(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 697 35 572 T2** 2006.12.28

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 818 875 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **697 35 572.1**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **97 304 758.2**
(96) Europäischer Anmeldetag: **01.07.1997**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **14.01.1998**
(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **29.03.2006**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **28.12.2006**

(51) Int Cl.[8]: ***H02M 3/07*** (2006.01)

(30) Unionspriorität:
17770096 08.07.1996 JP

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, GB

(73) Patentinhaber:
Fujitsu Ltd., Kawasaki, Kanagawa, JP

(74) Vertreter:
W. Seeger und Kollegen, 81369 München

(72) Erfinder:
Matsuda, Kouichi, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211, JP; Saeki, Mitsuo, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211, JP; Yano, Hidetoshi, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211, JP; Ozawa, Hidekiyo, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211, JP

(54) Bezeichnung: **Gleichstrom-Gleichstrom Abwärtsspannungsregler**

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

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

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft im allgemeinen einen DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps zur Verwendung in einer Energieschaltung für elektronische Handgeräte, wie beispielsweise Notebook-Computer, und, im besonderen einen DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps, der einen hohen Konvertierungswirkungsgrad im wesentlichen mit demselben Schaltungsumfang wie jenem von integrierten linearen Reglern gewährleistet.

[0002] Elektronische Handgeräte, wie etwa Notebook-Computer, sind herkömmlicherweise mit Batterien versehen, die als Energiequellen für die Geräte dienen. Die Spannung der Batterie erleidet typischerweise einen allmählichen Abfall im Laufe der Entladung auf Grund der Energiezufuhr zu der Last. Daher wird ein DC/DC-Regler vorgesehen, um die Spannung der Batterie auf einem gewissen Niveau zu halten, wodurch eine konstante Spannung gewährleistet wird, die für die Schaltungsanordnung des elektronischen Gerätes zur Verfügung steht.

[0003] Wenn ein DC/DC-Regler zum Stabilisieren der Energiespannung in dem elektronischen Gerät verwendet wird, kommen zwei Systeme für die Beziehung zwischen der Spannung der Batterie, die in dem elektronischen Gerät vorgesehen ist, sowie der Spannung, die extern z. B. von einem AC-Adapter zugeführt wird, und der Spannung zur Verwendung im Inneren des Körpers des elektronischen Gerätes in Frage. Eines ist ein System, bei dem eine Batterie dem Gerät eine Spannung zuführt, die höher als die in dem Gerät verwendete Spannung ist und dann durch einen DC/DC-Regler auf ein Spannungsniveau herabfällt, das im Inneren des elektronischen Gerätes verwendet wird. Der DC/DC-Regler dieses Typs wird als Herabtransformierungstyp bezeichnet. Das andere ist ein System, bei dem die Batterie dem Gerät eine Spannung zuführt, die niedriger als die in dem Gerät verwendete Spannung ist und dann durch einen DC/DC-Regler auf ein Spannungsniveau angehoben wird, das im Inneren des elektronischen Gerätes verwendet wird. Von dem Energieverbrauch des Gerätes, der Batterienutzungsdauer, den Dimensionen des Gerätes, dem Gewicht des Gerätes, etc. hängt ab, ob in dem elektronischen Gerät der DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps oder der DC/DC-Regler des Herauftransformierungstyps zum Einsatz kommen soll. Im Falle von typischen elektronischen Handgeräten, wie etwa Notebook-Computern, wird auf Grund der höheren Batteriespannung als der durch das Gerät benötigten Spannung oft der DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps verwendet. Da in diesem Fall einige verschiedene Typen von Spannungen in den unterschiedlichen Schaltungen innerhalb des Gerätes verwendet werden, müssen DC/DC-Regler vorgesehen werden, die in der Anzahl den Spannungstypen entsprechen. Auf Grund dessen, daß das Gerät durch die Batterie betrieben wird, sollte der DC/DC-Regler einen so hohen Wirkungsgrad wie möglich haben. Ein Schaltregler ist als hocheffektiver DC/DC-Regler bekannt. Allerdings stört, daß der Einsatz eines Schaltreglers dazu führen kann, daß große Schaltungskomponenten wie beispielsweise Drosselspulen benötigt werden, die zu einer Vergrößerung des Schaltungsumfangs sowie der Produktionskosten führen. Aus diesem Grund wird der Schaltregler als DC/DC-Regler zur Verwendung in elektronischen Handgeräten mit seinem extrem kleinen Ausgangsstrom wenig verwendet. Statt dessen wird typischerweise ein einfacher linearer Regler (ein Spannungsregler oder ein Regler mit drei Anschlüssen) als DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps mit kleiner Kapazität verwendet. Der lineare Regler ist im besonderen in einem einzelnen Chip integriert und ist preiswert. Obwohl der lineare Regler hinsichtlich einer kleinen Ausgangsspannung einen geringen Wirkungsgrad hat, kann er in physischer Hinsicht kleine Abmessungen haben sowie den Bereich verringern, den er in dem gesamten System belegt, wodurch der geringe Wirkungsgrad komplett wettgemacht wird.

[0004] Der lineare Regler hat einen geringen Wirkungsgrad, wenn er innerhalb eines kleinen Ausgangsspannungsbereiches verwendet wird. Falls er zum Beispiel eine Ausgabe von 3,0 V von einer Eingabe von 16 V erhalten soll, beläuft sich der Wirkungsgrad des linearen Reglers auf 20 %, da dieser dem Spannungsverhältnis gleich ist, wobei die restlichen 80 % einen Energieverlust darstellen. Aus diesem Grund wird im Falle der Verwendung einer entsprechenden Anzahl von linearen Reglern für einige Typen von Spannungen im Inneren von elektronischen Geräten, wie etwa Notebook-Computern, der Energieverlust insgesamt erhöht, und daher wird die Nutzungsdauer der Geräte, die auf der Batteriespannung basiert, in hohem Maße eingeschränkt.

[0005] US-A-5 414 614 offenbart einen DC/DC-Regler gemäß dem Oberbegriff von Anspruch 1, der sowohl zur Herauftransformierungs- als auch zur Herabtransformierungsoperation in der Lage ist. Netze von seriell verbundenen Kondensatoren werden verwendet, um ein gewünschtes Herauftransformierungs-/Herabtransformierungsverhältnis vorzusehen. Somit ist der Schaltungsumfang relativ groß.

[0006] Deshalb ist es wünschenswert, einen DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps vorzusehen, der einen Schaltungsumfang gewährleistet, der einem linearen Regler äquivalent ist, sowie einen hohen Wirkungsgrad gewährleistet, der mit dem eines Schaltreglers vergleichbar ist.

[0007] Gemäß der vorliegenden Erfindung ist ein DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps vor-

gesehen, zum Bereitstellen, als seine Herabtransformierungsausgabe, einer spezifischen Spannung, die niedriger als eine Eingangsenergiespannung ist, die von einer Energiequelle stammt, mit einem ersten Kondensator, der auf einer Energieeingangsseite angeordnet ist; einem zweiten Kondensator, der auf einer Energieausgangsseite angeordnet ist; einer Schaltanordnung zum wiederholten Ausführen von Schaltverbindungen, bei denen sie den ersten Kondensator mit der Energiequelle verbindet, um ersteren mit der Eingangsenergiespannung zu laden, und, nach dem Laden, den ersten Kondensator von der Energiequelle trennt, gleichzeitig aber den ersten Kondensator mit dem zweiten Kondensator verbindet, um akkumulierte elektrische Ladungen zu dem zweiten Kondensator zu übertragen; und einer Steuerschaltung zum Überwachen einer Ausgangsspannung an dem zweiten Kondensator und Vorsehen einer Steuerung der Schaltanordnung, so daß die Ausgangsspannung auf einem spezifischen Niveau gehalten wird. Der Regler ist dadurch gekennzeichnet, daß der erste Kondensator und der zweite Kondensator verschiedene Kapazitäten haben, wobei die Eingangsenergiespannung in eine gewünschte Ausgangsspannung (V2) konvertiert wird, indem die Kapazitäten (C1, C2) gemäß dem Ausdruck V2 = {C1/(C1 + C2)}Vl selektiert werden.

