



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 06 920 T2 2004.10.28**

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 093 212 B1**

(51) Int Cl.<sup>7</sup>: **H02M 7/219**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 06 920.6**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 308 457.1**

(96) Europäischer Anmeldetag: **27.09.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **18.04.2001**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **03.12.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **28.10.2004**

(30) Unionspriorität:

**29442699 15.10.1999 JP**

**2000258044 28.08.2000 JP**

**2000289620 22.09.2000 JP**

(74) Vertreter:

**Weickmann & Weickmann, 81679 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**CH, DE, FR, GB, LI**

(73) Patentinhaber:

**Seiko Epson Corp., Tokio/Tokyo, JP**

(72) Erfinder:

**Shinkawa, Osamu, Suwa-shi, Nagano-ken, JP**

(54) Bezeichnung: **Zerhackerschaltung, Zerhackerschaltungssteuerungsverfahren, zerhackerschaltungsartige Ladeschaltung, elektronisches Gerät und Zeitvorgabevorrichtung**

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****HINTERGRUND DER ERFINDUNG****1. Gebiet der Erfindung**

**[0001]** Die vorliegende Erfindung betrifft eine Chopperschaltung, ein Chopperschaltungssteuerverfahren, eine Chopperladeschaltung, ein elektronisches Gerät und eine Zeitmessvorrichtung.

**2. Verwandte Technik**

**[0002]** Die Japanische Patentanmeldungsveröffentlichung Nr. H10-282264 beschreibt eine Chopperladeschaltung. Eine Chopperladeschaltung ist bekannt als eine Ladeschaltung zum Laden eines Kondensators oder einer Batterie mit einer elektrischen Wechselstromversorgung, die durch einen elektrischen Generator erzeugt wird.

**[0003]** Fig. 25 der beigegeführten Zeichnungen ist ein Schaltbild einer bisherigen Chopperladeschaltung. Diese Chopperladeschaltung 1 ist gebildet von einer Oszillatorschaltung 2, Komparatoren COM1 und COM2, einer UND-Schaltung 3, einem Kondensator 4 großer Kapazität, P-Kanal-FETs P1 und P2 und N-Kanal-FETs N1 und N2.

**[0004]** Die Oszillatorschaltung 2 gibt ein Taktsignal CL aus. Der Komparator COM 1 (COM2) führt einen Vergleich der Spannungen am Ausgangsanschluss A (B) eines elektrischen Wechselstromgenerators AG mit einer Anschlussspannung VDD einer Stromversorgung durch. Die UND-Schaltung 3 berechnet das logische Produkt des Ausgangssignals SP1 und SP2 des Komparators COM 1 und COM2 und des Taktsignals CL. Der Kondensator 4 großer Kapazität ist zum Speichern und Laden von Strom vorgesehen. Die P-Kanal-FETs P1 (P2) werden ein/ausgesteuert durch die Ausgangssignale SP1 (SP2) des Komparators COM1 (COM2). Die N-Kanal-FETs N1 (N2) werden ein/aus-gesteuert durch ein Ausgangssignal SN der UND-Schaltung 3.

**[0005]** Eine Diode D1 ist eine parasitäre Diode des P-Kanal-FET P1. Eine Diode D2 ist eine parasitäre Diode des P-Kanal-FET P2. Eine Diode D3 ist eine parasitäre Diode des N-Kanal-FET N1. Eine Diode D4 ist eine parasitäre Diode des N-Kanal-FET N2.

**[0006]** Der Betrieb der Chopperladeschaltung wird unten beschrieben, wobei auf das in Fig. 26 gezeigte Zeitverlaufdiagramm Bezug genommen wird.

**[0007]** In Fig. 26 ist angenommen, dass bis zu einer Zeit  $t_a$  die Spannungen an den Ausgangsanschlüssen A gleich oder kleiner als die Anschlussspannung VDD ist und dass die Spannungen an den Ausgangsanschlüssen B gleich oder kleiner als die Anschluss-

spannung VDD ist. Das Ausgangssignal SP1 des Komparators COM1 wird auf einem Hochpegel gehalten und das Ausgangssignal SP2 des Komparators COM2 wird auf einem Hochpegel gehalten. Somit sind beide P-Kanal-FETs P1 und P2 im ausgeschalteten Zustand.

**[0008]** Zur Zeit  $t_a$ , wenn das Taktsignal CL von einem Niedrigpegel zu einem Hochpegel ansteigt, wechseln Ausgangssignale SN der UND-Schaltung 3 auf den Hochpegel. Somit werden beide N-Kanal-FETs N1 und N2 in den eingeschalteten Zustand versetzt. Dementsprechend wird eine geschlossene Schleife durch den Wechselstromgenerator AG und den N-Kanal-FET N1 und den N-Kanal-FET N2 gebildet.

**[0009]** In dem obigen Fall erzeugt der Wechselstromgenerator AG eine elektromotorische Kraft. Wenn z. B. der Ausgangsanschluss A ein positives Potential bezüglich des Ausgangsanschlusses B erreicht, wie durch den Pfeil  $\alpha$  in Fig. 25 gezeigt, fließt ein Strom  $i_1$  durch einen Pfad von dem Wechselstromgenerator AG zu dem N-Kanal-FET N1 und dann zu dem N-Kanal-FET N2.

**[0010]** Zur Zeit  $t_b$ , wenn das Taktsignal CL auf den Niedrigpegel fällt, wechselt das Ausgangssignal SN der UND-Schaltung 3 auf den Niedrigpegel. Somit werden die N-Kanal-FETs N1 in den ausgeschalteten Zustand gebracht, wodurch der oben erwähnte Strompfad unterbrochen wird.

**[0011]** In obigem Fall, da der Strom, der während der Zeit fließt, zu der das Taktsignal CL auf dem Hochpegel ist (nachfolgend als die geschlossene Periode bezeichnet), speichert die Induktivität einer Generatorspule des Wechselstromgenerators eine Energie. Diese Energie hebt die Spannung des Ausgangsanschlusses A an. Als nächstes, zu einer Zeit  $t_c$ , wenn die Spannung des Anschlusses A gleich oder größer als die Anschlussspannung VDD des Kondensators großer Kapazität 4 ist, wechselt das Ausgangssignal SP1 des Komparators COM1 auf den Niedrigpegel, so dass der P-Kanal-FET P1 in den eingeschalteten Zustand gebracht wird.

**[0012]** Demzufolge, wie es durch den Pfeil  $\beta$  in Fig. 25 gezeigt ist, fließt ein Strom  $i_2$  durch einen Strompfad von der Diode D4 des N-Kanal-FET N2 zu dem Wechselstromgenerator AG, dem P-Kanal-FET P1 und dann zu dem Kondensator großer Kapazität 4.

**[0013]** Wenn das Laden fortschreitet, so wird in der Induktivität der Generatorspule gespeicherte Energie allmählich freigesetzt, so dass der Ladestrom  $i_2$  allmählich absinkt. Wenn die Spannung des Ausgangsanschlusses A unter die Anschlussspannung VDD des Kondensators großer Kapazität 4 fällt, so wech-

selt das Ausgangssignal SP1 des Komparators COM1 auf den Hochpegel, so dass der P-Kanal-FET P1 in den ausgeschalteten Zustand gebracht wird, wodurch der oben erwähnte Ladestrompfad unterbrochen wird.

**[0014]** D. h. bis die Spannung am Ausgangsanschluss A unter die Anschlussspannung VDD des Kondensators großer Kapazität 4 fällt, hält die UND-Schaltung 3 die N-Kanal-FETs N1 und N2 in ausgeschaltetem Zustand, so dass das Laden fortgesetzt wird. Aus diesem Grund, wenn das Ausmaß der durch den Wechselstromgenerator AG erzeugten Elektrizität groß ist, so dass das Ausmaß der in der Induktivität der Generatorspule gespeicherten Energie groß ist, dauert das Laden an, selbst nach dem Umschalten zu der geschlossenen Periode. Daher ist die Ladezeit lang, so dass diese die geschlossene Periode in gleicher Größe aufbraucht.

**[0015]** In dem Fall, in welchem die elektromotorische Kraft des Wechselstromgenerators AG erzeugt wird, erreicht der Ausgangsanschluss B ein Potential, welches positiv bezüglich des Ausgangsanschlusses A ist. Somit wechselt die Richtung des Stroms i1, der während der oben erwähnten geschlossenen Periode fließt, so dass die Spannung des Ausgangsanschlusses B ansteigt. Demzufolge fließt der Ladestrom i2 durch den Pfad von der Diode D3 des N-Kanal-FET N1, des Wechselstromgenerators AG, des P-Kanal-FET P2 und dann des Kondensators großer Kapazität 4, was zu dem Laden des Kondensators großer Kapazität 4 führt.

**[0016]** Bei einer bisherigen Chopperladeschaltung 1 wird somit wiederholt ein Schließen und ein Spannungsanstieg der Schaltung gemäß des Taktsignals durchgeführt. Eine Chopperspannung, die den Kondensator großer Kapazität 4 lädt, wird aus der elektromotorischen Kraft eines Wechselstromgenerators erzeugt, der ein kleines, ungleichmäßiges Ausmaß an erzeugter Elektrizität besitzt. In dem Fall, in dem es ein großes Ausmaß an in der Induktivität der Generatorspule gespeicherter Energie gibt, oder in dem die eingegebene Energie groß ist, wird die geschlossene Periode des Choppers verhindert, so dass ein Laden durch einen Nicht-Chopper-Betrieb bzw. ununterbrochenen Betrieb bevorzugt wird. Indem das Laden durch Umschalten zwischen Chopper- und Nicht-Chopper-Betrieb durchgeführt wird, ist es möglich, den Kondensator großer Kapazität effizient zu laden.

**[0017]** Bei einer Chopperladeschaltung 1, wie oben beschrieben, falls das Ausmaß der durch den Wechselstromgenerator erzeugten Elektrizität groß ist, so setzt sich das Laden selbst nach dem Übergang zu der geschlossenen Periode fort, so dass es einen Aufbrauch der geschlossenen Periode gibt. Aus diesem Grund gibt es hierbei das Problem, dass es nicht

möglich ist, eine ausreichende Energiespeicherung in der Induktivität der Generatorspule zu erzielen, und das Problem einer verringerten Ladeeffizienz.

**[0018]** Ein Verlängern der geschlossenen Periode kann als eine Methode zur Erzielung einer ausreichenden geschlossenen Periode in Betracht gezogen werden. Insbesondere bei einem Wechselstromgenerator verursacht der Innenwiderstand des Generators einen großen Verlust im Strompfad während der geschlossenen Periode, was zu einem Absinken der Ladeeffizienz führt.

**[0019]** In diesem Fall kann zwar eine Methode in Betracht gezogen werden, bei welcher der Arbeitszyklus bzw. das Arbeits- oder Schaltverhältnis der geschlossenen Periode eingestellt wird, welches den Anteil der geschlossenen Periode beim Chopper-Betrieb darstellt. Entsprechend der Länge an erzeugter Elektrizität erfordert die Erfassung der Menge an Elektrizität, die durch den Wechselstromgenerator erzeugt wird, das Vorsehen einer separaten Schaltung zum Erfassen des Ladestroms, wodurch der Energieverbrauch ansteigt. Insbesondere in dem Fall der Verwendung einer Chopperladeschaltung bei einer Armbanduhr, bei welcher der elektrische Generator klein ist, ist das Ausmaß an Energie, welches durch die Schaltung zur Erfassung des Ladestroms verbraucht wird, ein großer Anteil des Gesamtenergieverbrauchs. Von dem Standpunkt des Gesamtenergieverbrauchs der Armbanduhr her ist dies nicht wünschenswert.

#### ABRISS DER ERFINDUNG

**[0020]** Die vorliegende Erfindung stellt eine Chopperschaltung, ein Chopperschaltungssteuerverfahren, eine Chopperladeschaltung und ein diese einbeziehendes elektronisches Gerät oder eine Zeitmessvorrichtung bereit, welche eine Erhöhung der Ladeeffizienz ohne Erhöhung des Energieverbrauchs ermöglichen, selbst wenn es eine Variation in dem Ausmaß an erzeugter Elektrizität gibt.

**[0021]** Gemäß eines Aspekts der vorliegenden Erfindung wird eine Chopperschaltung zum Erzeugen einer Chopperspannung aus elektrischer Energie von einer Energiequelle bereitgestellt, wobei die Chopperspannung zwischen einer ersten Leitung und einer zweiten Leitung erzeugt wird, wobei die Chopperschaltung umfassen kann: einen ersten Komparator zum Vergleichen einer Spannung der ersten Leitung mit einer Spannung des einen Eingangsanschlusses, welchem elektrische Energie der Energiequelle zugeführt wird, eine erste Schaltsektion zum Laden, vorgesehen zwischen der ersten Leitung und dem einen Eingangsanschluss, welche, in dem Fall, in welchem ein Vergleichsergebnis des Komparators angibt, dass die Spannung des einen Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine

vorbestimmte Spannung ist, einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, eine zweite Schaltsektion für eine geschlossene Schleife, vorgesehen zwischen der zweiten Leitung und dem einen Eingangsanschluss, umfassend ein Schaltelement und ein parallel zu dem Schaltelement angeordnetes Unidirektionalelement, welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und eine Steuereinrichtung welche das Schaltelement steuert, wobei die Steuereinrichtung eine Ladeendebestimmungssektion zum Bestimmen eines Endes des Ladens durch Erfassen, dass die erste Schaltsektion zum Laden für eine vorgegebene Zeitdauer abgeschaltet ist, basierend auf einem Vergleichsergebnis des Komparators, und eine Schaltelementsteuereinrichtung umfasst, welche, in einem Fall, in welchem durch die Ladeendebestimmungssektion eine Entscheidung dahingehend getroffen wurde, dass das Laden beendet ist, das Schaltelement für eine vorher festgesetzte Zeitdauer in einen Einschaltzustand versetzt.

**[0022]** Bevorzugt kann die Chopperschaltung ferner eine zweite Steuereinrichtung umfassen, die zwischen der zweiten Leitung und einem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, zu welchem elektrische Energie von der Energiequelle zugeführt wird, welche, in einem Fall, in welchem eine Spannung des weiteren Eingangsanschlusses eine vorbestimmte Spannung übersteigt, das Schaltelement in einen Einschaltzustand versetzt.

**[0023]** Es ist bevorzugt, dass die Chopperschaltung eine dritte Schaltsektion zum Laden umfasst, welche parallel zu der zweiten Schaltsektion für eine geschlossene Schleife angeordnet ist, wobei die dritte Schaltsektion zum Laden einen Verbindungszustand in Abhängigkeit von einer Spannung des weiteren Eingangsanschlusses ändert, zu welchem elektrische Energie von der Energiequelle zugeführt wird.

**[0024]** Die Schaltelementsteuereinrichtung kann umfassen: eine Zeitsetzsektion zum Erzeugen eines Signals, welches das Schaltelement einschaltet, durch Frequenzteilung eines Taktsignals, und eine Geschlossenschleifesperrsektion, die das Schaltelement von einem Zeitpunkt an, bei welchem die Schaltsektion zum Laden eingeschaltet wird, bis zu einem Zeitpunkt, bei welchem die Ladeendebestimmungssektion entscheidet, dass das Laden beendet ist, zwangsweise in den Ausschaltzustand versetzt, wobei in einem Fall, in welchem die Ladeendebestimmungssektion entscheidet, dass das Laden beendet ist, der Taktsignalfrequenzteilungsbetrieb in der Zeitsetzsektion zurückgesetzt wird, und wobei das Schaltelement nur für eine Zeitdauer eingeschaltet wird, die basierend auf einem frequenzgeteilten Signal gesetzt wird, welches durch die Zeitsetzsektion erzeugt wird.

**[0025]** Die erste Schaltsektion zum Laden kann ein

Schaltelement umfassen, das basierend auf einem Vergleichsergebnis des Komparators für eine Erfassung einer elektromotorischen Kraft gesteuert wird, und ein Unidirektionalelement umfassen, das parallel zu dem Schaltelement angeordnet ist, welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt.

**[0026]** Vorteilhaft kann die Energiequelle ein elektrischer Generator sein.

**[0027]** Gemäß eines weiteren Aspekts der vorliegenden Erfindung wird eine Chopperschaltung bereitgestellt, bei welcher die Energiequelle eine Wechselstromenergiequelle ist, wobei die Schaltung ferner umfassen kann: einen zweiten Komparator zum Vergleichen einer Spannung der ersten Leitung mit einer Spannung des weiteren Eingangsanschlusses, zu welchem elektrische Energie der Wechselstromenergiequelle zugeführt wird, eine dritte Schaltsektion zum Laden, die zwischen der ersten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, welche, in einem Fall, in welchem ein Vergleichsergebnis des Komparators angibt, dass die Spannung des anderen Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, eine vierte Schaltsektion für eine geschlossene Schleife, die zwischen der zweiten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, umfassend ein Schaltelement und ein parallel zu dem Schaltelement angeordnetes Unidirektionalelement, welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und die Steuereinrichtung, welche die Schaltelemente in den zweiten und vierten Schaltsektionen steuert, wobei die Steuereinrichtung eine Ladeendebestimmungssektion zum Bestimmen eines Endes des Ladens durch Erfassen, dass die ersten und dritten Schaltsektionen zum Laden für eine vorgegebene Zeitdauer ausgeschaltet sind, basierend auf Vergleichsergebnissen der ersten und zweiten Komparatoren, und eine Schaltelementsteuereinrichtung umfasst, welche in einem Fall, in welchem durch die Ladeendebestimmungssektion eine Entscheidung dahingehend getroffen wurde, dass das Laden beendet ist, die Schaltelemente in den zweiten und vierten Schaltsektionen für eine zuvor festgelegte Zeitdauer in den Einschaltzustand versetzt.

**[0028]** Bei diesem Aspekt kann die Chopperschaltung ferner eine zweite Steuereinrichtung umfassen, die zwischen der zweiten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, welche in einem Fall, in welchem eine Spannung des weiteren Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, das Schaltelement in der zweiten Schaltsektion in den Einschaltzustand versetzt, und eine dritte Steuereinrichtung umfassen, die zwischen der zweiten Leitung und dem einen Eingangsanschluss vorgesehen ist, welche, in einem Fall, in welchem eine Spannung des einen Eingangs-

anschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, das Schaltelement in der vierten Schaltsektion in den Einschaltzustand versetzt.

**[0029]** Ferner kann die Chopperschaltung eine fünfte Schaltsektion umfassen, die parallel zu der zweiten Schaltsektion angeordnet ist, und eine sechste Schaltsektion umfassen, die parallel zu der vierten Schaltsektion angeordnet ist, wobei die fünfte Schaltsektion einen Verbindungszustand in Abhängigkeit von einer Spannung des weiteren Eingangsanschlusses ändert, und wobei die sechste Schaltsektion einen Verbindungszustand in Abhängigkeit von einer Spannung des einen Eingangsanschlusses ändert.

**[0030]** Die Schaltelementsteuereinrichtung kann eine Zeitsetzsektion zum Erzeugen eines Signals, welches die Schaltelemente der zweiten und vierten Schaltsektionen einschaltet, durch Frequenzteilung eines Taktsignals, und eine Geschlossenschleifensperrsektion umfassen, welche die Schaltelemente der zweiten und der vierten Schaltsektion von einem Zeitpunkt an, bei welchem die ersten und die dritten Schaltsektionen eingeschaltet werden, bis zu einem Zeitpunkt, bei welchem die Ladeendebestimmungsektion entscheidet, dass das Laden beendet ist, zwangsweise in den Ausschaltzustand versetzt, wobei in einem Fall, in welchem die Ladeendebestimmungsektion entscheidet, dass das Laden beendet ist, der Taktsignalfrequenzteilungsbetrieb in der Zeitsetzsektion zurückgesetzt wird, und wobei die Schaltelemente in der zweiten und der vierten Schaltsektion nur für eine Zeitdauer eingeschaltet werden, die basierend auf einem frequenzgeteilten Signal gesetzt wird, welches durch die Zeitsetzsektion erzeugt wird.

**[0031]** Die erste Schaltsektion kann umfassen: ein Schaltelement, welches basierend auf einem Vergleichsergebnis des ersten Komparators für eine Erfassung einer elektromotorischen Kraft gesteuert wird, und ein Unidirektionalelement, welches parallel zu dem Schaltelement angeordnet ist und einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und wobei die dritte Schaltsektion umfassen kann: ein Schaltelement, welches basierend auf einem Vergleichsergebnis des zweiten Komparators für eine Erfassung einer elektromotorischen Kraft gesteuert wird, und ein Unidirektionalelement, welches parallel zu dem Schaltelement angeordnet ist und einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt.

