



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 697 36 363 T2** 2007.07.12

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 324 493 B1**

(51) Int Cl.⁸: **H03K 17/16** (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: **697 36 363.5**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **03 005 262.5**

(96) Europäischer Anmeldetag: **02.05.1997**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **02.07.2003**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **19.07.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **12.07.2007**

(30) Unionspriorität:
13583196 02.05.1996 JP

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, IT

(73) Patentinhaber:
Shindengen Electric Mfg. Co. Ltd., Tokio/Tokyo, JP

(72) Erfinder:
**Horiguchi, Kenji, Hanno-shi, JP; Nishi, Tomoaki,
Hanno-shi, JP; Nakajima, Shin, Hanno-shi, JP**

(74) Vertreter:
Henkel, Feiler & Hänzeler, 80333 München

(54) Bezeichnung: **Verfahren zur Speisung einer induktiven Last- und Steuereinrichtung für eine H-Brückenschaltung**

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

Gebiet der Erfindung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf eine Technik, um den Fluss eines Schaltstroms zu einer induktiven Last durch Verwenden von Halbleiterschalt-elementen zu bewirken, und insbesondere auf ein induktives Lasttreiberverfahren und eine H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung, bei der eine H-Brücke durch Halbleiterschalterschaltungen und eine induktive Last gebildet wird, sodass ein durch die induktive Last fließender Schaltstrom gesteuert wird.

Beschreibung des Stands der Technik

[0002] Im Allgemeinen umfasst ein Schrittmotor einen Rotor mit einem Rotationsbewegungs-Magneten, um den eine Mehrzahl von aus Elektromagneten zusammengesetzte Treiberspulen angeordnet sind. Bei dem Schrittmotor kann die Position und die Drehgeschwindigkeit des Rotors in der Art und Weise einer offenen Schleife durch Auswählen einer der Treiberspulen gesteuert werden, sodass ein Strom mit einer vorbestimmten Amplitude impulsartig durch die ausgewählte Treiberspule fließt. Daher wurden die Schrittmotoren vielfach als die geeigneten Motoren verwendet.

[0003] Als Verfahren zum Ansteuern eines derartigen Schrittmotors werden vielfach ein unipolares Ansteuerungsverfahren, bei dem ein Strom in einer festen Richtung fließt, und ein bipolares Ansteuersystem, bei dem ein Strom in sowohl den Vorwärts- als auch Umkehrrichtungen fließen kann, verwendet.

[0004] Bei jedem der beiden Treibersysteme wird der Betrag der Rotation (oder des Schrittwinkels), der eine wesentliche Eigenschaften des Schrittmotors ist, durch die Anzahl von angeordneten Treiberspulen bestimmt. In den letzten Jahren wurde jedoch eine Mikroschritt-Ansteuerung benutzt, bei der, um die Unterdrückung der Schwingung zur Zeit der Drehung oder die genaue Steuerung des Drehwinkels durchzuführen, ein durch die Treiberspule fließender konstanter Strom schrittweise geändert wird, wie in [Fig. 13A](#) gezeigt ist, sodass der Rotor vorübergehend bei einem Winkel angehalten wird, der kleiner als der grundlegende Schrittwinkel ist.

[0005] In dem Fall, in dem eine Mikroschritt-Ansteuerung durchgeführt wird, wird ein Stromerfassungswiderstand in eine H-Brückenschaltung eingefügt, sodass die Amplitude eines von einer Leistungsquelle zu einem Schrittmotor gelieferten Stroms als eine Erfassungsspannung erfasst wird, die der stromerfassende Widerstand ausgibt. Die Erfassungsspannung wird mit einer vorbestimmten Bezugsspannung

verglichen, um das An/Abschalten von Halbleiterschalt-elementen zu veranlassen, sodass ein Schaltstrom **102** mit einer festen Amplitude, wie in [Fig. 13B](#) gezeigt ist, durch eine Treiberspule fließt, wodurch der Rotor an einem Winkel angehalten wird, der feiner als der grundlegende Schrittwinkel ist.

[0006] Ferner werden beispielsweise in dem Fall, in dem die Amplitude des durch die Treiberspule fließenden Schaltstroms von einem Strom I_2 in einen Strom I_3 , der kleiner als der Strom I_2 ist, geändert werden soll, alle Halbleiterschalt-elemente abgeschaltet, um den Fluss eines regenerativen Stroms zu veranlassen. Dadurch wird eine in der Treiberspule gespeicherte Energie zu der Leistungsquelle transferiert, sodass der durch die Treiberspule fließende Strom schnell verringert wird, wie durch einen durch die Bezugsspannung **103** angegebenen, nach links abnehmenden Signalverlauf gezeigt wird.

[0007] Um zu verhindern, dass eine negative Spannung in eine Treiberschaltung für die H-Brückenschaltung eingegeben wird, ist es üblich, dass der in die H-Brückenschaltung eingefügte Stromerfassungswiderstand geschaltet wird, sodass ein regenerativ zu der Leistungsquelle zurückgeführter Strom nicht durch diese fließt. Demgemäß ist es nicht möglich, den durch die Treiberspule fließenden Strom während einer Zeit zu erfassen, wenn der Schaltstrom durch die Leistungsquellen-Regeneration verringert wird.

[0008] Daher fließt beim Stand der Technik der regenerative Strom lediglich während einer geschätzten Zeit T, bis der Schaltstrom einen vorbestimmten Wert erreicht. In diesem Fall kann der durch den Schrittmotor fließende Strom auf einen kleineren Wert als erforderlich abnehmen, wie beispielsweise durch eine durch die Bezugsspannung **104** angegebene Strommenge gezeigt wird. Andernfalls kann, bevor der zu dem Schrittmotor fließende Strom auf eine gewünschte Strommenge abnimmt, der Übergang in einen stationären Betrieb zum Fließen eines vorbestimmten Schrittstroms veranlasst werden, sodass ein Strom zu der Treiberspule geliefert wird. Dies wird eine Schwingung des Schrittmotors verursachen. In dem Fall, in dem die Leistungsquellen-Regeneration basierend auf einer derartigen Zeiteinstellung durchgeführt wird, ist es jedoch ebenfalls erforderlich, dass eine passende Zeit für jeden Schrittmotor bestimmt wird, um eine Zeit für die Leistungsquellen-Regeneration neu einzustellen, da sich der Wert der Induktivität und der Wert des äquivalenten Widerstands jedes Mal ändert, wenn die Art des Schrittmotors geändert wird. Dies ist mühsam. Eine Lösung eines derartigen Problems wurde gewünscht.

[0009] Ferner ist es notwendig, wenn die in der Treiberspule gespeicherte Energie freizusetzen ist, den Fluss eines Stroms durch eine Schwungrad- bzw.

Freilaufdiode zu veranlassen. Die Freilaufdiode, die in einem Leistungs-IC aufgenommen werden kann, die in den letzten Jahren üblich wurde, ist eine PN-Diode und weist eine lange Sperrverzögerungszeit (T_{rr}) auf. Als Ergebnis wird, wenn die Treiberspule mit der Leistungsquelle nach Abschluss einer Zeitspanne zum Freisetzen der in der Treiberspule gespeicherten Energie verbunden wird, sodass ein Strom zu der Treiberspule geliefert wird, ein umgekehrter Durchgangsstrom zu der Freilaufdiode fließen, durch die ein Vorwärtsstrom geflossen ist.

[0010] Ebenfalls wird sich, wenn eines der Halbleiterelemente an-/abgeschaltet wird, wenn eines der anderen Halbleiterelemente in einem angeschalteten Zustand verblieben ist, damit der durch die Treiberdiode fließende Schaltstrom auf einer festen Amplitude gehalten wird, das Potential von einem Ende der Treiberspule in einem großen Ausmaß ändern. Da ein Streukondensator, der äquivalent parallel mit einer Induktivitätskomponente der Treiberspule verbunden ist, bei dem Schrittmotor existiert, wird eine derartige große Änderung des Potentials eines Endes der Treiberspule einen Stromstoß zum Laden des Streukondensators verursachen.

[0011] In dem Fall, in dem ein derartiger Durchgangsstrom oder Stromstoß durch den Stromerfassungswiderstand fließt, wird ein großer Strom erfasst werden, der nicht durch die Induktivitätskomponente der Treiberspule fließt. Als Ergebnis gibt es ein Problem, dass das Leistungs-IC einen fehlerhaften Betrieb ausführt.

[0012] Beim Stand der Technik wird eine Gegenmaßnahme, wie beispielsweise die Bereitstellung eines Filters zur Rauschbeseitigung für den Stromerfassungswiderstand getroffen, um einen derartigen fehlerhaften Betrieb zu verhindern. Es gibt jedoch ein Problem, dass die Kosten sehr hoch werden. Daher wurde eine Lösung für dieses Problem gewünscht.

[0013] Die WO-A-95/05704 offenbart eine H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung und ein entsprechendes induktives Lasttreiberverfahren, wie sie in den Oberbegriffen von sowohl Anspruch 1 als auch 2 festgelegt sind.

[0014] Die DE 37 18 309 offenbart Einzelheiten einer entsprechenden H-Brückenschaltung mit Freilaufdioden, die umgekehrt parallel mit Halbleiterschalt-elementen verbunden sind.

[0015] Die DE 37 18 309 offenbart eine weitere Schaltungsanordnung zum Ansteuern von Halbleiterschaltern, bei der Freilaufdioden parallel mit jeweiligen Halbleiterschalt-elementen verbunden sind.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0016] Eine Aufgabe der Erfindung, die für die oben erwähnten Unzwecksmäßigkeiten des Standes der Technik durchgeführt wurde, besteht darin, ein induktives Lasttreiberverfahren und eine H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung bereitzustellen, bei denen ein Filter zur Rauschbeseitigung nicht erforderlich ist.

[0017] Eine weitere Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein induktives Lasttreiberverfahren und eine H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung bereitzustellen, bei denen, wenn ein durch eine induktive Last fließender Schaltstrom verringert wird, die Abnahme des Schaltstroms herunter auf eine gewünschte Amplitude erfasst werden kann.

[0018] Die obige Aufgabe wird durch eine H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung und ein entsprechendes induktives Lasttreiberverfahren gemäß Anspruch 2 bzw. 1 erreicht. Der abhängige Anspruch ist auf einen weiteren alternativen Aspekt der Erfindung gerichtet.

[0019] Erfindungsgemäß wird bei einer H-Brückenschaltung, die aufgebaut ist, um den Fluss eines Stroms zu einer induktiven Last in sowohl den Vorwärts- als auch Umkehrrichtungen durch vier Halbleiterschalt-elemente bzw. Freilaufdioden zu bewirken, die jeweils umgekehrt parallel mit den Halbleiterschalt-elementen verbunden sind, ein Stromerfassungswiderstand eingefügt, so dass ein Strom, der von einer Leistungsquelle zu der induktiven Last geliefert wird, durch den Stromerfassungswiderstand fließt. Eine Erfassungsspannung, die durch den Stromerfassungswiderstand zur Zeit des Anschaltens von zwei der Halbleiterschalt-elemente ausgegeben wird, wird mit einer vorbestimmten Bezugsspannung verglichen. Wenn die Erfassungsspannung größer als die vorbestimmte Bezugsspannung ist, wird das Anschalten des/der Halbleiterschalt-elemente(e) abgeschaltet. Dadurch wird eine in der induktiven Last gespeicherte Energie durch die Freilaufdiode(n) freigesetzt, so dass ein durch die induktive Last fließender Schaltstrom auf eine vorbestimmte Amplitude gehalten werden kann.

[0020] Direkt nachdem die zwei Halbleiterschalt-elemente angeschaltet sind, werden die Freilaufdioden von Durchlassvorspannungszuständen in Sperrspannungszuständen geändert. Zu dieser Zeit wird die Diodenkennlinie der Freilaufdiode nur der während T_{rr} (Sperrverzögerungszeit) dieser Diode verloren gehen, sodass ein Durchgangsstrom fließt.

[0021] Wenn der Durchgangsstrom durch den Stromerfassungswiderstand fließt, wird die Erfassungsspannung die Bezugsspannung überschreiten, trotzdem ein kleiner Strom durch die induktive Last fließt. Daher wird nach dem Anschalten der beiden Halblei-

terschaltelemente die Erfassungsspannung während eines vorbestimmten Austastintervalls ignoriert, sodass ein durch den Durchgangsstrom verursachter fehlerhafter Betrieb nicht verursacht wird. Daher wird eine Notwendigkeit beseitigt, ein Filter zur Rauschbeseitigung bereitzustellen.

[0022] In diesem Fall wird, wenn das Anschalten von lediglich einem der Halbleiterschaltelemente abgeschaltet wird, sodass der durch die induktive Last fließende Schaltstrom auf der vorbestimmten Amplitude gehalten wird, wird ein Strompfad zum Freisetzen einer in der induktiven Last gespeicherten Energie durch ein Halbleiterschaltelement und einer der Freilaufdioden gebildet, sodass die in der induktiven Last gespeicherte Energie durch eine Vorwärtssättigungsspannung des Halbleiterschaltelements und einen Spannungsabfall in Durchlassrichtung der Freilaufdiode konsumiert wird. Als Ergebnis wird der durch die induktive Last fließende Strom sanft abgeschwächt, wodurch es möglich gemacht wird, die Variationen des Schaltstroms zu verringern.