[0008] Ein DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps, der die Erfindung verkörpert, ist ein DC/DC-Herabtransformierungsregler auf der Basis von sogenannten Schaltkondensatoren, der die Ausgangsspannung ungeachtet einer Veränderung seines Ausgangsstromes auf einem spezifischen Niveau halten soll, indem die Verbindungen des ersten Kondensators der Eingangsseite und des zweiten Kondensators der Ausgangsseite alternierend geschaltet werden, um elektrische Ladungen von der Eingangsseite zu der Ausgangsseite zu übertragen, und die Schaltzeit der Übertragung der elektrischen Ladung gesteuert wird. In einem DC/DC-Herabtransformierungsregler auf Schaltkondensatorbasis, der die Erfindung verkörpert, wird die Widerstandsregion zum Absenken der Spannung durch die Schaltzeit der Übertragung der elektrischen Ladung ersetzt, mit dem Resultat, daß kein Energieverlust auftritt, der dem Widerstand zuzuschreiben ist, und daß ein außerordentlich hoher Wirkungsgrad erreicht wird. Es werden auch keine großen Schaltungskomponenten wie etwa die Drosselspule benötigt, die in dem Schaltregler erforderlich sind, woraus sich eine einfache Schaltungskonfiguration ergibt und eine Miniaturisierung und Kostenreduzierung durch eine Integration resultieren, die dem linearen Regler äquivalent ist.

[0009] In einer Ausführungsform des DC/DC-Reglers des Herabtransformierungstyps umfaßt die Steuerschaltung vorzugsweise eine Oszillationsschaltung zum Vorsehen eines Schaltsteuerungssignals als ihre Ausgabe für die Schaltanordnung; und eine Fehlerdetektionsschaltung zum Detektieren einer Fehlerspannung zwischen einer Ausgangsspannung an dem zweiten Kondensator und einer Referenzspannung, welche Fehlerdetektionsschaltung für die Dauer, in der die Fehlerspannung erfaßt wird, die Oszillationsschaltung zur Schaltsteuerung der Schaltanordnung aktiviert, wobei die Fehlerdetektionsschaltung dann, wenn die Fehlerspannung Null ergibt, die Aktion der Oszillationsschaltung beendet, um die Schaltsteuerung der Schaltanordnung ruhen zu lassen.

[0010] Vorzugsweise ist die Oszillationsschaltung auch ein spannungsgesteuerter Oszillator mit einer Oszillationsfrequenz, die als Antwort auf eine Eingangsspannung variiert, wobei eine Eingangsenergiespannung auf der Seite der Energiequelle für den ersten Kondensator auf den spannungsgesteuerten Oszillator angewendet wird, um zu bewirken, daß die Oszillationsfrequenz als Antwort auf die Eingangsenergiespannung variiert, um dadurch eine Schaltrate der Schaltanordnung zu steuern.

[0011] Genauer gesagt, der spannungsgesteuerte Oszillator kann seine Oszillationsfrequenz proportional zu einem Abfall der Eingangsenergiespannung linear erhöhen, um dadurch die Ausgangsspannung an dem zweiten Kondensator auf einem vorbestimmten Referenzspannungsniveau zu halten. Ungeachtet eines allmählichen Abfalls der Spannung von der Batterie im Laufe der Nutzungsdauer kann die Ausgangsspannung daher auf einem Referenzspannungsniveau gehalten werden, ohne durch einen Abfall der Batteriespannung beeinträchtigt zu werden.

[0012] Die Schaltanordnung kann einen ersten Schalter zum Herstellen oder Unterbrechen der Verbindung zwischen dem ersten Kondensator und der Energieeingangsseite enthalten, und einen zweiten Schalter zum Herstellen oder Unterbrechen der Verbindung zwischen dem ersten Kondensator und dem zweiten Kondensator. In diesem Fall wiederholt die Steuerschaltung alternierende Schaltoperationen zum Einschalten des ersten Schalters, aber gleichzeitig zum Ausschalten des zweiten Schalters, und dann zum Ausschalten des ersten Schalters, aber gleichzeitig zum Einschalten des zweiten Schalters. Die ersten und zweiten Schalter sind vorzugsweise N-Kanal- und P-Kanal-FETs, von denen einer bei der allgemeinen Eingabe der Steuerspannung eingeschaltet ist, aber der andere bei derselben ausgeschaltet ist.

[0013] Beispielhaft wird Bezug auf die beiliegenden Zeichnungen genommen, in denen:-

[0014] Fig. 1 ein Schaltungsblockdiagramm ist, das eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0015] Fig. 2 ein Charakteristikdiagramm der Eingangsspannung vs. Oszillationsfrequenz eines spannungsgesteuerten Oszillators von Fig. 1 ist; und

[0016] Fig. 3 ein Diagramm ist, das eine Ersatzschaltung der Ausführungsform von Fig. 1 zeigt;

[0017] Fig. 4 ein Diagramm ist, das eine Ersatzschaltung eines Schaltkondensators von Fig. 1 zeigt;

[0018] Fig. 5 ein Diagramm ist, das eine Ersatzschaltung zeigt, die einen variablen Widerstand anstelle eines Schaltkondensators von Fig. 4 enthält;

[0019] Fig. 6A bis Fig. 6D Zeitlagendiagramme für die Schaltsteuerung von Fig. 1 sind; und

[0020] Fig. 7 ein Schaltungsblockdiagramm ist, das eine andere Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt.

[0021] Fig. 1 ist ein Schaltungsblockdiagramm eines DC/DC-Reglers des Herabtransformierungstyps, der gemäß der vorliegenden Erfindung konfiguriert ist. Der DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps der Erfindung, der im allgemeinen durch **10** gekennzeichnet ist, hat einen Energieeingangsanschluß **11**, der z. B. mit einer Batterie **12** verbunden ist, und einen Energieausgangsanschluß **15**, der mit einer Schaltungslast **14** innerhalb eines Notebook-Computers verbunden ist. Anstelle der Batterie **12** kann ein AC-Adapter mit dem Energieeingangsanschluß **11** verbunden sein. Im Falle der Verbindung mit der Batterie **12**, wie gezeigt, wird eine Eingangsspannung V1 an dem Energieeingangsanschluß **11** z. B. 7,5 V ergeben. In dem Fall, wenn der AC-Adapter mit dem Energieeingangsanschluß **11** verbunden ist, wird die Eingangsspannung V1 z. B. 17,6 V ergeben. Eine Ausgangsspannung v_{out} an dem Energieausgangsanschluß **15** beträgt z. B. 5 V, bei einem Ausgangsstrom von z. B. 10 mA durch die Schaltungslast **14**. Daher wird in diesem Fall der Energieverbrauch der Last 50 mW betragen. Der DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps **10** umfaßt einen ersten Kondensator **18** und einen zweiten Kondensator **22**. Der erste Kondensator **18** ist durch einen P-Kanal-FET **16** mit dem Energieeingangsanschluß **11** verbunden. Ein N-Kanal-FET **20** ist zwischen dem ersten Kondensator **18** und dem zweiten Kondensator **22** angeordnet. Der P-Kanal-FET **16** dient als erster Schalter, während der N-Kanal-FET **20** als zweiter Schalter dient. Eine Antriebsschaltung **26** gibt ein Schaltsteuersignal sowohl an den P-Kanal-FET **16** als auch an den N-Kanal-FET **20** aus. In Kooperation mit der Antriebsschaltung **26** bilden ein Komparator **28** und ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) **24** eine Steuerschaltung für die Schaltsteuerung der FETs **16** und **20**. Der Komparator **28** dient als Fehlerdetektionsschaltung. Genauer gesagt, eine Ausgangsspannung V2 an dem zweiten Kondensator **22** wird auf einen negativen Eingangsanschluß des Komparators **28** angewendet, während eine vorbestimmte Referenzspannung V_{ref} durch eine Referenzspannungsquelle **30** auf einen positiven Eingangsanschluß des Komparators **28** angewendet wird. Wenn die Ausgangsspannung V2 an dem zweiten Kondensator **22** unter die Referenzspannung V_{ref} fällt, erzeugt der Komparator **28** eine Ausgabe mit hohem Pegel, um den spannungsgesteuerten Oszillator **24** zu aktivieren. Wenn die Ausgangsspannung V2 an dem zweiten Kondensator **22** die Referenzspannung V_{ref} überschreitet, erzeugt der Komparator **28** im Gegensatz dazu eine Ausgabe mit niedrigem Pegel, um die Aktion des spannungsgesteuerten Oszillators **24** zu beenden. In dieser Ausführungsform dient der spannungsgesteuerte Oszillator **24** dazu, eine Oszillationsfrequenz f gemäß der Eingangsspannung V1 zu variieren, die von dem Energieeingangsanschluß **11** zugeführt wird.