**[0032]** In einer vorteilhaften Weise ist die Wechselstromenergiequelle ein Wechselstromgenerator.

**[0033]** Bevorzugt sind die ersten und die dritten Schaltsektionen zum Laden Dioden.

**[0034]** Die vorerwähnte Wechselstromenergiequelle ist ein Wechselstromgenerator, umfassend eine

Generatorspule, wobei die Einstellzeit bzw. Ummagnetisierungszeit in einem Bereich von  $\pm 30\%$  bezüglich eines Werts liegt, der erhalten wird durch Multiplizieren des Quotienten, der erhalten wird durch Dividieren eines Induktivitätswerts der Generatorspule durch einen Innenwiderstand der Generatorspule, mit einem Koeffizienten von 0,693. Die vorerwähnte erste Leitung ist eine Leitung für hohe Spannung, wobei die zweite Leitung eine Leitung für niedrige Spannung ist.

**[0035]** Die Schaltelemente können Feldeffekttransistoren sein, wobei die Unidirektionalelemente parasitäre Dioden der Feldeffekttransistoren sind.

**[0036]** Gemäß eines weiteren Aspekts der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Steuern einer Chopperschaltung bereitgestellt, welche umfasst: eine erste Komparatorschaltung zum Vergleichen einer Spannung einer ersten Leitung mit einer Spannung des einen Eingangsanschlusses, welchem elektrische Energie einer Energiequelle zugeführt wird, eine erste Schaltschaltung zum Laden, die zwischen der ersten Leitung und dem einen Eingangsanschluss vorgesehen ist, welche, in einem Fall, in welchem ein Vergleichsergebnis der Komparatorschaltung angibt, dass die Spannung des einen Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, eine zweite Schaltschaltung für eine geschlossene Schleife, die zwischen einer zweiten Leitung und dem einen Eingangsanschluss vorgesehen ist, umfassend ein Schaltelement und ein parallel zu dem Schaltelement angeordnetes Unidirektionalelement, welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und eine Steuerschaltung zum Steuern des Schaltelements, wobei eine Chopperspannung aus elektrischer Energie der Energiequelle erzeugt wird, wobei die Chopperspannung zwischen der ersten Leitung und der zweiten Leitung erzeugt wird, wobei das Verfahren umfasst: Entscheiden auf der Basis eines Vergleichsergebnisses von der Komparatorschaltung, ob die erste Schaltschaltung zum Laden für eine vorgegebene Zeitdauer ausgeschaltet ist oder nicht, und Aktivieren des Schaltelements der Schaltschaltung für die geschlossene Schleife für eine vorbestimmte Zeitperiode in den Einschaltzustand, wenn die Entscheidung bestätigend ist.

**[0037]** Gemäß eines noch weiteren Aspekts der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Steuern einer Chopperschaltung bereitgestellt, umfassend eine Steuerschaltung zum Steuern der Schaltelemente für die geschlossene Schleife basierend auf einem frequenzgeteilten Signal einer Internfrequenzteilungsschaltung, wobei eine Chopperspannung aus einer elektromotorischen Kraft der Energiequelle erzeugt wird, wobei die Chopperspannung zwischen der ersten Leitung und der zweiten Leitung erzeugt wird, wobei das Verfahren umfasst: Deaktivieren des

Schaltelements zwangsweise in den Ausschaltzustand von einer Zeit an, zu welcher das Schaltelement zum Laden eingeschaltet wird, bis eine Entscheidung dahingehend getroffen wird, dass das Laden beendet ist, Zurücksetzen der Internfrequenzteilungsschaltung, um den Taktsignalfrequenzteilungsbetrieb zu stoppen, wenn entschieden wird, dass das Laden beendet ist, und Aktivieren des Schaltelements für eine vorbestimmte Zeitdauer in den Einschaltzustand, wenn entschieden wird, dass das Laden beendet ist.

**[0038]** Gemäß eines noch weiteren Aspekts der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Steuern einer Chopperschaltung bereitgestellt, wobei die Energiequelle eine Wechselstromenergiequelle ist, wobei die Chopperschaltung ferner umfasst: eine zweite Komparatorschaltung zum Vergleichen einer Spannung der ersten Leitung mit einer Spannung eines weiteren Eingangsanschlusses, welchem elektrische Energie der Wechselstromenergiequelle zugeführt wird, eine dritte Schaltschaltung zum Laden, vorgesehen zwischen der ersten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss, welche, in einem Fall, in welchem ein Vergleichsergebnis der Komparatorschaltung angibt, dass die Spannung des weiteren Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, eine vierte Schaltschaltung für eine geschlossene Schleife, vorgesehen zwischen der zweiten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss, umfassend ein Schaltelement und ein parallel zu dem Schaltelement angeordnetes Unidirektionalelement, welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und die Steuerschaltung, welche die Schaltelemente der zweiten und vierten Schaltschaltungen steuert, wobei eine Chopperspannung aus einer elektromotorischen Kraft der Wechselstromenergiequelle erzeugt wird, wobei die Chopperspannung zwischen der ersten Leitung und der zweiten Leitung erzeugt wird, wobei das Verfahren umfasst: Entscheiden auf Basis von Vergleichsergebnissen der ersten und zweiten Komparatorschaltungen, ob die ersten und die dritten Schaltschaltungen zum Laden für eine vorgegebene Zeitdauer ausgeschaltet sind oder nicht, und Aktivieren der Schaltelemente der zweiten und der vierten Schaltschaltungen für die geschlossene Schleife für eine vorbestimmte Zeitdauer in den Einschaltzustand, wenn die Entscheidung bestätigend ist.

**[0039]** Gemäß eines noch weiteren Aspekts der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Steuern der Chopperschaltung umfassend eine Steuerschaltung bereitgestellt, welche die Schaltelemente der zweiten und vierten Schaltschaltungen basierend auf einem frequenzgeteilten Signal einer Internfrequenzteilungsschaltung steuert, wobei eine Chopperspannung aus einer elektromotorischen Kraft der Wechselstromenergiequelle erzeugt wird, wobei die Chop-

perspannung zwischen der ersten Leitung und der zweiten Leitung erzeugt wird, wobei das Verfahren umfasst: Deaktivieren des Schaltelements zwangsweise in den Ausschaltzustand von einer Zeit an, zu welcher die Schaltelemente der ersten und dritten Schaltschaltungen eingeschaltet werden, bis eine Entscheidung dahingehend getroffen wird, dass das Laden beendet ist, Zurücksetzen der Internfrequenzteilungsschaltung, um den Taktsignalfrequenzteilungsbetrieb zu stoppen, wenn entschieden wird, dass das Laden beendet ist, und Aktivieren der Schaltelemente in den zweiten und vierten Schaltschaltungen in den Einschaltzustand für eine vorbestimmte Zeitperiode, wenn entschieden wird, dass das Laden beendet ist.

**[0040]** Bei dem vorerwähnten Verfahren kann die Energiequelle ein Wechselstromgenerator sein, umfassend eine Generatorspule, wobei die Ummagnetisierungszeit in einem Bereich von  $\pm 30\%$  bezüglich eines Werts liegt, der erhalten wird durch Multiplizieren des Quotienten, der erhalten wird durch Dividieren eines Induktivitätswerts der Generatorspule durch einen Innenwiderstand der Generatorspule, mit einem Koeffizienten von 0,693.

**[0041]** Gemäß eines weiteren Aspekts der vorliegenden Erfindung ist eine Chopperladeschaltung und eine Speichersektion vorgesehen, welche Elektrizität einer Chopperspannung der Chopperschaltung speichert.

**[0042]** In einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung kann ein elektronisches Gerät intern die oben erwähnte Chopperladeschaltung einbeziehen, welche mittels elektrischer Energie arbeitet, die von der Chopperladeschaltung geliefert wird.

**[0043]** Gemäß eines noch weiteren Aspekts der vorliegenden Erfindung kann eine Zeitmessvorrichtung die oben erwähnte Chopperladeschaltung und eine Zeitmessanzeige umfassen, welche eine mittels elektrischer Energie gemessene Zeit anzeigt, die von der Chopperladeschaltung geliefert wird.

**[0044]** Gemäß eines weiteren Aspekts der vorliegenden Erfindung ist eine Chopperladeschaltung und eine Speicherbatterie vorgesehen, welche eine Chopperspannung der Chopperschaltung speichert.

#### KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

**[0045]** Die obigen und weitere Merkmale der vorliegenden Erfindung werden besser verständlich durch Lesen der nachfolgenden Beschreibung von beispielhaften Ausführungsformen in Verbindung mit den beigefügten Zeichnungen. Es stellen dar:

**[0046]** Fig. 1 ist ein Schaltbild einer Chopperladeschaltung, verwendet in einer Armbanduhr, gemäß

der vorliegenden Erfindung,

**[0047]** Fig. 2 ist ein Schaltbild einer Steuerschaltung der Chopperladeschaltung von Fig. 1,

**[0048]** Fig. 3 ist eine perspektivische Ansicht, die die Gestaltung eines Wechselstrom- und Nebenmechanismus der Armbanduhr von Fig. 1 zeigt,

**[0049]** Fig. 4 und 5 bilden ein Flussdiagramm, das den Betrieb der Chopperladeschaltung von Fig. 1 zeigt,

**[0050]** Fig. 6 ist ein Zeitverlaufsdiagramm der Chopperladeschaltung von Fig. 1,

**[0051]** Fig. 7 ist ein Schaltbild zur Veranschaulichung der Wirkung eines Spannungsanstiegs aufgrund einer Induktivität,

**[0052]** Fig. 8 ist ein Schaltbild zur Veranschaulichung der Wirkung eines Spannungsanstiegs aufgrund einer Induktivität, wenn der Innenwiderstand berücksichtigt ist,

**[0053]** Fig. 9 ist eine Charakteristik-Grafik, die den Innenwiderstand der Generatorspule und die zeitliche Variation der an die Induktivität L während der geschlossenen Periode des Choppers angelegten Spannung zeigt,

**[0054]** Fig. 10 ist eine Charakteristik-Grafik, die den Innenwiderstand der Generatorspule und die zeitliche Variation der Momentanenergie der Induktivität L während der geschlossenen Periode des Choppers zeigt,

**[0055]** Fig. 11 ist eine Charakteristik-Grafik, die die in Fig. 10 gezeigten Ergebnisse, gewandelt auf den akkumulierten Energiewert, zeigt,

**[0056]** Fig. 12 ist eine Charakteristik-Grafik, die die Ergebnisse einer Simulation des Spannungsanstiegs für den Fall einer Chopperfrequenz von 2 kHz und einer geschlossenen Periode T von 0,25 ms zeigt,

**[0057]** Fig. 13 ist eine Darstellung zur Veranschaulichung des Schaltverhältnisses einer geschlossenen Periode,

**[0058]** Fig. 14 ist eine Charakteristik-Grafik, die eine Simulation des Schaltverhältnisses einer geschlossenen Periode und die Ladeladungsmenge für den Fall einer kleinen Eingangsspannung darstellt,

**[0059]** Fig. 15 ist eine Charakteristik-Grafik, die eine Simulation des Schaltverhältnisses einer geschlossenen Periode und die Ladeladungsmenge für den Fall einer großen Eingangsspannung darstellt,

**[0060]** Fig. 16 ist eine Charakteristik-Grafik, die experimentelle Ergebnisse der Chopperfrequenz und der Ladeladungsmenge für den Fall einer kleinen Eingangsspannung zeigt,

**[0061]** Fig. 17 ist eine Charakteristik-Grafik, die experimentelle Ergebnisse der Chopperfrequenz und der Ladeladungsmenge für den Fall einer großen Eingangsspannung zeigt,

**[0062]** Fig. 18 ist eine Charakteristik-Grafik, die experimentelle Ergebnisse der geschlossenen Periode und der Ladeladungsmenge anhand einer Normalisierung der in Fig. 16 gezeigten Ergebnisse und der in Fig. 11 gezeigten Ergebnisse darstellt,

**[0063]** Fig. 19 ist eine Charakteristik-Grafik, die experimentelle Ergebnisse des Schaltverhältnisses einer geschlossenen Periode und die Ladeladungsmenge für den Fall einer kleinen Eingangsspannung zeigt,

**[0064]** Fig. 20 ist eine Charakteristik-Grafik, die experimentelle Ergebnisse des Schaltverhältnisses einer geschlossenen Periode und die Ladeladungsmenge für den Fall einer großen Eingangsspannung zeigt,

**[0065]** Fig. 21 ist ein Wellenformdiagramm, das die erzeugte Spannungswellenform für den Fall eines gemischten Chopperbetriebs und Nicht-Chopper-Betriebs zeigt,

**[0066]** Fig. 22 ist ein Schaltbild einer Chopperladeschaltung der zweiten Variation,

**[0067]** Fig. 23 ist ein Schaltbild einer weiteren Chopperladeschaltung der zweiten Variation,

**[0068]** Fig. 24 ist eine Darstellung, die eine kontaktlose Methode zum Eingeben von elektrischer Energie einer Wechselstromenergiequelle darstellt,

**[0069]** Fig. 25 ist ein Schaltbild einer Chopperladeschaltung aus der Vergangenheit, und

**[0070]** Fig. 26 ist ein Zeitverlaufsdiagramm der bisherigen Chopperladeschaltung.

#### DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

**[0071]** Eine Armbanduhr, bei welcher die Chopperladeschaltung eingesetzt wird, wird unten als eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung beschrieben.

**[0072]** Fig. 1 ist ein Schaltbild einer Chopperladeschaltung, die in einer Armbanduhr gemäß der vorliegenden Erfindung verwendet wird. In dieser Chop-

perladeschaltung **10** ist, abgesehen von dem Umstand, dass eine Steuerschaltung **20** anstatt der in **Fig. 25** gezeigten UND-Schaltung **3** verwendet wird, die Konfiguration weitgehend die gleiche wie bei der bisherigen Chopperladeschaltung **1**, und korrespondierende Elemente sind mit den gleichen Bezugszahlen bezeichnet und eine detaillierte Beschreibung dieser Elemente wird nicht gegeben.

**[0073]** Diese Chopperladeschaltung **10** ist gebildet aus einer Oszillatorschaltung **2A**, Komparatoren COM1 und COM **2**, P-Kanal-FETs P1 und P2 (Schalter zum Laden), N-Kanal-FETs N1 und N2 (Schalter für eine geschlossene Schleife), einer Steuerschaltung **20** und einem Kondensator **4** einer großen Kapazität (Speicherelement).

**[0074]** Die Oszillatorschaltung **2A** gibt ein Taktsignal CL aus. Der Komparator COM1 (COM2) führt einen Vergleich der Spannungen am Ausgangsanschluss A (B) eines elektrischen Wechselstromgenerators AG mit einer Anschlussspannung VDD durch. Der P-Kanal-FET P1 wird ein/aus-gesteuert durch das Ausgangssignal SP1 des Komparators COM1. Der P-Kanal-FET P2 wird ein/aus-gesteuert durch das Ausgangssignal SP2 des Komparators COM2. Durch Empfangen des Ausgangssignals SP1 des Komparators COM1 und des Ausgangssignals SP2 des Komparators COM2 gibt die Steuerschaltung **20** das Signal SN1 aus. Die N-Kanal-FETs N1 und N2 werden somit ein/aus-gesteuert durch das Ausgangssignal SN1, welches durch eine Steuerschaltung **20** ausgegeben wird.

**[0075]** Wenngleich in diesem Fall die Dioden D1, D2, D3 und D4 (Unidirektionalelemente) parasitäre Dioden der P-Kanal-FETs P1 und P2 und der N-Kanal-FETs N1 und N2 sind, so ist es verständlich, dass diese alternativ normale Dioden sein können.

**[0076]** Außerdem besitzt die Oszillatorschaltung **2A** die gleiche Gestaltung wie die bisherige Oszillatorschaltung **2** und gibt in diesem Fall ein Taktsignal CL1 von 32 kHz aus.

**[0077]** **Fig. 2** ist ein Schaltbild der Steuerschaltung **20**.

**[0078]** Die Steuerschaltung **20** ist gebildet von einer Frequenzteilungsschaltung (Schaltelementsteuer-einrichtung) **21**, drei UND-Schaltungen **22**, **23** und **24**, zwei D-Flipflop-Schaltungen **25** und **26**, einem Zeitgeberzähler (Ladeendebestimmungssektion) **27** und einem Inverter **28**.

**[0079]** Die Frequenzteilungsschaltung **21** teilt die Frequenz des Taktsignals CL1 und liefert das frequenzgeteilte Signal SB zu einem der Eingangsanschlüsse der UND-Schaltung **22**. Die Frequenzteilungsrate N der Frequenzteilungsschaltung **21** ist zu

$N = 8$  gesetzt, so dass das frequenzgeteilte Signal SB eine Frequenz F besitzt, die  $1/8$  der Frequenz des Taktsignals CL1 ist. Der Frequenzteilungsbetrieb der Teilungsschaltung **21** wird durch ein Signal ST zurückgesetzt, welches später beschrieben wird und an einem Rücksetzanschluss bereitgestellt wird.

**[0080]** Die UND-Schaltung **22** berechnet das logische Produkt (UND) des frequenzgeteilten Signals SB und eines Ein-Verbot-Signals SNQ, welches später beschrieben wird, und das Ausgangssignal SN1 davon wird den Gates der N-Kanal-FETs N1 und N2 zugeführt.

**[0081]** Die UND-Schaltung **23** berechnet das logische Produkt des Ausgangssignals SP1 des Komparators COM1 und des Ausgangssignals SP2 des Komparators COM2.

**[0082]** Das Ausgangssignal SPP davon wird somit dem Takteingangsanschluss der D-Flipflop-Schaltung **25**, einem Eingangsanschluss der UND-Schaltung **24** und, über den Inverter **28**, einem Takteingangsanschluss der D-Flipflop-Schaltung **26** zugeführt.

**[0083]** Die D-Flipflop-Schaltung **25** (Ladeendebestimmungssektion) hält ein Hochpegelsignal fest, welches einem D-Eingangsanschluss davon zugeführt wird, wenn das Signal SPP ansteigt, wodurch der Q-Ausgangsanschluss auf den Hochpegel wechselt. Die D-Flipflop-Schaltung **25** wird gelöscht, wenn das dem Löschanschluss CLR derselben zugeführte Signal ST auf den Niederpegel wechselt. Das Signal am Q-Ausgangsanschluss der D-Flipflop-Schaltung **25** wird als das Signal SQ zu dem anderen Eingangsanschluss der UND-Schaltung **24** zugeführt.

**[0084]** Das Signal SQ wirkt in diesem Fall als ein Signal, welches die UND-Schaltung **24** öffnet und schließt. Wenn das SQ-Signal auf dem Hochpegel ist, so wird aus diesem Grund das Signal SPP, welches dem anderen Eingangsanschluss der UND-Schaltung **24** zugeführt wird, über die UND-Schaltung **24** zum Setz/Lösch-Anschluss des Zeitgeberzählers **27** zugeführt.

**[0085]** Falls das Signal SPP auf den Hochpegel wechselt, weil sowohl das Signal SP1 als auch das Signal SP2 auf Hochpegel sind, sind beide der P-Kanal-FETs P1 und P2 im Ausschaltzustand. Aus diesem Grund bewirkt der Wechsel der beiden P-Kanal-FETs P1 und P2 in den Ausschaltzustand, dass das Signal SQ, das von der D-Flipflop-Schaltung **25** ausgegeben wird, auf den Hochpegel wechselt, wobei dieses, über die UND-Schaltung **24**, dem Setz/Rücksetz-Anschluss des Zeitgeberzählers **27** zugeführt wird.

**[0086]** Die Zeitgeberzählerschaltung **27** zählt das



Taktsignal, welches dem Eingangsanschluss derselben zugeführt wird, wenn das Signal SA, welches dem Setz/Rücksetz-Anschluss davon zugeführt wird, auf dem Hochpegel ist, und setzt deren Zählwert zurück, wenn das Signal SA auf den Niedrigpegel wechselt.

