichen in Fig. 7 stehen für gleiche Elemente wie in dem bereits erläuterten Schaltnetzteil nach Fig. 4, auf eine nochmalige Beschreibung wird verzichtet.

[0134] Die Beschreibung wird fortgesetzt unter Bezugnahme auf Fig. 7. Der Block **121** hat die Funktion, die Rückkopplungsfaktoren α1 und α2 durch ein Steuersignal Cont zu ändern, wobei dieses Signal über einen Widerstand R123 an die Basis eines Transistors Q121 gelegt wird. Wenn das Steuersignal Cont niedrigen Pegel hat, ist der Transistor Q121 gesperrt, folglich der nachgeordnete Transistor Q122 gesperrt. Damit beeinflusst der Block **121** die gesamte Schaltung nicht. Im Ergebnis nehmen die Rückkopplungsfaktoren α1 und α2 Werte an, die in Verbindung mit Fig. 4 erläutert wurden und durch die Gleichung (26) beschrieben werden.

[0135] Wenn andererseits das Steuersignal Cont einen hohen Pegel hat, wird der Transistor Q121 geöffnet, und dementsprechend auch der Transistor Q122. Folglich fließt ein Rückführstrom If3(dc) über einen Widerstand R121 parallel zu dem Rückführstrom If2(dc), der durch den Widerstand R91 fließt. Im Ergebnis fließen in den Knoten Vref1 die Ströme If1(dc), If2(dc) und If3(dc). Diese Ströme sind gegeben durch:

$$If1(dc) = (Vo1 - Vref)/R6 \quad (29)$$

$$If2(dc) = (Vo2 - Vref)/R91 \quad (30)$$

$$If3(dc) = (Vo3 - Vref)/R121 \quad (31)$$

[0136] Darüber hinaus gilt wie bei der obigen Ausführungsform die Gleichung (32):

$$Vo2 = Vo1 + \Delta Vs \quad (32)$$

[0137] Aus diesen Gleichungen errechnet sich damit ein kombinierter Strom wie folgt:

$$If1(dc) + If2(dc) + If3(dc) = (Vo1 - Vref)/R6 + (Vo2 - Vref)/R91 + (Vo2 - Vref)/R91 = (1/R6 + 1/R91 + 1/R121)\cdot Vo1 + (1/R91) + 1/R121)\cdot\Delta Vs - (1/R6 + 1/R91 + 1/R121)\cdot Vref \quad (33)$$

[0138] In der Gleichung (33) enthält der erste Term auf der rechten Seite Vo1 als Variable, der zweite Term auf der rechten Seite enthält das Spannungsinkrement ΔVs als Variable, und der dritte Term auf der rechten Seite ist eine Konstante. Wenn daher die Ausgangsspannung Vo1 stabil gehalten wird, hängt eine Änderung des kombinierten Rückführstroms If1 (dc) + If2(dc) + If3(dc) von dem zweiten Term auf der rechten Seite ab, das heißt von (1/R91 + 1/R121) ·ΔVs.

[0139] Wie man aus dem Vergleich zwischen den Gleichungen (33) und (25) ersieht, die oben in Verbindung mit Fig. 4 erläutert wurden, wird ein Koeffizient der Variablen ΔVs groß. Das heißt, der Koeffizient in der Gleichung (25) beträgt 1/R91, während er in der Gleichung (33) den Wert (1/R91 + 1/R121) hat.

[0140] Folglich wird eine Änderung des zweiten Terms auf der rechten Seite bezüglich einer gegebenen Änderung der Variablen ΔVs groß. Das heißt, die in Fig. 7 dargestellte Schaltung kann die Regelung implementieren, welche die Änderung der Ausgangsspannung Vo2 im Vergleich zu der Schaltung nach Fig. 4 deutlich wiederspiegelt.

[0141] Wenn in der Schaltung nach Fig. 7 der Transistor Q121 geöffnet wird, fließt über den Widerstand R7 die Gesamtsumme der Rückführströme If1(dc), If2(dc) und If3(dc), der in den Knoten Vref1 fließt. Darüber hinaus fließt der gesamte Summenstrom aus dem Transistor Q121 über einen durch eine gestrichelte Linie gekennzeichneten Block **122**.

[0142] Man beachte, dass der Block **122** eine Serienschaltung aus einem Widerstand R124 und einer Diode D121 enthält. Der Grund dafür, dass diese Serienschaltung erforderlich ist, ist folgender: die Steuerung erfolgt in der Weise, dass die Gesamtsumme der Ströme in den Knoten Vref1 und die Gesamtsumme der Ströme aus dem Knoten gleich groß sind, wobei das Potential des Knotens Vref1 immer auf 2,5 V Gleichspannung gehalten wird. Weil also der Transistor Q121 geöffnet wird, wenn das Steuersignal Cont einen hohen Pegel hat, wird daher ein neuer Strompfad, der ein Inkrement der Rückführströme in den Knoten Vref1 annimmt (das heißt dessen Ausfließen ermöglicht), das heißt If3(dc) gebildet. Die Serienschaltung aus dem Widerstand R124 und der Diode D121 entspricht diesem Strompfad.

[0143] Wenn dieser Strompfad nicht gebildet wird und das Steuersignal Cont hohen Pegel hat, fallen die Ausgangsspannungen Vo1 und Vo2 unter einen Wert von 24 V bzw. 32 V Gleichspannung als ursprüngliche Einstellspannungen ab. Das heißt, die Pegel dieser Ausgangsspannungen ändern sich gegenüber den ursprünglichen Ausgangsspannungen. Dies hat folgenden Grund: die Steuerung erfolgt in der Weise, dass die Gesamtsumme der Rückführströme If1(dc), If2(dc) und If3(dc) dem Strom entspricht, der durch den Referenzwiderstand R7 fließt, das heißt er hat einen (stets konstanten) Wert, den man erhält, wenn man die Gleichspannung 2,5 V durch den Widerstandswert des Widerstands R7 dividiert. Wenn also der neue Strompfad in Form des Blocks **122** nicht gebildet wird, werden beide Variablen Vo1 und ΔVs auf der rechten Seite so gesteuert, dass sie geringer sind als die ursprünglichen eingestellten Spannungen. In diesem Zusammenhang übernimmt die Diode D121 des Blocks **122** die Rolle des Verhinderns, dass der Basisstrom des Transistors Q121 über die Widerstände R122 und R124 in den Knoten Vref1 fließt und so den Transistor Q122 öffnet, wenn das Steuersignal Cont niedrigen Pegel hat.

[0144] Da außerdem in Fig. 7 der Rückkopplungsstrom If3(dc) so groß wie der Strom sein muss, der durch den Block **122**, der den neuen Strompfad bildet, fließt, wie oben erläutert wurde, gilt die folgende Beziehung:

$$If3(dc) = (Vref - Vf)/R124 \quad (34)$$

wobei Vref eine Referenzspannung (typischerweise 2,5 V Gleichspannung) des Shunt-Regler-ICs **3** ist, Vf eine Durchlassspannung (beispielsweise 0,4 V im Fall einer Schottky-Diode) der Diode D121 ist und R124 der Widerstandswert des Widerstands R124 ist. Da außerdem der Rückführstrom If3(dc) durch die Gleichung (31) gegeben ist, erhalten wir:

$$(Vo2 - Vref)/R121 = (Vref - Vf)/R124 \quad (35)$$

[0145] Folglich errechnet sich der Widerstand R124 folgendermaßen:

$$R124 = \{(Vref - Vf)/(Vo2 - Vref)\}\cdot R121 \quad (36)$$

[0146] In diesem Fall ergibt das Einsetzen der Gleichung (22) für Vo2:

$$R124 = \{(Vref - Vf)/(Vo1 + \Delta Vs - Vref)\}\cdot R121 \quad (37)$$

[0147] Wie sich aus der obigen Beschreibung ergibt, lässt sich, wenn der Rückführstrom If3(dc) festgelegt ist, der Wert des Widerstands R124 in dem Block **122**

errechnen aus dem Wert des Widerstands R121 in Beziehung zu dem Strom If3(dc).

[0148] Wenn nun der Rückkopplungsfaktor α1 der Ausgangsspannung Vo1 und der Rückkopplungsfaktor α2 der Ausgangsspannung Vo2 aus der Gleichung (33) berechnet werden, erhalten wir:

$$\alpha 1 = 1/R6 + 1/R91 + 1/R121$$
$$\alpha 2 = 1/R91 + 1/R121 \quad (38)$$

[0149] Deshalb errechnet sich das Verhältnis α1 zu dem Gesamtwert der Rückkopplungsfaktoren, das heißt das Rückkopplungs-Beitragsverhältnis D(α1) der Ausgangsspannung Vo1 wie folgt:

$$D(\alpha 1) = \alpha 1/(\alpha 1 + \alpha 2) = (1 + X')/(2 + X') \quad (39)$$

für X' = (R91//R121)/R6 wobei R91//R121 eine Parallelschaltung der Widerstände R91 und R121 bedeutet. Gleichermaßen ergibt sich das Rückkopplungs-Beitragsverhältnis D(α2) der Ausgangsspannung Vo2 wie folgt:

$$D(\alpha 2) = \alpha 2/(\alpha 1 + \alpha 2) = 1/(2 + X') \quad (40)$$

[0150] In diesem Fall erhält man das Ergebnis der Gleichung (40) durch Ersetzen von X in der in Verbindung mit der obigen Ausführungsform erläuterten Gleichung (27) durch X', und es ist gegeben durch Ersetzen von X in Fig. 5 durch X', wenn der Wert in Form eines Graphen ausgedrückt wird. In der Praxis kann allerdings X', das heißt der Zähler (R91// R121) von (R91//R121)/R6 nicht den Wert Null annehmen, dies deshalb nicht, weil der Widerstand R91 oder R121 nicht einen Widerstandswert von Null annehmen kann, das heißt keinen Kurzschlusszustand einnehmen kann. Versuche zeigen, dass im Fall beispielsweise einer Zeitspanne, in der der Druckträger mit hoher Geschwindigkeit von dem Transportmotor M2 transportiert wird, sich für X' = 0,5, das heißt bei D (α1) = 0,6 und D(α2) = 0,4 aus den Gleichungen (39) und (40) ein Abfall der Ausgangsspannung Vo2 unterdrücken und stabil steuern lässt. Bezüglich dieses Punkts sei auch auf Fig. 5 verwiesen.

