

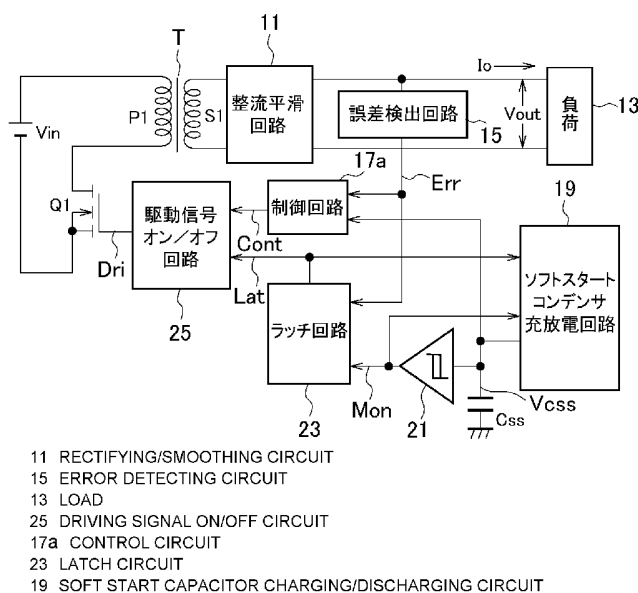


PCT

(51) 国際特許分類7:	H02M 3/28	(72) 発明者; および
(21) 国際出願番号:	PCT/JP2004/017555	(75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 麻生 真司 (ASO, Shinji).
(22) 国際出願日:	2004 年 11 月 26 日 (26.11.2004)	(74) 代理人: 三好 秀和 (MIYOSHI, Hidekazu); 〒1050001 東京都港区虎ノ門 1 丁目 2 番 3 号 虎ノ門第 1 ビル 9 階 Tokyo (JP).
(25) 国際出願の言語:	日本語	(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
(26) 国際公開の言語:	日本語	
(30) 優先権データ:		
特願 2003-399667		
	2003 年 11 月 28 日 (28.11.2003) JP	
(71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): サンケン電気株式会社 (SANKEN ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒3528666 埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号 Saitama (JP).		

(54) Title: DIRECT-CURRENT TRANSDUCER

(54) 発明の名称: 直流変換装置



(57) Abstract: A direct-current transducer for reducing sounds occurring from a transformer or the like during intermittent operations. There are included an error detecting circuit (15) for detecting, as an error detection signal, a difference between an output voltage (Vout) and a reference voltage; a control circuit (17) for turning on and off, based on the error detection signal, a main switch (Q1) by use of a signal having a predetermined switching frequency; a soft start capacitor (C_{SS}) for causing the output voltage to gradually rise when a DC power supply (V_{in}) is activated; a soft start charging/discharging circuit (19) for charging/discharging the soft start capacitor (C_{SS}); and a latch circuit (23) for causing, based on the error detection signal, the main switch (Q1) to perform intermittent operations, and for specifying the minimum period of the intermittent periods of the intermittent operations by use of the charging interval, discharging interval or charging/discharging interval of the soft start capacitor (C_{SS}).

[続葉有]



(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2 文字コード及び他の略語については、定期発行される各 *PCT* ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

(57) 要約: 間欠動作時のトランス等から発生する音を低減することができる直流変換装置を提供する。出力電圧 V_{out} と基準電圧との誤差を誤差検出信号として検出する誤差検出回路 15 と、誤差検出信号に基づき主スイッチ Q1 を所定のスイッチング周波数を持つ信号によりオン／オフさせる制御回路 17 と、直流電源 V_{in} が起動するときに出力電圧を緩やかに上昇させるためのソフトスタートコンデンサ C_{ss} 及びソフトスタートコンデンサ C_{ss} の充放電を行なうソフトスタート充放電回路 19 と、誤差検出信号に基づき主スイッチ Q1 の間欠動作を行なうと共にソフトスタートコンデンサ C_{ss} の充電期間又は放電期間又は充放電期間を用いて間欠動作の間欠周期の最小周期を規定するラッチ回路 23 とを有する。

明 細 書

直流変換装置

技術分野

[0001] 本発明は、高効率、安価な直流変換装置に関するものである。

背景技術

[0002] 図1には関連する直流変換装置の回路構成図を示す。図1に示す直流変換装置において、直流電源 V_{in} にトランスTの1次巻線P1を介してMOSFET等からなる主スイッチQ1が接続されている。主スイッチQ1は、制御回路17のPWM制御によりオン／オフする。

[0003] また、トランスTの1次巻線P1とトランスTの2次巻線S1とは例えば互いに逆相電圧が発生するように巻回されており、トランスTの2次巻線S1には整流平滑回路11が接続されている。この整流平滑回路11は、トランスTの2次巻線S1に誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して、直流出力として出力電圧 V_{out} 及び負荷電流 I_o を負荷13に出力する。

[0004] 誤差検出回路15は、負荷13の出力電圧 V_{out} と基準電圧との誤差電圧を誤差検出信号Errとして検出する。制御回路17は、誤差検出回路15の誤差検出信号Errに基づき、負荷13の出力電圧 V_{out} が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷13の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧 V_{out} を一定電圧に制御する。また、制御回路17には、電源が起動するときに出力電圧 V_{out} を緩やかに上昇させるためのソフトスタートコンデンサ C_{ss} の電圧が印加されている。

[0005] このように構成された直流変換装置の動作を図2に示す動作波形を参照しながら説明する。なお、図2では、起動時、定常時、軽負荷時（間欠発振動作）での動作波形を示し、出力電圧 V_{out} 、負荷電流 I_o 、誤差検出信号Err、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} 、制御回路17から主スイッチQ1のゲートへ出力される制御信号Contを示している。