[0023] Bei einer H-Brückenschaltung, die aufgebaut ist, um den Fluss eines Stroms zu einer induktiven Last in sowohl der Vorwärts- als auch Umkehrrichtung durch vier Halbleiterschaltelemente und Freilaufdioden zu bewirken, die jeweils umgekehrt parallel mit den Halbleiterschaltelementen verbunden sind, wird ebenfalls ein Stromerfassungswiderstand eingefügt, so dass ein Strom, der von einer Leistungsquelle zu der induktiven Last geliefert wird, durch den Stromerfassungswiderstand fließt, und ein Strom, der regenerativ von der induktiven Last zu der Leistungsquelle zurückgeführt wird, nicht durch den Stromerfassungswiderstand fließt. Eine Erfassungsspannung, die durch den Stromerfassungswiderstand zur Zeit des Anschaltens der beiden Halbleiterschaltelemente ausgegeben wird, wird mit einer vorbestimmten Bezugsspannung verglichen, um das Anschalten des/der Halbleiterschaltelements abzuschalten, so dass ein durch die induktive Last fließender Schaltstrom auf einer vorbestimmten Amplitude gehalten wird. In dem Fall, in dem der zu haltende Schaltstrom verringert wird, die Bezugsspannung verringert wird, um alle vier Halbleiterschaltelemente abzuschalten. Als Ergebnis wird eine in der induktiven Last gespeicherte Energie regenerativ zu der Leistungsquelle zurückgeführt, wodurch es möglich gemacht wird, die Amplitude des Schaltstroms schnell zu verringern.

[0024] Zu dieser Zeit ist es nicht möglich, da ein Strom, der regenerativ von der induktiven Last zu der Leistungsquelle zurückgeführt wird, nicht durch den Stromerfassungswiderstand fließt, die Amplitude eines Stroms zu kennen, der durch die induktive Last fließt. Daher werden zwei der Halbleiterschaltelemente zu einer bestimmten Zeit angeschaltet, sodass ein Strom durch den Spannungserfassungswi-

derstand fließt, um eine Erfassungsspannung zu erzeugen. Durch Vergleichen der erzeugten Erfassungsspannung und der verringerten Bezugsspannung wird es möglich, zu beurteilen, ob der durch die induktive Last fließende Strom auf einen gewünschten Wert herunter verringert wird oder nicht.

[0025] In diesem Fall wird ebenfalls, da die Diodenkennlinie der Freilaufdiode, durch die der regenerativ zu der Leistungsquelle zurückgeführte Strom geflossen ist, während der Trr (Sperrverzögerungszeit) dieser Diode verloren geht, wird die Erfassungsspannung während einer vorbestimmten Austastzeit nach dem Anschalten der beiden Halbleiterschaltelemente ignoriert. Als Ergebnis gibt es keine Befürchtung, dass aufgrund von Lärm, der durch einen Durchgangsstrom verursacht wird, die Erfassungsspannung größer als ein Wert wird, der aus einem Strom resultiert, der tatsächlich durch die induktive Last fließt, sodass der durch die induktive Last fließende Strom zu klein wird.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0026] [Fig. 1](#) zeigt ein Beispiel einer erfindungsgemäßen H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung;

[0027] [Fig. 2](#) ist ein Timing-Diagramm zum Erläutern eines stationären Betriebs der H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung;

[0028] [Fig. 3](#) ist ein Timing-Diagramm zum Erläutern eines Betriebs, wenn eine variable Bezugsspannung geändert wird;

[0029] [Fig. 4](#) ist ein Timing-Diagramm zum Erläutern eines Betriebs, wenn eine Leistungsquellenregeneration ausgeführt wird;

[0030] [Fig. 5](#) ist ein Timing-Diagramm zum Erläutern des Situation einer Stromabnahme, wenn die Leistungsquellenregeneration durchgeführt wird;

[0031] [Fig. 6](#) ist ein Blockdiagramm zum Erläutern des Pfads eines Stroms, der von einer Leistungsquelle zu einer induktiven Last geliefert wird;

[0032] [Fig. 7](#) ist ein Diagramm, das den Strompfad eines Kommutationsstroms zeigt, der in dem Fall fließt, in dem eine in der induktiven Last gespeicherte Energie als Wärme freigesetzt wird;

[0033] [Fig. 8](#) ist ein Diagramm, das einen Strompfad zeigt, in dem ein Durchgangsstrom fließt;

[0034] [Fig. 9](#) ist ein Diagramm, das einen Strompfad in dem Fall zeigt, in dem eine in der induktiven Last gespeicherte Energie regenerativ zu der Leistungsquelle zurückgeführt wird;

[0035] **Fig. 10** ist ein Diagramm, das den Pfad eines Durchgangsstroms zeigt, wenn die Leistungsquellenregeneration ausgeführt wird;

[0036] **Fig. 11** ist ein Schaltbild zum Erläutern des Aufbaus eines Flipflops, das bei der erfindungsgemäßen H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung verwendet wird;

[0037] **Fig. 12** zeigt eine Wahrheitstabelle von FF54 bis FF57;

[0038] **Fig. 13A** ist eine graphische Darstellung zum Erläutern eines Stroms, der in dem Fall fließt, in dem ein Schrittmotor Mikroschritt-betätigt wird, und **Fig. 13B** ist eine graphische Darstellung zum Erläutern eines Stromsteuerverfahrens für eine H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung gemäß dem Stand der Technik.

BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORM

[0039] Ausführungsformen einer Vorrichtung der Erfindung werden zusammen mit einem Verfahren der Erfindung durch Verwenden der Zeichnungen beschrieben.

(1) Überblick des Ganzen

[0040] In **Fig. 6** bezeichnet die Bezugsziffer **3** eine Schrittmotorsteuervorrichtung, die eine H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** gemäß einer Ausführungsform der Erfindung und eine H-Brückenschaltung **4** aufweist.

[0041] Die H-Brückenschaltung **4** umfasst die H-Brückenverbindung von PNP-Transistoren Q_1 und Q_2 mit Freilaufdioden D_1 und D_2 , die jeweils umgekehrt parallel damit verbunden sind, NPN-Transistoren Q_3 und Q_4 mit Freilaufdioden D_4 und D_3 , die umgekehrt parallel damit verbunden sind, und eine induktive Last (oder Treiberspule) L . Die Basisanschlüsse der Transistoren Q_1 bis Q_4 sind mit der H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** verbunden. Die H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** ist aufgebaut, um das Anschalten irgendeines Transistors von einem Satz aus PNP-Transistor Q_1 und NPN-Transistor Q_3 und einem Satz aus PNP-Transistor Q_2 und NPN-Transistor Q_4 zu veranlassen, sodass veranlasst wird, dass ein Strom von einer Leistungsquelle zu der induktiven Last L entweder in einer Vorwärtsrichtung oder einer Umkehrrichtung fließt, und sie ist aufgebaut, um das Abschalten des Transistors zu veranlassen, der in diesem Zustand angeschaltet wurde, sodass eine in der induktiven Last L gespeicherte Energie veranlasst, dass ein Strom durch die Freilaufdioden D_1 bis D_4 fließt.

[0042] Die Transistoren Q_1 bis Q_4 , die Freilaufdio-

den D_1 bis D_4 und die H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** sind auf dem gleichen Chip ausgebildet, wodurch eine Einchip-Leistungs-IC-Struktur bereitgestellt wird.

[0043] Ein Stromerfassungswiderstand R_s , der durch diskrete Teile aufgebaut ist, ist zwischen den untereinander verbundenen Emitteranschlüssen der NPN-Transistoren Q_3 und Q_4 und den untereinander verbundenen Kathodenanschlüssen der Freilaufdioden D_3 und D_4 verbunden. Die Kathodenanschlüsse der Freilaufdioden D_3 und D_4 sind mit einem Massepotential verbunden. Entweder ein Versorgungsstrom 6_1 , der von der Leistungsquelle **9** zu der induktiven Last L durch das Anschalten des Satzes aus PNP-Transistor Q_1 und NPN-Transistor Q_3 geliefert wurde, oder ein Versorgungsstrom 6_2 , der von der Leistungsquelle **9** durch das Anschalten des Satzes aus PNP-Transistor Q_2 und NPN-Transistor Q_4 geliefert wurde, fließt von dem Stromerfassungswiderstand R_s zu dem Massepotential, sodass eine Erfassungsspannung V_s mit einem Wert, der der Amplitude des Versorgungsstroms 6_1 oder 6_2 entspricht, von einem Ende des Stromerfassungswiderstands R_s ausgegeben und dann in die H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** eingegeben wird.

(2) Überblick des internen Blockdiagramms

[0044] Das interne Blockdiagramm der H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** wird in **Fig. 1** gezeigt.

[0045] Die H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** umfasst eine Steuerschaltung **5**. Die Steuerschaltung **5** weist zwei NAND-Schaltungen mit drei Eingängen **32** und **31**, zwei UND-Schaltungen mit zwei Eingängen **33** und **34** und Inverter **30₁** und **30₂** auf.

[0046] Die Ausgangsanschlüsse der NAND-Schaltungen mit drei Eingängen **31** und **32** sind mit den Basisanschlüssen der PNP-Transistoren Q_1 bzw. Q_2 verbunden. Die Ausgangsanschlüsse der UND-Schaltungen mit zwei Eingängen **33** und **34** sind mit den Basisanschlüssen der NPN-Transistoren Q_3 bzw. Q_4 verbunden.

[0047] Eine Transistorauswahlleitung **20**, die von außen eingeführt wird, ist mit einem der Eingangsanschlüsse von jeder der NAND-Schaltung mit drei Eingängen **31** und der UND-Schaltung mit zwei Eingängen **33** verbunden. Die Transistorauswahlleitung **20** ist ebenfalls mit einem der Eingangsanschlüsse von jeder der NAND-Schaltung mit drei Eingängen **32** und der UND-Schaltung mit zwei Eingängen **34** durch die Inverter **30₁** oder **30₂** verbunden.

[0048] Wenn ein von der Auswahlleitung **20** eingegebenes Signal „HIGH“ ist, wird dem Satz aus PNP-Transistor Q_1 und NPN-Transistor Q_3 erlaubt,

anzuschalten, wobei jedoch der Satz aus PNP-Transistor Q_2 und NPN-Transistor Q_4 nicht erlaubt wird, anzuschalten. Wenn das Signal „LOW“ ist, wird dem Satz aus PNP-Transistor Q_2 und NPN-Transistor Q_4 erlaubt, anzuschalten, wobei jedoch dem Satz aus PNP-Transistor Q_1 und NPN-Transistor Q_2 nicht erlaubt wird, anzuschalten. Demgemäß wird lediglich einem der beiden Sätze erlaubt, anzuschalten, sodass die Leistungsquelle **9** nicht kurzgeschlossen wird. Im Folgenden sei angenommen, dass die Transistor-Auswahlleitung **20** „HIGH“ ist und lediglich dem Satz aus PNP-Transistor Q_1 und NPN-Transistor Q_3 erlaubt wird, anzuschalten.

[0049] Inverter **30₃** und **30₄** werden in der Steuerschaltung **5** bereitgestellt. Ein Ausgangsanschluss des Inverters **30₃** ist mit einem Eingangsanschluss von jeder der NAND-Schaltungen mit drei Eingängen **31** und **32** und der UND-Schaltungen mit zwei Eingängen **33** und **34** verbunden. Ein Ausgangsanschluss des Inverters **30₄** ist mit dem verbleibenden Eingangsanschluss jeder der NAND-Schaltungen mit drei Eingängen **31** und **32** verbunden. Demgemäß werden, wenn die Ausgänge der Inverter **30₃** und **30₄** beide „HIGH“ sind, der PNP-Transistor Q_1 und der NPN-Transistor Q_3 beide angeschaltet, sodass ein Versorgungsstrom **6₁** von der Leistungsquelle **9** zu der induktiven Last **L** geliefert wird. Wenn der Ausgang des Inverters **30₃** „LOW“ ist, werden der PNP-Transistor Q_1 und der NPN-Transistor Q_3 beide ungeachtet des Ausgangs des Inverters **30₄** abgeschaltet. Wenn der Ausgang des Inverters **30₃** „HIGH“ und der Ausgang des Inverters **30₄** „LOW“ ist, wird der PNP-Transistor Q_1 abgeschaltet und der NPN-Transistor Q_3 angeschaltet.

(3) Überblick des Betriebs

[0050] Nun wird, vorausgesetzt, dass die Ausgänge der Inverter **30₃** und **30₄** beide „HIGH“ sind und folglich der Versorgungsstrom durch die induktive Last **L** fließt, eine durch das Symbol V_S in **Fig. 2** angegebene Erfassungsspannung über den Erfassungswiderstand R_S erzeugt.