[0151] Wie bereits oben erläutert wurde, ist in der herkömmlichen Schaltung nach Fig. 14, da dort die Rückkopplung der Ausgangsgröße Vo2 in einer stabilen Zone (der Zeitspanne T2 in Fig. 13) der Ausgangsspannung Vo2 nicht wirksam ist, der Spannungsabfall ΔVf der Ausgangsspannung Vo2 groß.

[0152] Im Gegensatz dazu wird in der in Fig. 3 dargestellten Schaltungsanordnung die Ausgangsgröße Vo2 erzeugt durch Überlagern der Überlagerungsspannung ΔVs auf die Ausgangsgröße Vo1 bezüglich Vo1, und die Regelung erfolgt in einer Richtung, in der Schwankungen dieser Überlagerungsspannung ΔVs aufgehoben werden. Aus diesem Grund lässt sich ein Überschreiten und ein Unterschreiten der Ausgangsspannung Vo2 vermindern, und der Spannungsabfall ΔVf der Ausgangsgröße Vo2 lässt sich auf einem kleinen Wert auch dann unterdrücken, wenn er sich in der stabilen Zone (der Zeitspanne T2 in Fig. 6 befindet).

[0153] Während die vorliegende Erfindung anhand beispielhafter Ausführungsformen beschrieben wurde, versteht sich, dass die Erfindung nicht auf die beispielhaften Ausführungsformen beschränkt ist. Der Schutzumfang der beigefügten Ansprüche ist der breitesten Interpretation zugänglich, so dass sämtliche Modifikationen und äquivalente Strukturen und Funktionen umfasst sind.

ZITATE ENTHALTEN IN DER BESCHREIBUNG

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde automatisiert erzeugt und ist ausschließlich zur besseren Information des Lesers aufgenommen. Die Liste ist nicht Bestandteil der deutschen Patent- bzw. Gebrauchsmusteranmeldung. Das DPMA übernimmt keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

Zitierte Patentliteratur

- JP 6-178537 [**0034**, **0035**, **0035**]

Patentansprüche

1. Stromversorgungsvorrichtung, umfassend:
einen Transformator mit einer Primärwicklung, einer ersten Sekundärwicklung und einer zweiten Sekundärwicklung;
eine erste Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung, konfiguriert zum Erzeugen einer ersten Gleichspannung aus einer von der ersten Sekundärwicklung erzeugten Spannung;
eine zweite Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung, konfiguriert zum Erzeugen einer zweiten Gleichspannung aus einer Spannung, die erhalten wird durch Überlagern einer von der zweiten Sekundärwicklung erzeugten Spannung mit der ersten Gleichspannung;
eine Schalteinrichtung, konfiguriert zum Erregen der Primärwicklung; und
eine Steuereinrichtung mit einem Spannungseingangsknoten, konfiguriert zum Steuern der Schalteinrichtung in der Weise, dass eine an den Spannungseingangsknoten angelegte Spannung konstant wird, wobei der Spannungseingangsknoten mit einem Ausgangsknoten der ersten Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung, einem Ausgangsknoten der zweiten Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung und Masse jeweils über Widerstände verbunden ist.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, bei der für den Fall, dass die erste Gleichspannung und die zweite Gleichspannung jeweils rückgekoppelt sind, R6 ein Widerstandswert eines ersten Widerstands an dem Ausgangsknoten der ersten Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung ist, R91 ein Widerstandswert eines zweiten Widerstands am Ausgangsknoten der zweiten Gleichspannungs-Erzeugungseinrichtung ist, α1 ein Rückkopplungsfaktor für die Rückkopplung der ersten Gleichspannung und α2 ein Rückkopplungsfaktor für die Rückkopplung der zweiten Gleichspannung ist, der Rückkopplungsfaktor α1 und der Rückkopplungsfaktor α2 gegeben sind durch folgende Beziehungen:

$$\alpha 1 = 1/R6 + 1/R91$$

$$\alpha 2 = 1/R91.$$

3. Druckvorrichtung, umfassend:
eine Stromversorgungsvorrichtung nach Anspruch 1 oder Anspruch 2;
einen Druckkopf, konfiguriert, um mit der ersten Gleichspannung gespeist zu werden;
einen Motor, konfiguriert zur Speisung mit der zweiten Gleichspannung; und
eine Steuereinrichtung, konfiguriert zum Steuern des Druckkopfs und des Motors.

4. Druckvorrichtung mit einem Druckkopf und einem Motor, wobei die Vorrichtung eine geschaltete Stromversorgung aufweist, konfiguriert zum Erzeugen einer ersten Ausgangsspannung, die benötigt wird zum Treiben des Druckkopfs, und einer zweiten Ausgangsspannung, die höher als die erste Ausgangsspannung ist, erforderlich zum Treiben des Motors, und wobei die geschaltete Stromversorgung aufweist:
einen Transformator, konfiguriert zum Erzeugen der ersten Ausgangsspannung durch eine erste Sekundärwicklung und zum Erzeugen einer Überlagerungsspannung zum Überlagern der ersten Ausgangsspannung durch eine zweite Sekundärwicklung;
einen Treiber, konfiguriert zum Treiben des Transformators;
eine erste Gleichricht- und Glättungsschaltung, konfiguriert zum Gleichrichten und Glätten der ersten Ausgangsspannung;
eine zweite Gleichricht- und Glättungsschaltung, konfiguriert zum Gleichrichten und Glätten der Überlagerungsspannung;
einen Addierer, konfiguriert zum Addieren der Überlagerungsspannung, die von der zweiten Gleichricht- und Glättungsschaltung gleichgerichtet und geglättet wurde, zu der ersten Ausgangsspannung, die von der ersten Gleichricht- und Glättungsschaltung gleichgerichtet und geglättet wurde, um die zweite Ausgangsspannung auszugeben; und
eine Rückkopplungs-Steuerschaltung, konfiguriert zum Rückkoppeln der ersten Ausgangsspannung und der zweiten Ausgangsspannung durch Gleichstromkopplung, um die rückgekoppelte erste Ausgangsspannung und die rückgekoppelte zweite Ausgangsspannung durch einen ersten Rückkopplungsfaktor bzw. einen zweiten Rückkopplungsfaktor einzustellen und die jeweiligen eingestellten Rückkopplungskomponenten zu kombinieren und zu verstärken, und um auf den Treiber durch die kombinierten und verstärkten Rückkopplungskomponenten eine PWM-Steuerung anzuwenden.

5. Vorrichtung nach Anspruch 4, bei der für den Fall, dass die erste Ausgangsspannung und die zweite Ausgangsspannung jeweils durch Gleichstromkopplung zurückgekoppelt werden, wobei R6 ein in Serie zu der ersten Ausgangsspannung geschalteter Widerstandswert, R91 ein zu der zweiten Ausgangsspannung in Serie geschalteter Widerstand, α1 der erste Rückkopplungsfaktor und α2 der zweite Rückkopplungsfaktor ist, der erste Rückkopplungsfaktor α1 und der zweite Rückkopplungsfaktor α2 durchfolgende Beziehungen gegeben sind:

$$\alpha 1 = 1/R6 + 1/R91$$

$$\alpha 2 = 1/R91$$

und, wenn X = R91/R6, ein Rückkopplungs-Beitragsverhältnis D(α1) der ersten Ausgangsspannung und ein Rückkopplungs-Beitragsverhältnis D(α2) der zweiten Ausgangsspannung gegeben sind durch:

$D(\alpha 1) = \alpha 1/(\alpha 1 + \alpha 2) = (1 + X)/(2 + X)$

$D(\alpha 2) = \alpha 2/(\alpha 1 + \alpha 2) = 1/(2 + X)$.

6. Vorrichtung nach Anspruch 5, bei der die Rückkopplungs-Steuereinrichtung eine Änderungseinrichtung enthält, konfiguriert zum Ändern mindestens eines von dem ersten und dem zweiten Rückkopplungsfaktor abhängig von einem eingegebenen Steuersignal nach Maßgabe einer Druckablaufsequenz der Druckvorrichtung.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, bei der die Änderungseinrichtung konfiguriert ist zum Ändern eines Widerstandswerts von zumindest einem der Widerstände R6 und R91.

8. Vorrichtung nach Anspruch 7, bei der die Änderungseinrichtung konfiguriert ist zum Erhöhen des ersten Rückkopplungsfaktors in einer Treiberzeitspanne des Druckkopfs, und zum Erhöhen des zweiten Rückkopplungsfaktors in einer Transportzeitspanne eines Druckmediums in der Druckablaufsequenz.