- [0006] まず、時刻T0において、直流電源が起動を開始すると、T0〜T1の間では、ソフトスタートコンデンサC_{ss}の電圧V_{css}により緩やかに出力電圧V_{out}が上昇する。
- [0007] 次に、時刻T1において、出力電圧V_{out}が誤差検出回路15の基準電圧に達すると、誤差検出回路15から出力電圧V_{out}を制御するための誤差検出信号Errが送出される。なお、期間T1〜T2では定格負荷状態である。また、起動時及び定格負荷状態では、主スイッチQ1をスイッチング周波数で連続発振させて連続動作させる。
- [0008] 次に、時刻T2において、軽負荷状態にすると、出力電圧V_{out}が上昇し、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが上昇して、誤差検出信号Errが所定値V_bに達すると、制御回路17により主スイッチQ1のゲートへの制御信号Contが停止する。
- [0009] 時刻T2〜T3においては、誤差検出回路15からの誤差検出信号Errが所定値V_b以上であるので、主スイッチQ1のゲートへの制御信号Contは停止したままである。この期間では、出力電圧V_{out}は減少していき、誤差検出回路15の誤差検出信号Errも減少していく。
- [0010] 次に、時刻T3において、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値V_bになると、再度、制御回路17は、主スイッチQ1のゲートへ制御信号Contを送出する。すると、主スイッチQ1がスイッチング周波数でスイッチング動作を開始するので、出力電圧V_{out}が上昇し、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが増加して、所定値V_b以上になる。このため、再度、制御回路17により主スイッチQ1のゲートへの制御信号Contが停止する。
- [0011] このように、軽負荷時には、主スイッチQ1を間欠発振させて間欠動作させている。また、時刻T2〜T3の間は、負荷電流I_oの大きさによって変化する。この例では、時刻T5から負荷電流I_oを徐々に増加させている。
- [0012] なお、従来の技術の関連技術として、例えば日本国特開2001-25246号公報、特開2003-79146号公報、および特開2003-33019号公報が知られている。
- 発明の開示
- [0013] しかしながら、負荷電流I_oを徐々に増加していくと、主スイッチQ1が停止している期間の出力電圧V_{out}の減少が早くなるので、期間T6〜T7、T7〜T8、…T12〜T13、T13〜T14のように負荷電流I_oに反比例して、主スイッチQ1の間欠動作における

間欠周期が短くなっていく。

- [0014] なお、時刻T14以降の負荷電流 I_o では、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値 V_b 以下となるので、主スイッチQ1の間欠動作を行なわない状態になり、定常負荷状態の動作に戻る。
- [0015] このように従来の制御方法では、誤差検出回路15の誤差検出信号Errにより間欠動作を行っているため、誤差検出信号Errにより間欠周期が決定されてしまう。このため、間欠周波数が可聴周波数になり、トランス等から間欠周波数の音が発生することがあった。また、負荷電流 I_o の値により間欠周波数が変化して可聴周波数領域まで上昇し、トランス等から音が発生する。
- [0016] 本発明によれば、間欠動作時のトランス等から発生する音を低減することができる直流変換装置を提供することができる。
- [0017] 本発明の技術的側面によれば、直流変換装置は、直流電源にトランスの1次巻線を介して接続された主スイッチをオン／オフさせ、トランスの2次巻線の電圧を整流平滑回路で整流平滑して直流の出力電圧を得る直流変換装置であって、前記出力電圧と基準電圧との誤差を誤差検出信号として検出する誤差検出手段と、前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づき前記主スイッチを所定のスイッチング周波数を持つ信号によりオン／オフさせる制御手段と、前記直流電源が起動するときに前記出力電圧を緩やかに上昇させるためのソフトスタートコンデンサ及びこのソフトスタートコンデンサの充放電を行なう充放電手段を有するソフトスタート手段と、前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づき前記主スイッチの間欠動作を行なうと共に前記ソフトスタートコンデンサの充電期間又は放電期間又は充放電期間を用いて前記間欠動作の間欠周期の最小周期を規定する間欠動作制御手段とを有することを特徴とする。
- [0018] 本発明の別の技術的側面によれば、直流変換装置は、直流電源にトランスの1次巻線を介して接続された主スイッチとトランスの1次巻線の両端又は主スイッチの両端に接続され且つコンデンサ及び補助スイッチからなる直列回路の補助スイッチとを交互にオン／オフさせることによりトランスの2次巻線の電圧を整流平滑回路で整流平滑して直流の出力電圧を得る直流変換装置であって、前記出力電圧と基準電圧との誤差を誤差検出信号として検出する誤差検出手段と、前記誤差検出手段の誤差検

出信号に基づき前記主スイッチと前記補助スイッチとを所定のスイッチング周波数を持つ信号により交互にオン／オフさせる制御手段と、前記直流電源が起動するときに前記出力電圧を緩やかに上昇させるためのソフトスタートコンデンサ及びこのソフトスタートコンデンサの充放電を行なう充放電手段を有するソフトスタート手段と、前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づき前記主スイッチ及び前記補助スイッチの間欠動作を行なうと共に前記ソフトスタートコンデンサの充電期間又は放電期間又は充放電期間を用いて前記間欠動作の間欠周期の最小周期を規定する間欠動作制御手段とを有することを特徴とする。