[0022] Fig. 2 ist eine graphische Darstellung, die eine Charakteristik der Oszillationsfrequenz f des spannungsgesteuerten Oszillators **24** gegenüber der Eingangsspannung V1 zeigt, wobei proportional zu der Verringerung der Eingangsspannung V1 die Oszillationsfrequenz f in dem Bereich von z. B. etwa 100 kHz bis 200 kHz linear erhöht wird.

[0023] Unter erneuter Bezugnahme auf Fig. 1 wird die Oszillationsausgabe des spannungsgesteuerten Oszillators **24** der Antriebsschaltung **26** zugeführt, in der sie in ein Schaltsteuersignal für die Gate-Steuerung der FETs **16** und **20** konvertiert wird. Die Antriebsschaltung **26** liefert an ihrem Ausgang Schaltsteuersignale mit niedrigem Pegel und hohem Pegel mit einer Einschaltdauer von 50 %, die von der Oszillationsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators **24** abhängen kann. Wenn das Schaltsteuersignal von der Antriebsschaltung **26** den niedrigen Pegel hat, wird der P-Kanal-FET **16** eingeschaltet, während gleichzeitig der N-Kanal-FET **20** ausgeschaltet wird. Wenn das Schaltsteuersignal von der Antriebsschaltung **26** auf den hohen Pegel ansteigt, wird der P-Kanal-FET **16** ausgeschaltet, während gleichzeitig der N-Kanal-FET **20** eingeschaltet wird. Genauer gesagt, bei einer Oszillationsperiode T, die von der Oszillationsfrequenz f des spannungsgesteuerten Oszillators **24** abhängt, schaltet sich der FET **16** für die Dauer von 0,5 T, das heißt, eine halbe Oszillationsperiode T, ein, wodurch der erste Kondensator **18** mit dem Energieeingangsanschluß **11** zum Laden mit der Eingangsspannung V1 verbunden werden kann. Für die Dauer der verbleibenden 0,5 T ist der FET **16** aus, während der FET **20** ein ist, wodurch elektrische Ladungen, die in dem ersten Kondensator **18** akkumuliert wurden, zu dem zweiten Kondensator **22** übertragen werden können, um denselben zu laden. So erfolgt eine Wiederholung zwischen der ersten halben Periode von 0,5 T, während der der erste Kon-

densator **18** mit der Eingangsspannung V1 geladen wird, und der zweiten halben Periode der verbleibenden 0,5 T, während der die elektrischen Ladungen, die in dem ersten Kondensator **18** akkumuliert wurden, zu dem zweiten Kondensator **22** übertragen werden. Dem zweiten Kondensator **22** folgt ein linearer Regler **32**. Der lineare Regler **32** ist eine bekannte Schaltung, die auch als Regler mit drei Anschlüssen oder als Spannungsregler bezeichnet wird und dazu dient, die Spannung V2 an dem zweiten Kondensator **22** aufzunehmen, die eher höher als die Ausgangsspannung V_{out} ist, und als seine Ausgabe V_{out} von z. B. 5 V durch einen Spannungsabfall auf Grund von Widerstandskomponenten fest vorzusehen. Wie aus der späteren Beschreibung ersichtlich ist, eliminiert der lineare Regler **32** eine Möglichkeit der Variation der Ausgangsspannung V2 an dem zweiten Kondensator **22**, die sonst durch die Ladungsübertragung durch die Schaltoperationen der FETs **16** und **20** verursacht würde.

[0024] Fig. 3 ist ein Ersatzschaltungsdiagramm, das ein Operationsprinzip des DC/DC-Reglers des Herabtransformierungstyps **10** von Fig. 1 zeigt. In Fig. 3 verkörpert ein Umschalter **36** äquivalent die FETs **16** und **20**, die durch die Steuerschaltung aus dem Komparator **28**, dem spannungsgesteuerten Oszillator **24** und der Antriebsschaltung **26** von Fig. 1 schaltgesteuert (d. h. geschaltet) werden. Wenn dieser Umschalter **36** auf einen Umschaltanschluß **38** und deshalb in Richtung eines Energieeingangsanschlusses **11-1** geschaltet wird, werden elektrische Ladungen Q, die in dem ersten Kondensator **18** bei der Eingangsspannung V1 zu akkumulieren sind, ausgedrückt als

$$Q = C1V1 \quad (1)$$

wobei die Kapazität des ersten Kondensators C1 ist.

[0025] Wenn der Umschalter **36** auf einen Umschaltanschluß **40** geschaltet wird, der dem zweiten Kondensator **22** zugeordnet ist, werden elektrische Ladungen Q, die durch die Kapazität C1 des ersten Kondensators **18** akkumuliert wurden, zu dem zweiten Kondensator **22** übertragen. Die Gesamtmenge Q der elektrischen Ladungen ist zu jener Zeit unverändert. Wenn C2 eine Kapazität des zweiten Kondensators **22** ist, wird somit der folgende Ausdruck erhalten.

$$Q = (C1 + C2)V2 \quad (2)$$

[0026] Daher ist eine Ausgangsspannung V2 zwischen Ausgangsanschlüssen **15-1** und **15-2** gegeben als:

$$C1V1 = (C1 + C2)V2 \quad (3)$$

$$V2 = \{C1/(C1 + C2)\}V1 \quad (4)$$

[0027] Der Ausdruck (4) gibt an, daß die Eingangsspannung V1 in eine gewünschte spezifische Ausgangsspannung V2 konvertiert werden kann, indem eine Kapazitätsdifferenz zwischen der Kapazität C1 des ersten Kondensators **18**, der mit der Eingangsseite verbunden ist, und der Kapazität C2 des zweiten Kondensators **22**, der mit der Ausgangsseite verbunden ist, genutzt wird. In einer tatsächlichen Schaltung wäre es schwierig, das Verhältnis der Kapazität C1 des ersten Kondensators **18** zu der Kapazität C2 des zweiten Kondensators **22** präzise einzustellen. Im Falle des DC/DC-Reglers des Herabtransformierungstyps **10**, wie er in Fig. 1 dargestellt ist, steht die Eingangsspannung V1 ungünstigerweise nicht konstant fest. In der Ersatzschaltung von Fig. 3 führen wiederholte Schaltoperationen des Umschalters **36** ohne Last zu einem allmählichen Anstieg der Ausgangsspannung V2 durch sukzessive Ladungsübertragung zu dem zweiten Kondensator **22**, wodurch schließlich die Ausgangsspannung V2 das Niveau der Eingangsspannung V1 erreichen kann. Aus diesem Grund steuert diese Ausführungsform der Erfindung, wie in Fig. 1 gezeigt, die FETs **16** und **20**, die die Funktion des Umschalters **36** implementieren, durch die Steuerschaltung, die aus dem Komparator **28**, dem spannungsgesteuerten Oszillator **24** und der Antriebsschaltung **26** gebildet ist, wodurch die Ausgangsspannung V2 des zweiten Kondensators **22** auf einer feststehenden Spannung gehalten wird.