9. Vorrichtung nach Anspruch 8, bei der $D(\alpha 1) = 0,8$ und $D(\alpha 2) = 0,2$ während der Treiberzeitspanne des Druckkopfs, und $D(\alpha 1) = 0,6$ und $D(\alpha 2) = 0,4$ während der Transportzeitspanne des Druckmediums.

Es folgen 15 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

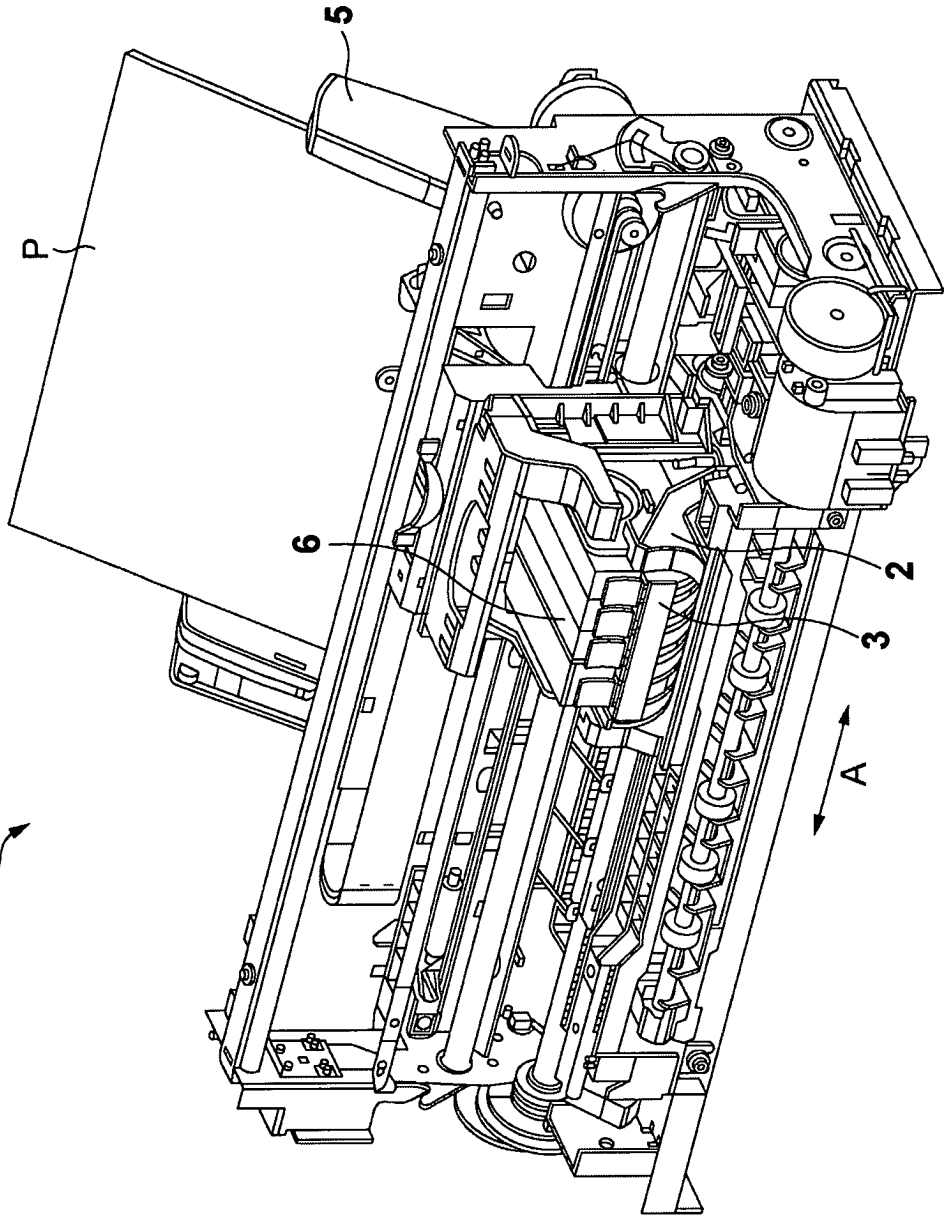


FIG. 1

FIG. 2

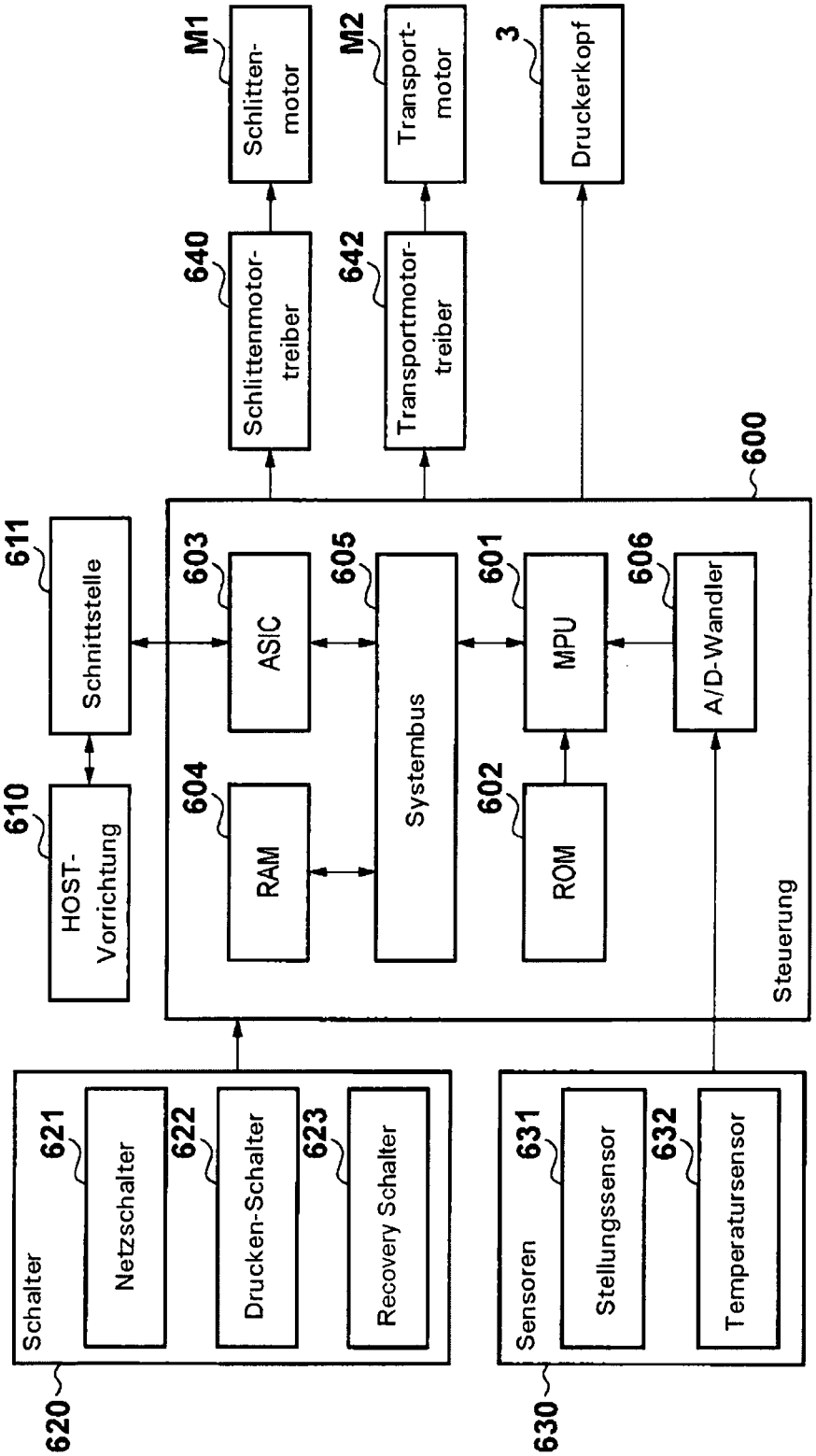
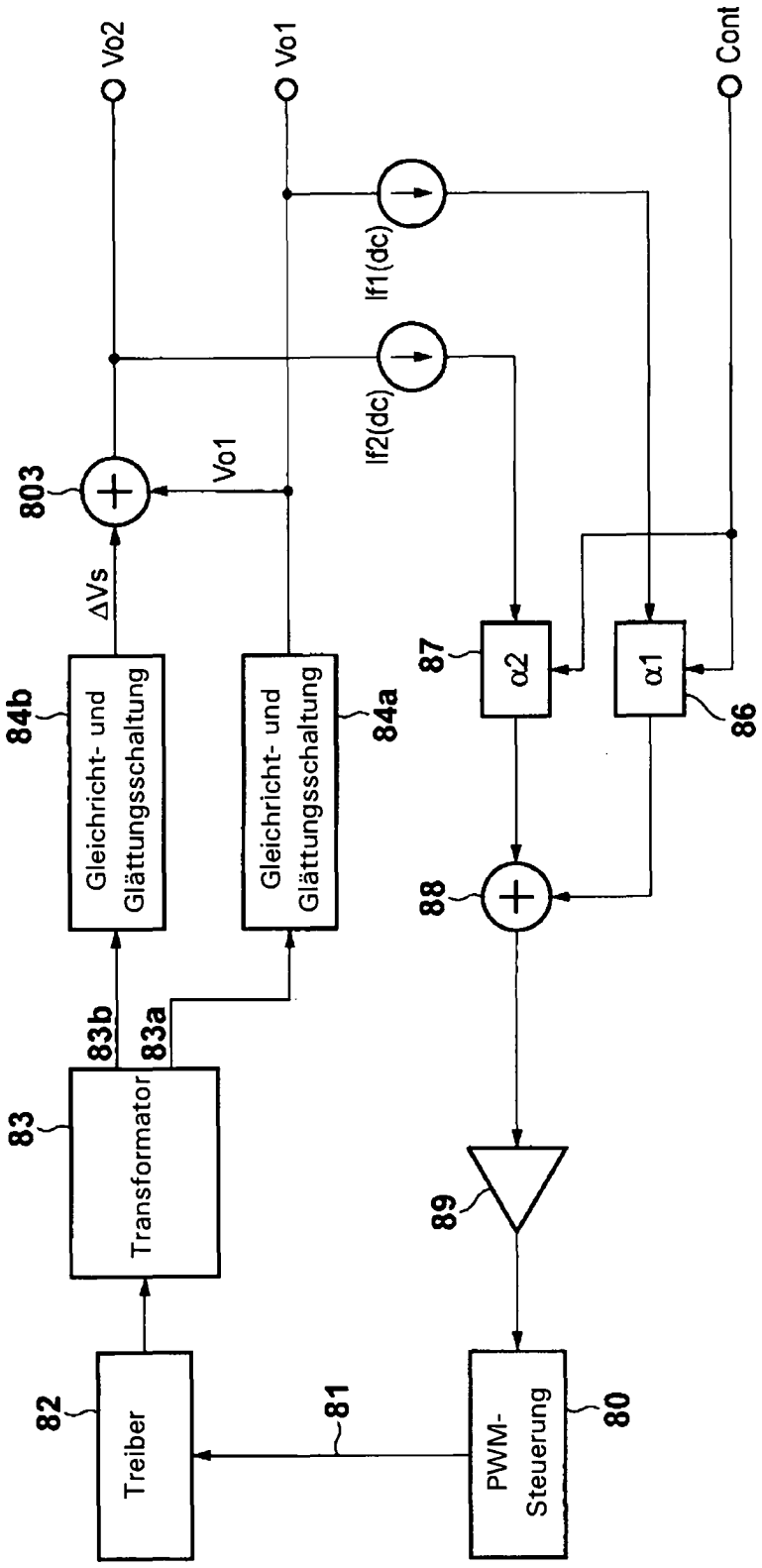