**[0087]** Wenn der Zählwert der Zeitgeberzählerschaltung **27** einen in einem Register **29** gespeicherten Wert erreicht, so fällt das Übertragungssignal ST des Ausgangsanschlusses davon auf den Niedrigpegel und der Zählwert wird zurückgesetzt. Es ist verständlich, dass das Taktsignal CL1 auch als das Taktsignal verwendet werden kann und dass ein Takt einer anderen Frequenz verwendet werden kann.

**[0088]** D. h. der Zeitgeberzähler **27** zählt die Zeitdauer, während welcher das Signal SA auf dem Hochpegel ist, und wenn das Signal SA für eine vorgegebene Zeitdauer auf dem Hochpegel gehalten wird, so wird das Übertragungssignal ST für eine kurze Zeitdauer auf den Niedrigpegel abgesenkt.

**[0089]** Das Übertragungssignal ST wird zu den CLR-Anschlüssen der D-Flipflop-Schaltungen **25** und **26** zugeführt, und zum Rücksetzanschluss der Frequenzteilungsschaltung **21**. Aus diesem Grund, wenn das Übertragungssignal ST auf den Niedrigpegel wechselt, sind die D-Flipflop-Schaltungen **25** und **26** gelöscht und der Frequenzteilungsbetrieb der Frequenzteilungsschaltung **21** wird zurückgesetzt.

**[0090]** Die D-Flipflop-Schaltung **26** (Zeitsetzsektion und Geschlossenschleife-Verbot-Sektion) hat das Signal SPP, über den Inverter **28**, dem Takteingang davon zugeführt, und wenn das Signal SPP abfällt, wird das dem D-Eingangsanschluss zugeführte Hochpegelsignal festgehalten, wodurch der invertierte Q-Ausgangsanschluss auf den Niedrigpegel wechselt. Wie es oben beschrieben wurde, wird die D-Flipflop-Schaltung **26** gelöscht, wenn das dem Löschanchluss CLR derselben zugeführte Übertragungssignal ST auf den Niedrigpegel wechselt.

**[0091]** Das Signal an dem invertierten Q-Ausgangsanschluss der D-Flipflop-Schaltung **26** wird als ein Ein-Verbot-Signal SNQ zu dem anderen Eingangsanschluss der UND-Schaltung **22** zugeführt.

**[0092]** Das oben erwähnte Ein-Verbot-Signal SNQ wirkt als ein Signal, welches die UND-Schaltung **22** ein- und ausschaltet. Aus diesem Grund, wenn das Ein-Verbot-Signal SNQ auf dem Hochpegel ist, so wird das frequenzgeteilte Signal SB, welches von der Frequenzteilungsschaltung **21** ausgegeben wird, über die UND-Schaltung **22**, als ein Signal SN1 zu den Gates der N-Kanal-FETs N1 und N2 zugeführt.

**[0093]** Die Gestaltung des Wechselstromgenerators AG und des Nebenmechanismus ist wie folgt.

**[0094]** Fig. 3 ist eine perspektivische Ansicht, die die Gestaltung des Wechselstromgenerators AG und des umgebenden Mechanismus darstellt. Wie es in dieser Zeichnung gezeigt ist, besitzt der Wechselstromgenerator AG einen Rotor **35** und einen Stator **36**, und wenn der Zweipolscheibenrotor **35** sich dreht, wird eine elektromotorische Kraft in der Generatorschaltung **37** des Stators **36** erzeugt, so dass ein Wechselstrom als eine Ausgabe davon abgegriffen werden kann. In Fig. 3 bezeichnet die Bezugszahl **38** ein Drehschwungrad, und **39** ist ein Getriebemechanismus, der die Drehbewegung des Rotors **38** auf den Wechselstromgenerator AG überträgt. Das Schwungrad **38** rotiert in Abhängigkeit einer Verschwenkung des Arms des Trägers der Armbanduhr, so dass eine elektromotorische Kraft von dem Wechselstromgenerator AG erhalten wird.

**[0095]** Der Begriff eines Wechselstromgenerators AG, wie hier verwendet, bezeichnet eine Einrichtung, welche Elektrizität durch die Drehung eines Rotors durch manuelle Drehung eines Stiels erzeugt, sowie einen Wechselstrom, der Elektrizität durch Drehung eines Rotors durch Aufwicklung und Entspannung einer Schraubenfeder erzeugt.

**[0096]** Der von dem Wechselstromgenerator AG ausgegebene Wechselstrom wird durch die Chopperladeschaltung **10** dieser Ausführungsform gleichgerichtet und der Verarbeitungsvorrichtung **40** zugeführt. Die Verarbeitungsvorrichtung **40** treibt die Zeitmessvorrichtung **41** mittels der elektrischen Energie, die von der Chopperladeschaltung **10** zugeführt wird. Die Zeitmessvorrichtung **41** führt eine Zeitmessoperation aus basierend auf dem Taktsignal CL1, welches von der Oszillatorschaltung **2A** ausgegeben wird.

**[0097]** Wie es oben beschrieben ist, wird die Oszillatorschaltung **2A**, die das Taktsignal CL1 erzeugt, sowohl durch die Chopperladeschaltung **10** als auch durch die Zeitmessvorrichtung **41** verwendet. Zusätzlich zur Vereinfachung der Gesamtschaltungskonfiguration der Armbanduhr ist es demzufolge möglich, den Gesamtstromverbrauch der Armbanduhr zu verringern.

**[0098]** Der Betrieb der oben beschriebenen Ausführungsform wird unten beschrieben, wobei Bezug genommen wird auf das Betriebsflussdiagramm der Chopperladeschaltung **100**, das in den Fig. 4 und Fig. 5 gezeigt ist, und das Zeitverlaufsdiagramm von Fig. 6. In diesem Fall wird eine Armbanduhr mit der Chopperladeschaltung **100** am Handgelenk getragen, und eine elektromotorische Kraft wird von dem Wechselstromgenerator AG erzeugt.

**[0099]** Fig. 6 ist ein Zeitverlaufsdiagramm der Chopperladeschaltung **100** gemäß dieser Ausführungsform. In diesem Fall wird angenommen, dass

zu der Zeit t1 das Ausgangssignal SP1 des Komparators COM1 und das Ausgangssignal SP2 des Komparators COM2 auf dem Hochpegel sind, und die P-Kanal-FETs P1 und P2 im Ausschaltzustand sind, d. h. die Eingangsanschlüsse A und B des Wechselstroms AG auf Spannungen sind, die unter der Anschlussspannung VDD liegen.

**[0100]** Wenn die Chopperladeschaltung **100** ihren Betrieb beginnt, wie es in **Fig. 6** gezeigt ist, wenn zur Zeit t1 das Signal SA vom Hochpegel zum Niedrigpegel übergeht, wird der Zählwert des Zeitgeberzählers **27** zurückgesetzt (Schritt S1 in **Fig. 4**). Der Zeitgeberzähler **27** gibt ein Übertragungssignal ST aus, welches für eine kurze Zeitdauer auf dem Niedrigpegel ist, wodurch die D-Flipflop-Schaltungen **25** und **26** gelöscht werden, und der Frequenzteilungsbetrieb der Frequenzteilungsschaltung **21** zurückgesetzt wird.

**[0101]** Durch die obige Aktion wechselt, wie es in **Fig. 6** gezeigt ist, das Ein-Verbot-Signal SNQ zum Hochpegel, und die UND-Schaltung **22** kann das frequenzgeteilte Signal SB als das Signal SN1 ausgeben.

**[0102]** Wie es in **Fig. 6** gezeigt ist, wechselt beim nächsten Abfall des Taktsignals CL1 zur Zeit t2 das frequenzgeteilte Signal SB zum Hochpegel. Aus diesem Grund wechselt das Ausgangssignal SN1 der Steuerschaltung **20** zum Hochpegel (Schritt S2 in **Fig. 4**), und die N-Kanal-FETs N1 und N2 werden in den Einschaltzustand umgeschaltet.

**[0103]** Als eine Folge des obigen bildet, wie es durch den Pfeil  $\alpha$  von **Fig. 1** dargestellt ist, die durch den Wechselstromgenerator AG und die N-Kanal-FETs N1 und N2 gebildete geschlossene Schleife einen Strompfad, und die geschlossene Periode beginnt (Schritt S3 von **Fig. 4**). Wenn dies auftritt, so fließt, abhängig von der elektromotorischen Kraft des Wechselstromgenerators AG, ein Strom i1 in der geschlossenen Schleife, und es wird Energie in der Induktivität der Generatorspule **37** gespeichert. Die geschlossene Schleife kann auch gebildet werden durch Kurzschließen der zwei Anschlüsse der Generatorspule **37** oder über eine Diode oder einen Widerstand oder dergleichen.

**[0104]** Wenn die D-Flipflop-Schaltung **25** durch das Übertragungssignal ST zur Zeit t1 gelöscht wird, wie es in **Fig. 6** gezeigt ist, wechselt das Signal SQ zum Niedrigpegel, was dazu führt, dass das Signal SA der UND-Schaltung **24** zum Niedrigpegel wechselt.

**[0105]** Aus diesem Grund wird der Zählwert des Zeitgeberzählers **27** in dem Rücksetzzustand gehalten, und das Übertragungssignal ST wird auf dem Hochpegel gehalten.

**[0106]** Da das in **Fig. 6** gezeigte frequenzgeteilte Signal SB ein Signal einer Frequenz F ist, wechselt dieses auf den Niedrigpegel, wenn eine Halbperiode bei der Frequenz (**8** Pulse des Taktsignals CL1) bei der Zeit t3 verstreicht.

**[0107]** Durch den obigen Wechsel wechselt das Ausgangssignal SN1 der Steuerschaltung **20** auf den Niedrigpegel, und die N-Kanal-FETs N1 und N2 werden in den Ausschaltzustand umgestellt, so dass die geschlossene Periode beendet wird (Schritt S4 in **Fig. 4**).

**[0108]** Durch die in der Induktivität der Generatorspule **37** gespeicherte Energie steigt die Spannung am Ausgangsanschluss A beispielsweise an, und wenn zur Zeit t4 die Spannung am Ausgangsanschluss die Anschlussspannung VDD erreicht, so wechselt das Ausgangssignal SP1 des Komparators COM1 auf den Niedrigpegel, und der P-Kanal-FET P1 wird in den Einschaltzustand versetzt.

**[0109]** Als eine Folge des obigen wird ein Strompfad zu dem Kondensator **4** großer Kapazität gebildet, und, wie es durch den Pfeil  $\beta$  in **Fig. 1** dargestellt ist, fließt ein Ladestrom i2 in den Kondensator großer Kapazität **4**, wodurch das Laden beginnt (Schritt S5 in **Fig. 4**).

**[0110]** Zur Zeit t4, wenn das Ausgangssignal SP1 des Komparators COM1 auf den Niedrigpegel wechselt, wie es in **Fig. 6** gezeigt ist, wechselt das Ausgangssignal SPP der UND-Schaltung **23** auf den Niedrigpegel, so dass das Ein-Verbot-Signal SNQ auf den Niedrigpegel wechselt.

**[0111]** D. h. falls die Spannung am Ausgangsanschluss A ansteigt auf einen Wert gleich oder größer als die Anschlussspannung VDD und ein Strompfad zu dem Kondensator großer Kapazität **4** gebildet wird, da es möglich ist, einen Ladestrom in den Kondensator großer Kapazität **4** fließen zu lassen, wechselt das Ein-Verbot-Signal SNQ auf den Niedrigpegel (Schritt S6 in **Fig. 4**).

**[0112]** Bei dem obigen, wenn die Ladebedingung erfüllt ist, wechselt das Ein-Verbot-Signal SNQ das Ausgangssignal SN1 der Steuerschaltung **20** auf den Niedrigpegel, wodurch die N-Kanal-FETs N1 und N2 im Ausschaltzustand gehalten werden (Schritt S7 in **Fig. 4**).

**[0113]** Wenngleich die Beschreibung für den Fall gegeben ist, in welchem die Spannung am Anschluss A ansteigt, da der Betrieb des Komparators COM2 und des P-Kanal-FET P2 der gleiche in dem Fall wäre, in welchem die Spannung am Anschluss B ansteigt, wie beim Betrieb des Komparators COM1 und des P-Kanal-FET P2 im beschriebenen Fall, wird dies nicht explizit beschrieben.

**[0114]** Wenn das Laden zu einem allmählichen Abfall der Spannung am Ausgangsanschluss A führt, so dass die Spannung am Ausgangsanschluss A unter die Anschlussspannung VDD zur Zeit  $t_5$  fällt, wechselt das Ausgangssignal SP1 des Komparators COM1 auf den Hochpegel, und der P-Kanal-FET P1 wird in den Ausschaltzustand umgeschaltet.

**[0115]** In dem obigen Fall, da das Signal SP1 und das Signal SP2 beide auf dem Hochpegel sind, wechselt das Ausgangssignal SPP von der UND-Schaltung 23, wie es in Fig. 6 gezeigt ist, auf den Hochpegel. Aus diesem Grund erfasst die D-Flipflop-Schaltung 25 den Anstieg des Signals SPP und das Signal SQ davon wechselt auf den Hochpegel (Schritt S8 in Fig. 4), wobei das Signal SPP über die UND-Schaltung 24 zu dem Setz/Rücksetz-Anschluss des Zeitgeberzählers 27 zugeführt wird. Demzufolge zählt die Zeitgeberzählerschaltung 27 genau die Zeitdauer, während welcher das Signal SPP (welches das gleiche wie das Signal SA ist) auf dem Hochpegel ist (Schritt S9 in Fig. 4).

**[0116]** Bei der Zeitgeberzählerschaltung 27 wird eine Entscheidung dahingehend getroffen, ob das Signal SA auf dem Hochpegel ist oder nicht (Schritt S10 in Fig. 5), und falls es auf dem Hochpegel ist, wird der Takt gemessen (Schritt S11 in Fig. 5), wobei diese Messung wiederholt wird, bis ein vorab festgelegter Zählwert erreicht wird (Schritt S12 in Fig. 5). Falls der Zählwert bei dem Schritt S12 (JA-Ergebnis in Schritt S12) den Wert  $t$  erreicht, wird entschieden, dass eine Variation aufgrund eines Flatterns sich beruhigt hat und dass das Laden beendet ist, und der Zählwert der Zeitgeberzählerschaltung 27 wird zurückgesetzt, um vorzubereiten auf die nächste geschlossene Periode (Schritt S13), wobei die Verarbeitung dann vom Schritt S2 aus wiederholt wird.

**[0117]** Dies bedeutet, wenn der P-Kanal-FET P1 während der Ladeperiode auf den Ausschaltzustand umgestellt wird, dass die Zeitgeberzählerschaltung 27 das Zählen der Ausschaltzustandsperiode beider P-Kanal-FETs P1 und P2 beginnt.

**[0118]** Dann, wenn der Ausschaltzustand der P-Kanal-FETs P1 und P2 für eine vorgegebene Zeitdauer angehalten hat, wenn zur Zeit  $t_7$  der Zählwert einen im Register 29 gespeicherten Einstellwert erreicht, wie es in Fig. 6 gezeigt ist, fällt das Übertragungssignal ST für eine relativ kurze Zeitdauer auf den Niederpegel.

**[0119]** Die Differenzzeit  $t$  zwischen der Zeit  $t_6$  und der Zeit  $t_7$  entspricht dem im Register 32 gespeicherten Einstellwert. Aus diesem Grund ist es durch Verändern dieses Einstellwerts möglich, die Länge der Zeit  $t$  einzustellen.

**[0120]** Durch das obige, wenn die D-Flipflop-Schal-

tung 26 durch Empfangen des Übertragungssignals ST gelöscht wird, wie es in Fig. 6 dargestellt ist, so wechselt das Ein-Verbot-Signal SNQ zur Zeit  $t_7$  auf den Hochpegel, und das frequenzgeteilte Signal SB wird, über die UND-Schaltung 22, als das Signal SN1 zu den Gates der N-Kanal-FETs N1 und N2 zugeführt.

**[0121]** Daher wird das Ein-Verbot-Signal SNQ auf dem Hochpegel gehalten, bis die Ausschaltzustände der beiden P-Kanal-FETs P1 und P2 für eine vorgegebene Zeitdauer gehalten werden, wodurch die N-Kanal-FETs N1 und N2 im Ausschaltzustand gehalten werden.

**[0122]** Daher, wenn der Zustand für das Laden erfüllt ist, schaltet die Steuerschaltung 20 die N-Kanal-FETs N1 und N2 mittels des Ein-Verbot-Signals SNQ in den Einschaltzustand, und hält die N-Kanal-FETs N1 und N2 im Ausschaltzustand, bis die P-Kanal-FETs P1 und P2 für eine vorgegebene Zeitdauer im Ausschaltzustand waren.

**[0123]** Um den Widerstand in dem Ladepfad zu verringern und die Ladeeffizienz zu verbessern, werden die P-Kanal-FETs P1 und P2 verwendet, die einen relativ geringen Source-zu-Drain-Leitungswiderstand (Einschaltwiderstand) besitzen.

**[0124]** Aus diesem Grund, während der Ladeperiode, wenn die Spannung am Ausgangsanschluss A die Anschlussspannung VDD erreicht und der P-Kanal-FET P1 von dem Einschaltzustand zu dem Ausschaltzustand umschaltet aufgrund des Vorwärtsspannungsabfalls der Diode D1, steigt die Spannung über die zwei Anschlüsse des Komparators COM1, so dass der Betrieb des P-Kanal-FET P1 zum erneuten Umschalten in den Einschaltzustand wiederholt wird.

**[0125]** D. h. es tritt das Phänomen auf, bei welchem der P-Kanal-FET P1 die Einschalt- und Ausschaltoperation am Ende des Ladens wiederholt (von der Zeit  $t_5$  bis zur Zeit  $t_6$  in Fig. 6).

**[0126]** In diesem Fall, falls die N-Kanal-FETs N1 und N2 in den Einschaltzustand wechseln, tritt eine Zeitdauer auf, während welcher sowohl der P-Kanal-FET P1 als auch die N-Kanal-FETs N1 und N2 im Einschaltzustand sind, wie es in Fig. 26 gezeigt ist, so dass ein Ladestrom (Durchgangsstrom)  $i_k$  von dem Kondensator 4 großer Kapazität fließt, wodurch die Ladeeffizienz verringert wird.

**[0127]** In dieser Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, wie es oben beschrieben wurde, erfasst der Zeitgeberzähler 27, ob beide P-Kanal-FETs P1 und P2 im Ausschaltzustand sind oder nicht, und, mittels des Ein-Verbot-Signals SNQ, werden die N-Kanal-FETs N1 und N2 im Ausschaltzustand ge-

halten, solange die P-Kanal-FETs P1 und P2 für eine vorgegebene Zeitdauer im Ausschaltzustand bleiben.

**[0128]** Dadurch ist es bei der Chopperladeschaltung **10** während der Zeitdauer, über welche ein Flattern in den P-Kanal-FETs P1 und P2 auftritt (beispielsweise von der Zeit  $t_5$  bis zur Zeit  $t_6$ ) möglich, die N-Kanal-FETs N1 und N2 im Ausschaltzustand zu halten, wodurch ein Absinken der Ladeeffizienz aufgrund des Durchgangstroms verhindert wird. In diesem Sinne wirkt der Zeitgeberzähler **27** als eine Ladeendebestimmungssektion und wirkt die D-Flipflop-Schaltung **26** als eine Geschlossenschleife-Verbot-Sektion.

**[0129]** Wie es oben beschrieben ist, wenn das Übertragungssignal ST auf den Niedrigpegel fällt, so wird die D-Flipflop-Schaltung **25** gelöscht und der Frequenzteilungsbetrieb der Frequenzteilungsschaltung **21** wird zurückgesetzt, so dass das frequenzgeteilte Signal SB an der Anstiegsflanke des Taktsignals CL1 nach dem Zurücksetzen des Frequenzteilungsbetriebs der Frequenzteilungsschaltung **21** auf den Hochpegel wechselt, und das Ein-Verbot-Signal SNQ wechselt zum Hochpegel (Zeit  $t_8$ ).

**[0130]** Durch das obige, nachdem beide P-Kanal-FETs P1 und P2 für eine vorgegebene Zeitdauer im Ausschaltzustand sind, werden die N-Kanal-FETs N1 und N2 in den Einschaltzustand umgestellt, und ein Übergang in die geschlossene Periode wird durchgeführt. Eine geschlossene Schleife wird gebildet durch den Wechselstromgenerator AG und die N-Kanal-FETs N1 und N2, wobei Energie in der Induktivität der Generatorspule **37** in Abhängigkeit von einer Elektrizität gespeichert wird, die durch den Wechselstromgenerator AG erzeugt wird.