[0051] Wenn sich der Ausgang des Inverters **30₃** in „LOW“ von einem derartigen Zustand wandelt, wird der PNP-Transistor Q_1 abgeschaltet, sodass eine gegen elektromotorische Kraft, die über die gegenüberliegenden Enden der induktiven Last erzeugt wird, den Fluss eines Kommutationsstroms **6₃** in einem Strompfad veranlassen wird, der durch den NPN-Transistor Q_3 , den Stromerfassungswiderstand R_S und der Freilaufdiode D_3 gebildet wird, wie in **Fig. 7** gezeigt ist. Dadurch wird eine in der induktiven Last **L** gespeicherte Energie als Wärme konsumiert.

[0052] Wenn der Ausgang des Inverters **30₃** erneut von dem Zustand, in dem der Kommutationsstrom **6₃** fließt, in „HIGH“ geändert wird, wird der PNP-Transis-

tor Q_1 angeschaltet, sodass der Versorgungsstrom **6₁** erneut von der Leistungsquelle zu der induktiven Last **L** entlang des in **Fig. 6** gezeigten Strompfads geliefert wird.

[0053] Zu dieser Zeit weist die Freilaufdiode D_3 eine plötzliche Änderung von einem Durchlassvorspannungszustand in einen Sperrvorspannungszustand auf. Daher geht die Diodenkennlinie der Freilaufdiode D_3 lediglich während einer Sperrverzögerungszeit T_{rr} der PN-Sperrschichtdiode verloren. Als Ergebnis fließt ein Teil eines durch den PNP-Transistor Q_1 geflossenen Stroms **6₄** durch die Freilaufdiode D_3 in einer umgekehrten Richtung und dann zu der Masse als ein Durchgangsstrom **6₆**, wie in **Fig. 8** gezeigt ist.

[0054] Zur gleichen Zeit wird das Potential der Seite der induktiven Last **L**, die mit dem Kollektor des PNP-Transistors Q_1 verbunden ist, plötzlich von einem Potential, das niedriger als das Massepotential ist, durch den Spannungsabfall in Durchlassrichtung der Freilaufdiode D_3 bis zu einer Leistungsquellen-spannung der Leistungsquelle **9** geändert. Daher ändert sich der verbleibende Teil des durch den PNP-Transistor Q_1 fließenden Stroms **6₄** in einen Stromstoß **6₅**, der einen Streukondensator **C** in dem Schrittmotor lädt, der parallel zu der induktiven Last **L** existiert. Dieser Stromstoß fließt zu dem Erfassungswiderstand R_S .

[0055] Aufgrund des Stromstoßes **6₅** wird ein durch das Symbol V_N in **Fig. 2** gezeigtes Rauschen V_N bei dem Stromerfassungswiderstand R_S erzeugt, sodass es auf die Erfassungsspannung V_S überlagert wird.

[0056] Eine Prozedur zum Beseitigen des Rauschens V_N wird auf der Grundlage des Betriebs der H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** erläutert. Die H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung **2** umfasst einen Komparator **24**, eine variable Bezugsspannungsschaltung **22**, eine Spannungswechselfassungsschaltung **23** und einen Oszillator **26** zusätzlich zu der oben erwähnten Steuerschaltung **5**. Die Ausgänge des Komparators **24**, der variablen Bezugsspannungsschaltung **22**, der Spannungswechselfassungsschaltung **23** und des Oszillators **26** sind verbunden, sodass sie in die Steuerschaltung **5** eingegeben werden.

[0057] Der Oszillator **26** ist aufgebaut, sodass eine Sägezahnwelle V_T , wie in einem Timing-Diagramm von **Fig. 2** gezeigt, durch einen Widerstand und einen extern angebrachten Kondensator ausgegeben wird. Zuerst sei eine Beziehung zwischen den PNP- und NPN-Transistoren Q_1 und Q_3 und der Sägezahnwelle V_T erläutert, wobei der PNP-Transistor Q_1 und der NPN-Transistor Q_3 abgeschaltet werden, wenn sich die Spannung der Sägezahnwelle V_T von dem Anstieg in die Abnahme ändert. Demgemäß wird begonnen, den Strom **6₁** von der Leistungsquelle **9** zu

der induktiven Last L mit einer vorbestimmten Periode zu liefern.

[0058] Andererseits wird in dem Fall, in dem der angeschaltete Zustand des NPN-Transistors Q_3 gehalten wird, sodass der durch die induktive Last L fließende Schaltstrom auf einer vorbestimmten Amplitude gehalten wird, der PNP-Transistor Q_1 abgeschaltet, wenn die Erfassungsspannung V_S eine variable Bezugsspannung V_R überschreitet, die die variable Bezugsspannungsschaltung **22** ausgibt. Daher fließt der in **Fig. 7** gezeigte Kommutationsstrom 6_3 , sodass die in der induktiven Last L gespeicherte Energie konsumiert wird.

(4) Stationärer Betrieb

[0059] Es sei der Betrieb der H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung ausführlich erläutert, wobei die Steuerschaltung **5** mit einer Bezugsspannungsschaltung **50**, einer Schaltung zur Erfassung negativer Flanken **51**, einer Schaltung zur Erfassung positiver Flanken **58**, vier FFs (Flipflops) **54** bis **57**, zwei NORs mit drei Eingängen **52** und **53** und Inverter **30₅** und **30₆** zusätzlich zu der oben erwähnten NAND-Schaltung **31** mit drei Eingängen **31** usw. bereitgestellt wird. Die durch den Oszillator **26** ausgegebene Sägezahnwelle V_T wird in die Schaltung zur Erfassung negativer Flanken **51** eingegeben. Die Schaltung zur Erfassung negativer Flanken **51** gibt ein Signal aus, wie durch das Symbol V_1 in **Fig. 2** gezeigt ist, das „HIGH“ an dem ansteigenden Abschnitt der Sägezahnwelle V_T und „LOW“ an dem abfallenden Abschnitt davon wird. Dieses Signal V_1 wird in den Inverter **30₅** eingegeben. Der Inverter **30₅** gibt eine invertierte Version V_2 des Signals V_1 zu den Rücksetzanschlüssen R der FFs **54** und **55** aus.

[0060] Jedes der vier Flipflops (oder FFs **54** bis **57**) umfasst zwei Komparatoren **91** und **92**, die jeweils zwei NPN-Transistoren und eine konstante Stromlast aufweisen, wie in **Fig. 11** gezeigt ist. Die Komparatoren **91** und **92** sind aufgebaut, sodass ein Eingang und ein Ausgang quer verbunden sind. Die verbleibenden Eingänge sind ein Setzanschluss S und ein Rücksetzanschluss R. Der Ausgang des Komparators **92** auf der Seite des Rücksetzanschlusses R wird ebenfalls als ein Ausgangsanschluss Q nach außen herausgeführt. Bei den FFs **54** bis **57** ist der Zustand des Ausgangsanschlusses Q notwendigerweise „LOW“ in einem Zustand, in dem der Rücksetzanschluss „HIGH“ ist (Rücksetzanschluss-Präferenz).

[0061] Eine Beziehung zwischen den Setz- und Rücksetzanschlüssen S und R von jedem der FFs **54** bis **57** und deren Ausgangsanschluss Q wird als eine Wahrheitstabelle durch die folgende Tabelle 1 gezeigt. Es ist nicht notwendigerweise erforderlich, dass die FFs **54** bis **57** durch bipolare Transistoren aufgebaut sein sollten. Sie können durch

CMOS-Transistoren aufgebaut sein, solange wie der Betrieb gemäß der Wahrheitstabelle erzielt wird, wie in **Fig. 12** gezeigt ist.

[0062] Während einer Zeit, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T zunimmt, werden die Rücksetzanschlüsse R der FFs **54** und **55** in „HIGH“-Zuständen gehalten, und folglich werden deren Ausgangsanschlüsse in „LOW“-Zuständen gehalten. Da der Ausgangsanschluss Q des FF **54** mit der NAND-Schaltung mit drei Eingängen **31** und der UND-Schaltung mit zwei Eingängen **33** durch den Inverter **30₃** verbunden ist, wird „HIGH“ in die NAND-Schaltung mit drei Eingängen und die UND-Schaltung mit zwei Eingängen **33** während der Zeit eingegeben, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T zunimmt.

[0063] Nun wird, vorausgesetzt, dass der Ausgangsanschluss Q des FF **56** in einem „HIGH“-Zustand gehalten wird, das durch das FF **56** ausgegebene „HIGH“-Signal in die NORs mit drei Eingängen **52** und **53** eingegeben, sodass die durch die NORs mit drei Eingängen **52** und **53** ausgegebenen Signale auf „LOW“ ungeachtet der Zustände der verbleibenden Eingänge gehalten werden.

[0064] Da das gehaltene „LOW“ in den Setzanschluss S des FF **54** eingegeben wird, wird dessen Ausgangsanschluss Q in einem „LOW“-Zustand gehalten. Demgemäß fährt der Inverter **30₃** fort, „HIGH“ an die NAND-Schaltung mit drei Eingängen **31** und die UND-Schaltung mit zwei Eingängen **33** auszugeben.

[0065] Die Auswahlleitung **20** nimmt einen „HIGH“-Zustand an. Die NAND-Schaltung mit drei Eingängen **31** und die UND-Schaltung mit zwei Eingängen **33** bewirken das Anschalten des PNP-Transistors Q_1 bzw. das Anschalten des NPN-Transistors Q_3 , wenn alle Eingangsanschlüsse der NAND-Schaltung **31** und alle Eingangsanschlüsse der UND-Schaltung **33** „HIGH“ sind. Daher bleibt der NPN-Transistor Q_3 angeschaltet. Der PNP-Transistor Q_1 wird angeschaltet, wenn der Ausgang des Inverters **30₄** „HIGH“ oder der Ausgangsanschluss Q des FF **54** „LOW“ ist, und wird abgeschaltet, wenn der Ausgangsanschluss Q des FF **54** „HIGH“ ist.

[0066] Ein Signal, das das FF **55** ausgibt und durch das Symbol V_3 in **Fig. 2** gezeigt wird, wird in den Inverter **30₄** eingegeben. Das Signal V_2 , das der Inverter **30₃** ausgibt, wird in den Rücksetzanschluss R des FF **55** eingegeben. Demgemäß wird, wenn sich das durch die Schaltung zur Erfassung negativer Flanken **51** ausgegebene Signal V_1 in „LOW“ wechselt und somit das Signal V_2 in „HIGH“ wandelt, wird der Rücksetzanschluss R des FF **55** angehoben. Dadurch wandelt sich das durch das FF **55** ausgegebene V_3 in „LOW“, sodass der Transistor Q_1 angeschaltet wird.

[0067] Andererseits wird der Ausgang V_C des Komparators **24** in den Setzanschluss S des FF **55** eingegeben. Ferner wird die Erfassungsspannung V_S in einen nicht invertierten Eingangsanschluss des Komparators **24** eingegeben. Die variable Bezugsspannung V_R , die die variable Bezugsspannungsschaltung **22** ausgibt, wird ebenfalls in einen invertierten Eingangsanschluss des Komparators **24** eingegeben.

[0068] Der Ausgang V_C des Komparators **24** ist „LOW“, wenn der durch den Stromerfassungswiderstand R_S fließende Versorgungsstrom 6_1 noch klein ist, sodass die Erfassungsspannung V_S unter der variablen Bezugsspannung V_R ist. Wenn die Versorgungsspannung 6_1 ansteigt, sodass die Erfassungsspannung V_S die variable Bezugsspannung V_R überschreitet, wandelt sich der Ausgang V_C des Komparators **24** in „HIGH“. Demgemäß wird, wenn die Erfassungsspannung V_S die variable Bezugsspannung V_R überschreitet, der Setzanschluss S des FF **55** angehoben, sodass sich die Ausgangsspannung V_3 in „HIGH“ wandelt. Zu dieser Zeit wird der PNP-Transistor Q_1 abgeschaltet.

[0069] Wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T beginnt, nach dem Abschalten des PNP-Transistors Q_1 abzunehmen, wandelt sich das durch den Inverter **30₅** ausgegebene Signal V_2 in „HIGH“, sodass der Rücksetzanschluss R des FF **55** angehoben wird.

[0070] Dadurch wandelt sich das durch das FF **55** ausgegebene Signal V_3 in „LOW“, sodass der PNP-Transistor Q_1 erneut angeschaltet wird.

[0071] Zu dieser Zeit wird, da ein durch das Symbol 6_5 in [Fig. 8](#) gezeigter Stromstoß durch den Stromerfassungswiderstand R_S fließt, die Erfassungsspannung V_S , auf der ein impulsartiges Rauschen V_N überlagert ist, in den nicht invertierten Eingangsanschluss des Komparators **24** eingegeben. In dem Fall, in dem das Rauschen V_N größer als die variable Bezugsspannung V_R ist, wird ein durch das Symbol V_P in [Fig. 2](#) gezeigter Impuls von dem Komparator **24** ausgegeben.