図面の簡単な説明

- [0019] [図1]図1は、従来の直流変換装置を示す回路構成図である。
- [図2]図2は、従来の直流変換装置の各部の動作波形を示す図である。
- [図3]図3は、第1実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。
- [図4]図4は、第1実施例の直流変換装置の各部の動作波形を示す図である。
- [図5]図5は、第2実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。
- [図6]図6は、第2実施例の直流変換装置の各部の動作波形を示す図である。
- [図7]図7は、第3実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。
- [図8]図8は、第3実施例の直流変換装置の各部の動作波形を示す図である。
- [図9]図9は、第4実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。
- [図10]図10は、第4実施例の直流変換装置の各部の動作波形を示す図である。
- [図11]図11は、第5実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。
- [図12]図12は、第5実施例の直流変換装置の各部の動作波形を示す図である。
- [図13]図13は、第6実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。
- [図14]図14は、第6実施例の直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。
- [図15]図15は、第7実施例の直流変換装置に設けられた制御回路の具体的な回路構成図である。
- [図16]図16は、軽負荷時にフィードバック信号が低下したときにおけるパルス信号のデューティが小さくなる様子を示す図である。
- [図17]図17は、フィードバック信号の電圧に応じて周波数を変化させる発振器の特

性を示す図である。

[図18]図18は、軽負荷時に負荷率に応じて周波数を低下させたパルス信号のタイミングチャートである。

[図19]図19は、軽負荷時に負荷率に応じて周波数を変化させる特性を示す図である。

[図20]図20は、負荷率に応じてスイッチング周波数を変化させる他の例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

[0020] 以下、本発明に係る直流変換装置の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。

[0021] 第1実施例

図3は第1実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。図3に示す直流変換装置において、直流電源 V_{in} にトランスTの1次巻線P1を介してMOSFET等からなる主スイッチQ1が接続されている。主スイッチQ1は、PWM制御によりオン／オフする。

[0022] また、トランスTの1次巻線P1とトランスTの2次巻線S1とは例えば互いに逆相電圧が発生するように巻回されており、トランスTの2次巻線S1には整流平滑回路11が接続されている。この整流平滑回路11は、トランスTの2次巻線S1に誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して、直流出力として出力電圧 V_{out} 及び負荷電流 I_o を負荷13に出力する。

[0023] 誤差検出回路15は、負荷13の出力電圧 V_{out} と基準電圧との誤差電圧を誤差検出信号Errとして検出する。制御回路17aは、誤差検出回路15からの誤差検出信号Errに基づき、負荷13の出力電圧 V_{out} が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷13の出力電圧 V_{out} が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧 V_{out} を一定電圧に制御する。また、制御回路17aには、電源が起動するときに出力電圧 V_{out} を緩やかに上昇させるためのソフトスタートコンデンサ C_{ss} の電圧が印加されている。

- [0024] 電圧監視回路21は、本発明の電圧監視手段に対応し、ヒステリシス特性を有するヒステリシスコンパレータ等で構成され、ソフトスタートコンデンサC_{ss}の電圧V_{css}を監視する。電圧監視回路21は、具体的には、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が第1の閾値としての閾値V_Lになったときから第2の閾値としての閾値V_Hになるまでの期間だけ、Lレベルの電圧監視信号Monをラッチ回路23に出力し、前記期間以外にはHレベルの電圧監視信号Monをラッチ回路23に出力する。
- [0025] ラッチ回路23は、本発明のラッチ手段に対応し、電圧監視回路21の電圧監視信号Monと誤差検出回路15の誤差検出信号Errとを入力してラッチ信号Latを生成する。ラッチ回路23は、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが間欠動作に移行するための所定値V_b以上の場合には、ラッチ信号Latを駆動信号オン／オフ回路25及びソフトスタートコンデンサ充放電回路19に出力し、誤差検出信号Errが所定値V_b未満で且つソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が閾値V_Hに達した場合には、ラッチ信号Latを駆動信号オン／オフ回路25及びソフトスタートコンデンサ充放電回路19に出力しない。
- [0026] ソフトスタートコンデンサ充放電回路19は、ラッチ回路23のラッチ信号LatによりソフトスタートコンデンサC_{ss}の放電を開始し、電圧監視回路21の電圧監視信号MonがLレベルになったとき、即ちソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が閾値V_LになったときにソフトスタートコンデンサC_{ss}の充電を開始する。ソフトスタートコンデンサC_{ss}とソフトスタートコンデンサ充放電回路19とは、本発明のソフトスタート手段に対応する。
- [0027] 駆動信号オン／オフ回路25は、ラッチ回路23のラッチ信号Latにより制御回路17aの制御信号Contをオン／オフさせた駆動信号Driを生成してこの駆動信号Driを主スイッチQ1に出力する。駆動信号オン／オフ回路25は、ラッチ回路23からラッチ信号Latを入力すると、駆動信号Driを主スイッチQ1に送出しないで主スイッチQ1をオフ状態にさせ、ラッチ回路23からラッチ信号Latを入力しない場合には、駆動信号Driを主スイッチQ1に送出して主スイッチQ1をオン状態にさせる(間欠発振動作)。
- [0028] 即ち、ラッチ回路23のラッチ信号Latによりソフトスタートコンデンサ充放電回路19を制御し、ソフトスタートコンデンサC_{ss}の充放電期間を利用し間欠動作の間欠周期の最小周期を規定する。