**[0131]** Da der Frequenzteilungsbetrieb der Frequenzteilungsschaltung **21** zur Zeit  $t_8$  zurückgesetzt wird, wechselt das frequenzgeteilte Signal SB, nach Erreichen der Zeit  $t_9$ , bei welcher eine Halbperiode der Zeit bei der Frequenz F durch Frequenzteilung durch die Frequenzteilungsschaltung **21** erreicht ist, zum Niedrigpegel (**Fig. 6**).

**[0132]** Da die N-Kanal-FETs N1 und N2 bei der Zeit  $t_9$  auf den Ausschaltzustand umgestellt werden, endet deshalb die geschlossene Periode, so dass die während der geschlossenen Periode in der Induktivität der Generatorspule **37** gespeicherte Energie bewirkt, dass das Laden des Kondensators **4** großer Kapazität wieder beginnt.

**[0133]** Als nächstes, wie es in **Fig. 6** dargestellt ist, zur Zeit  $t_{10}$ , wenn die P-Kanal-FETs P1 und P2 für eine vorgegebene Zeitdauer im Ausschaltzustand waren, ist das Übertragungssignal ST, wie es in **Fig. 6** dargestellt ist, welches von dem Zeitgeberzähler

ler **27** ausgegeben wird, für gerade eine kurze Zeitdauer auf dem Niedrigpegel.

**[0134]** Durch das obige werden, ähnlich dem früher beschriebenen Fall, die D-Flipflop-Schaltungen **25** und **26** gelöscht, und der Frequenzteilungsbetrieb der Frequenzteilungsschaltung **21** wird zurückgesetzt, wodurch das Ein-Verbot-Signal SNQ und das frequenzgeteilte Signal SB auf den Hochpegel gebracht werden, wie es in **Fig. 6** gezeigt ist, und das Signal SN1 auf den Hochpegel gebracht wird. Demzufolge endet die Ladeperiode.

**[0135]** Als eine Folge des obigen werden die N-Kanal-FETs N1 und N2 auf den Einschaltzustand umgestellt, was wieder einen Übergang zu der geschlossenen Periode bewirkt, während welcher Energie in der Generatorspule **37** gespeichert wird, abhängig von einer Elektrizität, die durch den Wechselstromgenerator AG erzeugt wird.

**[0136]** Da die geschlossene Periode in der Chopperladeschaltung **10** der vorliegenden Erfindung festgelegt ist als die Halbperiodenzeit bei der Frequenz F, die durch die Frequenzteilung durch die Frequenzteilungsschaltung **21** erreicht wird, ist es somit möglich, eine konstante geschlossene Periode zu erzielen.

**[0137]** Da die Ladezeit solange aufrechterhalten wird, wie die P-Kanal-FETs P1 und P2 im Einschaltzustand verbleiben, variiert dies in Abhängigkeit von der in der Generatorspule **37** gespeicherten Energie, d. h. in Abhängigkeit von dem Ausmaß an Elektrizität, welches durch den Wechselstromgenerator AG erzeugt wird. Deshalb wird die Chopperfrequenz automatisch eingestellt, so dass, wenn das Ausmaß an erzeugter Elektrizität klein ist, das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode gleich oder größer als in dem Fall ist, in welchem das Ausmaß an erzeugter Elektrizität groß ist.

**[0138]** Die Optimierung der geschlossenen Periode und der Chopperfrequenz der oben erwähnten Chopperladeschaltung **10** wird wie folgt bewerkstelligt.

**[0139]** Zunächst werden, in der geschlossenen Chopperperiode, die im Innenwiderstand der Generatorspule **37** des Wechselstromgenerators AG verbrauchte Energie sowie die in der Induktivität gespeicherte Energie bestimmt, und die optimale geschlossene Periode wird bestimmt, nach welchem eine Simulation bezüglich des Spannungsanstiegs und der offenen Chopperzeit durchgeführt wird.

**[0140]** Die geschlossene Periode wird wie folgt berechnet. Zum besseren Verständnis der Spannungsanstiegsoperation in der Induktivität sei eine Schaltung angenommen, wie die in **Fig. 7** gezeigte. In diesem Fall, falls der Generator **37** als eine ideale Induk-

tivität ohne Widerstandskomponente angenommen wird, gelten für die Spannung  $V(t)$  und den Strom  $I(t)$  der Generatorspule **37** die unten angegebenen Beziehungen, in welchen  $L$  die Induktivität der Generatorspule **37** ist.

$$V(t) = L \cdot di(t)/dt \quad (1)$$

$$I(t) = (V(t)/L)dt \quad (2)$$

**[0141]** D. h. der Strom  $I(t)$ , der in der Generatorspule **37** fließt, ist proportional zu dem integrierten Wert der Spannung  $V(t)$ . Falls der Schalter SW eingeschaltet ist und der nach dem Verstreichen einer vorbestimmten Zeitdauer danach durch die Generatorspule **37** fließende Strom  $I$  ist, so ist die in der Generatorspule **37** gespeicherte Energie  $UL = 1/2 \times L \times I^2$ . Falls der Ausgangswert der Spannung des Kondensators **4** größer Kapazität als  $V_c$  gegeben ist, so ist die Energie  $UC$  des Kondensators **4** größer Kapazität  $UC = 1/2 \times C \times V_c^2$ , in welcher Beziehung  $C$  die Kapazität des Kondensators **4** größer Kapazität ist.

**[0142]** Falls der Schalter SW geöffnet ist (in den Ausschaltzustand versetzt ist), fließt der Strom, der in die Generatorspule **37** geflossen ist, in den Kondensator **4** größer Kapazität, und wird die Energie  $UL$ , die in der Generatorspule **37** gespeichert wurde, in dem Kondensator **4** größer Kapazität gespeichert. Wenn dies stattfindet, so können die Vorwärtsspannung der Diode  $D$  und der Schaltungsverlust vernachlässigt werden, und falls die Spannung des Kondensators **4** größer Kapazität auf die Spannung  $V_{c1}$  steigt, so lässt sich die Spannung  $V_{c1}$  wie folgt ausdrücken.

**[0143]** Aus  $dUC = UL$  folgt

$$1/2 \cdot C \cdot (V_{c1}^2 - V_c^2) = 1/2 \cdot L \cdot I^2 \quad (3)$$

**[0144]** Durch Lösen der Gleichung (3) erhält man

$$V_{c1} = I \cdot (L/C) + V_c \quad (4)$$

**[0145]** Aus Gleichung (4) ergibt sich, dass die durch den Anstieg in der Spannung erhaltene Spannung  $V_{c1}$  proportional zu dem in der Generatorspule **37** fließenden Strom ist. Da der in der Generatorspule **37** fließende Strom proportional zu dem integrierten Wert der Spannung der Generatorspule **37** ist, legt die Zeit, für welche der Schalter SW eingeschaltet ist, falls diese Spannung konstant vorgesehen wird, d. h. die geschlossene Periode die Spannung der Generatorspule **37** fest. Bezüglich der Berechnung der Spannung, beispielsweise erhalten durch den Spannungsanstieg, wird auf den Beschreibungsteil auf Seiten 18–19 von Hasegawa, Akira, Switching Regulator Design Knowhow, Revised Edition (CQ Shuppan) verwiesen.

**[0146]** Da die Generatorspule **37** dieser Ausführungsform eine Generatorspule eines kleinen Wechselstromgenerators AG ist, ist der Innenwiderstand groß, was diesen, nicht vernachlässigbar macht. Die Chopperladeschaltung **10** dieser Ausführungsform kann daher wie in **Fig. 8** gezeigt dargestellt werden.

**[0147]** In **Fig. 8** repräsentiert  $R$  den Innenwiderstand der Generatorspule **37** und ist  $R_c$  der Innenwiderstand des Kondensators **4** großer Kapazität.

**[0148]** In diesem Fall, falls der Schalter SW eingeschaltet wird und der in der Generatorspule **37** fließende Strom  $i_1(t)$  ist, so lässt sich die Spannung  $V_1(t)$  an der Generatorspule **37** wie folgt ausdrücken.

$$V_1(t) = L \cdot di(t)/dt + R_1 \cdot i_1(t) \quad (5)$$

**[0149]** Aus Gleichung (5) ergibt sich der in der Generatorspule **37** fließende Strom  $i_1(t)$  wie folgt.

$$i_1(t) = V_1(t)/R \cdot (1 - e^{-R \cdot t/L}) \quad (6)$$

**[0150]** Gemäß obigem, aus Gleichung (6), wird der in der Generatorspule **37** fließende Strom  $i_1(t)$  durch die Spannung  $V_1(t)$  der Generatorspule **37** gesteuert und der Stromwert durch den Innenwiderstand  $R$  festgelegt.

**[0151]** **Fig. 9** ist eine Charakteristik-Grafik, welche den Innenwiderstand der Generatorspule und die zeitliche Variation der an der Induktivität  $L$  während der geschlossenen Chopperperiode angelegten Spannung zeigt. In diesem Fall ist angenommen, dass die Generatorspule **37** eine Zeitkonstante  $\tau = (L/R) =$  etwa 0,4 ms besitzt, und dass die elektromotorische Kraft 0,6 V ist.

**[0152]** Wie es in **Fig. 9** gezeigt ist, nimmt die an der Induktivität  $L$  angelegte Spannung  $V_1(t)$  exponentiell ab, und, bei etwa 2 ms oder mehr, wird alles von der elektromotorischen Kraft von 0,6 V an den Innenwiderstand  $R$  angelegt und als Kupferverlust verbraucht. Falls die geschlossene Periode gleich oder größer als etwa 2 ms ist, so ist es deshalb, selbst nach einem Übergang zu der offenen Chopperperiode, nicht lediglich möglich, ein effizientes Laden mit angehobener Spannung zu erzielen, sondern es wirkt auch eine Kraft in derjenigen Richtung, welche die Drehung des Rotors **35** stoppt, wodurch eine Verringerung der Ladeeffizienz hervorgerufen wird.

**[0153]** **Fig. 10** ist eine Charakteristik-Grafik, welche basierend auf Gleichung (6) den Innenwiderstand der Generatorspule sowie die zeitliche Variation der Momentanenergie der Induktivität  $L$ , alle 10  $\mu$ s aufgenommen, darstellt. In **Fig. 10** ist die Differenz zwischen dieser Momentanenergie der Induktivität  $L$  und dem Innenwiderstand  $R$  durch eine gestrichelte Linie dargestellt.

**[0154]** Fig. 11 ist eine Charakteristik-Grafik, welche die in Fig. 10 gezeigten Ergebnisse darstellt, gewandelt zu einem akkumulierten Energiewert. Wie es in Fig. 11 gezeigt ist, sättigt die in der Induktivität L gespeicherte Energie  $UL$  nach etwa 1,6 ms. Die in dem Innenwiderstand  $R$  verbrauchte Energie  $UR$  (durch die durchgezogene Linie in Fig. 11 dargestellt) erhöht sich in einer beschleunigten Weise, und wird nach 0,45 ms gleich oder größer als die in der Generatorspule **37** gespeicherte Energie, so dass die Energiebilanz ( $UL-UR$ ) negativ wird (durch eine gestrichelte Linie in Fig. 11 dargestellt).

**[0155]** Falls der Gleichrichtungsverlust der Diode  $D$  während des Ladens und der Verlust im Innenwiderstand, beispielsweise des Kondensators **4** großer Kapazität, beseitigt werden, um die Ladeeffizienz zu maximieren, so ist es daher ausreichend, die geschlossene Periode zur Erzielung der maximalen Energiebilanz ( $UL-UR$ ) einzustellen. D. h., wie in Fig. 11 gezeigt, für den Fall, bei welchem die Energiebilanz ( $UL-UR$ ) bei einer Zeit von 0,27 ms nach dem Einschalten des Schalters  $SW$  maximal ist, wird die Ladeeffizienz maximiert, falls die geschlossene Periode auf 0,27 ms eingestellt wird.

**[0156]** Falls die geschlossene Periode auf 0,27 ms eingestellt wird, wie dies in Fig. 9 gezeigt ist, korrespondiert dies zu der Zeit  $T$ , bei welcher die Spannung über den Innenwiderstand  $R$  und die an der Induktivität  $L$  angelegte Spannung gleich sind.

**[0157]** Falls  $R \times i_1(t) = 1/2 \times V(t)$  in Gleichung (6) eingesetzt wird, so kann deshalb die geschlossene Periode ausgedrückt werden, wie es in der nachfolgenden Gleichung angegeben ist.

$$T = 0,693 \cdot L/R \quad (7)$$

**[0158]** Aus den obigen Ergebnissen ist es möglich, die geschlossene Periode in Abhängigkeit von der Induktivität und dem Innenwiderstand der Generatorspule **37** festzulegen. Bei der oben beschriebenen Ausführungsform, falls z. B. die Zeitkonstante der Generatorspule **37**  $\tau =$  etwa 0,4 ms ist, so wird die geschlossene Periode auf 0,27 ms eingestellt. Im Besonderen ist das, was in der Frequenzteilungsschaltung **21** getan wird, dass die Frequenzteilung des Taktsignals  $CL1$  durchgeführt wird, um eine Frequenz von 1,851 kHz zu erreichen, was eine Halbperiodenzeit besitzt, die gleich der geschlossenen Periode ist. Da ein 32 kHz-Taktsignal als das Taktsignal  $CL1$  verwendet wird, besitzt die Frequenz  $F$  bei dieser Ausführungsform etwa einen Wert von 2 kHz.

**[0159]** Es ist wünschenswert, dass die geschlossene Periode in einen Bereich von  $\pm 30\%$  des Werts  $T$  gesetzt wird, und weiter bevorzugt, dass die geschlossene Periode in einen Bereich von  $\pm 20\%$  davon gesetzt wird.

**[0160]** Es wurde dann eine Simulation hinsichtlich des Spannungsanstiegs durchgeführt, für den Fall, in welchem die Chopperfrequenz 2 kHz beträgt und die geschlossene Periode auf 0,25 ms eingestellt ist, wobei die Ergebnisse dieser Simulation in Fig. 12 dargestellt sind.

**[0161]** Wie es in Fig. 12 gezeigt ist, falls die Eingangsspannung, welches die elektromotorische Kraft des Wechselstromgenerators  $AG$  ist, 150 mV oder größer ist, ist es möglich, Energie in der Induktivität  $L$  zu speichern, welche einen Spannungsanstieg bis auf etwa 6 V ermöglicht. Beim tatsächlichen Laden, indem eine Sekundärbatterie angeschlossen wird, da die Ladespannung der Sekundärbatterie durch den Innenwiderstand, beispielsweise des Kondensators **4** großer Kapazität, festgelegt wird, kann, wenngleich es keinen Anstieg der Ladespannung der Sekundärbatterie auf dieses Niveau gibt, gesagt werden, dass es einen ausreichenden Momentananstieg einer kleinen elektromotorischen Kraft für die Sekundärbatterie gibt.

**[0162]** Dann wurde eine Simulation der Ladungsmenge mit der auf 0,25 ms eingestellten geschlossenen Periode und variierender Chopperfrequenzeinstellung durchgeführt.

**[0163]** Wie es in Fig. 13 gezeigt ist, wurde eine Simulation durchgeführt mit Arbeitsverhältnissen ("duty cycles") der geschlossenen Periode von 50% und 75% und so weiter, um das Ausmaß der Ladeladung zu bestimmen, wobei die Ergebnisse dieser Simulation in Fig. 14 und Fig. 15 dargestellt sind. In Fig. 14 und Fig. 15 ist auch die Chopperfrequenz angegeben, die durch die geschlossene Periode und das Arbeitsverhältnis festgelegt wird.

**[0164]** Fig. 14 zeigt die Ergebnisse der Simulation für den Fall einer niedrigen Eingangsspannung (0,15 V), und Fig. 15 zeigt die Ergebnisse der Simulation für den Fall einer hohen Eingangsspannung (0,9 V).

**[0165]** Wie es aus Fig. 14 ersichtlich ist, in dem Fall einer niedrigen Eingangsspannung, falls die Chopperfrequenz hoch vorgesehen wird, d. h. falls die Ladezeit kurz vorgesehen wird, um eine große Anzahl von Spannungsanstiegen zu erreichen, so tendiert die Laderate, die ausgedrückt wird als das Ladungsladeausmaß für jede Chopperfrequenz bei 2 kHz, multipliziert mit 100, zu steigen.

**[0166]** Wenn jedoch wie in Fig. 15 gezeigt die Eingangsspannung hoch ist, falls die Chopperfrequenz hoch vorgesehen wird, wird es unmöglich, eine ausreichende, in der Induktivität  $L$  gespeicherte Energie  $UL$  zu erzielen, und es gibt eine Tendenz für die Ladeeffizienz zu sinken.

**[0167]** Aus den oben erwähnten Ergebnissen ist er-

sichtlich, dass es möglich ist, eine hohe Ladeeffizienz zu erzielen durch Vorsehen einer hohen Chopperfrequenz in dem Fall, in welchem die Eingangsspannung niedrig ist, und durch Vorsehen einer niedrigen Chopperfrequenz in dem Fall, in dem die Eingangsspannung hoch ist.

**[0168]** Dann wurde ein Versuch durchgeführt, um die Laderate in einer tatsächlichen Chopperladeschaltung durch Variieren der Chopperfrequenz und der geschlossenen Periode zu messen.

**[0169]** Eine Untersuchung der Chopperfrequenz wurde durchgeführt. **Fig. 16** und **Fig. 17** zeigen die Ergebnisse des Ladeeffizienzversuchs, wobei die Chopperfrequenz variiert wurde. In diesem Versuch wurde das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode bei 50% festgehalten.

**[0170]** Aus den in **Fig. 16** und **Fig. 17** gezeigten Ergebnissen ist ersichtlich, dass die Ladeeffizienz einen Maximalwert annimmt, wenn die Chopperfrequenz im Bereich von 2 kHz liegt.

**[0171]** **Fig. 18** zeigt das Ergebnis einer Normalisierung der in **Fig. 16** gezeigten Ergebnisse und der in **Fig. 11** gezeigten Ergebnisse mit der Beziehung zwischen der geschlossenen Periode und dem Ladeladungsausmaß. Wie es in **Fig. 18** gezeigt ist, wird in den experimentellen Ergebnissen wie auch ähnlich in den zuvor berechneten Ergebnissen bestätigt, dass die Ladeeffizienz maximal wird bei einer geschlossenen Periode von 0,27 ms.

**[0172]** Eine Untersuchung des Arbeitsverhältnisses der geschlossenen Periode wurde durchgeführt. **Fig. 19** und **Fig. 20** zeigen die Ergebnisse eines Laderatenversuchs, wobei das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode variiert wurde. Bei diesem Versuch wurde die geschlossene Periode bei 0,27 ms festgehalten.

**[0173]** In **Fig. 19** ist die Eingangsspannung ein niedriger Wert und in **Fig. 20** ist die Eingangsspannung hoch.

**[0174]** Aus den in **Fig. 19** gezeigten experimentellen Ergebnissen, falls die Eingangsspannung niedrig ist, ist ersichtlich, dass das Vorsehen eines hohen Arbeitsverhältnisses der geschlossenen Periode die Ladeeffizienz steigert, und aus den in **Fig. 20** gezeigten experimentellen Ergebnissen, falls die Eingangsspannung hoch ist, ist ersichtlich, dass das Vorsehen eines hohen Arbeitsverhältnisses der geschlossenen Periode die Ladeeffizienz verringert. Dies sind die gleichen Ergebnisse, die in den Simulationen erhalten wurden, die in **Fig. 14** und **Fig. 15** dargestellt sind.

**[0175]** Der Grund dafür, dass die Laderate extrem

niedrig ist, wenn das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode 25% in **Fig. 20** beträgt, ist es, dass bei einer hoch erzeugten Spannung die Zeitdauer des Ladens mit Nicht-Chopper-Betrieb mehr als die Hälfte der Zeit beträgt, wobei die Periode des Ladens durch einen Chopper-Betrieb lediglich einen Teil der Gesamtperiode darstellt. Dies deshalb, weil die Zeitdauer des Ladens durch einen Chopper-Betrieb nahe der Chopperperiode bei einem Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode von 25% ist.