[0072] Die Länge der T_{rr} der Freilaufdiode mit einer PN-Sperrschicht, die in einem Einchip-Leistungs-IC ausgebildet ist, ist gleich etwa 0,1 bis 0,2 μ s. Während der T_{rr} führt der PNP-Transistor Q_1 einen aktiven Vorgang durch. Daher wird während des zeitlichen Ablaufs von T_{rr} das Potential eines Endes des Streukondensators C von einem Potential, das niedriger als das Massepotential ist, durch den Spannungsabfall in Durchlassrichtung der Freilaufdiode D_3 bis zu der Leistungsquellenspannung der Leistungsquelle **9** geändert. Dadurch fließt der Stromstoß 6_5 , bis T_{rr} abläuft. Demgemäß ist die Breite des Rauschens V_N die gleiche wie die Länge von T_{rr} , und die Breite des Impulses V_P überschreitet nicht die Breite

des Rauschens V_N .

[0073] Eine Zeit von dem Anfang der Abnahme der Spannung der Sägezahnwelle V_T gefolgt durch das Anschalten des PNP-Transistors Q_1 , bis die Spannung der Sägezahnwelle V_T beginnt, erneut zuzunehmen, d.h. eine Zeitspanne, wenn das Signal V_2 „HIGH“ ist, wird eingestellt, um die Breite von etwa 2 μ s aufzuweisen. Daher wird während mindestens einer Zeit, wenn der Impuls V_P von dem Komparator **24** ausgegeben wird, der Rücksetzanschluss R des FF **55** in seinem „HIGH“-Zustand gehalten. Demgemäß bleibt, sogar wenn der Impuls V_P den Setzanschluss S des FF **55** anhebt, die Ausgangsspannung V_3 „LOW“, und es gibt keine Befürchtung, dass der Stromstoß 6_5 das Abschalten des PNP-Transistors Q_1 verursacht.

[0074] Während der Zeitspanne, wenn das Signal V_2 „HIGH“ ist, wird die durch den Stromerfassungswiderstand R_S ausgegebene Erfassungsspannung V_S somit ignoriert. Daher wird diese Zeitspanne eine erste Austastzeitspanne B_1 genannt. Wenn die erste Austastzeitspanne B_1 abläuft, wandelt sich das in den Rücksetzanschluss R des FF **55** eingegebene Signal V_2 in „LOW“, sodass sich das FF **55** in einen Betriebszustand wandelt, wodurch das Abschalten des PNP-Transistors Q_1 ermöglicht wird. Nach dem Wechsel in den Betriebszustand nimmt der von der Leistungsquelle **9** zu der induktiven Last L gelieferte Strom 6_1 zu. Wenn die Erfassungsspannung V_S die variable Bezugsspannung V_R überschreitet, wandelt sich der Ausgang V_C des Komparators **24** in „HIGH“. Daher wird der Setzanschluss S des FF **55** angehoben, sodass der PNP-Transistor Q_1 abgeschaltet wird.

[0075] Während des oben erläuterten Betriebs bleibt der NPN-Transistor Q_3 angeschaltet. Demgemäß veranlasst, wenn der PNP-Transistor Q_1 in den abgeschalteten Zustand platziert wird, eine in der induktiven Last L gespeicherte Energie den Fluss eines Kommutationsstroms 6_3 in einen Strompfad, wie in [Fig. 7](#) gezeigt ist, der durch den NPN-Transistor Q_3 und die Freilaufdiode D_3 gebildet wird. Somit wird die Energie langsam abgeschwächt, während sie als Wärme durch den NPN-Transistor Q_3 und die Freilaufdiode D_3 konsumiert wird.

[0076] Das Vorhergehende entspricht dem Fall, in dem die variable Bezugsspannung V_R fest ist. Das durch das FF **55** ausgegebene Signal V_3 wandelt sich in „LOW“ bei einer festen Zeitspanne, um das Anschalten des PNP-Transistors Q_1 zu veranlassen, und der Komparator **24** veranlasst das Abschalten des PNP-Transistors Q_1 bei einer festen Zeitspanne. Daher wird der Versorgungsstrom 6_1 , der von der Leistungsquelle **9** und dem Kommutationsstrom 6_3 zum Freisetzen der gespeicherten Energie geliefert wird, abwechselnd durch die induktive Last L fließen,

sodass ein dadurch gebildeter Schaltstrom auf einer festen Amplitude gehalten wird.

(5) Schaltstromabschwächungsbetrieb

[0077] Als nächstes wird die Erläuterung des Falls durchgeführt, in dem die variable Bezugsspannung V_R verringert wird, um den durch die induktive Last L fließenden Schaltstrom zu verringern.

[0078] Eine Schaltung zum Erzeugen von Signalen zum Wechseln einer Bezugsspannung wird außerhalb der H-Brückensteuerschaltungs-Steuervorrichtung **2** bereitgestellt, und Bezugsspannungsschaltersignale I_0 und I_1 , die durch die Wechselsignalerzeugungsschaltung ausgegeben werden, werden in die variable Bezugsspannungsschaltung **22** eingegeben.

[0079] Jedes der Bezugsspannungsschaltersignale I_0 und I_1 ist ein Signal, das zwei Werte von „HIGH“ und „LOW“ annimmt. Die variable Bezugsspannungsschaltung **22** ist aufgebaut, sodass sie eine variable Bezugsspannung V_R mit vier Arten von Magnituden ausgeben kann, die der Kombination der Werte der Bezugsspannungsschaltersignale I_0 und I_1 entsprechen.

[0080] Die Bezugsspannungsschaltersignale I_0 und I_1 werden ebenfalls in die Spannungsschaltersignalerfassungsschaltung **23** eingegeben. Wenn eines der Bezugsspannungsschaltersignale I_0 und I_1 von „LOW“ in „HIGH“ geändert wird, sodass die variable Bezugsspannung V_R von der variablen Bezugsspannungsschaltung **22** verringert wird, erfasst die Spannungsschaltersignalerfassungsschaltung **23** eine positive Flanke, die die Änderung von „LOW“ in „HIGH“ angibt, um einen durch das Symbol V_5 in [Fig. 3](#) gezeigten Impuls auszugeben. Dieser Impuls V_5 wird in den Rücksetzanschluss R des FF **56** eingegeben, sodass ein von dem Ausgangsanschluss Q des FF **56** ausgegebenes Signal V_6 von „HIGH“ in „LOW“ geändert wird. Dieses Signal V_6 wird in die NOR mit drei Eingängen **52** und **53** eingegeben, wodurch ein Betrieb zum Verringern des Schaltstroms gestartet wird.

[0081] In den NOR mit drei Eingängen **53** wird das von dem FF **56** ausgegebene Signal V_6 sowie der Ausgang V_8 des Komparators **59** und das durch die Schaltung zur Erfassung negativer Flanken **51** ausgegebene Signal V_1 eingegeben. Der Komparator **59** ist aufgebaut, sodass er einen invertierten Eingangsanschluss, in den eine Bezugsspannung V'_R eingegeben wird, die durch die Bezugsspannungsschaltung **50** ausgegeben wird, und einen nicht invertierten Eingangsanschluss, in den die durch den Oszillator **26** ausgegebene Sägezahnwelle V_T eingegeben wird, aufweist, um die Bezugsspannung V'_R und die Sägezahnwelle V_T zu vergleichen, und er stellt den Ausgang V_8 von „HIGH“ während einer Zeit bereit, wenn die Sägezahnwelle V_T die Bezugsspan-

nung V'_R überschreitet. Da das Signal V_6 „LOW“ ist, wandelt sich ein durch den NOR mit drei Eingängen **53** ausgegebenes Signal V_{11} in „HIGH“, wenn sich sowohl der Ausgang V_8 als auch das Signal V_1 , das durch Schaltung zur Erfassung negativer Flanken **51** ausgegeben wird, in „LOW“ wandeln, wie in [Fig. 4](#) gezeigt ist.

[0082] Andererseits wird die Spannung V_6 , die durch FF **56** ausgegeben wurde, sowie auch der Ausgang V_8 des Komparators **56** und ein Signal, das durch den Inverter **30₆** ausgegeben wird, das den Ausgang V_C des Komparators **24** invertiert, in den NOR mit drei Eingängen **52** eingegeben.

[0083] Am Anfang der Abnahme der variablen Bezugsspannung V_R weist ein durch die induktive Last L fließender Strom eine geringe Abnahme auf, und somit ist die Erfassungsspannung groß. Daher ist der Ausgang V_C des Komparators **24** „HIGH“, sodass ein „LOW“-Signal von dem Inverter **30₆** in den NOR mit drei Eingängen **52** eingegeben wird.

[0084] Das Signal V_6 ist ebenfalls „LOW“. Demgemäß nimmt ein Ausgangssignal des NOR mit drei Eingängen **52** „LOW“ an, wenn der Ausgang V_8 des Komparators **59** „HIGH“ ist, und nimmt „HIGH“ an, wenn der Ausgang V_8 des Komparators **59** „LOW“ ist. Die NOR-Schaltung mit drei Eingängen **52** arbeitet nämlich als ein Inverter für den Komparator **59** auf eine derartige Art und Weise, dass eine invertierte Version des Ausgangs V_8 oder ein durch das Symbol V_9 in [Fig. 3](#) gezeigtes Signal an den Setzanschluss S des FF **54** und den Rücksetzanschluss R des FF **57** ausgegeben wird.

[0085] In den Rücksetzanschluss R des FF **54** wird das Signal V_2 in einer Version des Ausgangs V_1 der Schaltung zur Erfassung negativer Flanken **51** eingegeben, der durch den Inverter **30₅** invertiert wird. Das FF **54** ist aufgebaut, sodass der Ausgangsanschluss Q immer „LOW“ in einem Zustand ist, bei dem der Rücksetzanschluss R „HIGH“ ist. Daher nimmt, wie durch das Symbol V_{10} in [Fig. 3](#) gezeigt ist, ein durch das FF **54** ausgegebenes Signal „LOW“ lediglich während einer Zeit an, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T abnimmt.

[0086] Das durch den NOR mit drei Eingängen **52** ausgegebene Signal V_9 und das durch den NOR mit drei Eingängen **53** ausgegebene Signal V_{11} sind miteinander synchron. Daher ist, wenn der Setzanschluss S des FF **57** „HIGH“ ist, der Rücksetzanschluss R davon ebenfalls „HIGH“, und somit wird der Ausgangsanschluss Q des FF **57** auf „LOW“ gehalten.

[0087] Das von dem FF **54** ausgegebene Signal V_{10} wird an die NAND-Schaltung mit drei Eingängen **31** und die UND-Schaltung mit zwei Eingängen **33** ange-

legt, nach dessen Inversion durch den Inverter **30₃**.

[0088] Obwohl das von dem FF **55** ausgegebene Signal V_3 in die NAND-Schaltung mit drei Eingängen **31** nach dessen Inversion durch den Inverter **30₄** eingegeben wird, wird der Setzanschluss S des FF **55** in seinem „HIGH“-Zustand gehalten, bis der durch die induktive Last L fließende Strom das Abnehmen beendet. Zu dieser Zeit wird das Signal V_2 , das „HIGH“ lediglich während der Zeit annimmt, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T abnimmt, in den Rücksetzanschluss R des FF **59** eingegeben. Da eine Präferenz zu dem Eingang des Rücksetzanschlusses R durchgeführt wird, nimmt das durch das FF **55** ausgegebene Signal V_3 „LOW“ während der Zeit an, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T abnimmt. Dieses Signal V_3 wird in die NAND-Schaltung mit drei Eingängen **31** nach dessen Inversion durch den Inverter **30** eingegeben.

[0089] Demgemäß sind lediglich während einer Zeit, wenn das Signal V_3 und das Signal V_{10} beide „LOW“ sind, alle Eingangsanschlüsse der NAND-Schaltung mit drei Eingängen **31** „HIGH“, sodass der PNP-Transistor Q_1 angeschaltet wird. Diese Zeit entspricht der Zeitspanne, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T abnimmt. Zu dieser Zeit sind die in die UND-Schaltung mit zwei Eingängen **33** eingegebenen Signale alle „HIGH“. Daher wird der NPN-Transistor Q_3 ebenfalls angeschaltet, sodass ein Versorgungsstrom I_4 von der Leistungsquelle **9** zu der induktiven Last L geliefert wird. Dadurch fließt ein Strom durch den Stromerfassungswiderstand R_S , um eine Erfassungsspannung V_S zu erzeugen.

[0090] Diese Erfassungsspannung V_S und die variable Bezugsspannung V_R werden durch den Komparator **24** verglichen, und die Ausgabe V_C als das Ergebnis des Vergleichs wird in den NOR mit drei Eingängen **52** durch den Inverter **30₆** eingegeben. Wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T beginnt abzunehmen, d.h., in der Zeitspanne von T_{rr} von einem Zeitpunkt, wenn der PNP-Transistor Q_1 und der NPN-Transistor Q_3 angeschaltet sind, werden Durchgangsströme I_8 und I_9 , wie in [Fig. 10](#) gezeigt, durch die Freilaufdioden D_1 und D_3 fließen. Da der Strom I_8 der Durchgangsströme I_8 und I_9 durch den Stromerfassungswiderstand R_S fließt, werden Geräusche auf die Erfassungsspannung V_S überlagert. Insbesondere werden, wenn derartige Geräusche erzeugt werden, wenn der durch die induktive Last L fließende Strom ausreichend klein wird, sodass die Erfassungsspannung V_S unter der variablen Bezugsspannung V_R ist, die Geräusche den Schaltungsbetrieb instabil machen.