[0028] Fig. 4 zeigt eine Ersatzschaltung eines Schaltungsteils, der einen Schaltkondensator der Ersatzschaltung von Fig. 3 implementiert.

[0029] Falls der Umschalter **36** mit einer Frequenz f, das heißt, mit einer Periode T (= 1/f), schaltgesteuert wird, wird der folgende Ausdruck elektrische Ladungen Q1 ergeben, die in dem ersten Kondensator **18**, der eine Kapazität C1 hat, zu akkumulieren sind, wenn der Umschalter **36** auf den Umschaltanschluß **38** gestellt wird.

$$Q1 = C1V1 \quad (5)$$

[0030] Nun folgt ein Ausdruck, der elektrische Ladungen Q2 ergibt, die in dem ersten Kondensator zu akkumulieren sind, wenn der Umschalter **36** auf den Umschalter **40** gestellt wird.

$$Q2 = C1V2 \quad (6)$$

[0031] Der folgende Ausdruck ergibt elektrische Ladungen Q, die von dem Umschaltanschluß **38** während der Periode T zu dem Umschaltanschluß **40** zu übertragen sind.

$$\begin{aligned} Q &= Q1 - Q2 \\ &= C1V1 - C1V2 \\ &= C1(V1 - V2) \end{aligned} \quad (7)$$

[0032] Ein durchschnittlicher Strom I, der von dem Umschaltanschluß **38** zu dem Umschaltanschluß **40** fließt, ist gegeben als

$$I = Q/T$$
$$= C1\,(V1 - V2)/T \quad (8)$$

[0033] Bei der Darstellung einer Widerstandsersatzschaltung kann der Ausdruck (8) durch einen variablen Widerstand **42** ersetzt werden, wie er in Fig. 5 gezeigt ist. Wenn R1 ein Widerstandswert des variablen Widerstandes **42** ist, wobei die Eingangsspannung V1 und der durchschnittliche Strom I ist, wird der folgende Ausdruck erhalten.

$$R1 = (V1 - V2)/I = (V1 - V2)/\{C1(V1 - V2)/T\} = T/C1$$
$$= 1/C1 \cdot f \quad (9)$$

[0034] In der Ersatzschaltung von Fig. 5, bei der ein Widerstand anstelle des Schaltkondensators von Fig. 4 verwendet wird, ist die Anordnung so, daß die Eingangsspannung V1 durch die Last und einen Widerstandswert R1 des mit ihr seriell verbundenen variablen Widerstandes **42** geteilt wird. Somit ist offensichtlich, daß diese Anordnung dieselbe Schaltungsanordnung wie jene des linearen Reglers implementieren kann, indem der serielle Widerstandswert R1 als Reaktion auf den Laststrom variiert wird. Es ist auch ersichtlich, daß der Widerstandswert R1 des variablen Widerstandes **42** durch die Schaltrate (den Schaltzyklus) des Umschalters **36** gesteuert wird. Falls die Schaltrate (der Schaltzyklus) des Umschalters **38** als Reaktion auf den Laststrom gesteuert wird, wird daher dann eine Spannungsregelungssteuerung erreicht, bei der die Ausgangsspannung durch die Herabtransformierung der Eingangsspannung, die jener in dem linearen Regler ähnlich ist, konstant gehalten wird.

[0035] In der Schaltkondensatoranordnung des DC/DC-Reglers des Herabtransformierungstyps, der die vorliegende Erfindung verkörpert, wurde die Funktion des variablen Widerstandes **42** in dem linearen Regler von Fig. 5 durch die Verbindungsschaltzeit ersetzt, die durch den Umschalter **36** des ersten Kondensators **18** steuerbar ist, wodurch eine Möglichkeit des Auftretens eines Energieverlustes eliminiert wird, der dem Widerstand zuzuschreiben ist, um dadurch eine außerordentlich effektive DC/DC-Konvertierung zu erreichen. Solch eine Schaltungskonfiguration, wie sie in Fig. 1 gezeigt ist, wird praktisch auf der Basis eines Prinzips des DC/DC-Reglers des Herabtransformierungstyps unter Verwendung des oben erläuterten Schaltkondensators der vorliegenden Erfindung eingesetzt.

[0036] Fig. 6A bis Fig. 6D sind Zeitlagendiagramme, die Signalwellenformen zeigen, die in jeweiligen Teilen bei der Operation des DC/DC-Reglers des Herabtransformierungstyps **10** von Fig. 1 erzeugt werden.

[0037] Zuerst wird die Referenzspannungsquelle **30** für den Komparator **28** eingestellt, um eine Referenzspannung V_{ref} darzustellen, die etwas höher als die Ausgangsspannung V_{out} an dem linearen Regler **32** ist. Nun wird angenommen, daß die Eingangsspannung V1, die von der Batterie **12** abgeleitet wird, feststehend ist und daß die Ausgangsspannung V2 an dem zweiten Kondensator **22** niedriger als die Referenzspannung V_{ref} für den Komparator **28** ist.

[0038] Der Komparator **28** erzeugt dann eine Ausgabe mit hohem Pegel, wodurch der spannungsgesteuerte Oszillator **24** aktiviert werden kann. Als Reaktion auf die Eingangsspannung V1 zu jener Zeit oszilliert der spannungsgesteuerte Oszillator **24** mit einer vorbestimmten Oszillationsfrequenz gemäß den Charakteristiken von Fig. 2, um Oszillationsimpulse als seine Ausgabe für die Antriebsschaltung **26** vorzusehen. Die Antriebsschaltung **26** gibt ein Schaltsteuersignal, wie in Fig. 6A gezeigt, synchron mit dem Oszillationsimpuls aus, der von dem spannungsgesteuerten Oszillator **24** ausgegeben wird. Das Schaltsteuersignal ist eine Impulsfolge, die ein Einschaltverhältnis mit niedrigem Pegel und hohem Pegel von 50 % mit einer Periode T = 1/f hinsichtlich der Oszillationsfrequenz f des spannungsgesteuerten Oszillators **24** hat. Fig. 6B und Fig. 6C zeigen Ein/Aus-Aktionen, die zu jener Zeit durch den P-Kanal-FET **16** bzw. den N-Kanal-FET **20** auszuführen sind. Genauer gesagt, wenn das Schaltsteuersignal von der Antriebsschaltung **26** auf dem niedrigen Pegel ist, wird der P-Kanal-FET **16** eingeschaltet, wie in Fig. 6B gezeigt, während der N-Kanal-FET **20** ausgeschaltet wird, wie in Fig. 6C gezeigt, wodurch der erste Kondensator **18** durch den FET **16** mit der gegenwärtigen Ausgangsspannung V1 geladen werden kann. Wenn das Schaltsteuersignal von der Antriebsschaltung **26** anschließend auf den hohen Pegel steigt, wird der P-Kanal-FET **16** im Gegensatz dazu ausgeschaltet, aber der N-Kanal-FET **20** wird eingeschaltet, wodurch die elektrischen Ladungen, die in dem ersten Kondensator **18** akkumuliert sind, zu dem zweiten Kondensator **22** übertragen werden können. Daher kann die Ausgangsspannung V2, die bisher unter die Referenzspannung V_{ref} abgefallen war, durch die Übertragung von elektrischen Ladungen von dem ersten Kondensator **18** durch die Schaltkondensatoraktion zu dem zweiten Kondensator **22** ansteigen. Sobald die Ausgangsspannung V2 die Referenzspannung V_{ref} überschreitet, führt die Ausgabe des Komparators **28** zu einem niedrigen Pegel, wodurch die Oszillation des spannungsgesteuerten Oszillators **24** zur Ruhe gebracht wird, um dadurch den P-Kanal-FET **16** auszuschalten, aber den N-Kanal-FET **20** einzuschalten. Während solch einer Unterbrechung der Schaltoperation fließt ein Laststrom in die Schaltungslast **14**, wodurch die Ausgangsspannung V2 an dem zweiten Kondensator **22** wieder