**[0176]** Dies bedeutet, wie es angegeben ist durch die erzeugte Spannungswellenform, die aus der Mischung des Chopper-Betriebs und des Nicht-Chopper-Betriebs beim Laden wie in **Fig. 21** resultiert, dass der Chopper während des Chopper-Betriebs lediglich etwa ein- oder zweimal arbeitet, so dass es fast keine Chopperwirkung gibt.

**[0177]** Aus den obigen Ergebnissen, je nachdem wie niedrig die Eingangsspannung ist, ist es durch Vorsehen eines höheren Arbeitsverhältnisses der geschlossenen Periode möglich, eine hohe Ladeeffizienz aufrechtzuerhalten. Insbesondere, falls die geschlossene Periode  $T$  als  $0,693 \times L/R$  vorgesehen wird, ist es möglich, indem das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode zu 60% oder größer für eine niedrige Eingangsspannung vorgesehen wird oder indem das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode zu 60% oder weniger für eine hohe Eingangsspannung vorgesehen wird, ein hohes Ladeladungsausmaß aufrechtzuerhalten. Es ist weiter bevorzugt, dass in dem Fall einer niedrigen Eingangsspannung das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode zu etwa 75% vorgesehen wird und dass für eine hohe Eingangsspannung das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode zu etwa 50% vorgesehen wird, wodurch das maximale Ladeladungsausmaß ermöglicht wird.

**[0178]** Aus dem obigen ist ersichtlich, dass bei der Chopperladeschaltung **10**, selbst wenn es eine Variation im Ausmaß der Elektrizität gibt, die durch den Wechselstromgenerator AG erzeugt wird, es möglich ist, mit der optimalen geschlossenen Periode und Chopperfrequenz zu arbeiten und die Ladeeffizienz zu erhöhen.

**[0179]** Da bei der Chopperladeschaltung **10** die Ladeperiode entsprechend dem Ausmaß an durch den Wechselstromgenerator AG erzeugter Elektrizität festgelegt wird, wird die Chopperfrequenz selbsttätig eingestellt. Aus diesem Grund ist es nicht notwendig, das Ausmaß der erzeugten Elektrizität durch Vorsehen einer separaten Schaltung oder dergleichen für eine Erfassung des Ladestroms zu erfassen. Es ist daher möglich, die Ladeeffizienz ohne Anstieg des Gesamtschaltungsenergieverbrauchs zu erhöhen.

**[0180]** Eine Reihe von Variationen der oben ange-

gebenen Ausführungsform kann in Betracht gezogen werden. Diese werden unten beschrieben.

#### Erste Variation

**[0181]** Bei der oben beschriebenen Ausführungsform, wenngleich die Beschreibung für den Fall einer Variation der Chopperfrequenz gegeben wurde, ist die vorliegende Erfindung nicht in dieser Weise eingeschränkt und kann eine Gesamtverbesserung in der Ladeeffizienz selbst dann erreichen, wenn die Chopperfrequenz festgelegt ist, wobei das Ausmaß an erzeugter Elektrizität variiert. In diesem Fall, wie es in **Fig. 19** und **Fig. 20** gezeigt ist, ist es durch Einstellen der Chopperfrequenz derart, dass das Arbeitsverhältnis der geschlossenen Periode etwa 50% beträgt, selbst falls das Ausmaß an erzeugter Elektrizität variiert, möglich, ein hohes Maß an Ladeladung mit einer einfachen Konfiguration aufrechtzuerhalten. In diesem Fall ist es ferner durch Einstellen der Chopperfrequenz gemäß des maximalen Ausmaßes an Elektrizität, die durch den Wechselstromgenerator erzeugt wird (z. B. in dem Fall eines kleinen Wechselstromgenerators) möglich, eine Verbesserung der Ladeeffizienz unter Verwendung einer einfachen Konfiguration zu erzielen.

#### Zweite Variation

**[0182]** Bei der oben beschriebenen Ausführungsform, wenngleich die Beschreibung für den Fall gegeben wurde, in welchem, wenn der Kondensator **4** großer Kapazität geladen wird, die N-Kanal-FETs **N1** und **N2** dazu angesteuert werden, um im Ausschaltzustand zu sein, so ist die Erfindung nicht in dieser Weise eingeschränkt, und es ist möglich, die N-Kanal-FETs **N1** und **N2** im Strompfad des Kondensators **4** großer Kapazität im Einschaltzustand zu haben.

**[0183]** In diesem Fall ist es, z. B. wie in **Fig. 22** gezeigt, möglich, ein Verfahren in Betracht zu ziehen, bei welchem Komparatoren **COM3** und **COM4** zum Vergleichen der Spannungen an den Anschlüssen **A** bzw. **B** des Wechselstromgenerators **AG** mit einer Referenzspannung sowie ODER-Schaltungen **OR1** und **OR2** (zweite Steuereinrichtungen) hinzugezogen werden, welche die logische Summe des Ausgangssignals **SN1** der Steuerschaltung **20** und der Ausgangssignale der Komparatoren **COM3** bzw. **COM4** berechnen, und Ausgangssignale der ODER-Schaltungen **OR1** und **OR2** zu den Gates der N-Kanal-FETs **N1** und **N2** liefern.

**[0184]** Es ist möglich, wie es in **Fig. 23** gezeigt ist, die parallele Verbindung von N-Kanal-FETs **N3** und **N4** (zweite Ladeschalter) mit den N-Kanal-FETs **N1** bzw. **N2** in Betracht zu ziehen, und die Zufuhr der Spannungen der Ausgangsanschlüsse **A** und **B** des Wechselstromgenerators **AG** zu den Gates der N-Kanal-FETs **N3** und **N4**.

**[0185]** Wenn dies getan wird, so ist es möglich, den Verlust der Dioden **D3** oder **D4** zu verringern, in welchen der Ladestrom während des Ladens fließt, wodurch eine Verbesserung der Ladeeffizienz der Chopperladeschaltung ermöglicht wird.

#### Dritte Variation

**[0186]** Bei der oben beschriebenen Ausführungsform, wenngleich die Beschreibung für den Fall gegeben ist, in welchem die elektromotorische Kraft des Wechselstromgenerators geladen wird, so ist die vorliegende Erfindung nicht in dieser Weise eingeschränkt, und es ist möglich, eine elektrische Wechselstromenergie von einer kommerziellen Wechselstromleitung, einen Wechselstrom von einem Radio- bzw. Funksignal oder eine elektrische Gleichstromleistung von einem elektrischen Gleichstromgenerator oder dergleichen zum Laden zu verwenden.

**[0187]** Das Verfahren zum Eingeben der elektrischen Energie umfasst die berührungslose Methode der Verwendung von in Eingriff befindlichen Spulen (Primär- und Sekundärspulen), wie es in **Fig. 24** gezeigt ist.

#### Vierte Variation

**[0188]** Bei der oben beschriebenen Ausführungsform, wenngleich die Beschreibung für das Beispiel einer Verwendung eines P-Kanal-Feldeffekttransistors als Schaltsektionen gegeben wurde, so ist die vorliegende Erfindung nicht in dieser Weise eingeschränkt, und es ist alternativ möglich, PNP-Bipolartransistoren anstelle der P-Kanal-FETs und NPN-Bipolartransistoren anstelle der N-Kanal-FETs zu verwenden.

**[0189]** Es ist ferner möglich, den P-Kanal-FET **P1** und **P2** durch Dioden zu ersetzen, in welchem Fall die Komparatoren **COM1** und **COM2** die Vorwärtsspannungen der Dioden erfassen, und die jeweiligen Ausgangssignale **SP1** und **SP2** davon werden lediglich der Steuereinrichtung **20** zugeführt.

#### Fünfte Variation

**[0190]** Bei der oben beschriebenen Ausführungsform, wenngleich die Beschreibung für den Fall gegeben wurde, bei welchem die vorliegende Erfindung für eine Chopperladeschaltung eingesetzt wird, in welcher eine Vollwellengleichrichtung durchgeführt wird, so ist die vorliegende Erfindung nicht in dieser Weise eingeschränkt, und es ist möglich, die vorliegende Erfindung auch bei einem Halbwellengleichrichtungschopper einzusetzen.

#### Sechste Variation

**[0191]** Bei der oben beschriebenen Ausführungs-



form, wenngleich die Beschreibung für den Fall gegeben wurde, bei welchem die Chopperladeschaltung für eine Armbanduhr eingesetzt wird, so ist die vorliegende Erfindung nicht in dieser Weise eingeschränkt, und es ist möglich, die vorliegende Erfindung einzusetzen bei anderen Arten von Uhren, bei Uhren, die in elektronischer Ausstattung wie PCs einbezogen sind, bei Berechnungseinrichtungen und Mobiltelefonen, und weiter bei einem großen Bereich an elektronischen Einrichtungen, wie tragbaren Sphygmomanometern, Rufanlagen bzw. Pagern und Laufschrätzählern. Es ist ferner möglich, in diesen elektronischen Einrichtungen sowohl eine Batterie als auch eine Chopperladeschaltung vorzusehen, wobei ein Betrieb basierend auf elektrischer Energie von der Batterie erfolgt, wenn die gespeicherte elektrische Energie klein wird.

#### Siebte Variation

**[0192]** Bei der oben beschriebenen Ausführungsform, wenngleich die Beschreibung für den Fall gegeben wurde, bei welchem die vorliegende Erfindung für eine Chopperladeschaltung eingesetzt wird, so kann die vorliegende Erfindung auch für eine Chopperschaltung eingesetzt werden, die einfach eine Chopperspannung ausgibt.

**[0193]** Bei der Chopperladeschaltung der vorliegenden Erfindung, wie sie oben im Detail beschrieben wurde, ist es möglich, durch Erfassen, wenn die Transistoren P1 und P2 für eine gegebene Zeitdauer ausgeschaltet sind, basierend auf den Vergleichsergebnissen der Komparatoren COM1 und COM2, um über das Ende des Ladens zu entscheiden, und wenn die Entscheidung dahingehend getroffen wurde, dass das Laden beendet ist, durch Einstellen der Transistoren N1 und N2 in den Einschaltzustand für gerade eine zuvor festgelegte Einstellzeit und dann durch Versetzen dieser wieder in den Ausschaltzustand, die Ladeeffizienz zu erhöhen, selbst wenn es eine Variation in dem Ausmaß an Elektrizität gibt, welche durch den elektrischen Generator erzeugt wird, ohne den Stromverbrauch zu vergrößern.

#### Patentansprüche

1. Chopperschaltung (10) zum Erzeugen einer Chopperspannung aus elektrischer Energie von einer Energiequelle (AG), wobei die Chopperspannung zwischen einer ersten Leitung und einer zweiten Leitung erzeugt wird, wobei die Chopperschaltung (10) umfasst:

einen ersten Komparator (COM1) zum Vergleichen einer Spannung der ersten Leitung mit einer Spannung des einen Eingangsanschlusses, welchem elektrische Energie der Energiequelle (AG) zugeführt wird,

eine erste Schaltsektion (P1) zum Laden, vorgesehen zwischen der ersten Leitung und dem einen Ein-

gangsanschluss, welche, in dem Fall, in welchem ein Vergleichsergebnis des Komparators (COM1) angibt, dass die Spannung des einen Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, eine zweite Schaltsektion (N1) für eine geschlossene Schleife, vorgesehen zwischen der zweiten Leitung und dem einen Eingangsanschluss, umfassend ein Schaltelement und ein parallel zu dem Schaltelement angeordnetes Unidirektionalelement (D3), welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und eine Steuereinrichtung (20), welche das Schaltelement steuert,

wobei die Steuereinrichtung (20) eine Ladeendebestimmungssektion (27) zum Bestimmen eines Endes des Ladens durch Erfassen, dass die erste Schaltsektion (P1) zum Laden für eine vorgegebene Zeitdauer ausgeschaltet ist, basierend auf einem Vergleichsergebnis des Komparators (COM1), und eine Schaltelementsteuereinrichtung umfasst, welche, in einem Fall, in welchem durch die Ladeendebestimmungssektion (27) eine Entscheidung dahingehend getroffen wurde, dass das Laden beendet ist, das Schaltelement für eine vorher festgesetzte Zeitdauer in einen Einschaltzustand versetzt.

2. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1, ferner umfassend eine zweite Steuereinrichtung, die zwischen der zweiten Leitung und einem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, zu welchem elektrische Energie von der Energiequelle (AG) zugeführt wird, welche, in einem Fall, in welchem eine Spannung des weiteren Eingangsanschlusses eine vorbestimmte Spannung übersteigt, das Schaltelement in einen Einschaltzustand versetzt.

3. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1, ferner umfassend eine dritte Schaltsektion (P2) zum Laden, welche parallel zu der zweiten Schaltsektion (N1) für eine geschlossene Schleife angeordnet ist, wobei die dritte Schaltsektion (P2) zum Laden einen Verbindungszustand in Abhängigkeit von einer Spannung des weiteren Eingangsanschlusses ändert, zu welchem elektrische Energie von der Energiequelle (AG) zugeführt wird.

4. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1, wobei die Schaltelementsteuereinrichtung (20) umfasst: eine Zeitsetzsektion zum Erzeugen eines Signals, welches das Schaltelement einschaltet, durch Frequenzteilung eines Taktsignals, und eine Geschlossenschleifesperrsektion, die das Schaltelement von einem Zeitpunkt an, bei welchem die erste Schaltsektion (P1) zum Laden eingeschaltet wird, bis zu einem Zeitpunkt, bei welchem die Ladeendebestimmungssektion (27) entscheidet, dass das Laden beendet ist, zwangsweise in den Ausschaltzustand versetzt, wobei in einem Fall, in welchem die Ladeendebestimmungssektion (27) entscheidet, dass das Laden be-

endet ist, der Taktsignalfrequenzteilungsbetrieb in der Zeitsetzsektion zurückgesetzt wird, und wobei das Schaltelement nur für eine Zeitdauer eingeschaltet wird, die basierend auf einem frequenzgeteilten Signal (SB) gesetzt wird, welches durch die Zeitsetzsektion erzeugt wird.

5. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1, wobei die erste Schaltsektion (P1) zum Laden umfasst: ein Schaltelement, das basierend auf einem Vergleichsergebnis des Komparators (COM1) für eine Erfassung einer elektromotorischen Kraft gesteuert wird, und ein Unidirektionalelement (D1), das parallel zu dem Schaltelement angeordnet ist, welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt.

6. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1, wobei die Energiequelle (AG) ein elektrischer Generator ist.

7. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1, wobei die Energiequelle (AG) eine Wechselstromenergiequelle ist, wobei die Schaltung (10) ferner umfasst: einen zweiten Komparator (COM2) zum Vergleichen einer Spannung der ersten Leitung mit einer Spannung eines weiteren Eingangsanschlusses, zu welchem elektrische Energie von der Wechselstromenergiequelle (AG) zugeführt wird, eine dritte Schaltsektion (P2) zum Laden, die zwischen der ersten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, welche, in einem Fall, in welchem ein Vergleichsergebnis des Komparators (COM2) angibt, dass die Spannung des anderen Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, eine vierte Schaltsektion (N2) für eine geschlossene Schleife, die zwischen der zweiten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, umfassend ein Schaltelement und ein parallel zu dem Schaltelement angeordnetes Unidirektionalelement (D4), welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und die Steuereinrichtung (20), welche die Schaltelemente in den zweiten und vierten Schaltsektionen (N1, N2) steuert, wobei die Steuereinrichtung (20) eine Ladeendebestimmungssektion (27) zum Bestimmen eines Endes des Ladens durch Erfassen, dass die ersten und dritten Schaltsektionen (P1, P2) zum Laden für eine vorgegebene Zeitdauer ausgeschaltet sind, basierend auf Vergleichsergebnissen der ersten und zweiten Komparatoren (COM1, COM2), und eine Schaltelementsteuereinrichtung umfasst, welche, in einem Fall, in welchem durch die Ladeendebestimmungssektion (27) eine Entscheidung dahingehend getroffen wurde, dass das Laden beendet ist, die Schaltelemente in den zweiten und vierten Schaltsektionen

(N1, N2) für eine zuvor festgelegte Zeitdauer in den Einschaltzustand versetzt.

8. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 7, ferner umfassend:

eine zweite Steuereinrichtung, die zwischen der zweiten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, welche, in einem Fall, in welchem eine Spannung des weiteren Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, das Schaltelement in der zweiten Schaltsektion (N1) in den Einschaltzustand versetzt, und

eine dritte Steuereinrichtung, die zwischen der zweiten Leitung und dem einen Eingangsanschluss vorgesehen ist, welche, in einem Fall, in welchem eine Spannung des einen Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, das Schaltelement in der vierten Schaltsektion (N2) in den Einschaltzustand versetzt.

9. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 7, ferner umfassend:

eine fünfte Schaltsektion, die parallel zu der zweiten Schaltsektion (N1) angeordnet ist, und eine sechste Schaltsektion, die parallel zu der vierten Schaltsektion (N2) angeordnet ist, wobei die fünfte Schaltsektion einen Verbindungszustand in Abhängigkeit von einer Spannung des weiteren Eingangsanschlusses ändert, und wobei die sechste Schaltsektion einen Verbindungszustand in Abhängigkeit von einer Spannung des einen Eingangsanschlusses ändert.

10. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 7, wobei die Schaltelement-Steuereinrichtung (20) umfasst:

eine Zeitsetzsektion zum Erzeugen eines Signals, welches die Schaltelemente der zweiten und vierten Schaltsektionen (N1, N2) einschaltet, durch Frequenzteilung eines Taktsignals, und eine Geschlossenschleifesperrsektion, welche die Schaltelemente der zweiten und der vierten Schaltsektion (N1, N2) von einem Zeitpunkt an, bei welchem die ersten und die dritten Schaltsektionen (P1, P2) eingeschaltet werden, bis zu einem Zeitpunkt, bei welchem die Ladeendebestimmungssektion (27) entscheidet, dass das Laden beendet ist, zwangsweise in den Ausschaltzustand versetzt, wobei in einem Fall, in welchem die Ladeendebestimmungssektion (27) entscheidet, dass das Laden beendet ist, der Taktsignalfrequenzteilungsbetrieb in der Zeitsetzsektion zurückgesetzt wird, und wobei die Schaltelemente in der zweiten und der vierten Schaltsektion (N1, N2) nur für eine Zeitdauer eingeschaltet werden, die basierend auf einem frequenzgeteilten Signal (SB) gesetzt wird, welches durch die Zeitsetzsektion erzeugt wird.

11. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 7, wo-

bei

die erste Schaltsektion (P1) umfasst:

ein Schaltelement, welches basierend auf einem Vergleichsergebnis des ersten Komparators (COM 1) für eine Erfassung einer elektromotorischen Kraft gesteuert wird, und

ein Unidirektionalelement (D1), welches parallel zu dem Schaltelement angeordnet ist und einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und wobei die dritte Schaltsektion (P2) umfasst:

ein Schaltelement, welches basierend auf einem Vergleichsergebnis des zweiten Komparators (COM2) für eine Erfassung einer elektromotorischen Kraft gesteuert wird, und

ein Unidirektionalelement (D2), welches parallel zu dem Schaltelement angeordnet ist und einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt.

12. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 7, wobei die Wechselstromenergiequelle (AG) ein Wechselstromgenerator ist.

13. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1 oder 7, wobei die ersten und die dritten Schaltsektionen (P1, P2) zum Laden Dioden sind.

14. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1 oder 7, wobei die Energiequelle (AG) ein Wechselstromgenerator ist, umfassend eine Generatorspule (37), wobei die Ummagnetisierungszeit in einem Bereich von  $\pm 30\%$  bezüglich eines Werts liegt, der erhalten wird durch Multiplizieren des Quotienten, der erhalten wird durch Dividieren eines Induktivitätswerts der Generatorspule (37) durch einen Innenwiderstand der Generatorspule (37), mit einem Koeffizienten von 0,693.

15. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1 oder 7, wobei die erste Leitung eine Leitung für eine hohe Spannung ist und wobei die zweite Leitung eine Leitung für eine niedrige Spannung ist.

16. Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1 oder 7, wobei die Schaltelemente Feldeffekttransistoren sind, und wobei die Unidirektionalelemente (D1, D2, D3, D4) parasitäre Dioden der Feldeffekttransistoren sind.