M1
Schlitten-motor
M2
Transport-motor
3
Druckerkopf
640
Schlittenmotor-treiber
642
Transportmotor-treiber
600
611
Schnittstelle
603
ASIC
605
Systembus
601
MPU
606
A/D-Wandler
610
HOST-Vorrichtung
604
RAM
602
ROM
Steuerung
Schalter
621
Netzschalter
622
Drucken-Schalter
623
Recovery Schalter
620
Sensoren
631
Stellungssensor
632
Temperatursensor
630

FIG. 3


Vo2
Vo1
Cont
If1(dc)
If2(dc)
803
Vo1
ΔVs
84b
Gleichricht- und Glättungsschaltung
84a
Gleichricht- und Glättungsschaltung
87
α2
α1
86
88
83b
83a
83
Transformator
89
82
Treiber
81
PWM-Steuerung
80

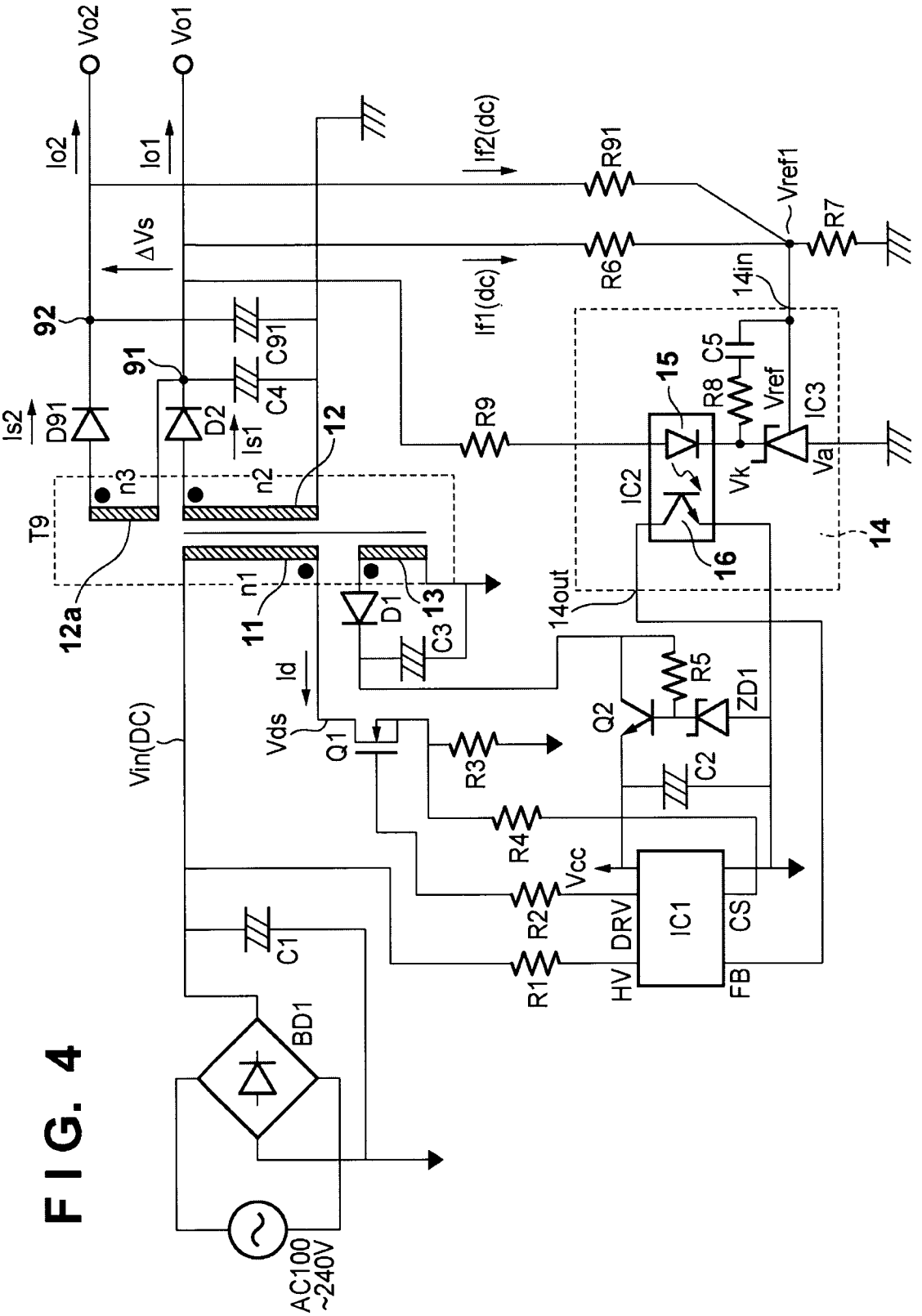

Vo2
Vo1
Io2
Io1
ΔVs
If2(dc)
If1(dc)
R91
R6
R7
Vref1
14in
92
91
C91
C4
C5
15
R8
Vref
IC3
Va
Vk
IC2
16
14
R9
Is2
D91
D2
Is1
12
n3
n2
T9
12a
n1
11
D1
13
C3
14out
Id
Vds
Q1
Vin(DC)
R3
R5
ZD1
Q2
C2
R4
Vcc
R2
R1
C1
BD1
DRV
IC1
CS
HV
FB
AC100
~240V