unter die Referenzspannung V_{ref} fallen kann, woraufhin die Ausgabe des Komparators **28** den hohen Pegel erreicht, wodurch die Oszillation des spannungsgesteuerten Oszillators **24** mit dem Ziel der Wiederherstellung der Ausgangsspannung V2 durch die Schaltkondensatoraktion wieder aufgenommen wird.

[0039] Bei der Schaltkondensatoraktion durch die Schaltsteuerung der FETs **16** und **20** auf der Basis der Oszillationsimpulse von dem spannungsgesteuerten Oszillator **24** wird der erste Kondensator **18** einer Spannungsveränderung ausgesetzt, bei der er, wie in Fig. 6D gezeigt, auf das Niveau der Eingangsspannung V1 geladen wird, wenn der P-Kanal-FET **16** eingeschaltet wird, und danach auf das Niveau der Referenzspannung V_{ref} am Komparator **28** entladen wird, wobei der N-Kanal-FET **20** ein ist. Daher wird die Spannung in dem Moment, wenn der N-Kanal-FET **20** eingeschaltet wird, dem Niveau der Eingangsspannung V1 im wesentlichen gleich, und danach fällt sie durch die Entladung von dem ersten Kondensator **18** zu dem zweiten Kondensator **22** auf das Niveau der Referenzspannung V_{ref} ab. Falls die Ausgangsspannung V2 am zweiten Kondensator **22** direkt als dessen Ausgabe für die Schaltungslast **14** vorgesehen wird, kann aus diesem Grund dann die Eingangsspannung V1 vorübergehend auf der Ausgangsseite erscheinen. Um das vorübergehende Erscheinen der Eingangsspannung V1 auf der Ausgangsseite in solch einem Schaltkondensator zu vermeiden, folgt dem zweiten Kondensator **22** der lineare Regler **32**, wodurch jegliche Variation der Ausgangsspannung verhindert wird, die sich aus dem vorübergehenden und direkten Erscheinen der Eingangsspannung V1 auf der Ausgangsseite ergeben kann, um die Stabilisierung zu erreichen. Außer dem linearen Regler **32** ist auch eine geeignete Unterdrückungsschaltung als Stabilisierungsschaltung zum Verhindern jeglichen vorübergehenden Auftretens der Eingangsspannung V1 auf der Ausgangsseite in diesem Schaltkondensator verwendbar. Jedoch wäre die Verwendung des linearen Mehrzweckreglers **32** insofern vorteilhaft, als ein miniaturisierter Schaltungsumfang mit einer einfachen Schaltungskonfiguration implementiert wird.

[0040] Die Verwendung der Batterie **12** als Energiequelle kann oft zu einem allmählichen Abfall der Eingangsspannung V1 von der Batterie **12** im Laufe der Nutzungsdauer führen. Um solch einen Abfall der Eingangsspannung V1 auf Grund des Verbrauchs der Batterie zu kompensieren, hebt der spannungsgesteuerte Oszillator **24** eine Oszillationsfrequenz f2 gemäß den Charakteristiken von Fig. 1 an. Mit anderen Worten, ein Abfall der Eingangsspannung V1 wird zu einer Verringerung der Menge von elektrischen Ladungen Q führen, die in dem ersten Kondensator **18**, der eine Kapazität C1 hat, akkumuliert werden, wie aus dem Ausdruck (1) hervorgeht. Als Resultat dessen erhöht der spannungsgesteuerte Oszillator **24** die Oszillationsfrequenz f durch einen Verringerungsbetrag der Eingangsspannung V1, wodurch zu den elektrischen Ladungen Q beigetragen wird, die pro Zeiteinheit zu übertragen sind. Dies bedeutet, daß der Widerstandswert R1 durch den Beitrag des Ausdrucks (9) zu der Frequenz f in der Ersatzschaltung von Fig. 5 mit dem variablen Widerstand **42** als Ersatz wesentlich reduziert wird. Die Ausgangsspannung wird in Abhängigkeit von der Teilung durch den Widerstandswert R1 und den Lastwiderstand bestimmt, und somit wird durch das Verringern des Widerstandswertes R1 die Ausgangsspannung, die der Schaltungslast **14** zuzuführen ist, gesteuert, um entgegen einem Abfall der Eingangsspannung V1 auf einem gewissen Niveau zu bleiben. Dadurch wird eine sukzessive stabilisierte Aktion zum Vorsehen einer Ausgangsspannung V_{out} gewährleistet, bis die Spannung V1 von der Batterie **12** auf die Referenzspannung V_{ref} am Komparator **28** abfällt.

[0041] Unter Bezugnahme auf Fig. 7 ist eine andere Ausführungsform des DC/DC-Reglers des Herabtransformierungstyps gemäß der vorliegenden Erfindung gezeigt. Diese Ausführungsform ist gekennzeichnet durch die Verwendung eines Taktgenerators **44**, der eine feststehende Oszillationsfrequenz hat, anstelle des spannungsgesteuerten Oszillators **24** von Fig. 1. Der Taktgenerator **44** dient dazu, als Reaktion auf die Ausgabe mit hohem Pegel zu oszillieren, die erzeugt wird, wenn die Ausgangsspannung V1 an dem zweiten Kondensator **22** unter die Referenzspannung V_{ref} von der Referenzspannungsquelle **30** fällt. Der Taktgenerator **44** dient ferner dazu, die Ausgangsspannung V2, die abgefallen ist, mit Hilfe der Übertragung der elektrischen Ladung zu dem zweiten Kondensator **22** durch die Schaltkondensatoranordnung des ersten Kondensators **18** auf der Basis der Schaltsteuerung der FETs **16** und **20** durch die Antriebsschaltung **26** wieder herzustellen. Sobald die Ausgangsspannung V2 die Referenzspannung V_{ref} erreicht, schaltet die Ausgabe des Komparators **28** auf den niedrigen Pegel, wodurch die Oszillation des Taktgenerators **44** zur Ruhe gebracht wird. Obwohl die Oszillationsfrequenz des Taktgenerators **44** trotz eines Abfalls der Eingangsspannung V1 von der Batterie **12** unverändert bleibt, da die Oszillationsfrequenz feststehend ist, wird die Dauer der Schaltkondensatoraktion als Funktion des Abfalls verlängert, und zwar auf Grund der Schaltaktion der FETs **16** und **20**, um zu bewirken, daß die Ausgangsspannung V2 auf die Referenzspannung V_{ref} zurückkehrt. Falls die Oszillationsfrequenz des Taktgenerators **44** jedoch auf einen geeigneten Wert in der Größenordnung von z. B. 100 kHz bis 200 kHz eingestellt wird, wird eine Schaltkondensatoraktion gewährleistet, durch die ein Abfall der Ausgangsspannung V2 an dem zweiten Kondensator **22** von der Referenzspannung V_{ref} ausreichend kompensiert werden kann, der dem Laststrom zuzuschreiben ist, der in die Lastschaltung **14**

fließt, um dadurch die Ausgangsspannung V2 auf der Referenzspannung V_{ref} zu halten.