[0091] Bei der H-Brückensteuerschaltung **2** wird sogar in dem Fall, in dem derartige Geräusche auf die Erfassungsspannung V_S überlagert werden, wenn die Leistungsquellen-Regeneration durchgeführt

wird, „HIGH“ in den NOR mit drei Eingängen **52** eingegeben, bis die Sägezahnwelle V_T unter die variable Bezugsspannung V_R fällt. Eine Zeitspanne, bis die Spannung der Sägezahnwelle V_T unter die variable Bezugsspannung V_R fällt, nachdem die Spannung der Sägezahnwelle V_T beginnt abzunehmen, wird eine zweite Austastzeitspanne B_2 genannt. Während der zweiten Austastzeitspanne B_2 wird „HIGH“ in einen Eingangsanschluss des NOR mit drei Eingängen **52** eingegeben, und somit wird der Ausgangsanschluss Q von FF **54** oder FF **57** in seinem „LOW“-Zustand gehalten, sogar wenn die überlagerten Geräusche in die anderen Eingangsanschlüsse des NOR mit drei Eingängen **52** eingegeben werden. Demgemäß gibt es, sogar wenn die Geräusche erzeugt werden, keine Befürchtung, dass die FF **54** und **57** fehlerhafte Vorgänge ausführen.

[0092] Wie zuvor erwähnt, nimmt der Ausgang des Inverters **30₃** „HIGH“ nur während der Zeitspanne an, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T abnimmt. Daher ist in einer Zeitspanne, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T zunimmt, d.h. in einer Zeitspanne, wenn das Signal V_{10} „HIGH“ ist, der Ausgang des Inverters **30₃** „LOW“, und somit werden der PNP-Transistor Q_1 und der NPN-Transistor Q_3 beide angeschaltet. Zur Zeit der Änderung von dem Anschalten in das Abschalten wird eine gegenelektromotorische Kraft durch eine in der induktiven Last L gespeicherte Energie erzeugt, sodass ein regenerativer Strom I_7 in einem Pfad fließt, der die induktive Last L, die Freilaufdiode D_2 , die Leistungsquelle **9** und die Freilaufdiode D_3 umfasst, wie in [Fig. 9](#) gezeigt ist. Da dieser regenerative Strom I_7 einen in der Leistungsquelle **9** aufgenommenen Ausgangskondensator lädt, bewegt sich die von der induktiven Last L freigesetzte Energie zu der Leistungsquelle hin.

[0093] Eine Zeit, wenn die in der induktiven Last L gespeicherte Energie durch den regenerativen Strom I_7 freigesetzt wird, ist kürzer als die in dem Fall, in dem die in der induktiven Last L gespeicherte Energie den Fluss des Kommutationsstroms I_3 veranlasst, sodass er als Wärme durch den NPN-Transistor Q_3 , die Freilaufdiode D_3 und den Stromerfassungswiderstand R_S konsumiert wird. Somit wird der Strom schnell abgeschwächt.

[0094] Der regenerative Strom I_7 läuft nicht durch den Stromerfassungswiderstand R_S . Daher ist, wenn der regenerative Strom I_7 fließt, der nicht invertierte Anschluss der Komparators **24** mit dem Massepotential durch den Stromerfassungswiderstand R_S verbunden, sodass der Ausgang V_C des Komparators **24** „LOW“ annimmt. Da der Ausgang V_C in den NOR mit drei Eingängen **52** durch den Inverter **30₆** ausgegeben wird, nimmt der Ausgang V_9 des NOR mit drei Eingängen **52** „LOW“ an, wenn der regenerative Strom I_7 fließt. Demgemäß gibt es keine Befürchtung, dass der Setzanschluss S des FF **54** angeho-

ben oder das FF **57** zurückgesetzt wird.

(6) Rückkehr zum stationären Betrieb

[0095] Als nächstes wird eine Erläuterung eines Betriebs zum Erfassen der Absenkung der Erfassungsspannung V_R auf einen Wert unter die variable Bezugsspannung V_R durchgeführt, die sich aus der Abschwächung des durch die induktive Last L fließenden Stroms ergibt.

[0096] Während einer Zeit, wenn der durch die induktive Last L fließende Strom abgeschwächt wird, wird das durch das FF **56** ausgegebene Signal V_6 , das durch die Schaltung zur Erfassung negativer Flanken **51** ausgegebene Signal V_1 und das durch den Komparator **59** ausgegebene Signal V_8 in den NOR mit drei Eingängen **53** eingegeben, wobei jedoch das Signal V_6 keinen Einfluss auf den Ausgang des NOR mit drei Eingängen **53** ausübt, da das Signal V_6 „LOW“ bleibt, wenn die Erfassungsspannung V_S größer als die variable Bezugsspannung V_R ist. Demgemäß nimmt das durch den NOR mit drei Eingängen **53** ausgegebene Signal V_{11} „LOW“ an, wenn das Signal V_8 und/oder das Signal V_1 „HIGH“ ist, und nimmt nur „HIGH“ an, wenn das Signal V_8 und das Signal V_1 „LOW“ sind, wie in [Fig. 4](#) gezeigt ist.

[0097] Das Signal V_1 nimmt nämlich „HIGH“ an, wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T abgesenkt wird und wenn die Spannung der Sägezahnwelle V_T unter der Bezugsspannung V_R ist.

[0098] Obwohl das Signal V_{11} in den Setzanschluss S des FF **57** eingegeben wird, nimmt das in den Rücksetzanschluss R des FF **57** eingegebene Signal V_9 „HIGH“ mit dem gleichen Timing wie das Signal V_{11} während einer Zeit an, wenn der Inverter **30₅** fortfährt, „LOW“ auszugeben. Daher bleibt der Ausgangsanschluss Q des FF **57** auf „LOW“.

[0099] Von einem derartigen Zustand nimmt ein durch die induktive Last L fließender Strom I_L ab, wie in [Fig. 5](#) gezeigt ist. Wenn die zur Zeit des Anschaltens des PNP-Transistors Q_1 und des NPN-Transistors Q_3 erzeugte Erfassungsspannung V_S kleiner als die variable Bezugsspannung V_R wird (oder zu einem Zeitpunkt, der durch das Symbol U angegeben wird), wandelt sich der Ausgang V_C des Komparators **24** in „LOW“, sodass ein „HIGH“-Signal von dem Inverter **30₆** zu dem NOR mit drei Eingängen **52** ausgegeben wird. Dadurch ändert sich das von dem NOR mit drei Eingängen **52** ausgegebene Signal V_9 in „LOW“, sodass sich der Rücksetzanschluss R des FF **57** in „LOW“ ändert.

[0100] Obwohl das Signal V_{11} in den Setzanschluss S des FF **57** eingegeben wird, ist das Signal V_{11} zu dieser Zeit „HIGH“. Daher ändert sich der Ausgangsanschluss Q des FF **57** in „HIGH“. Dadurch erfasst

die Schaltung zur Erfassung positiver Flanken **58** eine positive Flanke, die die Änderung von „LOW“ in „HIGH“ angibt, um einen Impuls eines „HIGH“-Signals an den Setzanschluss S des FF **56** auszugeben.

[0101] Daraufhin ändert sich der Ausgangsanschluss Q des FF **56** von „LOW“ in „HIGH“, der seinerseits in die NAND-Schaltung mit drei Eingängen der Schaltungen **52** und **53** eingegeben wird. Demgemäß ändern sich beide Ausgänge V_9 und V_{11} der NAND-Schaltung mit drei Eingängen **52** und **53** in „LOW“. Danach wird „LOW“ ungeachtet der Zustände der anderen Eingangsanschlüsse der NAND-Schaltung mit drei Eingängen **54** und **57** ausgegeben.

[0102] Demgemäß bleibt der Ausgangsanschluss Q des FF **56** „HIGH“, sodass der Setzanschluss S des FF **54** und der Rücksetzanschluss R des FF **57** in ihren „LOW“-Zuständen fest sind. Daher bleibt der NPN-Transistor Q_3 in dem angeschalteten Zustand, wie zuvor erwähnt, sodass der durch die induktive Last L fließende Schaltstrom auf einen festen Pegel durch das An-/Abschalten des PNP-Transistors Q_1 gehalten wird. In diesem Fall wird eine in der induktiven Last L gespeicherte Energie durch einen in [Fig. 7](#) gezeigten Kommutationsstrom I_3 konsumiert.

(Weitere Ausführungsformen)

[0103] Obwohl die vorhergehende Erläuterungen für den Fall der H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung einer Leistungs-IC-Struktur mit bipolaren Transistoren als Halbleiterschaltetelemente durchgeführt wurde, ist die Erfindung nicht auf die H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung der IC-Struktur begrenzt. Ein induktives Lasttreiberverfahren und eine H-Brückenschaltungs-Steuervorrichtung zum Ansteuern einer H-Brückenschaltung mit MOS-Transistoren sind ebenfalls in der Erfindung enthalten. Ferner ist die Freilaufdiode nicht auf die PN-Sperrschichtdiode begrenzt. Jede Freilaufdiode, um den Fluss eines Stromstoßes für den Streukondensator der induktiven Last L zu veranlassen, kann vielfach enthalten sein.

[0104] Gemäß dem ersten Aspekt der Erfindung ist ein Filter zur Rauschbeseitigung nicht erforderlich, wodurch die Kosten verringert werden.

[0105] Gemäß dem zweiten Aspekt der Erfindung ist es möglich zu erfassen, wenn ein durch eine induktive Last fließender Schaltstrom verringert wird, ob der Schaltstrom auf eine gewünschte Amplitude herunter verringert wird oder nicht. Demgemäß gibt es keine Befürchtung, dass der durch die induktive Last fließende Strom zu klein wird oder der Transfer in einen stationären Betrieb veranlasst wird, während der Strom groß ist. Es ist ebenfalls nicht erforderlich, dass eine Zeitspanne, um den Fluss eines regenera-

tiven Stroms zu veranlassen, erneut für jede Art von Schrittmotoren eingestellt werden sollte.

Patentansprüche

1. Induktives Lasttreiberverfahren, bei dem in einer H-Brückenschaltung (4), die aufgebaut ist, um den Fluss eines Stroms zu einer induktiven Last (L) in sowohl der Vorwärts- als auch Rückwärtsrichtung durch vier Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) zu bewirken, ein Stromerfassungswiderstand (R_S) eingefügt ist, so dass ein Strom, der von einer Leistungsquelle (9) zu der induktiven Last (L) geliefert wird, durch den Stromerfassungswiderstand (R_S) fließt, und ein Strom, der regenerativ von der induktiven Last (L) zu der Leistungsquelle (9) zurückgeführt wird, nicht durch den Stromerfassungswiderstand (R_S) fließt, und eine Erfassungsspannung (V_S), die durch den Stromerfassungswiderstand (R_S) zur Zeit des Anschaltens der beiden Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) ausgegeben wird, mit einer vorbestimmten Bezugsspannung verglichen wird, um das Anschalten der Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) abzuschalten, so dass ein durch die induktive Last fließender Schaltstrom auf einer vorbestimmten Amplitude gehalten wird, wobei in dem Fall, in dem der zu haltende Schaltstrom verringert wird, die Bezugsspannung verringert wird, um alle vier Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) abzuschalten, so dass eine in der induktiven Last (L) gespeicherte Energie regenerativ zu der Leistungsquelle zurückgeführt wird, **dadurch gekennzeichnet**, dass Schwungraddioden ($D_1 - D_4$) jeweils umgekehrt parallel mit den Halbleiterschalt-elementen ($Q_1 - Q_4$) geschaltet sind; und, wenn die in der induktiven Last gespeicherte Energie regenerativ zu der Leistungsquelle (9) zurückgeführt wird, zwei der Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) bei einer vorbestimmten Zeit angeschaltet werden, um die Erfassungsspannung zu erzeugen, so dass die erzeugte Erfassungsspannung und die verringerte Bezugsspannung verglichen werden, um zu beurteilen, ob die Amplitude des durch die induktive Last (L) fließenden Stroms auf einen gewünschten Wert herunter verringert ist oder nicht, und die Erfassungsspannung während einer vorbestimmten Austatzeit nach dem Anschalten der beiden der Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) ignoriert wird.