FIG. 4

FIG. 5

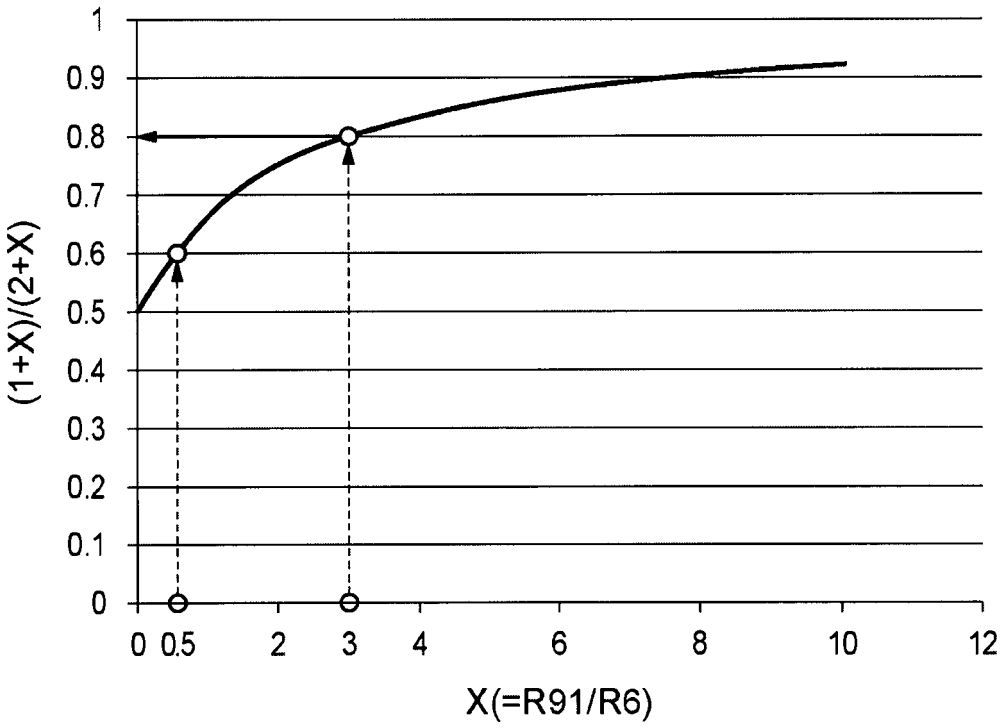


FIG. 6

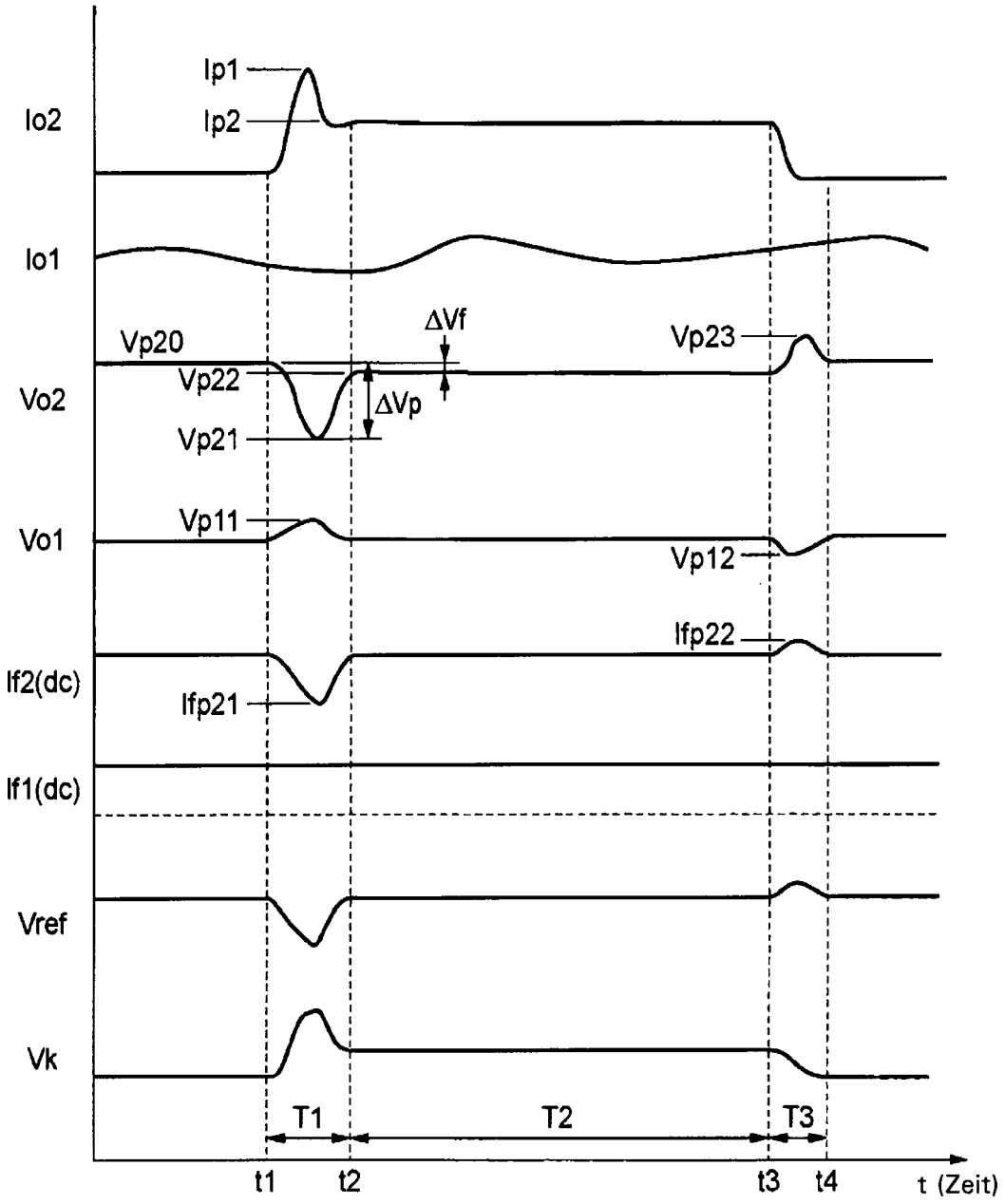

Ip1
Ip2
Io2
Io1
ΔVf
Vp20
Vp22
ΔVp
Vp21
Vp23
Vo2
Vp11
Vo1
Vp12
Ifp22
If2(dc)
Ifp21
If1(dc)
Vref
Vk
T1
T2
T3
t1
t2
t3
t4
t (Zeit)

FIG. 7

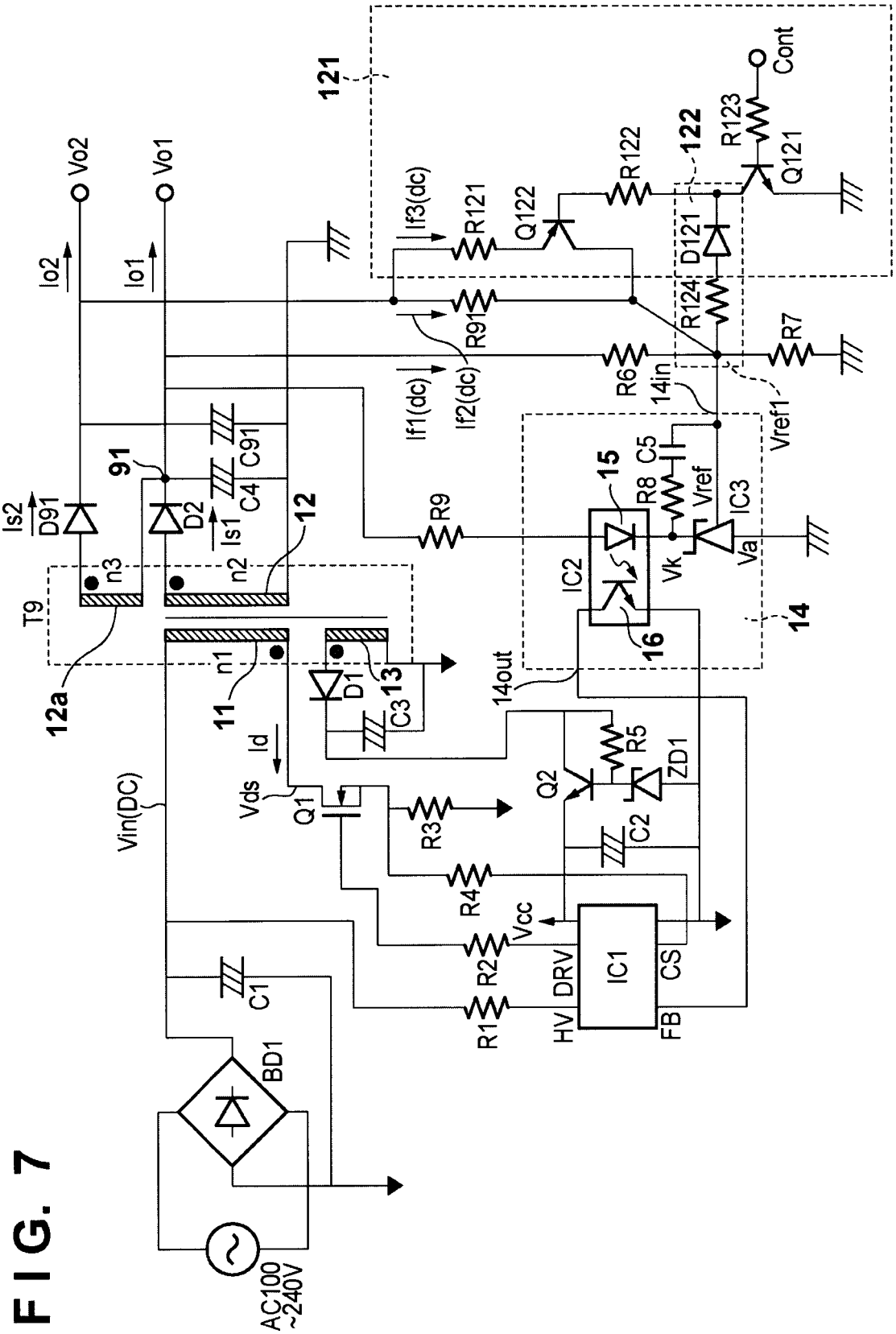

121
122
Cont
R123
Q121
R122
Q122
R121
If3(dc)
D121
R124
R91
R7
R6
14in
Vref1
If1(dc)
If2(dc)
Vo2
Vo1
Io2
Io1
91
C91
C4
Is2
D91
D2
Is1
12
R9
15
C5
R8
Vref
IC3
IC2
Vk
Va
14
16
T9
n3
n2
n1
12a
11
D1
13
C3
14out
Id
Vds
Q1
R5
ZD1
Q2
C2
R3
R4
Vcc
R2
R1
C1
DRV
HV
IC1
CS
FB
Vin(DC)
BD1
AC100
~240V