- [0029] このように構成された第1実施例の直流変換装置の動作を図4に示す動作波形を参照しながら説明する。なお、図4では、起動時、定常時、軽負荷時(間欠発振動作)での動作波形を示し、出力電圧 V_{out} 、負荷電流 I_o 、誤差検出信号 Err 、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} 、制御信号 $Cont$ 、電圧監視信号 Mon 、ラッチ信号 Lat 、駆動信号 Dri を示している。
- [0030] まず、時刻 T_0 において、直流電源が起動を開始すると、 T_0 〜 T_1 の間では、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が上昇し、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の電圧レベルで主スイッチ Q_1 の駆動信号 Dri は徐々に大きくなり、負荷13の出力電圧 V_{out} は緩やかに上昇していく。
- [0031] 時刻 T_1 において、出力電圧 V_{out} が誤差検出回路15の基準電圧に達し、誤差検出回路15の誤差検出信号 Err により、出力電圧 V_{out} が一定に保たれるように制御され始める。時刻 T_1 〜 T_2 の間では、定常負荷状態であり、出力電圧 V_{out} は、誤差検出回路15の誤差検出信号 Err により一定に保たれる。また、起動時及び定格負荷状態では、主スイッチ Q_1 をスイッチング周波数で連続発振させて連続動作させる。
- [0032] 時刻 T_2 において、負荷電流 I_o が減少して軽負荷時になると、出力電圧 V_{out} が上昇して誤差検出回路15の誤差検出信号 Err が上昇する。そして、誤差検出回路15の誤差検出信号 Err が間欠動作に移行するための所定値 V_b 以上になると、ラッチ回路23は、ラッチ信号 Lat をソフトスタートコンデンサ充放電回路19及び駆動信号オン／オフ回路25に送出する。
- [0033] 駆動信号オン／オフ回路25は、ラッチ回路23からラッチ信号 Lat を入力すると、駆動信号 Dri を主スイッチ Q_1 に送出しないので、主スイッチ Q_1 がオフ状態となる。
- [0034] また、ソフトスタートコンデンサ充放電回路19は、ラッチ回路23からラッチ信号 Lat を入力すると、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の放電を開始する。そして、時刻 T_3 において、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が、電圧監視回路21の閾値 V_L に達すると、ソフトスタートコンデンサ充放電回路19は、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の充電を開始する。
- [0035] 次に、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が電圧監視回路21の閾値 V_H に達したとき、誤差検出回路15の誤差検出信号 Err が所定値 V_b 未満である場合には、ラッチ

解除される。即ち、ラッチ信号LatがLレベルとなり、ラッチ回路23は、ラッチ信号Latをソフトスタートコンデンサ充放電回路19及び駆動信号オン／オフ回路25に送出不い。このとき、ソフトスタートコンデンサC_{ss}は充電を持続し、主スイッチQ1へ駆動信号Driが送出される。

[0036] 一方、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が電圧監視回路21の閾値V_Hに達したときに、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値V_b以上の場合には、ラッチは持続されて、再度、ソフトスタートコンデンサC_{ss}が放電する。

[0037] 時刻T4において、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が電圧監視回路21の閾値V_Hに達したとき、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値V_b以上であるので、ソフトスタートコンデンサC_{ss}は再び閾値V_Lまで放電する。

[0038] 時刻T6において、再度、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が閾値V_Lに達して、ソフトスタートコンデンサC_{ss}は再度充電され、時刻T7において、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が電圧監視回路21の閾値V_Hに達する。

[0039] 誤差検出回路15の誤差検出信号Errは、時刻T5において所定値V_b以下になっているので、時刻T7では、ラッチは解除され、主スイッチQ1へ駆動信号Driが送出される。このため、主スイッチQ1がオンする。即ち、主スイッチQ1をスイッチング周波数で間欠発振させて間欠動作させる。

[0040] すると、出力電圧V_{out}が上昇し、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが上昇して、所定値V_b以上になるので、再びラッチ状態になり、主スイッチQ1はオフ状態になる。

[0041] 従って、電圧監視回路21の2つの閾値V_Lと閾値V_Hの間で、ソフトスタートコンデンサC_{ss}が充放電を繰り返し、閾値V_Hに達した時に、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値V_bに減少するまで、ラッチが持続される。即ち、従来のようにラッチ回路23がない場合には、誤差検出信号Errが所定値V_bの時点で主スイッチQ1が間欠発振してしまうが、第1実施例では、ラッチ回路23を設け、閾値V_Hに達した時に、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値V_bに減少するまで、ラッチ信号LatをHレベルとしておくことで間欠発振を停止して、間欠周期を延ばしている。このため、間欠周波数は、より低くなる。ここで、間欠周期は、ラッチ信号LatのHレベルの

期間であり、主スイッチQ1の発振停止期間である。

[0042] また、ラッチ回路23のラッチ信号Latは、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が電圧監視回路21の閾値VLまで放電して閾値VHのレベルに達するまで(例えば時刻T23〜時刻T25まで)持続されるので、その周期が間欠周期の最小であり、間欠周波数の最大値である。この周波数を可聴周波数以下に設定することで、間欠動作時の音は大幅に軽減される。

[0043] また、間欠周期は、閾値VL、閾値VH、ソフトスタートコンデンサC_{ss}の容量値、充放電電流の大きさによって決定される。例えば、(VH−VL)が大きい場合や、ソフトスタートコンデンサC_{ss}が大きい場合や、充放電電流が小さい場合には、間欠周期は長くなるので、これらの値を適宜調整して間欠周波数を可聴周波数以下に設定することができる。

[0044] 本実施例によれば、ソフトスタートコンデンサC_{ss}の充電期間又は放電期間又は充放電期間を用いて間欠動作の間欠周期の最小周期を規定するので、間欠動作時の間欠周波数が可聴周波数領域に入らないように制御することができ、これによって、間欠動作時のトランス等から発生する音を低減することができる。

[0045] また、間欠周期を決定するコンデンサをソフトスタートで使用するソフトスタートコンデンサC_{ss}を利用しているため、部品点数を少なくでき、安価となる。また、ソフトスタートコンデンサC_{ss}を利用しているため、間欠動作が解除されるときには、常にソフトスタート制御が行われるので、主スイッチQ1のストレスも少ない等の利点がある。