2. H-Brückenschaltungsteuervorrichtung, bei der in einer H-Brückenschaltung (4), die aufgebaut ist, um den Fluss eines Stroms zu einer induktiven Last (L) in sowohl der Vorwärts- als auch Rückwärtsrichtung durch vier Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) zu bewirken, ein Stromerfassungswiderstand (R_S) eingefügt ist, so dass ein Strom, der von einer Leistungsquelle (9) zu der induktiven Last (L) geliefert wird, durch den Stromerfassungswiderstand (R_S) fließt, und ein Strom, der von der induktiven Last (L) zu der Leistungsquelle (9) regenerativ zurückgeführt wird, nicht durch den Stromerfassungswiderstand

(R_S) fließt, und eine über den Stromerfassungswiderstand (R_S) erzeugte Erfassungsspannung (V_S) erfasst wird, dadurch gekennzeichnet, dass Schwungraddioden ($D_1 - D_4$) jeweils umgekehrt parallel mit den Halbleiterschalt-elementen ($Q_1 - Q_4$) geschaltet sind; und, wenn eine in der induktiven Last (L) gespeicherte Energie regenerativ zu der Leistungsquelle (9) zum Verringern der Amplitude eines Schaltstroms zurückgeführt wird, zwei der Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) bei einer vorbestimmten Zeit angeschaltet werden, so dass ein Strom von der Leistungsquelle (9) zu der induktive Last (L) geliefert wird, um die Erfassungsspannung zu erzeugen, und der Betrag der erzeugten Erfassungsspannung erfasst wird, um zu beurteilen, ob der durch die induktive Last (L) fließende Strom auf eine gewünschte Amplitude herunter verringert ist oder nicht.

3. H-Brückenschaltungsteuervorrichtung gemäß Anspruch 2, bei der die Erfassungsspannung (V_S) während einer vorbestimmten Austatzeit nach dem Anschalten der beiden der Halbleiterschalt-elemente ($Q_1 - Q_4$) ignoriert wird.