FIG. 8

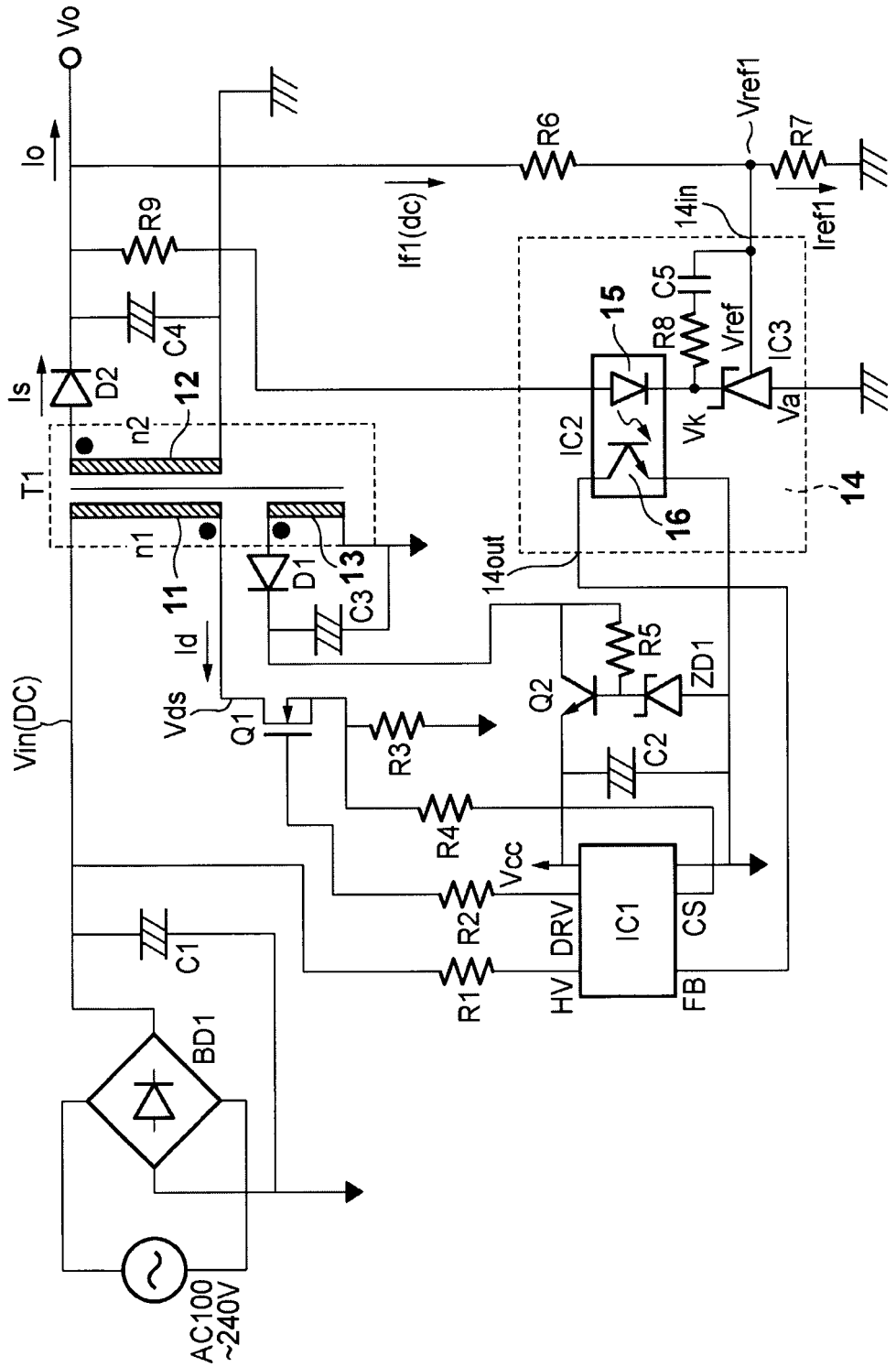

Vo
Io
R6
Vref1
R7
R9
If1(dc)
14in
Iref1
C5
15
R8
Vref
IC3
C4
Is
D2
12
n2
IC2
Vk
Va
T1
14
16
n1
11
D1
13
C3
14out
Id
R5
ZD1
Vds
Q1
Q2
Vin(DC)
R3
C2
R4
Vcc
R2
DRV
IC1
CS
C1
R1
HV
FB
BD1
AC100
~240V

FIG. 9

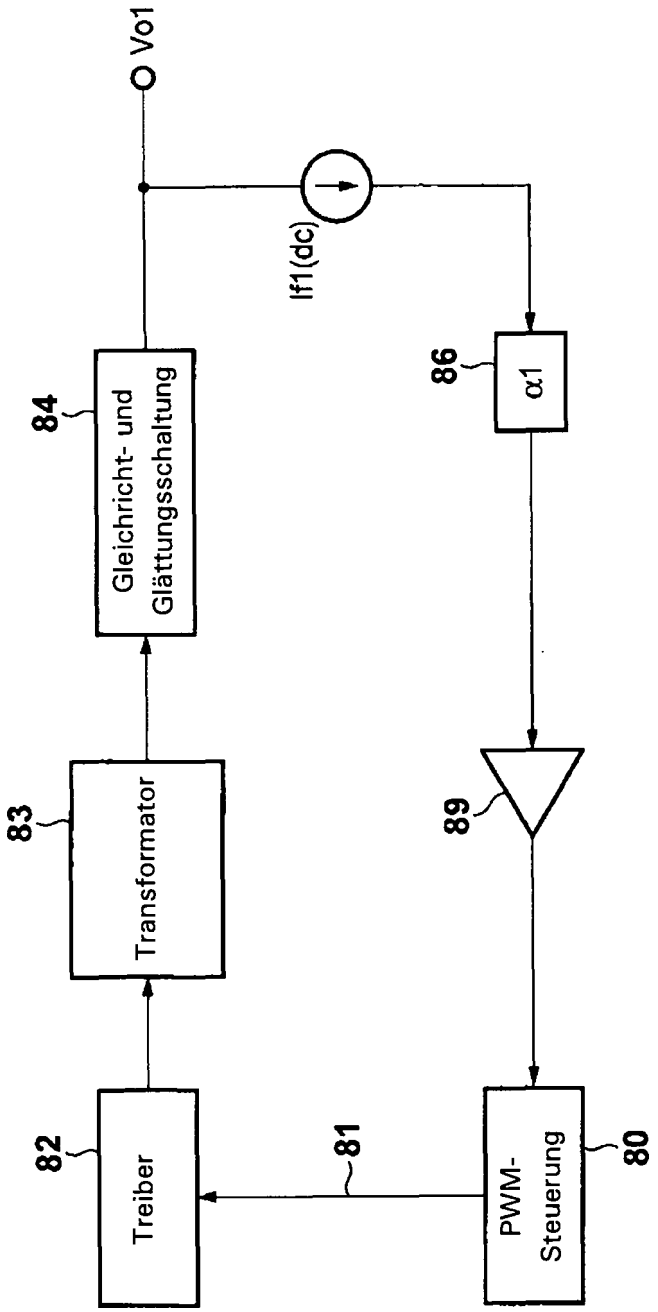

Vo1
If1(dc)
84
Gleichricht- und Glättungsschaltung
86
α1
83
Transformator
89
82
Treiber
81
PWM-Steuerung
80