[0046] 第2実施例

図5は第2実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。図6は第2実施例の直流変換装置の各部の動作波形を示す図である。図5に示す直流変換装置は、図3に示す直流変換装置に対して、ラッチ回路23aが異なるのみであるので、ラッチ回路23aについてのみ説明する。なお、図5に示す構成において、図3に示す構成と同一部分には同一符号を付する。

[0047] ラッチ回路23aは、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が閾値VLに達したときに、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値V_b未満である場合に(例えば時刻T6)、ラッチ信号Latをソフトスタートコンデンサ充放電回路19及び駆動信号オン／オフ

回路25に送出しない(即ち、ラッチ解除)。このとき、駆動信号オン／オフ回路25は、主スイッチQ1に駆動信号Driを送出する。

[0048] また、ラッチ回路23aは、ラッチ解除した場合には、ソフトスタートコンデンサ電圧Vcssが閾値VHに達するまでラッチ信号Latを送出しないことによりラッチ解除を持続する。また、ソフトスタートコンデンサCcssが閾値VLでラッチ解除された場合には、ソフトスタートコンデンサCcssが閾値VHに達するまで、主スイッチQ1に駆動信号Driが送出される。その他の動作は、第1実施例の動作と同じである。

[0049] 本実施例においても、電圧監視回路21の2つの閾値VLと閾値VHの間で、ソフトスタートコンデンサCcssが充放電を繰り返し、間欠周波数の最大周波数を制限して、間欠周波数が可聴周波数にならないように制御することで、間欠動作時の音は大幅に軽減される。

[0050] 第3実施例

図7は第3実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。図8は第3実施例の直流変換装置の各部の動作波形を示す図である。図7に示す直流変換装置は、図3に示す直流変換装置に対して、ラッチ回路23bが異なるのみであるので、ラッチ回路23bについてのみ説明する。なお、図7に示す構成において、図3に示す構成と同一部分には同一符号を付する。

[0051] ラッチ回路23bは、ソフトスタートコンデンサ電圧Vcssが閾値VLで且つ誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値Vbになったときに、ラッチ信号Latをソフトスタートコンデンサ充放電回路19及び駆動信号オン／オフ回路25に送出しない(即ち、ラッチ解除)。このとき、駆動信号オン／オフ回路25は、主スイッチQ1に駆動信号Driを送出する。また、ソフトスタートコンデンサCcssの充電を開始する。

[0052] また、ラッチ回路23bは、ソフトスタートコンデンサ電圧Vcssが閾値VHに達するまでは(例えば時刻T5)、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値Vb以上になっても、ラッチ信号Latをソフトスタートコンデンサ充放電回路19及び駆動信号オン／オフ回路25に送出しない。このとき、駆動信号オン／オフ回路25は、主スイッチQ1に駆動信号Driを送出する。ソフトスタートコンデンサCcssの充電を開始する。

[0053] なお、ソフトスタートコンデンサ充放電回路19は、ソフトスタートコンデンサ電圧Vcs

sが閾値VLになったときには、誤差検出回路15の誤差検出信号Errが所定値Vbになるまでソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}を閾値VLに維持しておく。

[0054] 本実施例においても、電圧監視回路21の2つの閾値VLと閾値VHの間で、ソフトスタートコンデンサC_{ss}が充放電を繰り返し、間欠周波数の最大周波数を制限して、間欠周波数が可聴周波数にならないように制御することで、間欠動作時の音は大幅に軽減される。

[0055] また、この第3実施例の場合には、間欠周期がソフトスタートコンデンサC_{ss}の放電だけの時定数で決定される。

[0056] 第4実施例

図9は第4実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。図9に示す直流変換装置は、図3に示す第1実施例の直流変換装置の具体的な回路構成例である。なお、図9に示す構成において、図3に示す構成と同一部分には同一符号を付する。

[0057] 図9に示す直流変換装置において、直流電源V_{in}にトランスTの1次巻線P1を介してMOSFET等からなる主スイッチQ1が接続されている。主スイッチQ1は、PWM制御によりオン／オフするようになっている。

[0058] また、トランスTの1次巻線P1とトランスTの2次巻線S1とは互いに逆相電圧が発生するように巻回されており、トランスTの2次巻線S1にはダイオードD10及びコンデンサC10からなる整流平滑回路11が接続されている。この整流平滑回路11は、トランスTの2次巻線S1に誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して、直流出力として出力電圧V_{out}及び負荷電流I_oを負荷13に出力する。

[0059] 誤差検出回路15は、負荷13の両端に接続された抵抗R10と抵抗R11との直列回路と、誤差増幅器151と、フォトカプラPC1とを有し、抵抗R10と抵抗R11との接続点が誤差増幅器151の一端子に接続され、基準電圧V_{ref}が誤差増幅器151の＋端子に接続され、負荷13と抵抗R10との接続点と誤差増幅器151の出力との間にはフォトカプラPC1のフォトダイオードが接続されている。誤差検出回路15は、出力電圧V_{out}に比例した電圧が誤差増幅器151の一端子に印加されることで、フォトカプラPC1を介して出力電圧V_{out}に比例したフィードバック電流I_{FB}（誤差検出信号Errに対応）を抵抗R_{FB}に流す。