[0042] Der DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps der zwei Ausführungsformen, die in Fig. 1 und Fig. 7 gezeigt sind, wird die Integration erleichtern, da seine Schaltung durch aktive Elemente wie beispielsweise FETs, Widerstandselemente und Kondensatorelemente implementiert werden kann, ohne irgendwelche großen Schaltungskomponenten, wie beispielsweise die Drosselspule, wie in dem Schaltregler zu verwenden. In diesem Fall ist der Schaltungsumfang etwas größer, verglichen mit den allgemeinen linearen Reglern, aber die Implementierung kann im wesentlichen mit demselben Schaltungsumfang und denselben Kosten erfolgen, die auch bei dem Linear-Regler-IC nötig sind. In Fig. 1 und Fig. 7 wird im besonderen ein handelsüblicher Linear-Regler-IC als linearer Regler **32** verwendet, wobei die Schaltungsteile, außer dem linearen Regler **32**, integriert sind, um dadurch einen preiswerten IC-Chip mit kleinerem Schaltungsumfang vorsehen zu können.

[0043] Gemäß der vorliegenden Erfindung, wie sie oben erläutert wurde, werden Verbindungen des ersten Kondensators auf der Eingangsseite und des zweiten Kondensators auf der Ausgangsseite alternierend geschaltet, um elektrische Ladungen von der Eingangsseite zu der Ausgangsseite übertragen zu können. Die Schaltzeit der Übertragung der elektrischen Ladung wird gesteuert, um die Ausgangsspannung gegenüber einer Varianz des Ausgangsstroms konstant auf einer spezifischen Spannung zu halten. Der Widerstandsteil in dem herkömmlichen linearen Regler, der einen Spannungsabfall bewirken kann, wird durch eine Schaltzeit der Übertragung der elektrischen Ladung zwischen Kondensatoren ersetzt, wodurch sich kein Energieverlust ergibt, der dem Widerstand zuzuschreiben ist. Somit wird ein signifikant hoher Wirkungsgrad erreicht. Die Anwendung der vorliegenden Erfindung auf eine Energiezufuhrschaltung für elektronische Handgeräte, wie beispielsweise Notebook-Computer, würde eine Verlängerung der Batterienutzungsdauer des Gerätes bei effektiver Verwendung der Batterie gestatten. Große Schaltungskomponenten, wie Drosselspulen, werden anders als im Fall des Schaltreglers nicht benötigt, wodurch sich eine einfache Schaltungskonfiguration ergibt sowie eine Miniaturisierung und Reduzierung der Produktionskosten durch eine Integration ähnlich wie im Fall des linearen Reglers gewährleistet sind.

[0044] Als vorteilhaft wird empfunden, daß der DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps unter Verwendung des Schaltkondensators gemäß der vorliegenden Erfindung nicht auf Zahlenwerte beschränkt sein soll, die in den obigen Ausführungsformen verwendet werden.

Patentansprüche

1. DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps zum Vorsehen, als seine Herabtransformierungsausgabe, einer spezifischen Spannung, die niedriger als eine Eingangsenergiespannung (V1) ist, die von einer Energiequelle (**12**) stammt, mit:
einem ersten Kondensator (**18**), der auf einer Energieeingangsseite angeordnet ist;
einem zweiten Kondensator (**22**), der auf einer Energieausgangsseite angeordnet ist;
einer Schaltanordnung (**16**, **20**) zum wiederholten Ausführen von Schaltverbindungen, bei denen sie den ersten Kondensator (**18**) mit der Energiequelle verbindet, um ersteren mit der Eingangsenergiespannung (V1) zu laden, und, nach dem Laden, den ersten Kondensator (**18**) von der Energiequelle (**12**) trennt, gleichzeitig aber den ersten Kondensator mit dem zweiten Kondensator (**22**) verbindet, um akkumulierte elektrische Ladungen zu dem zweiten Kondensator zu übertragen; und
einer Steuerschaltung (**28**, **24**, **26**; **28**, **44**, **26**) zum Überwachen einer Ausgangsspannung an dem zweiten Kondensator (**22**) und Vorsehen einer Steuerung der Schaltanordnung, so daß die Ausgangsspannung auf einem spezifischen Niveau gehalten wird; **dadurch gekennzeichnet**, daß:
der erste Kondensator (**18**) und der zweite Kondensator (**22**) verschiedene Kapazitäten (C1, C2) haben, wobei die Eingangsenergiespannung in eine gewünschte Ausgangsspannung (V2) konvertiert wird, indem die Kapazitäten (C1, C2) gemäß dem Ausdruck V2 = {C1/(C1 + C2)}V1 selektiert werden.

2. DC/DC-Regler der Herabtransformierungstyps nach Anspruch 1, bei dem
die Steuerschaltung umfaßt:
eine Oszillationsschaltung (**24**, **44**) zum Vorsehen eines Schaltsteuerungssignals als ihre Ausgabe für die Schaltanordnung (**16**, **20**); und
eine Fehlerdetektionsschaltung (**28**) zum Detektieren einer Fehlerspannung zwischen einer Ausgangsspannung an dem zweiten Kondensator (**22**) und einer Referenzspannung, welche Fehlerdetektionsschaltung (**28**) für die Dauer, in der die Fehlerspannung erfaßt wird, die Oszillationsschaltung (**24**, **44**) zur Schaltsteuerung der Schaltanordnung (**16**, **20**) aktiviert, wobei die Fehlerdetektionsschaltung dann, wenn die Fehlerspannung Null ergibt, die Aktion der Oszillationsschaltung (**24**, **44**) beendet, um die Schaltsteuerung der Schaltanordnung (**16**, **20**) ruhen zu lassen.

3. DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps nach Anspruch 2, bei dem die Oszillationsschaltung ein spannungsgesteuerter Oszillator (**24**) ist, der eine Oszillationsfrequenz hat, die als Antwort auf eine Eingangsspannung variiert, wobei eine Eingangsenergiespannung (V1) auf der Seite der Energiequelle für den ersten Kondensator (**18**) auf den

spannungsgesteuerten Oszillator (**24**) angewendet wird, um zu bewirken, daß die Oszillationsfrequenz als Antwort auf die Eingangsenergiespannung (V1) variiert, um dadurch eine Schaltrate der Schaltanordnung (**16**, **20**) zu steuern.

4. DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps nach Anspruch 3, bei dem der spannungsgesteuerte Oszillator (**24**) seine Oszillationsfrequenz als Funktion der Eingangsenergiespannung (V1) erhöht, wodurch die Ausgangsspannung (V2) an dem zweiten Kondensator (**22**) auf einem spezifischen Niveau gehalten wird.

5. DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps nach irgendeinem vorhergehenden Anspruch, bei dem
die Schaltanordnung (**16**, **20**) einen ersten Schalter (**16**) enthält, zum Herstellen oder Unterbrechen der Verbindung zwischen dem ersten Kondensator (**18**) und der Energieeingangsseite (**12**), und einen zweiten Schalter (**20**), zum Herstellen oder Unterbrechen der Verbindung zwischen dem ersten Kondensator (**18**) und dem zweiten Kondensator (**22**), und bei dem
die Steuerschaltung eine Schaltsteuerung vorsieht, zum Einschalten des ersten Schalters (**16**), während der zweite Schalter (**20**) ausgeschaltet wird, und zum Ausschalten des ersten Schalters (**16**), während der zweite Schalter (**20**) eingeschaltet wird.