17. Verfahren zum Steuern einer Chopperschaltung (10) umfassend:

eine erste Komparatorschaltung (COM1) zum Vergleichen einer Spannung einer ersten Leitung mit einer Spannung des einen Eingangsanschlusses, welchem elektrische Energie einer Energiequelle (AG) zugeführt wird,

eine erste Schaltschaltung (P1) zum Laden, die zwischen der ersten Leitung und dem ersten Eingangsanschluss vorgesehen ist, welche, in einem Fall, in welchem ein Vergleichsergebnis der Komparatorschaltung (COM1) angibt, dass die Spannung des ei-

nen Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt,

eine zweite Schaltschaltung (N1) für eine geschlossene Schleife, die zwischen einer zweiten Leitung und dem einen Eingangsanschluss vorgesehen ist, umfassend ein Schaltelement und ein parallel zu dem Schaltelement angeordnetes Unidirektionalelement (D3), welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und

eine Steuerschaltung (20) zum Steuern des Schaltelements, wobei eine Chopperspannung aus elektrischer Energie der Energiequelle (AG) erzeugt wird, wobei die Chopperspannung zwischen der ersten Leitung und der zweiten Leitung erzeugt wird, wobei das Verfahren umfasst:

Entscheiden auf der Basis eines Vergleichsergebnisses von der Komparatorschaltung (COM1), ob die erste Schaltschaltung (P1) zum Laden für eine vorgegebene Zeitdauer ausgeschaltet ist oder nicht, und Aktivieren des Schaltelements der zweiten Schaltschaltung (N1) für die geschlossene Schleife für eine vorbestimmte Zeitperiode in den Einschaltzustand, wenn die Entscheidung bestätigend ist.

18. Verfahren zum Steuern der Chopperschaltung (10) nach Anspruch 17, wobei:

die Steuerschaltung (20) das Schaltelement für die geschlossene Schleife basierend auf einem frequenzgeteilten Signal (SB) einer Internfrequenzteilungsschaltung (21) steuert, wobei eine Chopperspannung aus elektrischer Energie der Energiequelle (AG) erzeugt wird, wobei die Chopperspannung zwischen der ersten Leitung und der zweiten Leitung erzeugt wird,

wobei das Verfahren umfasst:

Deaktivieren des Schaltelements zwangsmäßig in den Ausschaltzustand von einem Zeitpunkt an, bei welchem die Schaltschaltung zum Laden eingeschaltet wird, bis eine Entscheidung dahingehend getroffen wird, dass das Laden beendet ist,

Zurücksetzen der Internfrequenzteilungsschaltung (21), um den Taktsignalfrequenzteilungsbetrieb zu stoppen, wenn entschieden wird, dass das Laden beendet ist, und

Aktivieren des Schaltelements in den Einschaltzustand für eine vorbestimmte Zeitperiode, wenn entschieden wird, dass das Laden beendet ist.

19. Verfahren zum Steuern der Chopperschaltung (10) nach Anspruch 17, wobei die Energiequelle (AG) eine Wechselstromenergiequelle ist, wobei die Chopperschaltung (10) ferner umfasst:

eine zweite Komparatorschaltung (COM2) zum Vergleichen einer Spannung der ersten Leitung mit einer Spannung eines weiteren Eingangsanschlusses, zu welchem elektrische Energie der Wechselstromenergiequelle (AG) zugeführt wird,

eine dritte Schaltschaltung (P2) zum Laden, die zwischen der ersten Leitung und dem weiteren Ein-

gangsanschluss vorgesehen ist, welche, in einem Fall, in welchem ein Vergleichsergebnis von der Komparatorschaltung (COM2) angibt, dass die Spannung des weiteren Eingangsanschlusses gleich oder größer als eine vorbestimmte Spannung ist, einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, eine vierte Schaltschaltung (N2) für eine geschlossene Schleife, die zwischen der zweiten Leitung und dem weiteren Eingangsanschluss vorgesehen ist, umfassend ein Schaltelement und ein parallel zu dem Schaltelement angeordnetes Unidirektionalelement (D4), welches einen Stromfluss in einer Richtung bewirkt, und die Steuerschaltung (20), welche die Schaltelemente der zweiten und vierten Schaltschaltungen (N1, N2) steuert, wobei eine Chopperspannung aus einer elektromotorischen Kraft der Wechselstromenergiequelle (AG) erzeugt wird, wobei die Chopperspannung zwischen der ersten Leitung und der zweiten Leitung erzeugt wird, wobei das Verfahren umfasst: Entscheiden basierend auf Vergleichsergebnissen der ersten und zweiten Komparatorschaltungen (COM1, COM2), ob die ersten und die dritten Schaltschaltungen (P1, P2) zum Laden für eine vorgegebene Zeitdauer ausgeschaltet sind oder nicht, und Aktivieren der Schaltelemente der zweiten und der vierten Schaltschaltungen (N1, N2) für die geschlossene Schleife für eine vorbestimmte Zeitperiode in den Einschaltzustand, wenn die Entscheidung bestätigend ist.

20. Verfahren zum Steuern der Chopperschaltung (10) nach Anspruch 19, wobei: die Steuerschaltung (20) die Schaltelemente der zweiten und vierten Schaltschaltungen (N1, N2) basierend auf einem frequenzgeteilten Signal (SB) einer Internfrequenzteilungsschaltung (21) steuert, wobei eine Chopperspannung aus einer elektromotorischen Kraft der Wechselstromenergiequelle (AG) erzeugt wird, wobei die Chopperspannung zwischen der ersten Leitung und der zweiten Leitung erzeugt wird, wobei das Verfahren umfasst: Deaktivieren des Schaltelements zwangsmäßig in den Ausschaltzustand von einem Zeitpunkt an, bei welchem die Schaltelemente der ersten und dritten Schaltschaltungen (P1, P2) eingeschaltet werden, bis eine Entscheidung dahingehend getroffen ist, dass das Laden beendet ist, Zurücksetzen der Internfrequenzteilungsschaltung (21), um den Taktsignalfrequenzteilungsbetrieb zu stoppen, wenn entschieden wird, dass das Laden beendet ist, und Aktivieren der Schaltelemente in den zweiten und vierten Schaltschaltungen (N1, N2) für eine vorbestimmte Zeitperiode in den Einschaltzustand, wenn entschieden wird, dass das Laden beendet ist.

21. Verfahren nach einem der Ansprüche 17 bis

20, wobei die Energiequelle (AG) ein Wechselstrom-generator ist, umfassend eine Generatorspule (37), wobei die Ummagnetisierungszeit in einem Bereich von  $\pm 30\%$  bezüglich eines Werts liegt, der erhalten wird durch Multiplizieren des Quotienten, der erhalten wird durch Dividieren eines Induktivitätswerts der Generatorspule (37) durch einen Innenwiderstand der Generatorspule (37), mit einem Koeffizienten von 0,693.

22. Chopperladeschaltung umfassend eine Chopperschaltung (10) nach Anspruch 1 und eine Speichersektion, welche Elektrizität einer Chopperspannung der Chopperschaltung speichert.

23. Chopperladeschaltung umfassend eine Chopperschaltung (10) nach Anspruch 7 und eine Speicherbatterie, welche eine Chopperspannung der Chopperschaltung speichert.

24. Elektronisches Gerät mit einer intern einbezogenen Chopperladeschaltung nach den Ansprüchen 22 und 23, welches mittels elektrischer Energie arbeitet, die von der Chopperladeschaltung bereitgestellt wird.

25. Zeitmessvorrichtung, umfassend eine Chopperladeschaltung nach Anspruch 22 und 23 und eine Zeitmessanzeige, welche eine mittels elektrischer Energie gemessene Zeit anzeigt, die von der Chopperladeschaltung bereitgestellt wird.