- [0060] フォトカプラPC1のフォトランジスタのコレクタには抵抗 R_{FB} の一端が接続され、抵抗 R_{FB} の他端は、ミラー回路を構成するFETQ4のゲート及びドレインとFETQ5のゲートに接続され、FETQ4のソース及びFETQ5のソースは電源 V_{cc} に接続されている。抵抗 R_{FB} の他端は、FETQ6のゲートに接続され、FETQ6とFETQ7との直列回路は電源 V_{cc} の両端に接続されている。
- [0061] PWM制御回路17bは、コンパレータ171と、三角波信号を発生するOSC(発振器)172と、抵抗R3, R4, R5、FETQ8を有する。FETQ8とFETQ7とはミラー回路を構成する。抵抗R3とFETQ8との直列回路は電源 V_{cc} の両端に接続され、抵抗R3とFETQ8との接続点はコンパレータ171の第1の一端子に接続されている。抵抗R4と抵抗R5との直列回路は電源 V_{cc} の両端に接続され、抵抗R4と抵抗R5との接続点はコンパレータ171の第2の一端子に接続されている。ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の一端はコンパレータ171の第3の一端子に接続されている。OSC172はコンパレータ171の+端子に接続されている。コンパレータ171は、OSC172からの三角波信号と、抵抗R4と抵抗R5との接続点における電圧 V_{R4} と、抵抗R3とFETQ8との接続点における電圧 V_{R3} と、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} とに基づき、PWMの制御信号Contを生成する。
- [0062] ソフトスタートコンデンサ充放電回路19aは、AND回路191と、FETQ2と、FETQ3と、抵抗R1、抵抗R2を有する。FETQ2と抵抗R1と抵抗R2とFETQ3との直列回路は電源 V_{cc} の両端に接続され、抵抗R1と抵抗R2との接続点はソフトスタートコンデンサ C_{ss} の一端と電圧監視回路21の入力に接続されている。AND回路191は、電圧監視回路21の電圧監視信号Monとラッチ回路23のラッチ信号LatとNORノードをとり、AND出力をFETQ2のゲートとFETQ3のゲートに出力して、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の充放電を制御する。FETQ5のドレインには一定電流 I_{cc1} を流す定電流源CC1の一端及びインバータ回路27の入力が接続されている。インバータ回路27の出力InvはNAND回路231に入力される。
- [0063] ラッチ回路23は、インバータ回路27の出力に接続されたNAND回路231と、電圧監視回路21の出力に接続されたNAND回路232と、NAND回路232の出力に接続されたインバータ回路233と、インバータ回路233の出力と電圧監視回路21の出

力に接続され、ラッチ信号LatをAND回路191とNOR回路251に出力するエクスクルーシブNOR回路234とを有する。NAND回路231の出力はNAND回路232の入力に接続され、NAND回路232の出力はNAND回路231の入力に接続されている。

[0064] 駆動信号オン／オフ回路25は、ラッチ信号Latとコンパレータ171からの制御信号Contとを入力し、駆動信号Driを主スイッチQ1のゲートに出力するNOR回路251からなる。

[0065] 本実施例の直流変換装置の動作を図10に示す動作波形を参照しながら説明する。なお、図10では、起動時、定常時、軽負荷時(間欠発振動作)での動作波形を示し、フィードバック電流 I_{FB} 、ソフトスタートコンデンサ電圧Vcss、制御信号Cont、インバータ回路出力Inv、電圧監視信号Mon、ラッチ信号Lat、駆動信号Dri、出力電圧Vout、負荷電流Ioを示している。

[0066] まず、時刻T0において、直流電源が起動を開始すると、T0〜T1の間では、ソフトスタートコンデンサ電圧Vcssが上昇し、ソフトスタートコンデンサC_{ss}の電圧レベルで主スイッチQ1の駆動信号Driは徐々に大きくなり、負荷13の出力電圧Voutは緩やかに上昇していく。

[0067] 次に、時刻T1において、出力電圧Voutが誤差検出回路15の基準電圧Vrefに達し、誤差検出回路15の誤差検出信号Errにより、出力電圧Voutが一定に保たれるように制御され始める。時刻T1〜T2の間では、定常負荷状態であり、出力電圧Voutは、誤差検出回路15の誤差検出信号Errにより一定に保たれる。また、起動時及び定格負荷状態では、主スイッチQ1をスイッチング周波数で連続発振させて連続動作させる。

[0068] 次に、時刻T2において、負荷電流Ioが減少して軽負荷時になると、出力電圧Voutが上昇する。このため、誤差検出回路15の誤差増幅器151の一端子の電圧が上昇して、誤差増幅器151の出力が小さくなるので、フォトカプラPC1のフォトダイオードの両端により大きい電圧が印加される。このため、 $V_{cc} \rightarrow Q4$ (及び $Q5$) $\rightarrow R_{FB}$ $\rightarrow PC1$ のフォトトランジスタの経路で、フィードバック電流 I_{FB} が増加して流れる。このフィードバック電流 I_{FB} は、誤差検出信号Errに対応し、定電流源CC1の電流値Icc1以下で