6. DC/DC-Regler des Herabtransformierungstyps nach irgendeinem vorhergehenden Anspruch, bei dem die ersten und zweiten Schalter (**16**, **20**) N-Kanal- und P-Kanal-FETs umfassen, von denen einer bei der allgemeinen Eingabe der Steuerspannung eingeschaltet ist, aber der andere bei derselben ausgeschaltet ist.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1

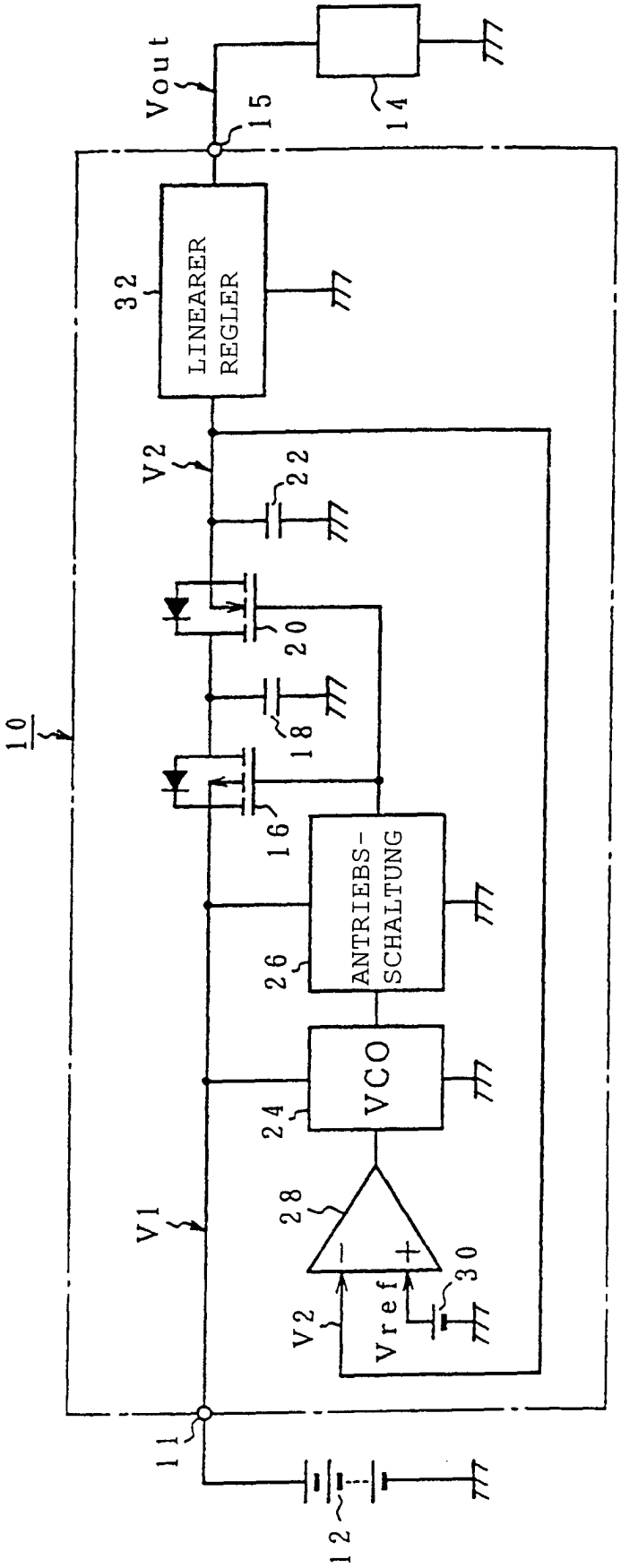


FIG. 2

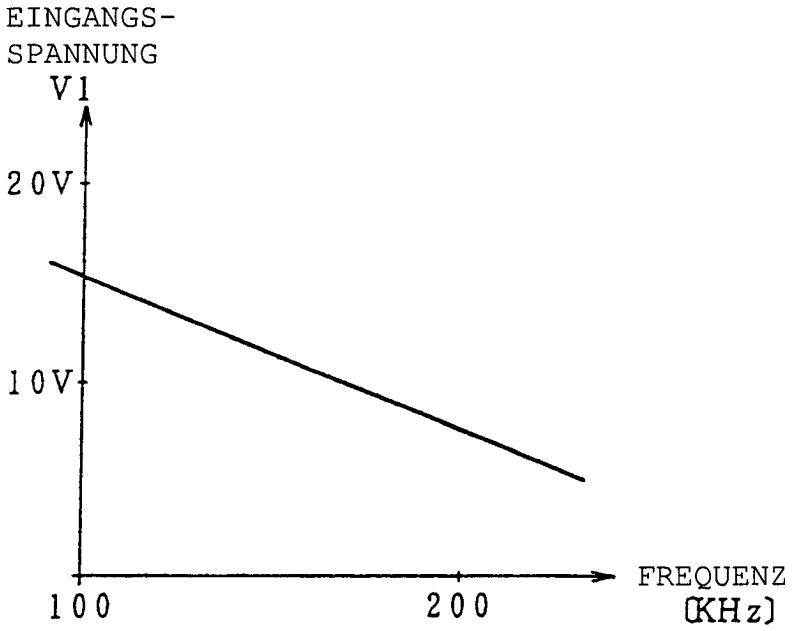

EINGANGS-
SPANNUNG
V1
20V
10V
100
200
FREQUENZ
(KHz)