FIG. 10

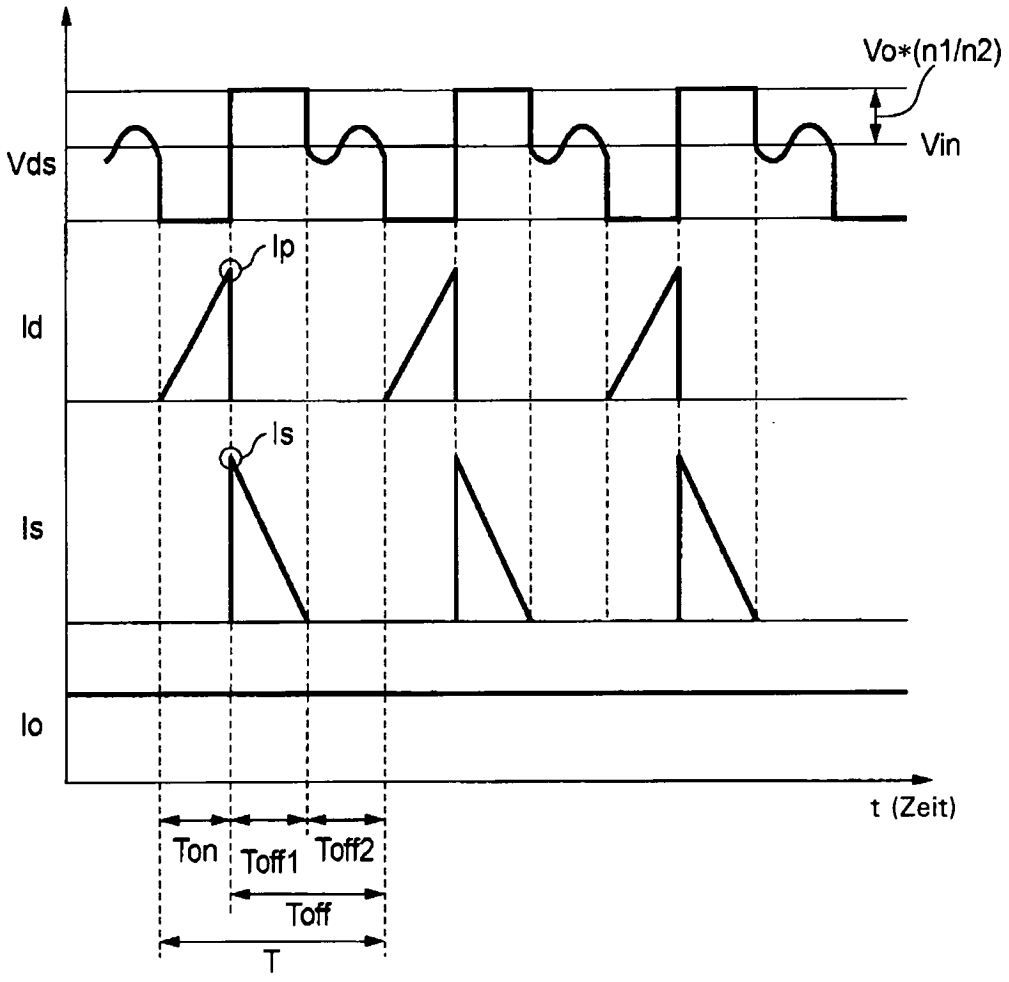
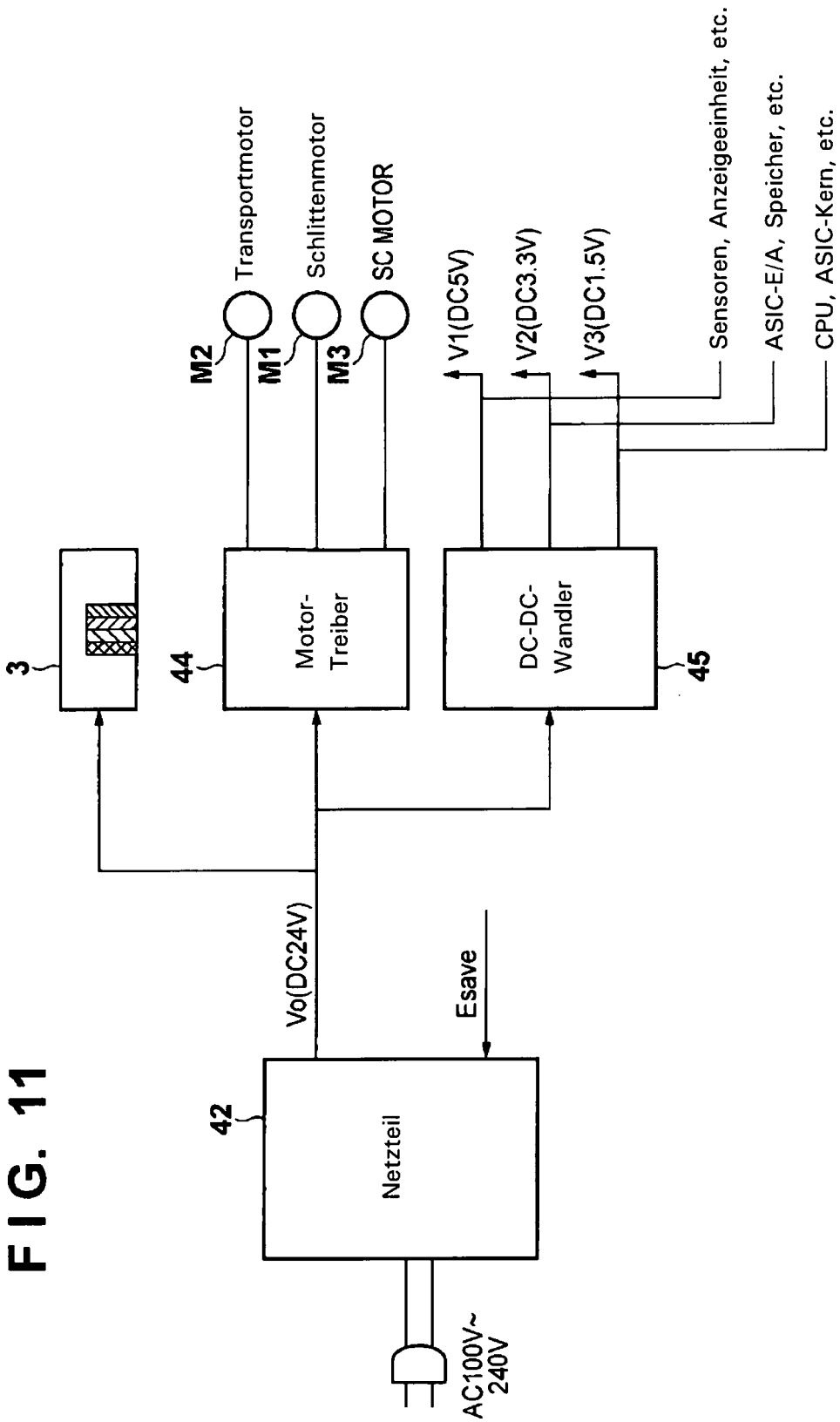


FIG. 11


Transportmotor
Schlittenmotor
SC MOTOR
M2
M1
M3
V1(DC5V)
V2(DC3.3V)
V3(DC1.5V)
Sensoren, Anzeigeeinheit, etc.
ASIC-E/A, Speicher, etc.
CPU, ASIC-Kern, etc.
3
44
Motor-Treiber
DC-DC-Wandler
45
Vo(DC24V)
Esave
42
Netzteil
AC100V~240V

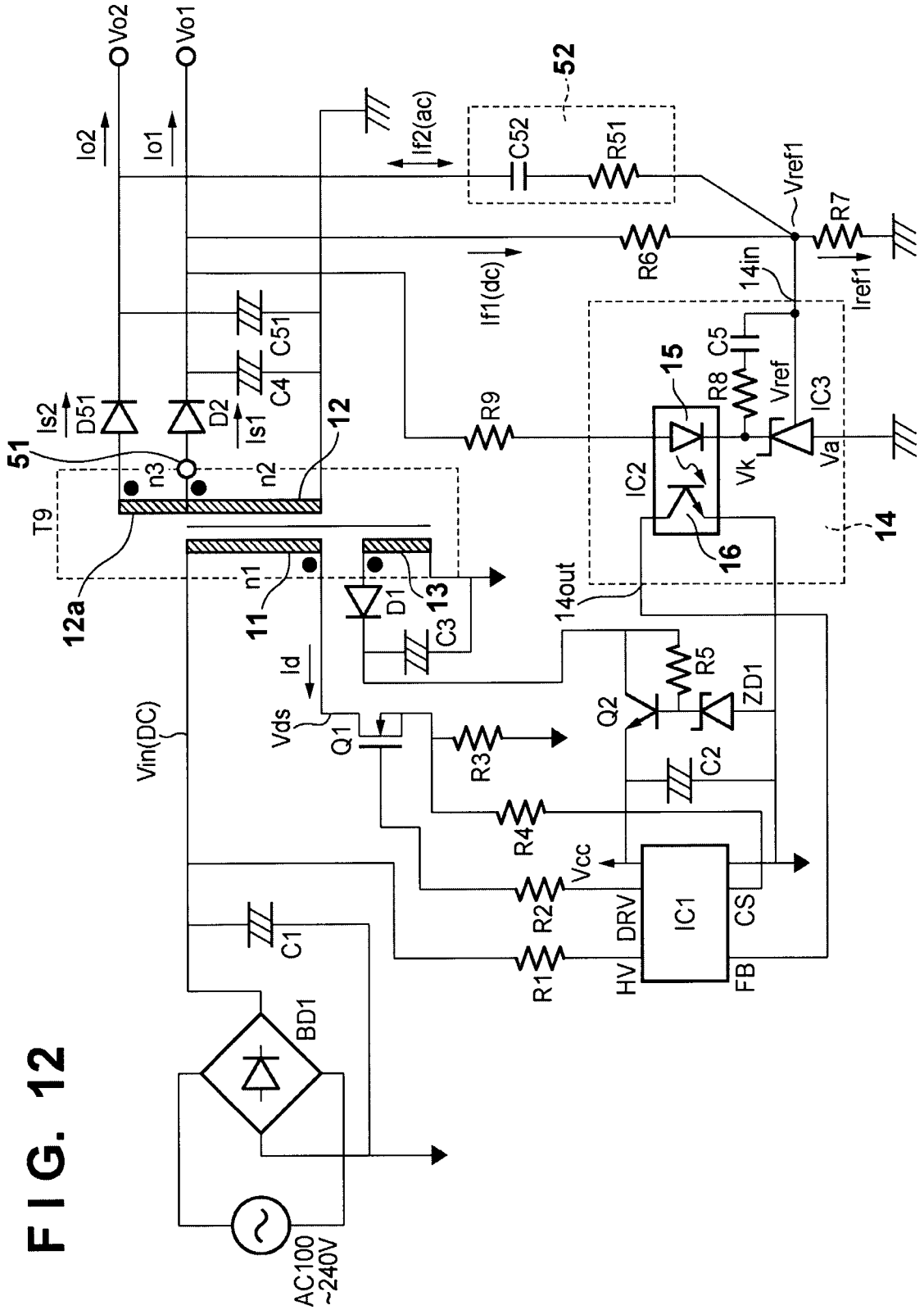

Vo2
Vo1
Io2
Io1
If2(ac)
52
C52
R51
Vref1
R7
R6
14in
Iref1
If1(dc)
C5
15
R8
Vref
IC3
Va
Vk
IC2
16
14
C51
C4
D2
Is1
Is2
D51
51
12
R9
n3
n2
T9
12a
n1
11
D1
13
C3
14out
Id
Vds
Q1
Vin(DC)
R3
R5
ZD1
Q2
C2
R4
Vcc
R2
DRV
IC1
CS
R1
HV
FB
C1
BD1
AC100
~240V