あるので、間欠動作には至らない。

- [0069] 時刻T3において、さらに負荷電流 I_o が減少すると、出力電圧 V_{out} は更に上昇し、誤差検出回路15によりフィードバック電流 I_{FB} がさらに増加して、間欠動作に移行するための電流値 I_{cc1} 以上になる。すると、 $V_{cc} \rightarrow Q5 \rightarrow CC1$ と電流が流れて、インバータ回路27の入力がHレベルとなり、インバータ回路27の出力がLレベルとなり、NAND回路231に入力される。
- [0070] また、このとき、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} はHレベルのため、電圧監視回路21からHレベルがNAND回路232に入力される。このため、NAND回路232の出力はLレベルとなり、エクスクルーシブNOR回路234からはHレベルのラッチ信号 Lat がNOR回路251とAND回路191と出力される。
- [0071] 駆動信号オン／オフ回路25のNOR回路251は、ラッチ回路23からHレベルのラッチ信号 Lat を入力すると、Lレベルの駆動信号 Dri を主スイッチ $Q1$ に送出するので、主スイッチ $Q1$ がオフ状態となる。
- [0072] また、ソフトスタートコンデンサ充放電回路19aのAND回路191は、Hレベルのラッチ信号 Lat とHレベルの電圧監視信号 Mon とを入力して、FET $Q3$ をオンさせる。このため、 $C_{ss} \rightarrow R2 \rightarrow Q3$ と電流が流れて、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} は放電を開始して、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の電圧が減少していく。
- [0073] 次に、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が電圧監視回路21の閾値 V_L に達すると、電圧監視回路21からはLレベルがAND回路191に入力されて、FET $Q3$ がオフとなり、FET $Q2$ がオンとなる。このため、 $V_{cc} \rightarrow Q2 \rightarrow R1 \rightarrow C_{ss}$ と電流が流れて、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} は充電を開始する。
- [0074] 次に、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が電圧監視回路21の閾値 V_H に達したとき、誤差検出回路15によるフィードバック電流 I_{FB} が電流値 I_{cc1} 未満である場合には、ラッチは解除される。即ち、この場合には、インバータ回路27の入力がLレベルとなり、インバータ回路27の出力がHレベルとなり、NAND回路231に入力される。
- [0075] また、このとき、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} はHレベルのため、電圧監視回路21からHレベルがNAND回路232に入力される。このため、NAND回路232の出力はHレベルとなり、エクスクルーシブNOR回路234からはLレベルのラッチ信号

LatがNOR回路251とAND回路191と出力される。

- [0076] 駆動信号オン／オフ回路25のNOR回路251は、ラッチ回路23からLレベルのラッチ信号Latを入力すると、Hレベルの駆動信号Driを主スイッチQ1に送出するので、主スイッチQ1がオン状態となり、間欠動作する。図10に示す例では、コンパルータ171は、抵抗R4と抵抗R5との接続点における電圧 V_{R4} が、OSC172からの三角波信号の電圧Voscよりも大きいときに制御信号Contを出力するので、駆動信号Driは、時刻T6～時刻T7、時刻T12～時刻T13に主スイッチQ1に出力されている。また、AND回路191からのLレベルにより、FETQ2はオンしているので、ソフトスタートコンデンサC_{ss}は充電を持続する。
- [0077] 一方、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が電圧監視回路21の閾値V_Hに達したとき、誤差検出回路15によるフィードバック電流 I_{FB} が電流値I_{cc1}以上である場合には、ラッチは継続され、再度、ソフトスタートコンデンサC_{ss}が放電する。
- [0078] 時刻T4においては、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が電圧監視回路21の閾値V_Lに達したとき、誤差検出回路15によるフィードバック電流 I_{FB} が電流値I_{cc1}以上であるので、再度、ソフトスタートコンデンサC_{ss}が充電される。
- [0079] 時刻T6において、再度、ソフトスタートコンデンサ電圧V_{css}が閾値V_Hに達し、ソフトスタートコンデンサC_{ss}は再度放電され、時刻T8において、電圧監視回路21の閾値V_Lに達する。
- [0080] 時刻T5において、誤差検出回路15によるフィードバック電流 I_{FB} が電流値I_{cc1}になるので、時刻T7においては、ラッチは解除され、主スイッチQ1へ駆動信号Driが送出される。このため、主スイッチQ1がオンする。即ち、主スイッチQ1をスイッチング周波数で間欠発振させて間欠動作させる。
- [0081] すると、出力電圧V_{out}が上昇し、誤差検出回路15によるフィードバック電流 I_{FB} が電流値I_{cc1}になるので、再びラッチ状態になり、主スイッチQ1はオフ状態になる。従って、本実施例においても第1実施例の効果と同様な効果が得られる。
- [0082] 第5実施例

図11は第5実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。図11に示す直流変換装置は、図5に示す第2実施例の直流変換装置の具体的な回路構成例であり、図

9に示す直流変換装置に対して、ソフトスタートコンデンサ充放電回路19b、ラッチ回路、PWM制御回路17c及びその他の一部の構成が異なるので、この異なる部分についてのみ説明する。なお、図11に示す構成において、図9に示す構成と同一部分には同一符号を付する。

[0083] PWM制御回路17cは、基本的には図9に示すPWM制御回路17bと同じであるが、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の一端がコンパレータ171の一端子に接続されていない。

[0084] ソフトスタートコンデンサ充放電回路19bは、AND回路191と、FETQ3と、抵抗R1、抵抗R2を有する。FETQ4と抵抗R1と抵抗R2とソフトスタートコンデンサ C_{ss} との直列回路は電源 V_{cc} の両端に接続され、抵抗R1と抵抗R2との接続点はFETQ3のドレインに接続されている。抵抗R2とソフトスタートコンデンサ C_{ss} との接続点は電圧監視回路21の入力に接続されている。AND回路191は、電圧監視回路21の電圧監視信号Monとラッチ回路のラッチ信号LatとNORndとを取り、AND出力をFETQ3のゲートに出力して、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の充放電を制御する。FETQ5のドレインには定電流源CC1の一端及びバッファ回路29の入力が接続されている。バッファ回路29の出力はNOR回路251とAND回路191の入力に接続される。バッファ回路29と抵抗R1とでラッチ回路を構成している。

[0085] このように構成された本実施例の直流変換装置の動作を図12に示す動作波形を参照しながら説明する。なお、図12では、起動時、定常時、軽負荷時(間欠発振動作)での動作波形を示し、フィードバック電流 I_{FB} 、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} 、制御信号Cont、電圧監視信号Mon、ラッチ信号Lat、駆動信号Dri、出力電圧 V_{out} 、負荷電流 I_o を示している。また、FETQ4のドレインに流れる電流を I_{11} とする。