Es folgen 12 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1

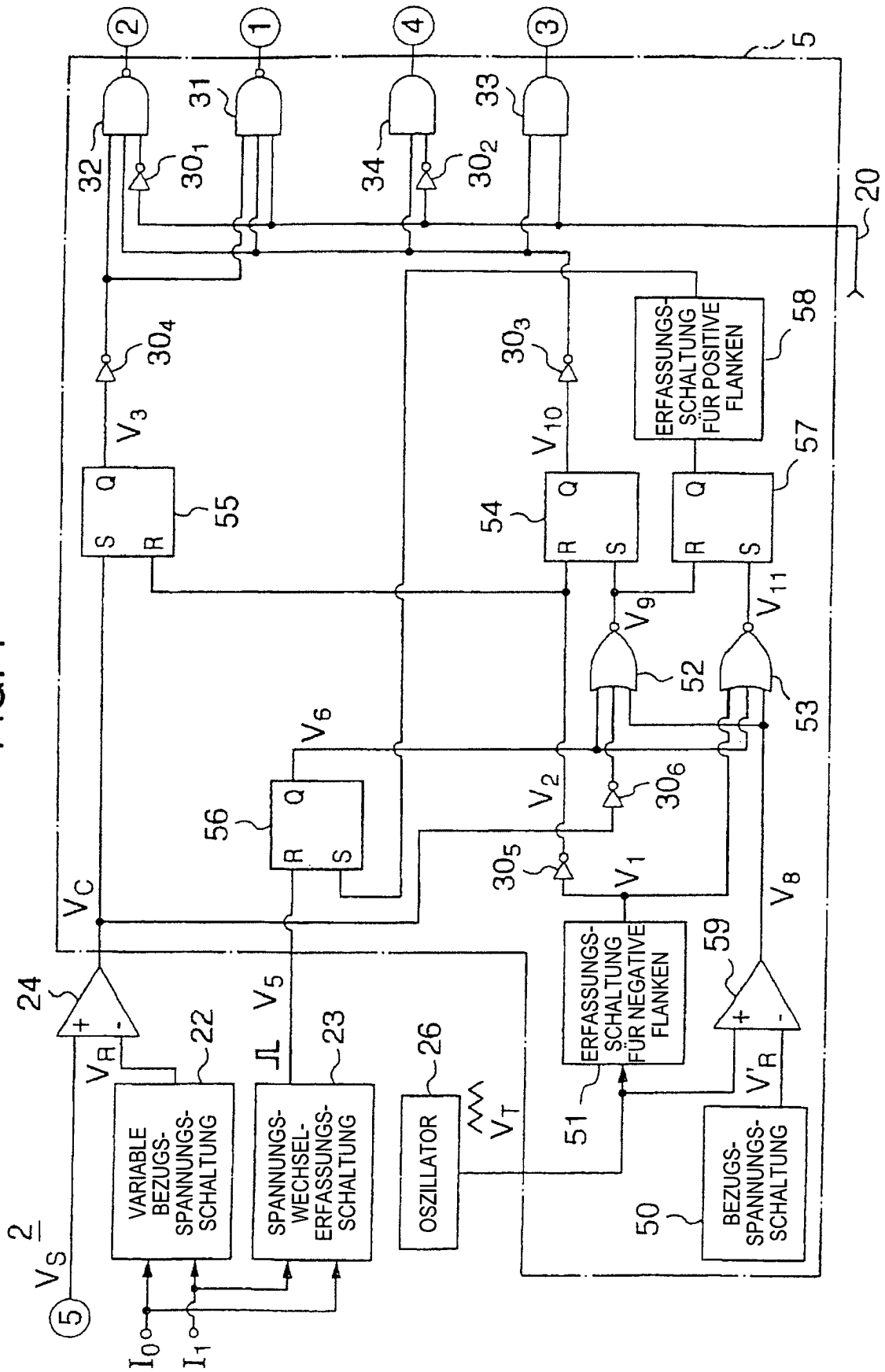


FIG. 2

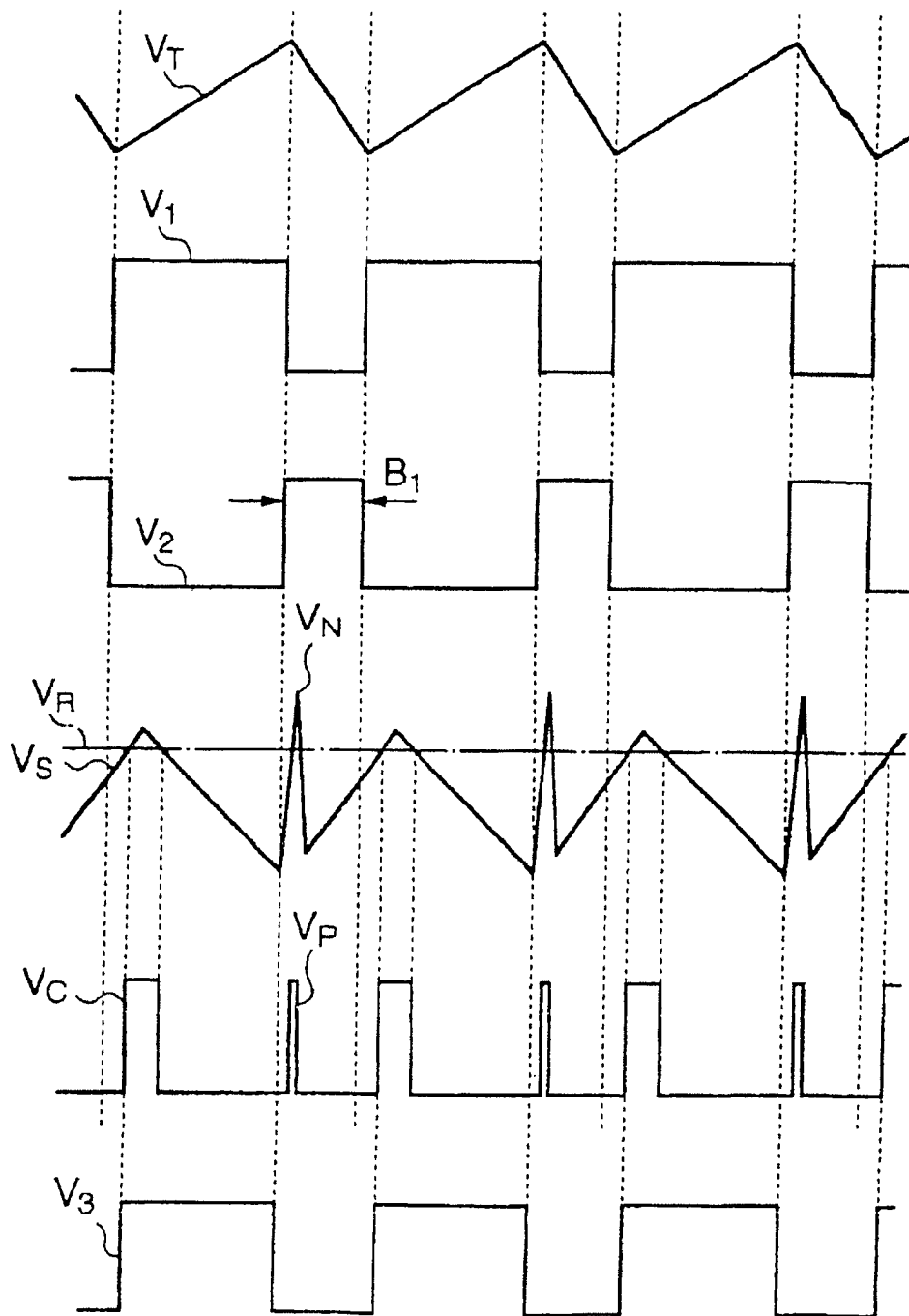


FIG. 3

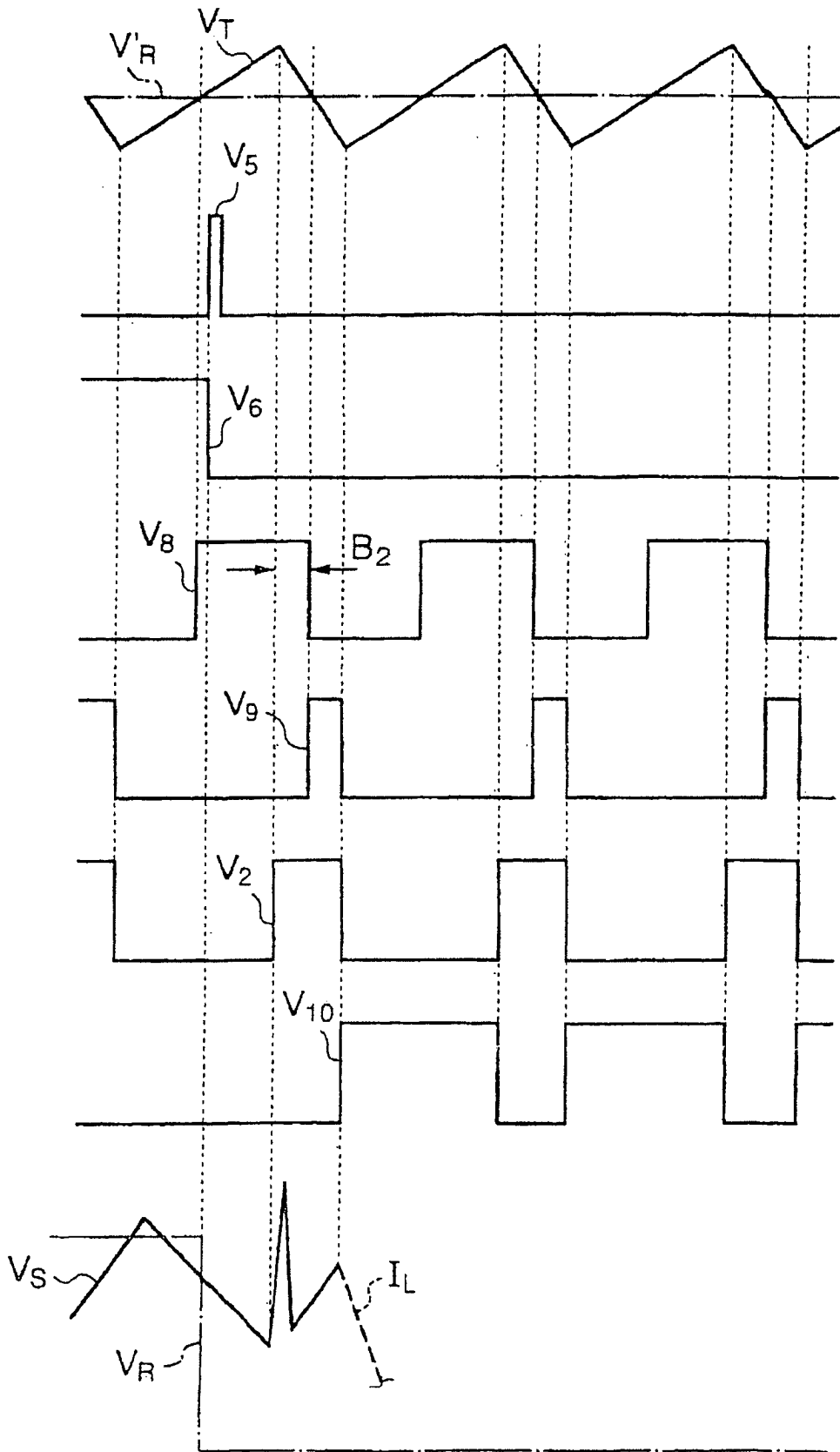


FIG. 4

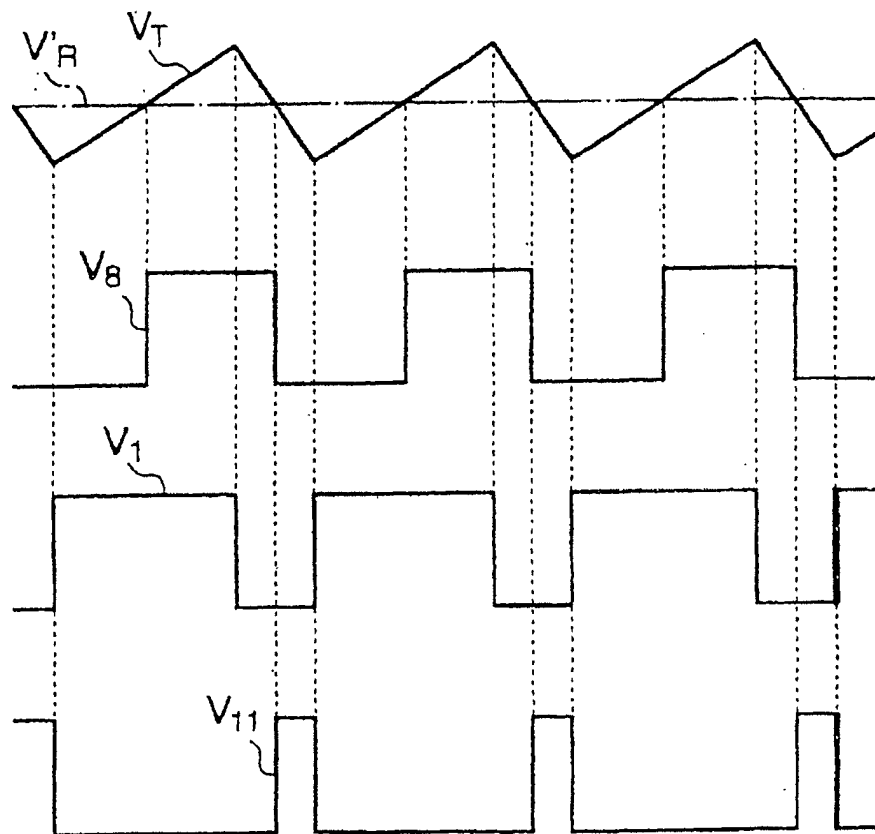


FIG. 5

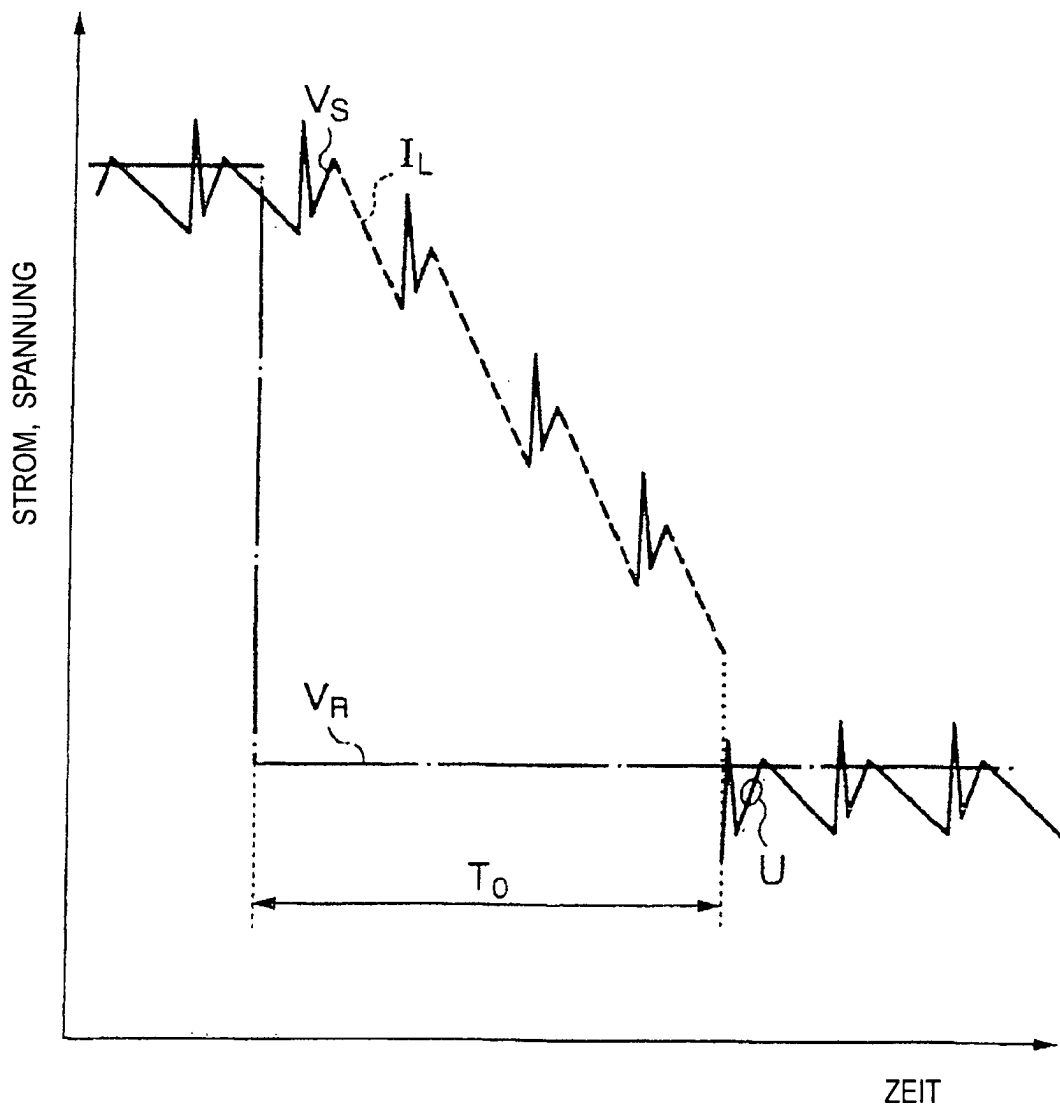


FIG. 6

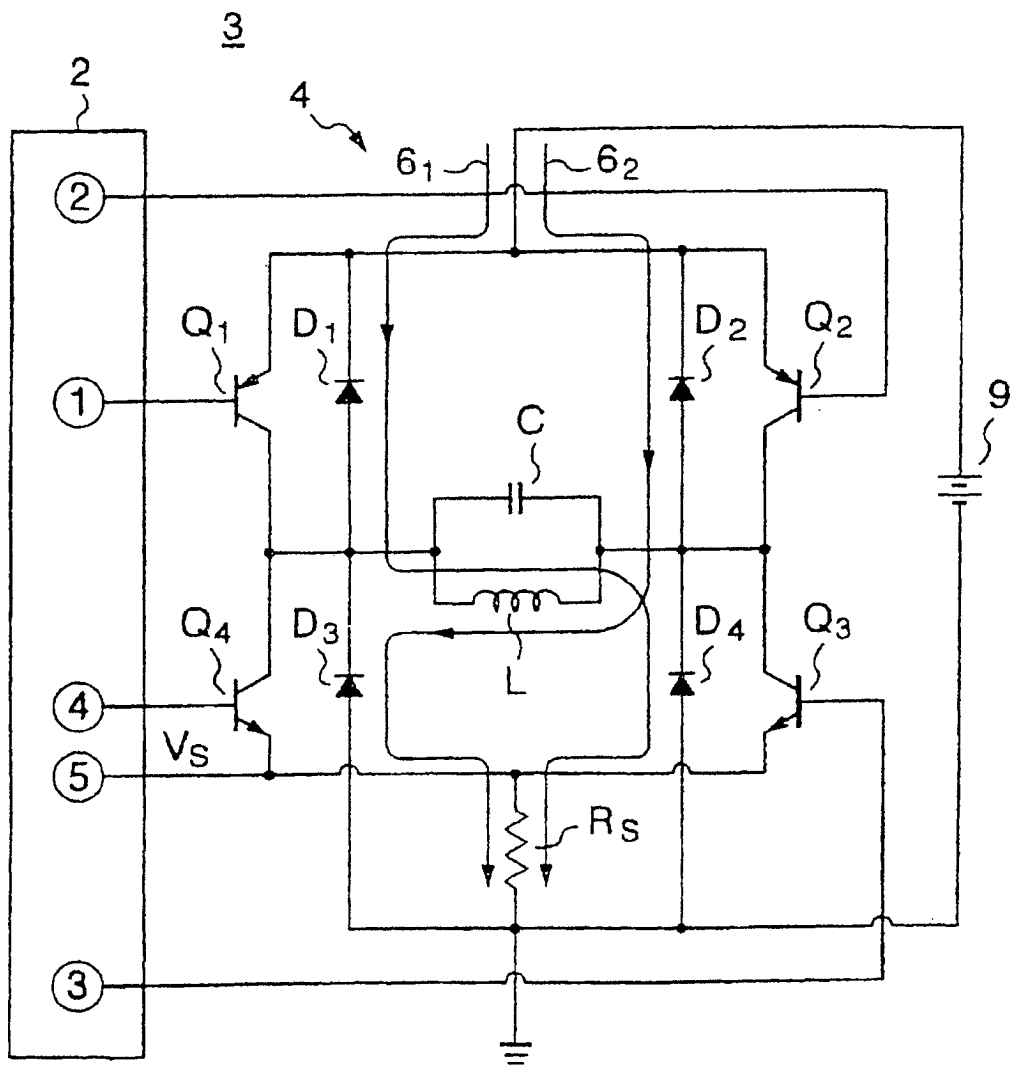


FIG. 7