FIG. 3

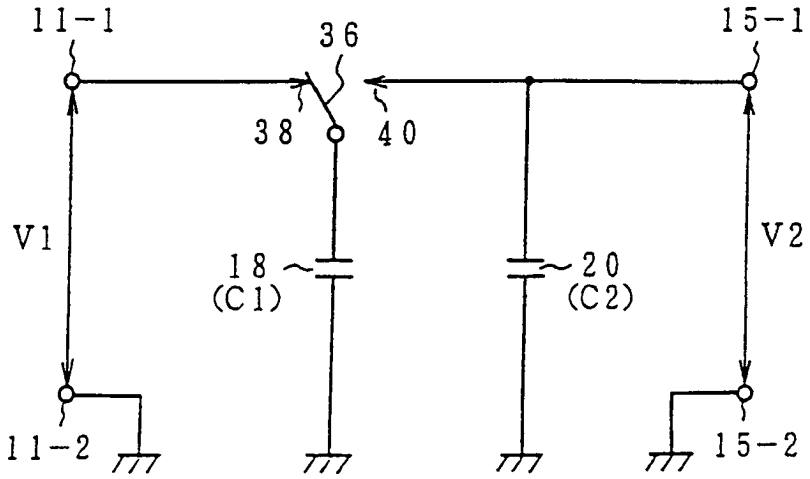

11-1
36
15-1
38
40
V1
V2
18
(C1)
20
(C2)
11-2
15-2

FIG. 4

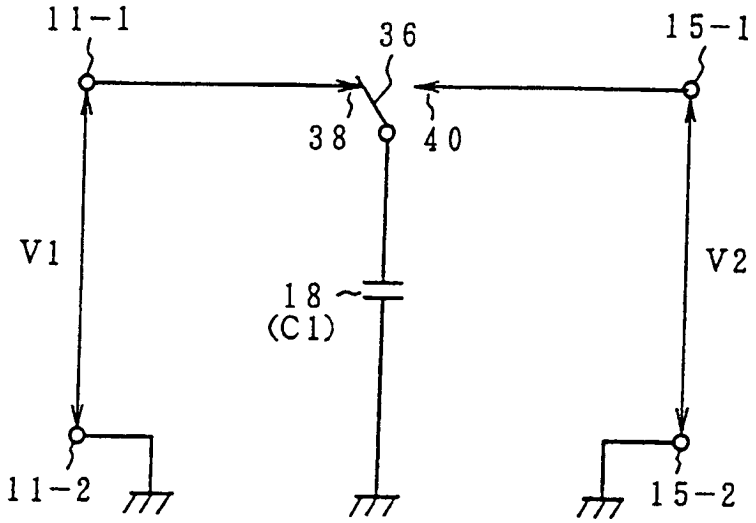
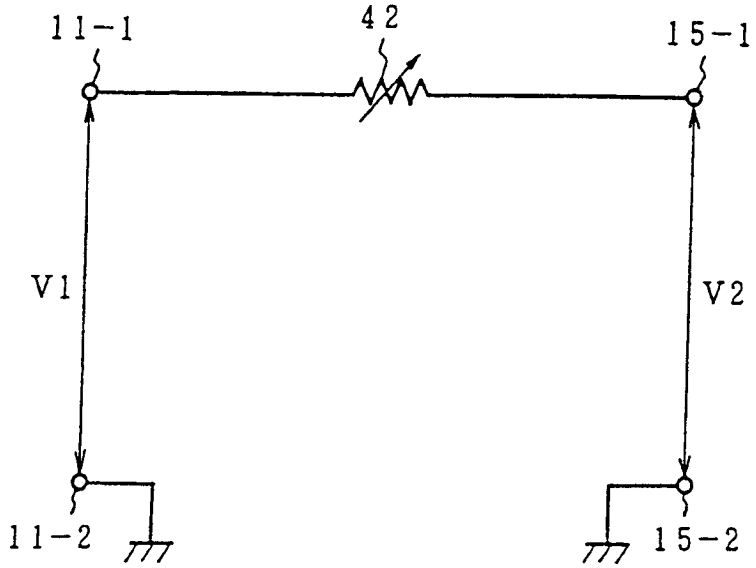


FIG. 5



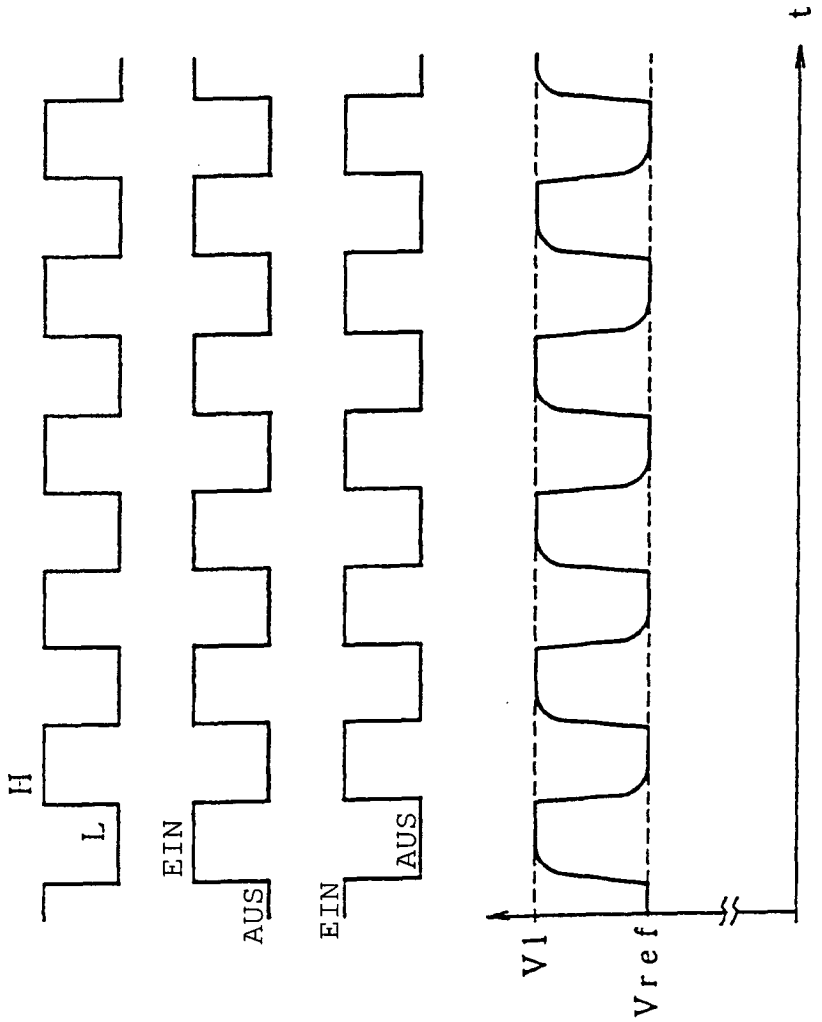


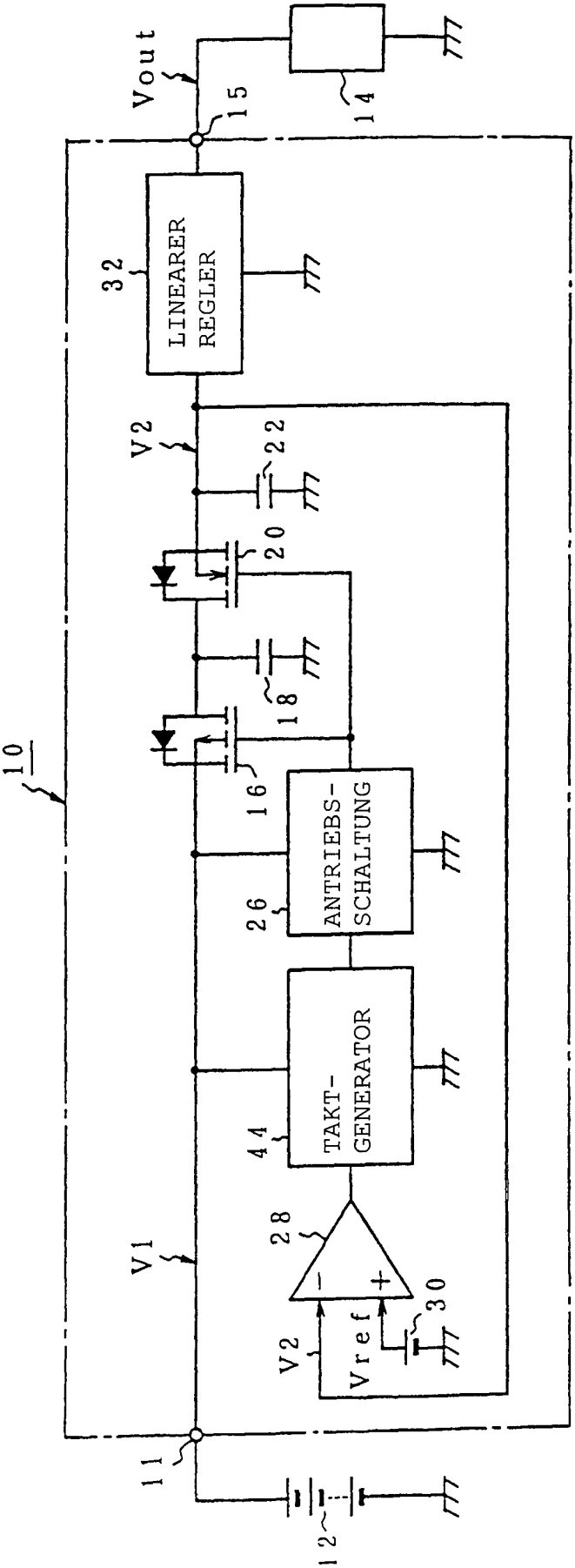
FIG. 6A

FIG. 6B

FIG. 6C

FIG. 6D

FIG. 7


Vout
15
14
LINEARER REGLER
32
V2
22
20
18
16
10
ANTRIEBS-SCHALTUNG
26
TAKT-GENERATOR
44
28
V1
V2
Vref
30
11
12