Es folgen 20 Blatt Zeichnungen

FIG. 1

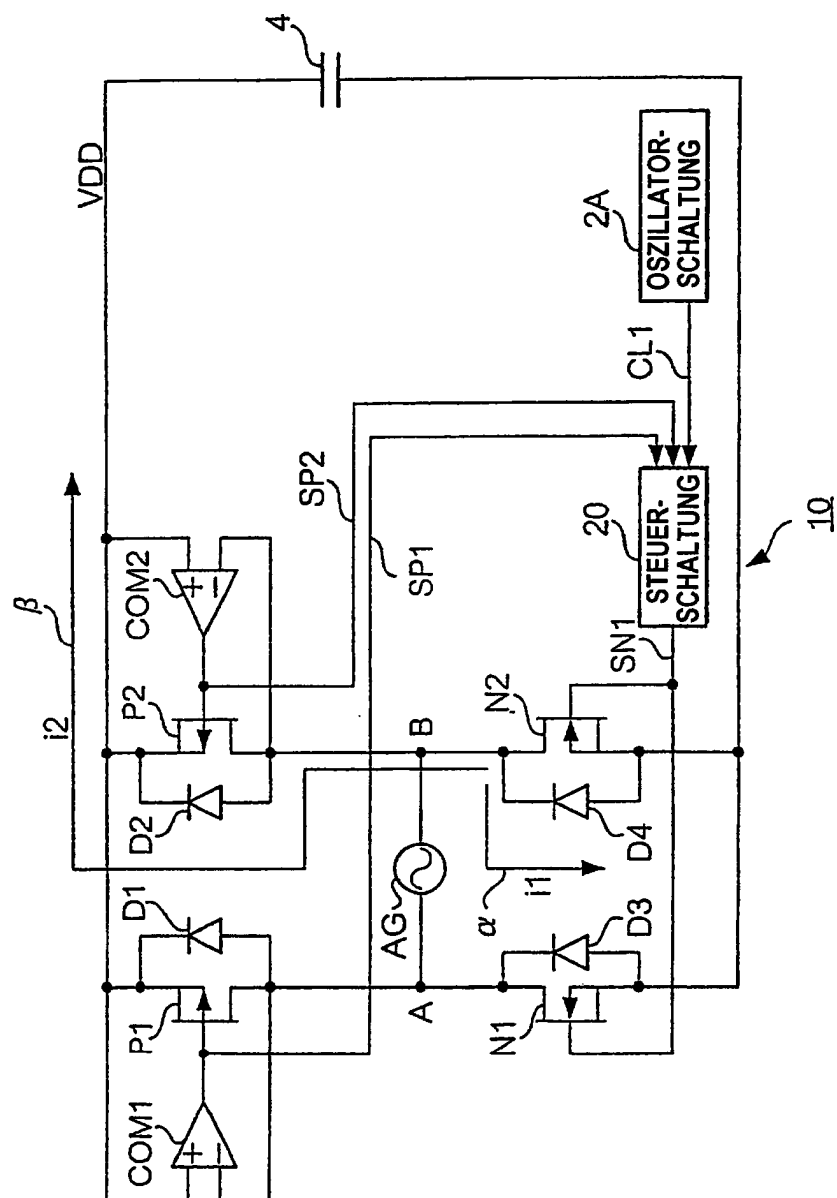


FIG. 2

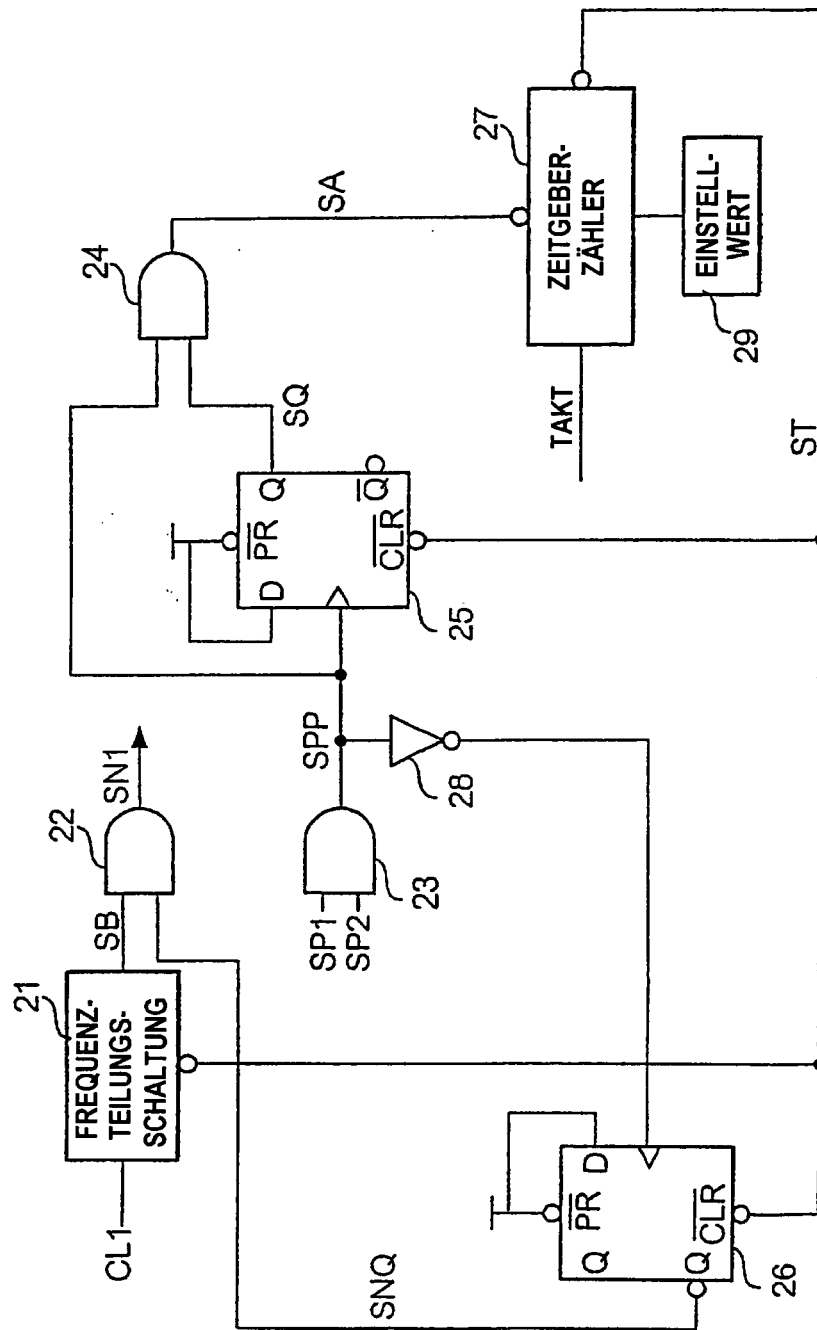


FIG. 3

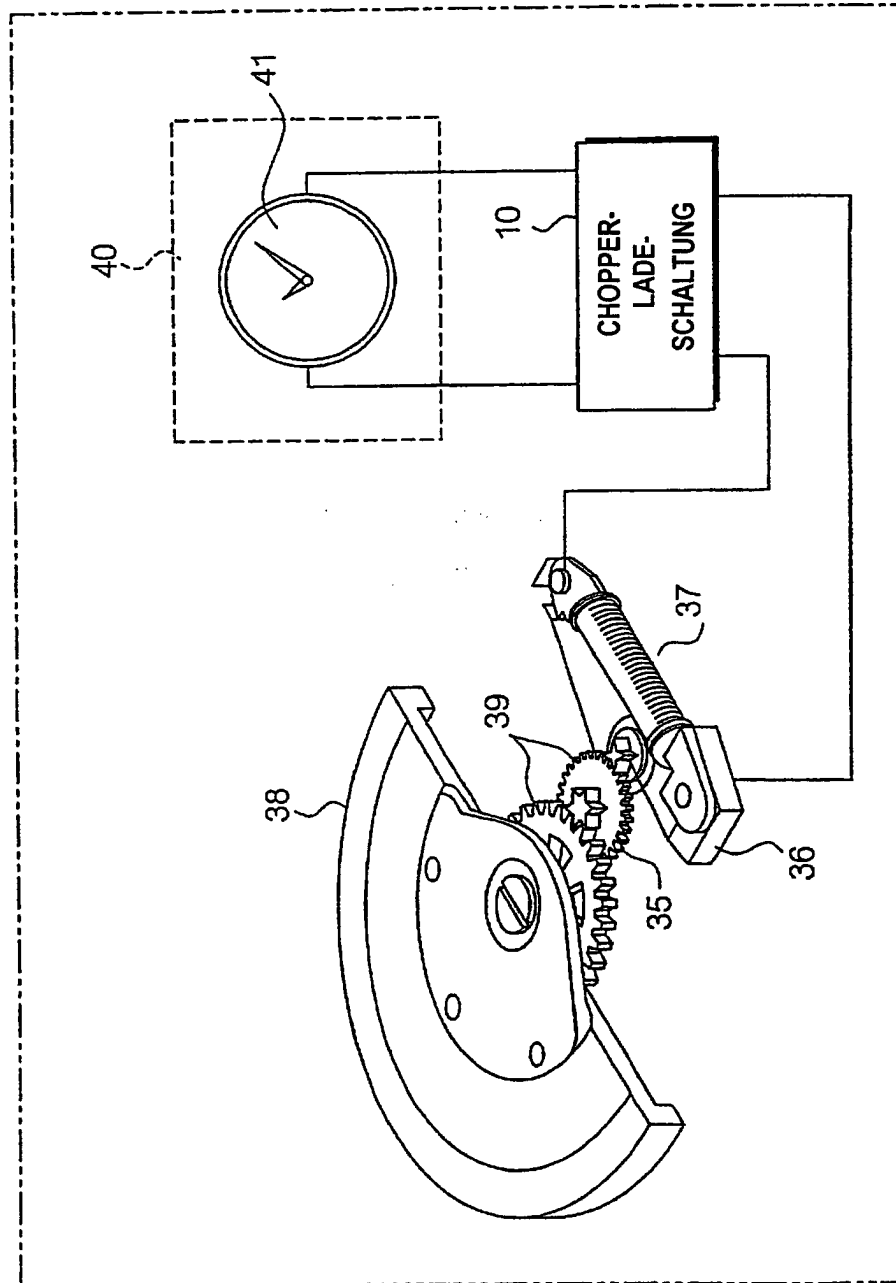


FIG. 4

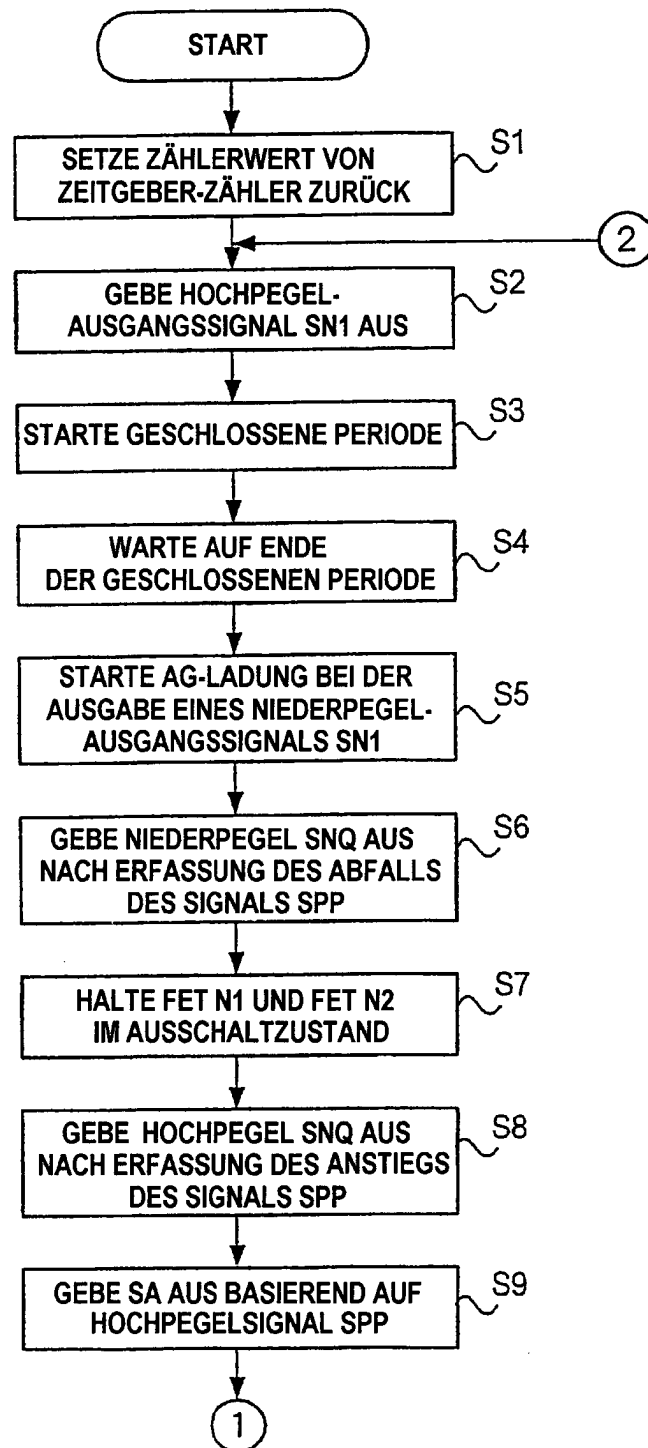




FIG. 5

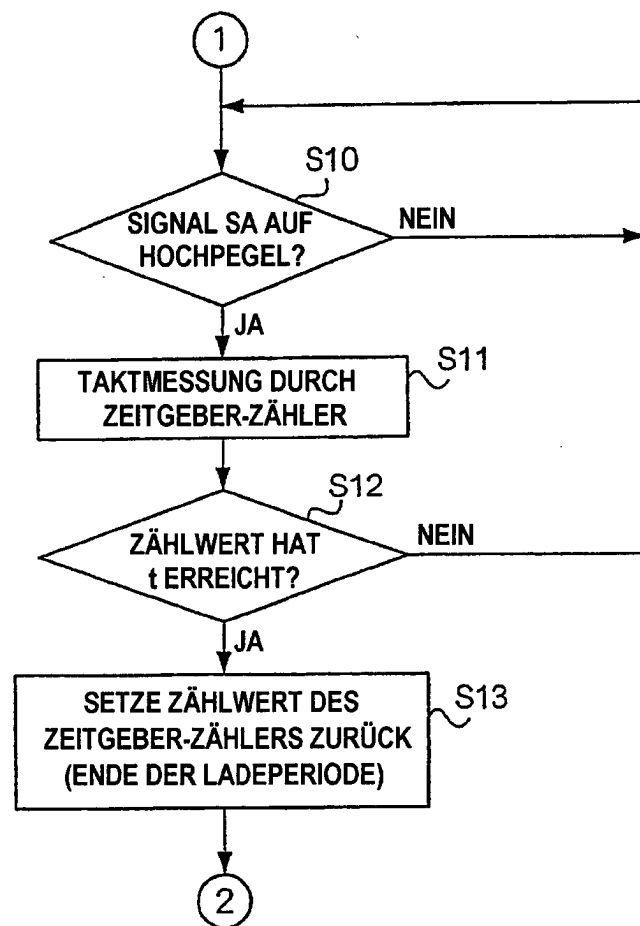


FIG. 6

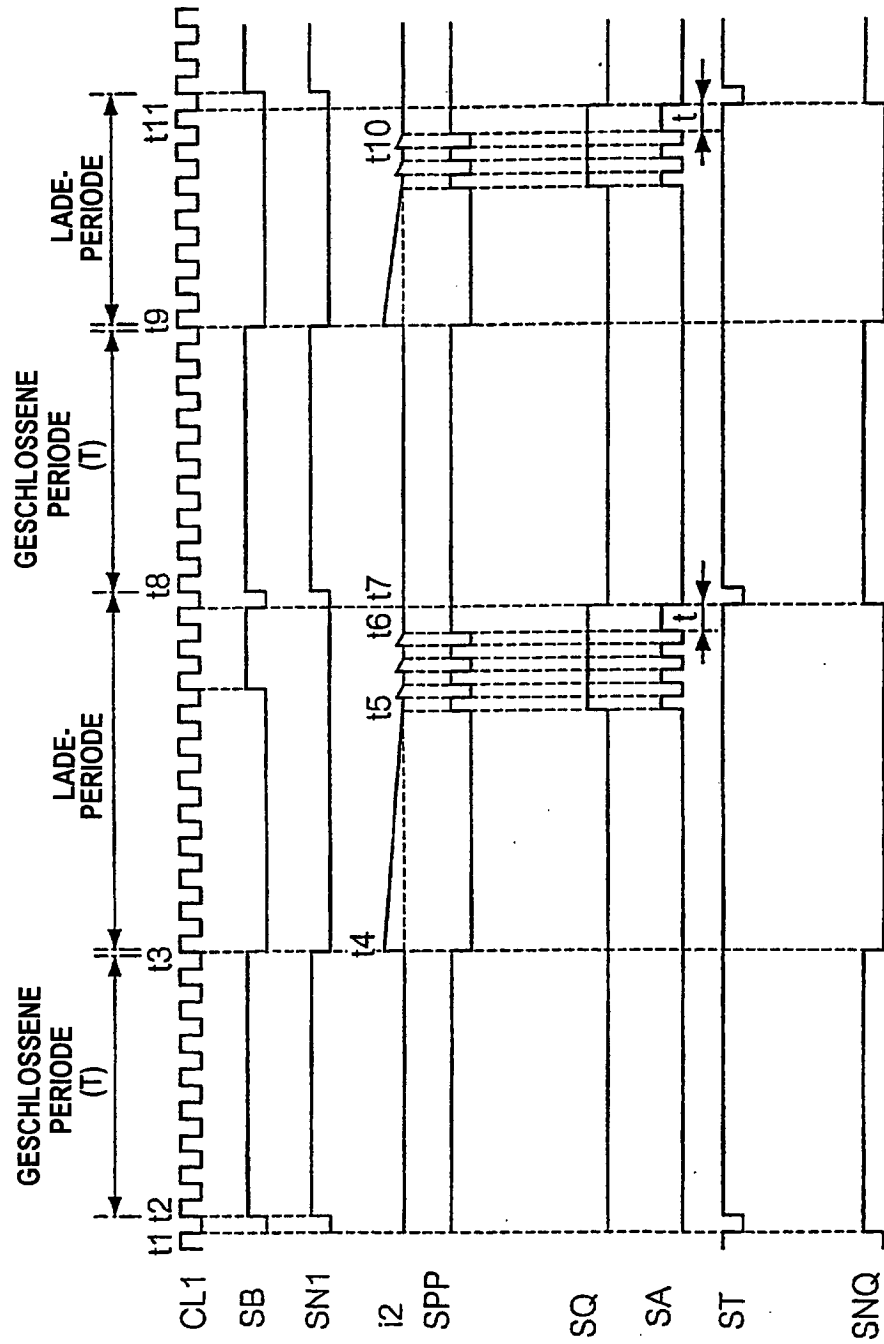


FIG. 7

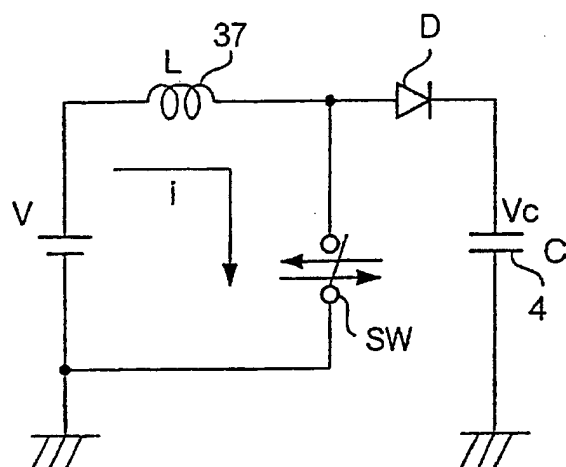


FIG. 8

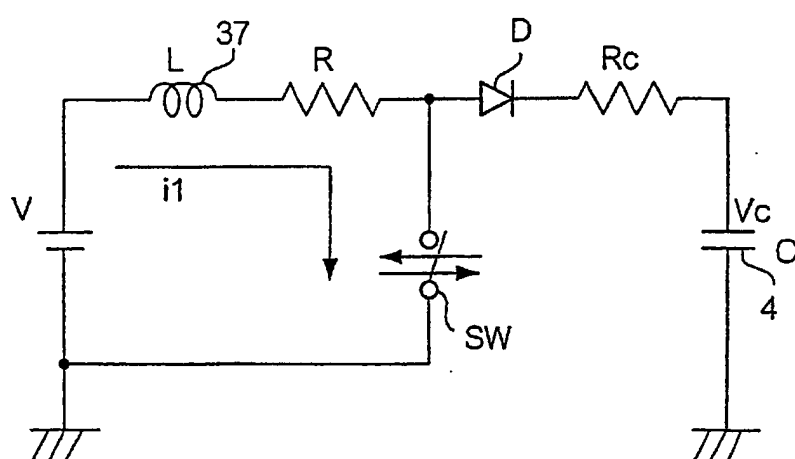


FIG. 9

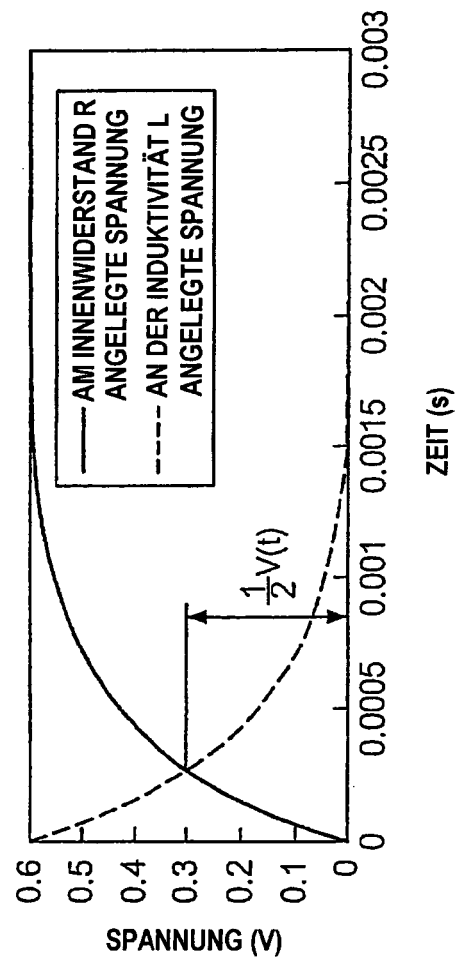


FIG. 10

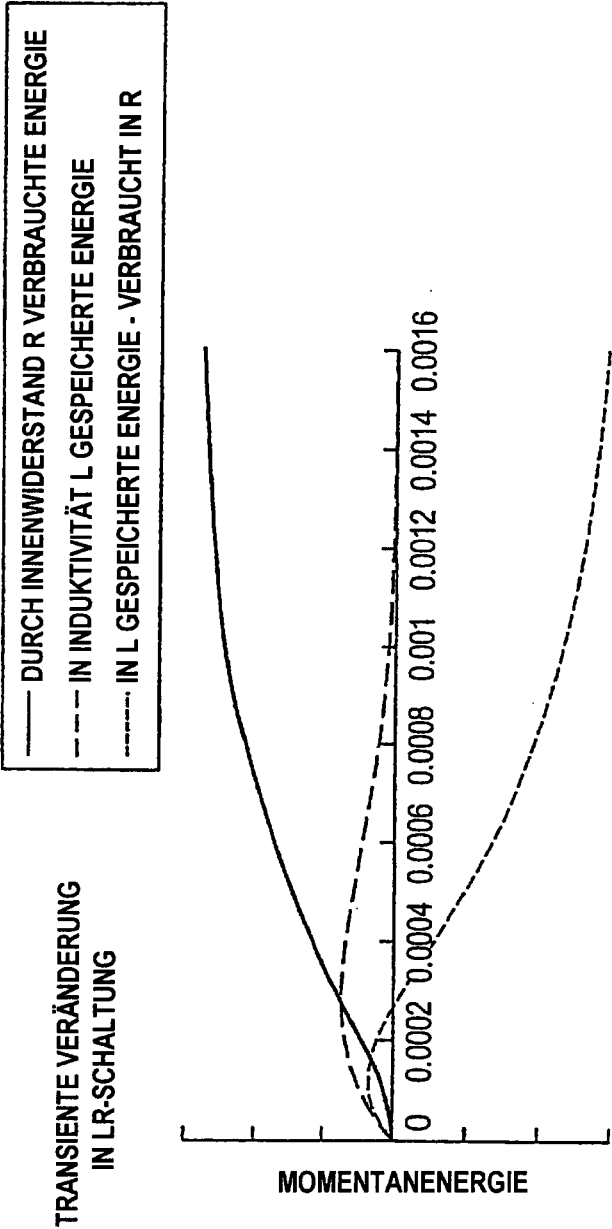


FIG. 11

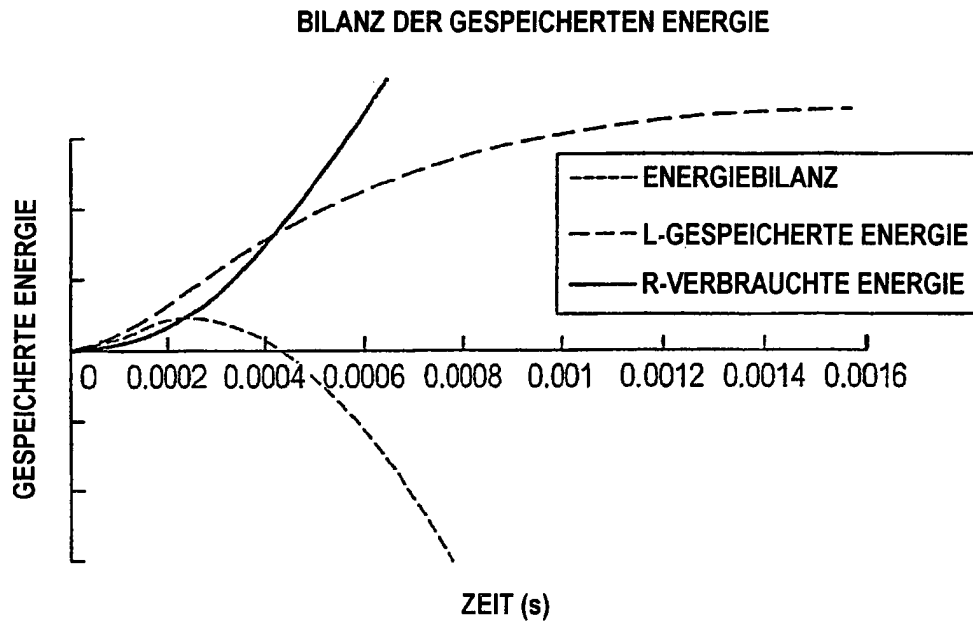


FIG. 12

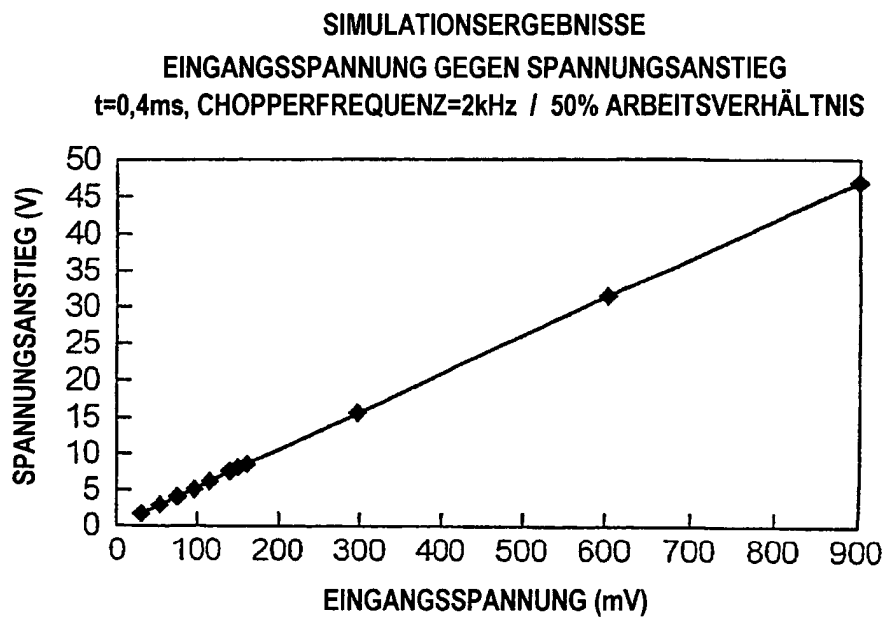


FIG. 13

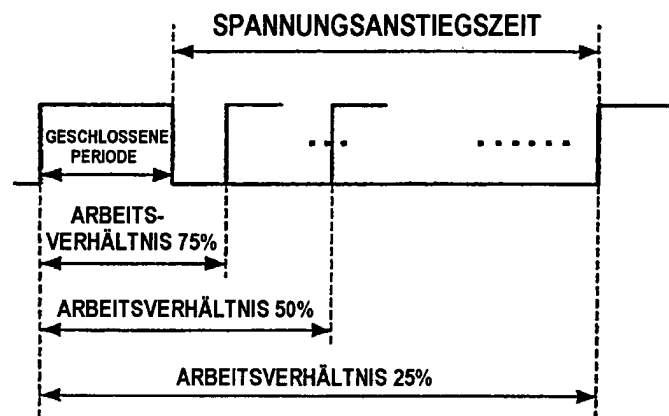


FIG. 14

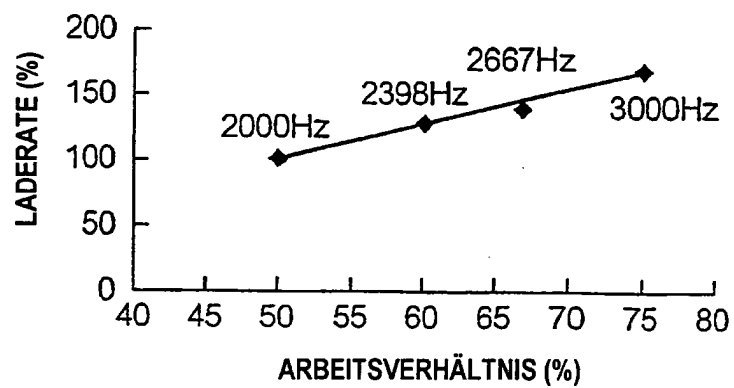


FIG. 15

LADERATE (%)=(LADELADUNGSMENGE BEI JEDER  
CHOPPERFREQUENZ / LADELADUNG BEI 2 kHz) x 100

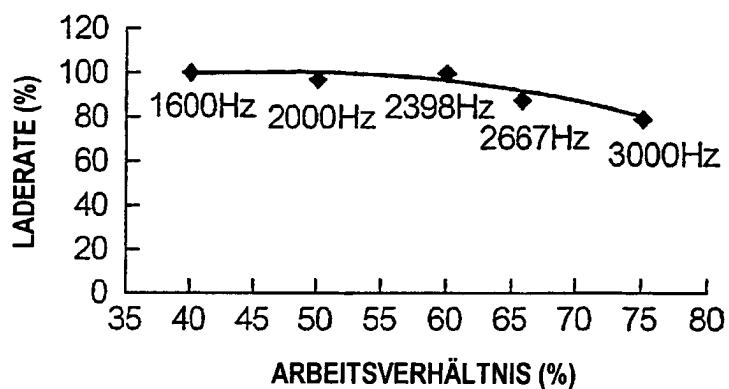


FIG. 16

FALL EINER NIEDRIGEN EINGANGSSPANNUNG  
LADERATE (%)=(LADELADUNGSMENGE BEI JEDER  
CHOPPERFREQUENZ / LADELADUNG BEI 1,8 kHz) x 100