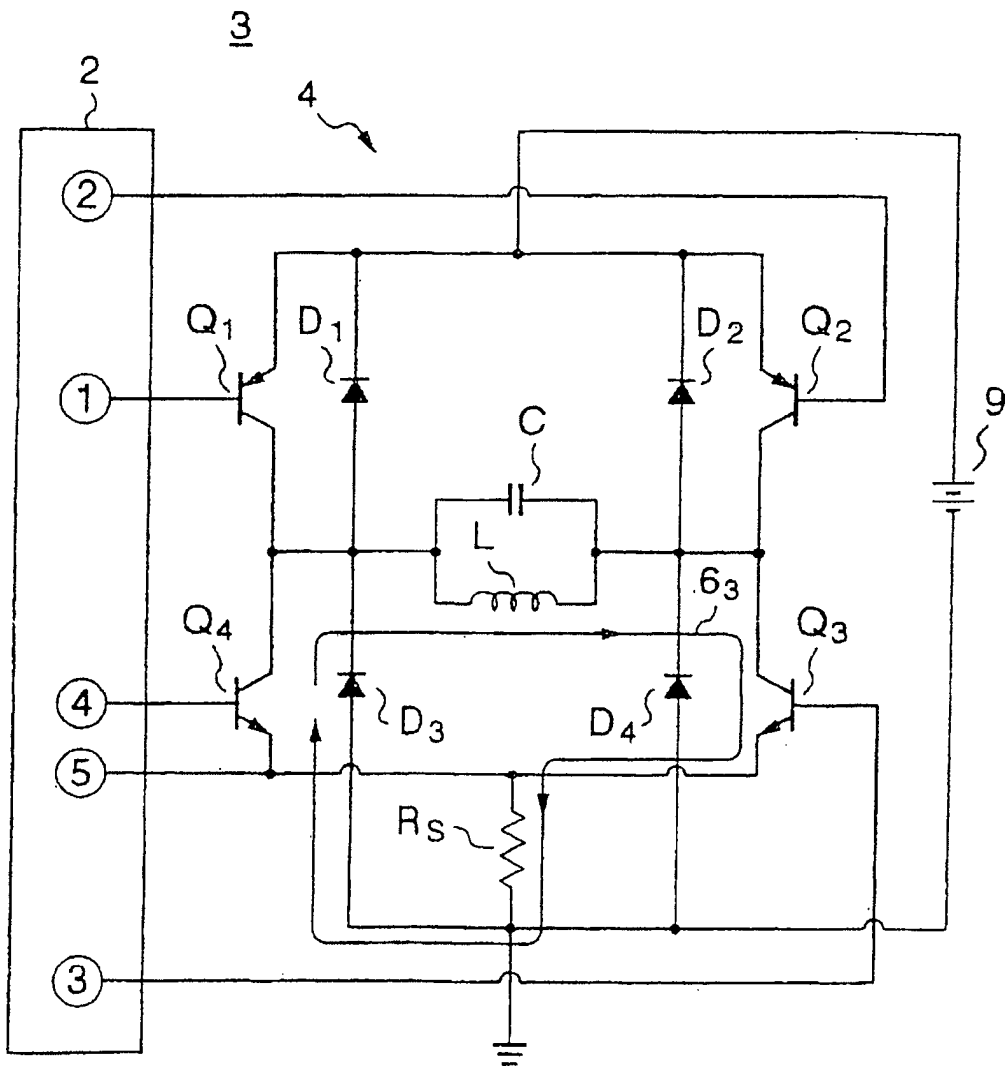


FIG. 8

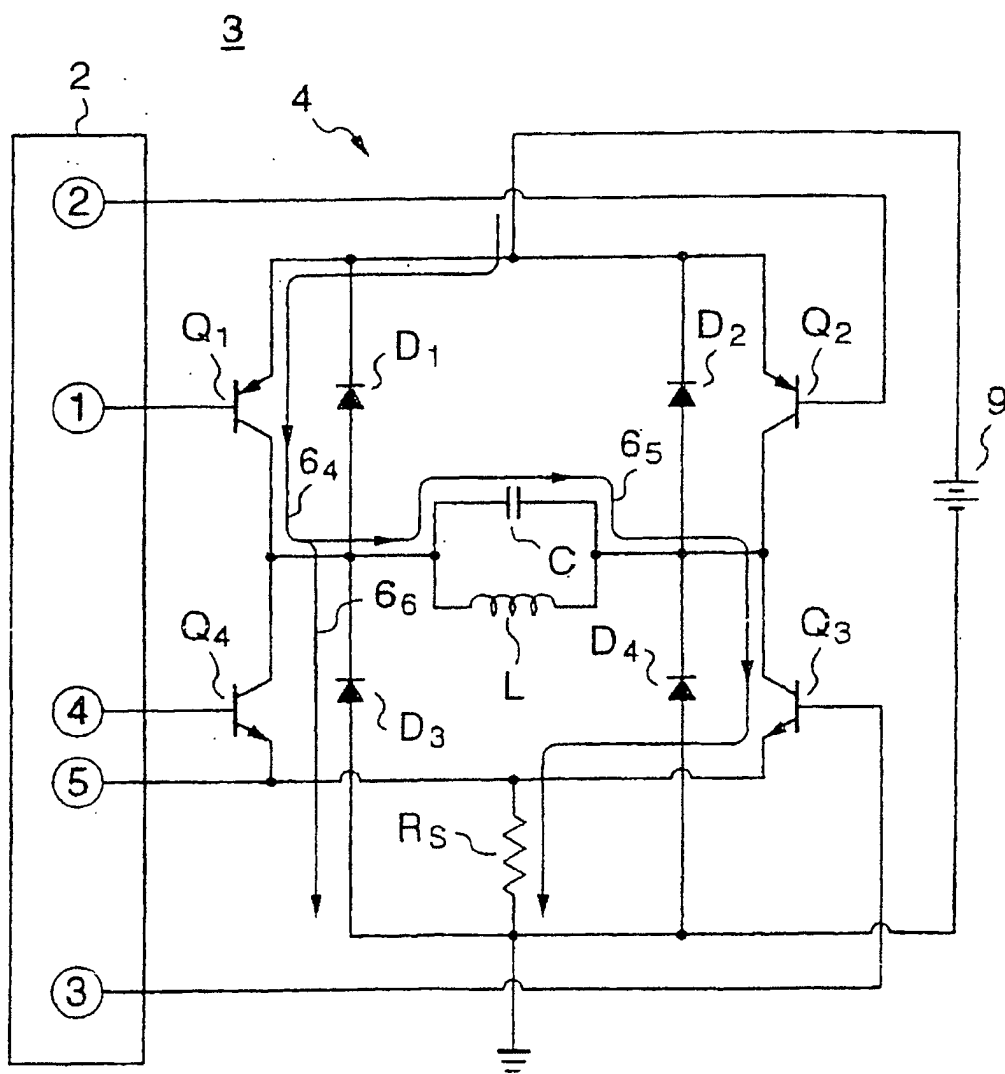


FIG. 9

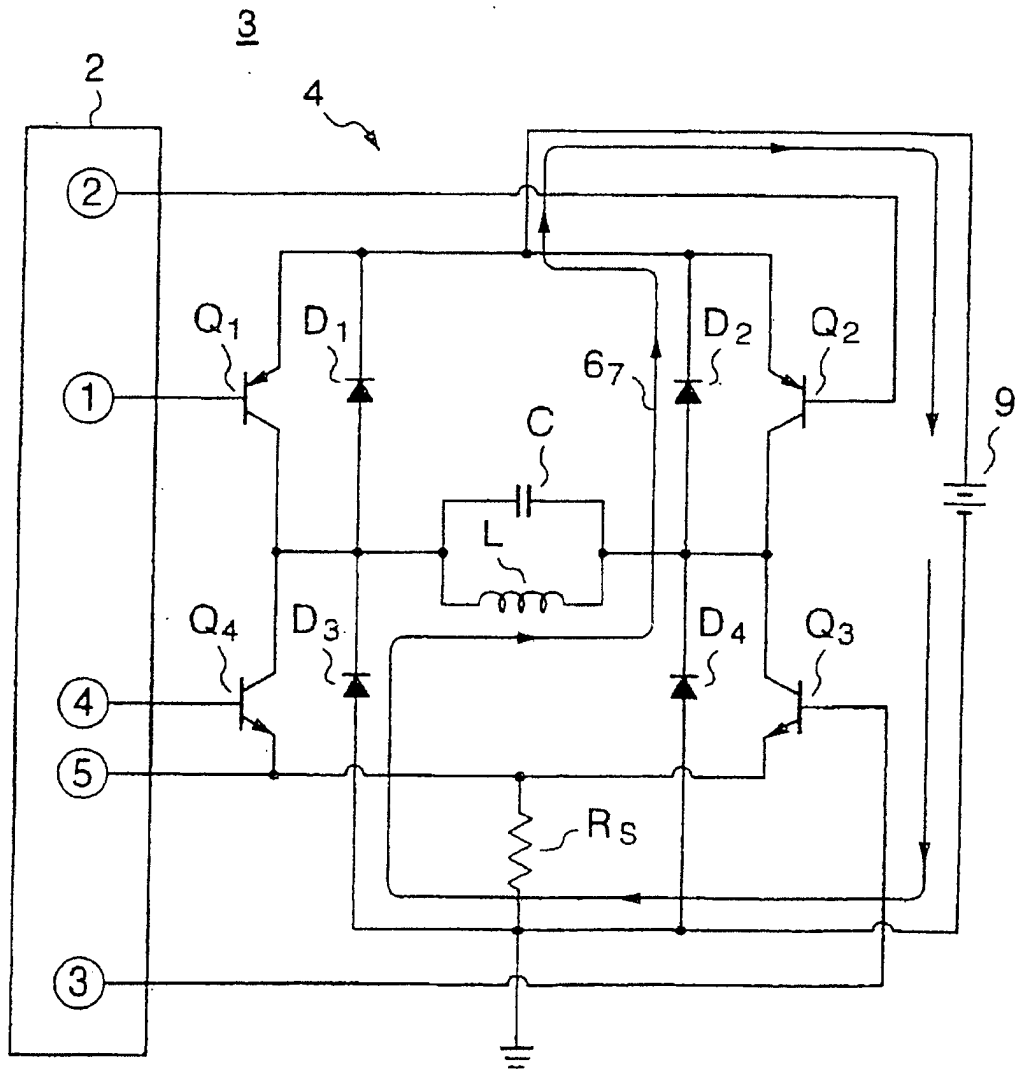


FIG. 10

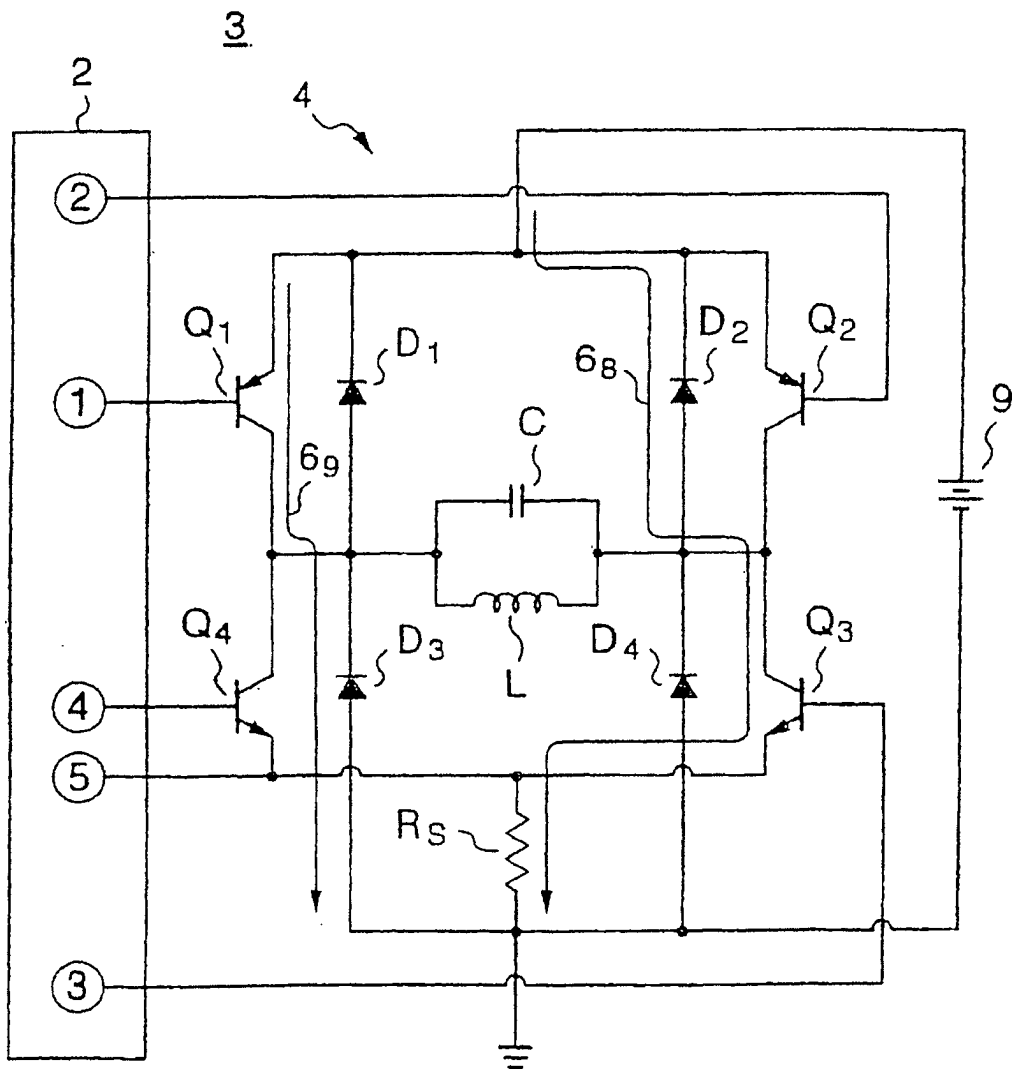


FIG. 11

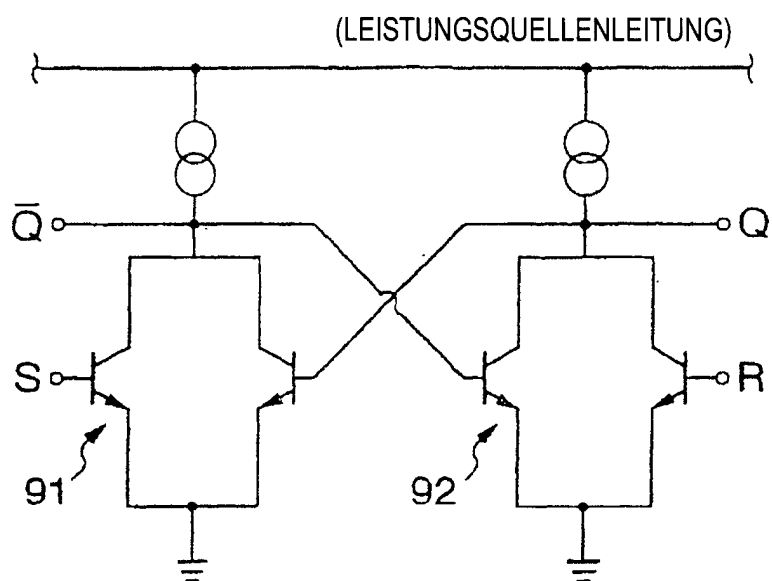


FIG. 12

S	R	Q
H	H	L
H	L	H
L	H	L
L	L	L

FIG. 13A
STAND DER TECHNIK

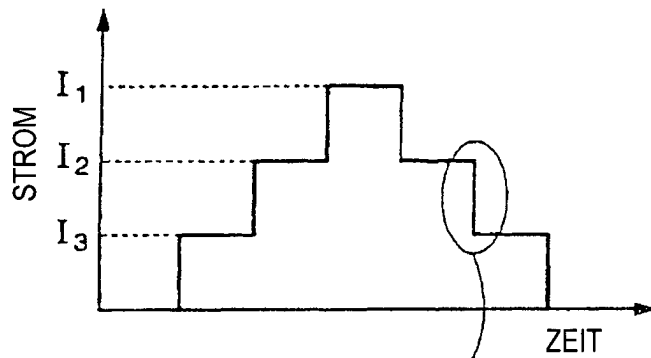


FIG. 13B
STAND DER TECHNIK