FIG. 12

FIG. 13

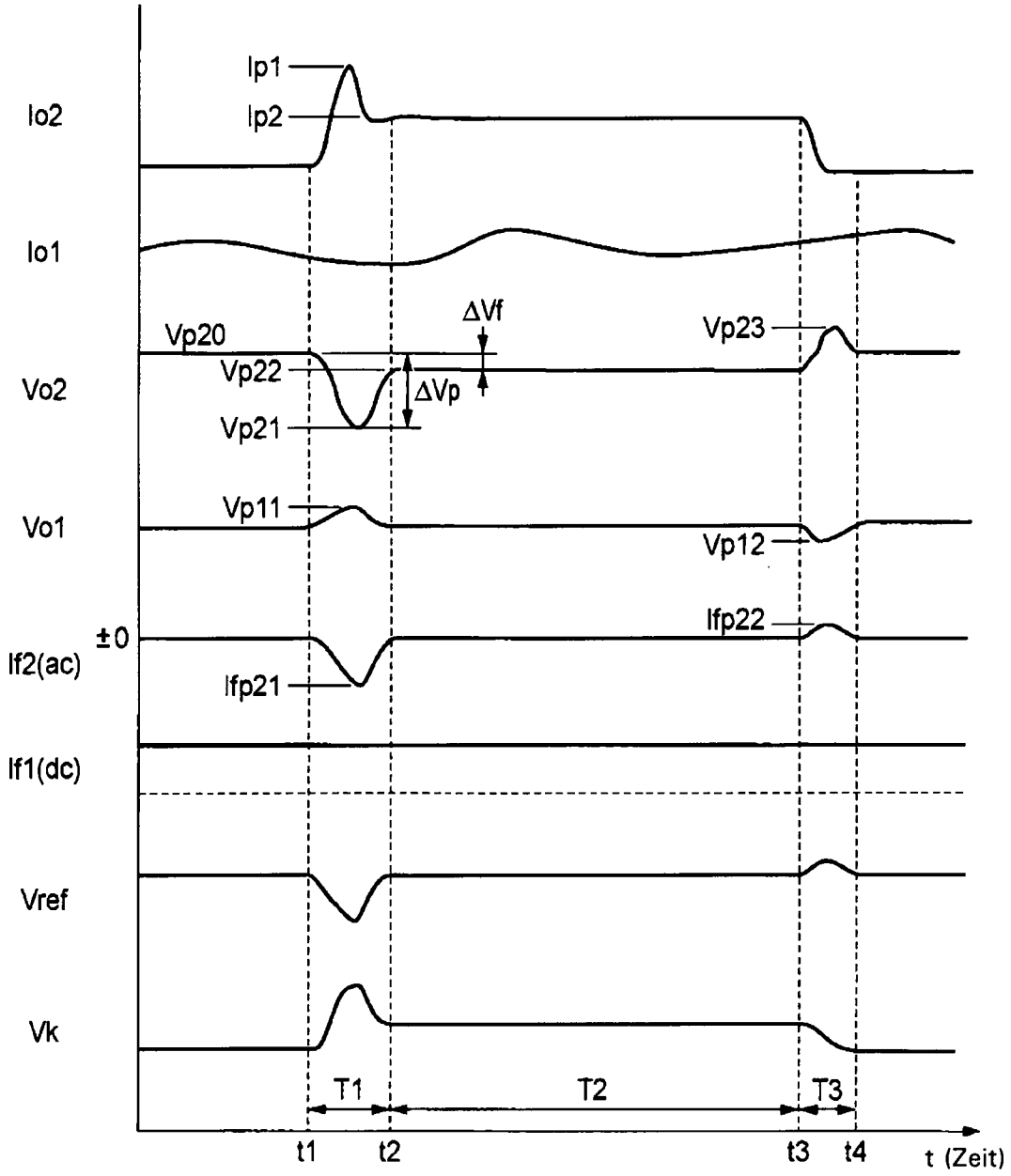

Io2
Io1
Vo2
Vo1
±0
If2(ac)
If1(dc)
Vref
Vk
Ip1
Ip2
Vp20
Vp22
Vp21
ΔVf
ΔVp
Vp23
Vp11
Vp12
Ifp22
Ifp21
T1
T2
T3
t1
t2
t3
t4
t (Zeit)

FIG. 14

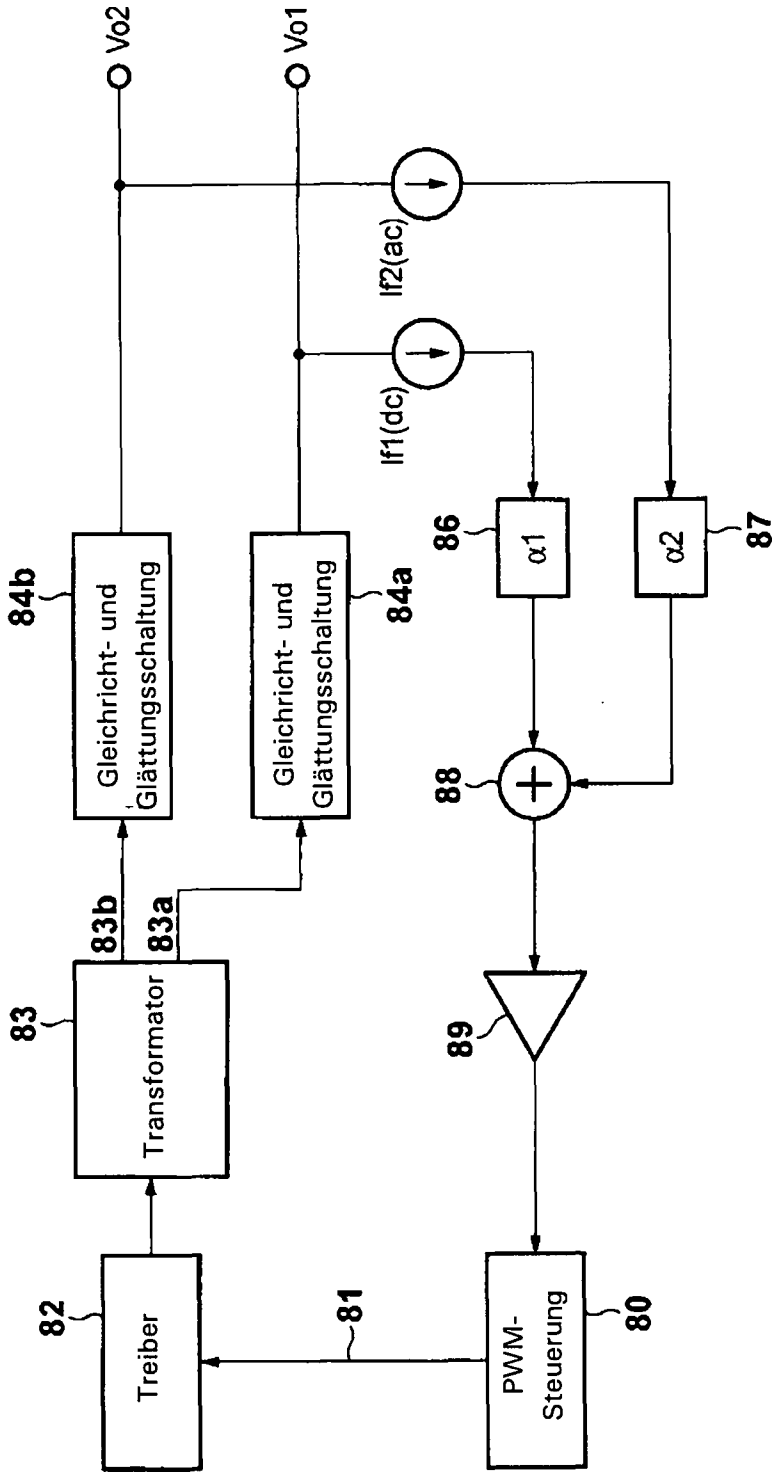

Vo2
Vo1
If2(ac)
If1(dc)
84b
Gleichricht- und Glättungsschaltung
84a
Gleichricht- und Glättungsschaltung
86
α1
87
α2
88
83b
83a
83
Transformator
89
82
Treiber
81
PWM-Steuerung
80

FIG. 15A

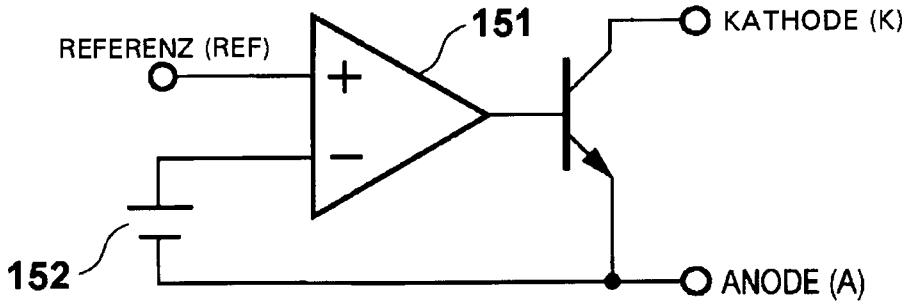


FIG. 15B