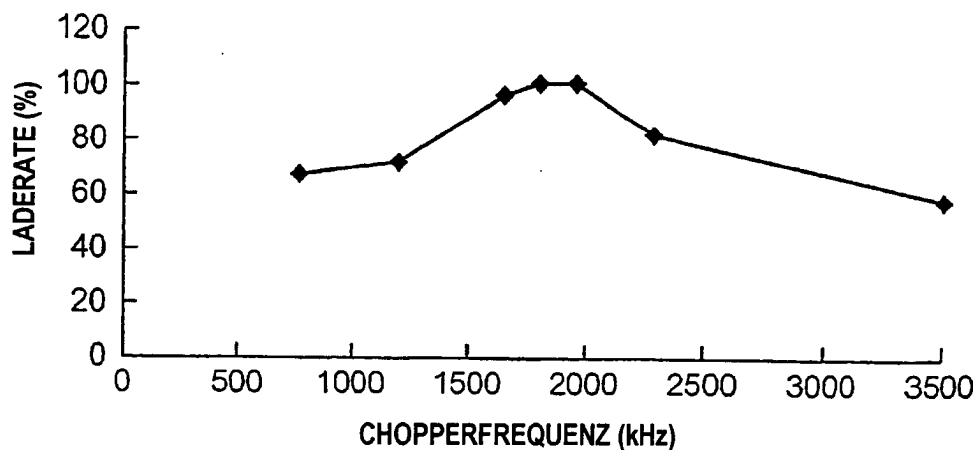




FIG. 17

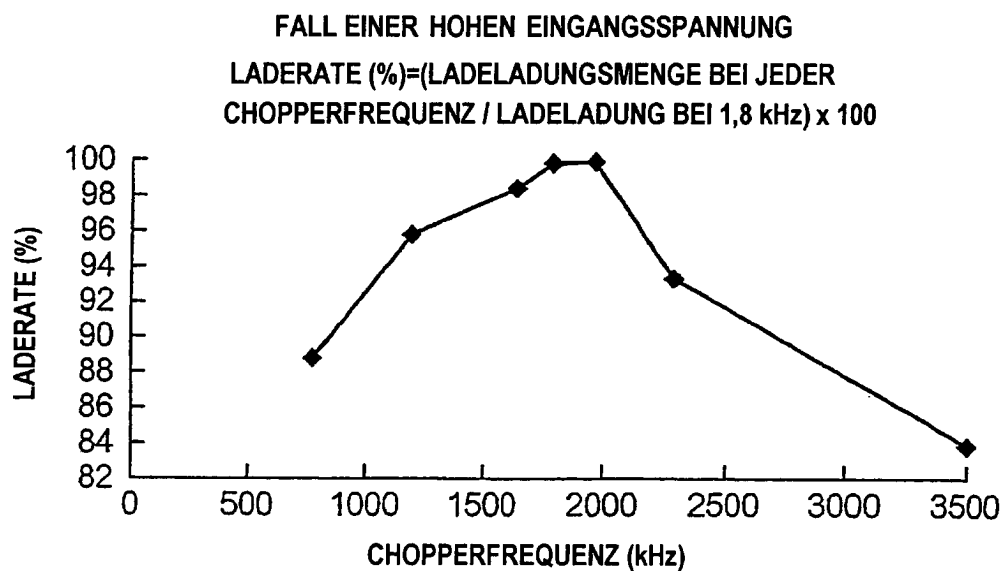


FIG. 18

NORMALISIERTE ENERGIEBILANZ UND  
LADELADUNGSMENGE BEIM SCHLIESSEN

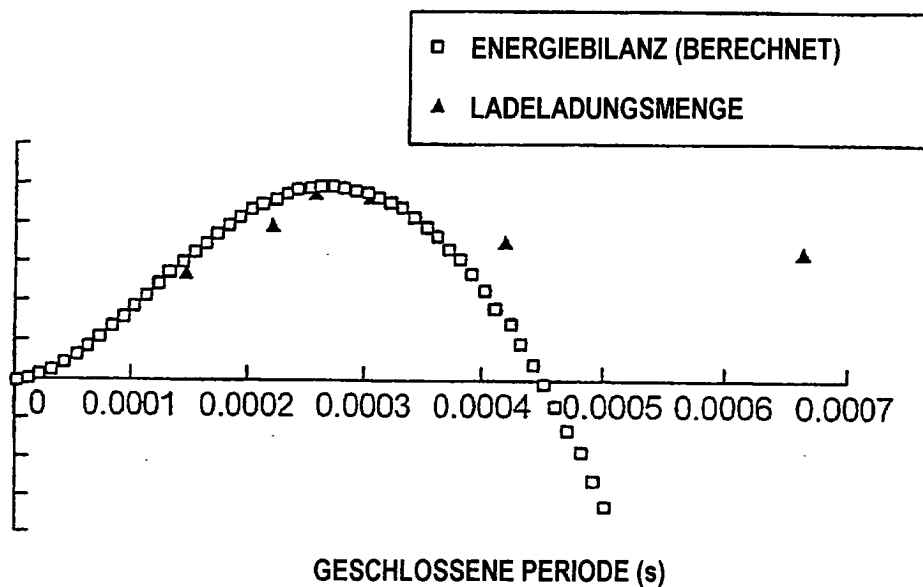


FIG. 19

FALL EINER NIEDRIGEN EINGANGSSPANNUNG  
 $\text{LADERATE (\%)} = (\text{LADELADUNGSMENGE BEI JEDER CHOPPERFREQUENZ} / \text{LADELADUNG BEI 1,9 kHz}) \times 100$

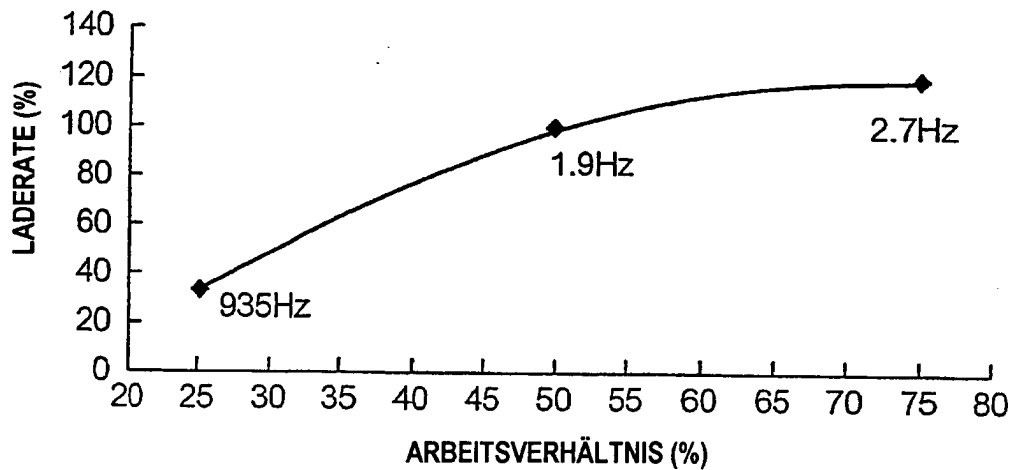


FIG. 20

FALL EINER HOHEN EINGANGSSPANNUNG  
 $\text{LADERATE (\%)} = (\text{LADELADUNGSMENGE BEI JEDER CHOPPERFREQUENZ} / \text{LADELADUNG BEI 1,9 kHz}) \times 100$

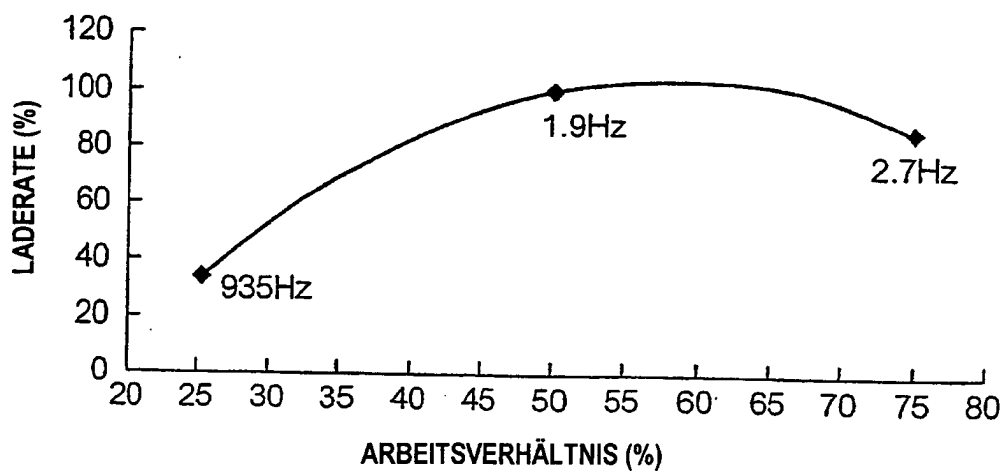


FIG. 21

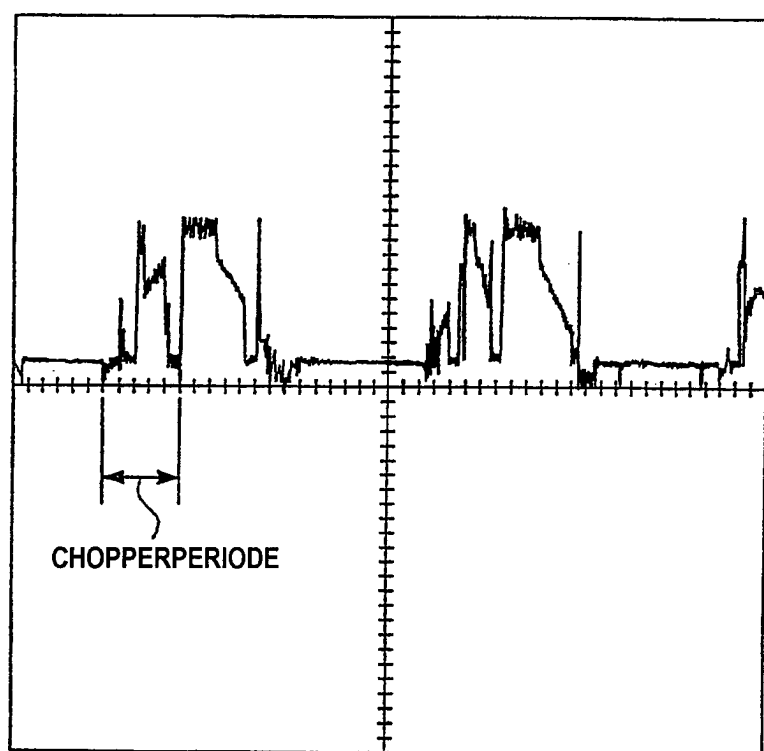


FIG. 22

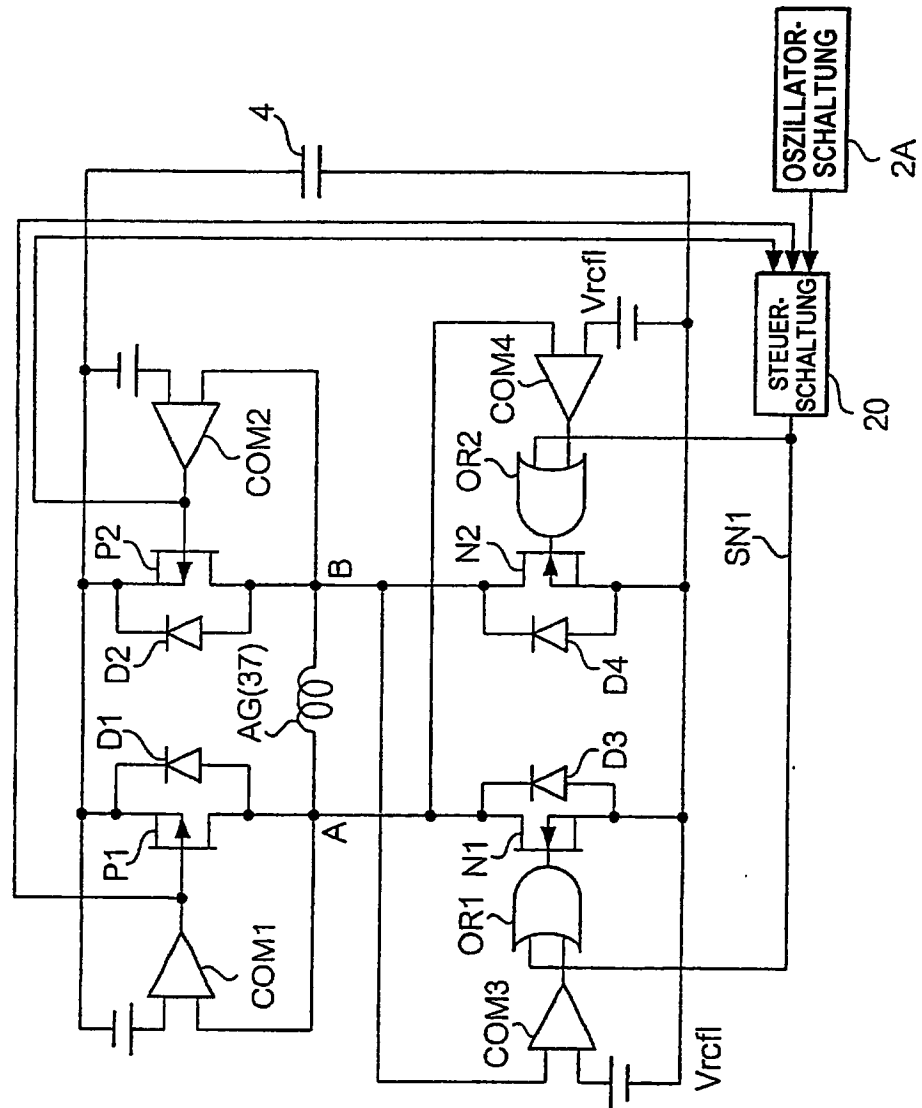


FIG. 23

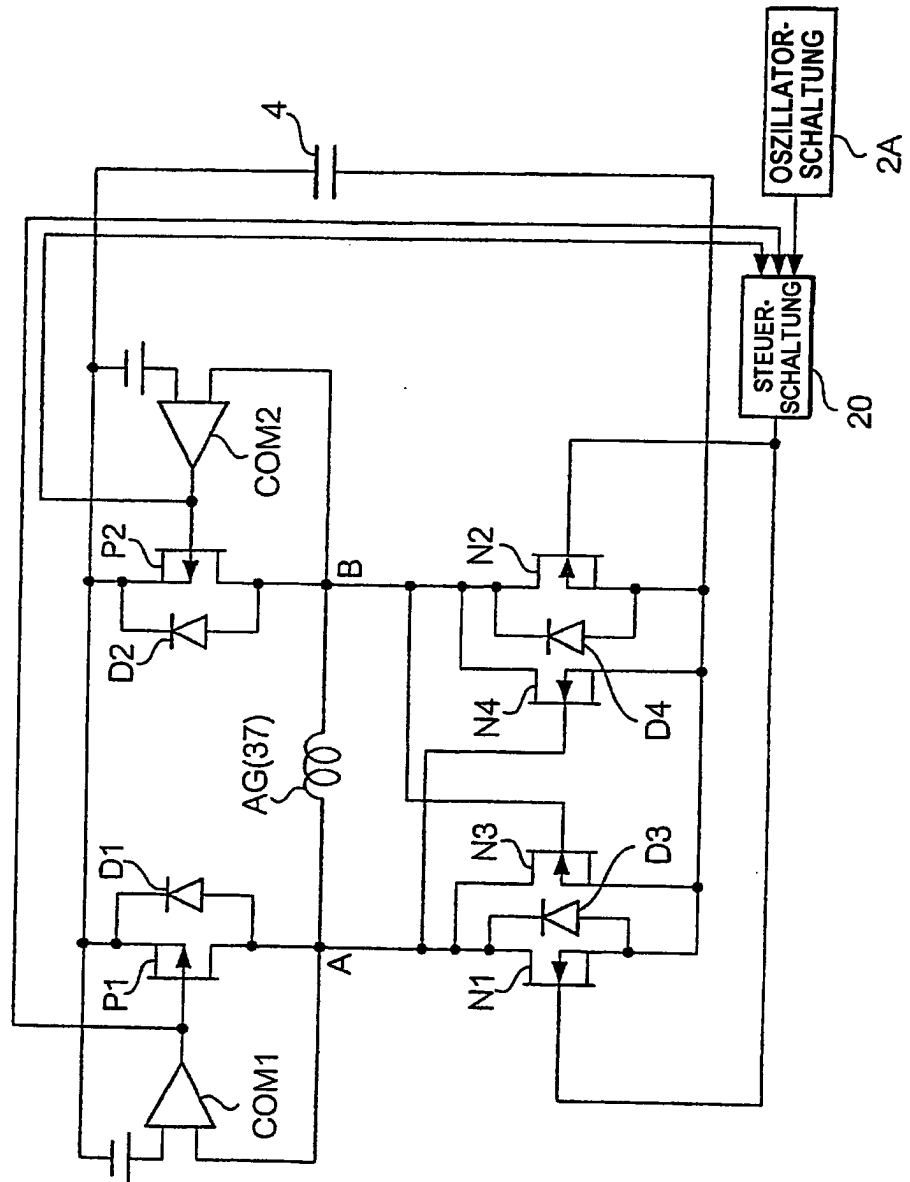


FIG. 24

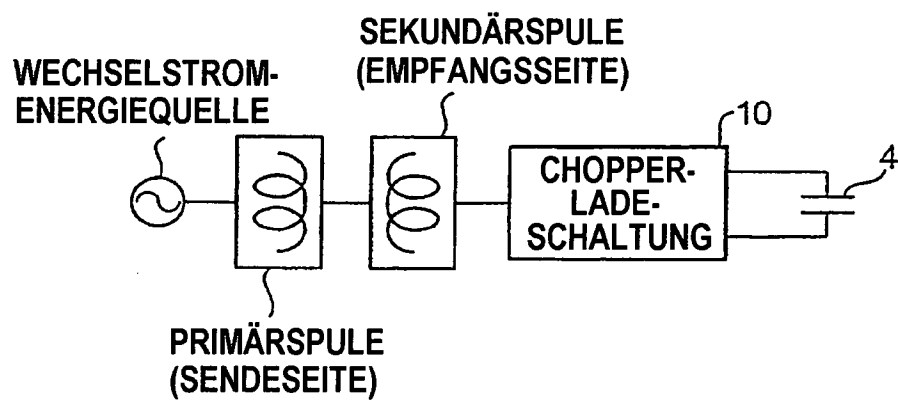


FIG. 25

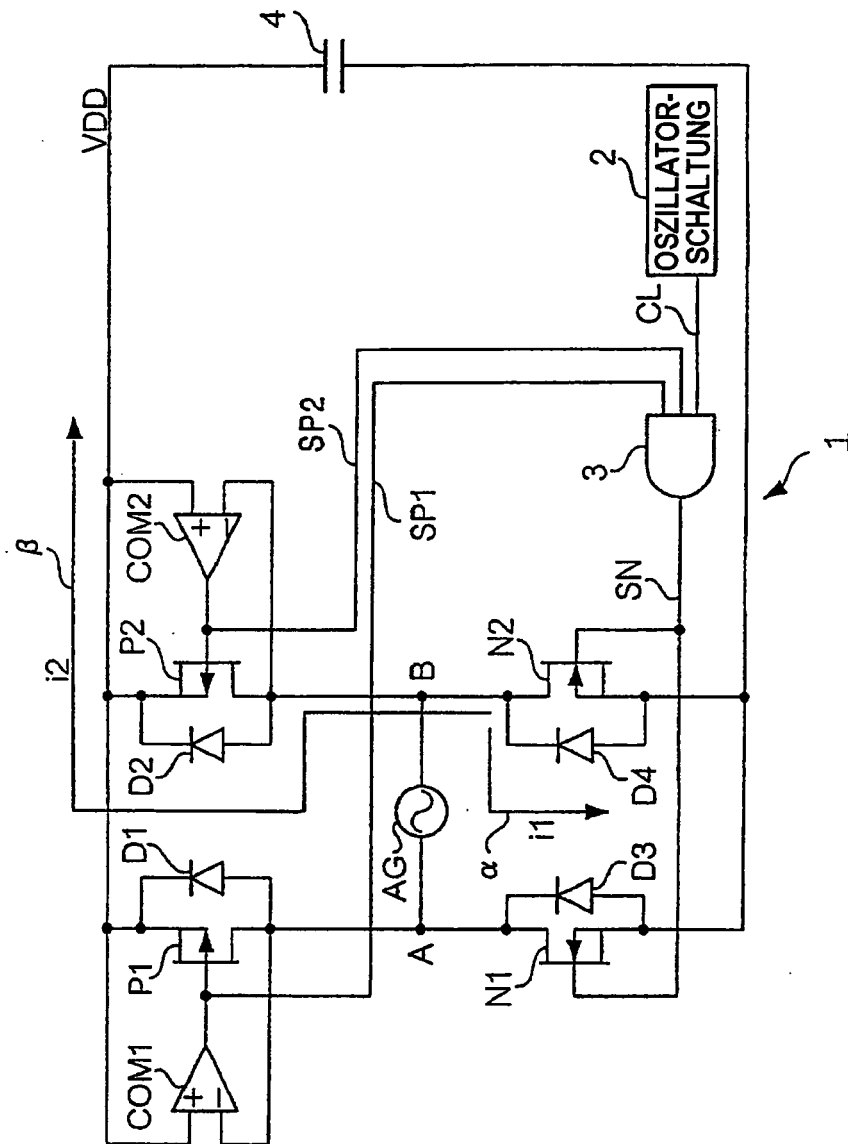


FIG. 26