[0086] 時刻T0～時刻T1までの動作は、図10に示すものと同じであるので、省略する。

[0087] 次に、時刻T2において、負荷電流 I_o が減少して軽負荷時になると、出力電圧 V_{out} が上昇する。このため、誤差検出回路15の誤差増幅器151の一端子の電圧が上昇して、誤差増幅器151の出力が小さくなるので、フォトカプラPC1のフォトダイオードの両端により大きい電圧が印加される。このため、 $V_{cc} \rightarrow Q4$ (及び $Q5$) $\rightarrow R_{FB} \rightarrow PC1$ のフォトトランジスタの経路で、フィードバック電流 I_{FB} が増加して流れる。このフィード

バック電流 I_{FB} の増加に伴って電流 I_{11} も増加する。電流 I_{11} は誤差検出信号Errに対応し、定電流源CC1の電流値 I_{cc1} 以下であるので、間欠動作には至らない。

- [0088] そして、時刻T3において、さらに負荷電流 I_o が減少すると、出力電圧 V_{out} は更に上昇し、誤差検出回路15により電流 I_{11} がさらに増加して、間欠動作に移行するための電流値 I_{cc1} 以上になる。すると、 $V_{cc} \rightarrow Q5 \rightarrow CC1$ と電流が流れて、バッファ回路29の入力がHレベルとなり、バッファ回路29の出力がHレベルとなり、Hレベルのラッチ信号LatがNOR回路251とAND回路191と出力される。
- [0089] 駆動信号オン／オフ回路25のNOR回路251は、バッファ回路29からHレベルのラッチ信号Latを入力すると、Lレベルの駆動信号Driを主スイッチQ1に送出するので、主スイッチQ1がオフ状態となる。
- [0090] また、ソフトスタートコンデンサ充放電回路19bNORンド回路191は、Hレベルのラッチ信号LatとHレベルの電圧監視信号Monとを入力して、FETQ3をオンさせる。このため、 $C_{ss} \rightarrow R2 \rightarrow Q3$ と電流が流れるとともに、 $V_{cc} \rightarrow Q4 \rightarrow R1 \rightarrow Q3$ と電流が流れて、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} は放電を開始して、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} の電圧が減少していく。
- [0091] 次に、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が電圧監視回路21の閾値VLに達すると、電圧監視回路21からはLレベルがAND回路191に入力されて、FETQ3がオフとなる。このため、 $V_{cc} \rightarrow Q4 \rightarrow R1 \rightarrow R2 \rightarrow C_{ss}$ と電流が流れて、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} は充電を開始する。
- [0092] 次に、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が電圧監視回路21の閾値VHに達したとき、誤差検出回路15による電流 I_{11} が電流値 I_{cc1} 未満である場合には、ラッチは解除される。即ち、この場合には、バッファ回路29の入力がLレベルとなり、バッファ回路29の出力がLレベルとなり、Lレベルのラッチ信号LatがNOR回路251とAND回路191と出力される。
- [0093] 駆動信号オン／オフ回路25のNOR回路251は、バッファ回路29からLレベルのラッチ信号Latを入力すると、Hレベルの駆動信号Driを主スイッチQ1に送出するので、主スイッチQ1がオン状態となり、間欠動作する。図12に示す例では、コンパレータ171は、抵抗R4と抵抗R5との接続点における電圧 V_{R4} が、OSC172からの三角波

信号の電圧 V_{osc} よりも大きいときに制御信号 $Cont$ を出力するので、駆動信号 Dri は、時刻 $T5$ 〜時刻 $T6$ 、時刻 $T10$ 〜時刻 $T11$ に主スイッチ $Q1$ に出力されている。

[0094] 一方、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が電圧監視回路21の閾値 VH に達したとき、誤差検出回路15による電流 I_{11} が電流値 I_{cc1} 以上である場合には、ラッチは継続され、再度、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} が放電する。

[0095] 時刻 $T4$ においては、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が電圧監視回路21の閾値 VL に達したとき、誤差検出回路15による電流 I_{11} が電流値 I_{cc1} 以上であるので、再度、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} が充電される。

[0096] 時刻 $T7$ において、再度、ソフトスタートコンデンサ電圧 V_{css} が閾値 VH に達し、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} は再度放電され、時刻 $T8$ において、電圧監視回路21の閾値 VL に達する。

[0097] 時刻 $T5$ において、誤差検出回路15による電流 I_{11} が電流値 I_{cc1} になるので、時刻 $T5$ においては、ラッチは解除され、主スイッチ $Q1$ へ駆動信号 Dri が送出される。このため、主スイッチ $Q1$ がオンする。即ち、主スイッチ $Q1$ をスイッチング周波数で間欠発振させて間欠動作させる。

[0098] すると、出力電圧 V_{out} が上昇し、誤差検出回路15による電流 I_{11} が電流値 I_{cc1} になるので、再びラッチ状態になり、主スイッチ $Q1$ はオフ状態になる。

[0099] 従って、本実施例においても第2実施例の効果と同様な効果が得られる。

[0100] **第6実施例**

図13は第6実施例の直流変換装置を示す回路構成図である。図13に示す直流変換装置は、図3に示す直流変換装置の構成を有するとともに、アクティブクランプ方式を採用したものである。即ち、第6実施例の直流変換装置は、誤差検出回路15、制御回路17a、ソフトスタートコンデンサ充放電回路19、ソフトスタートコンデンサ C_{ss} 、電圧監視回路21、ラッチ回路23、駆動信号オン／オフ回路25aを有するとともに、トランス Ta の1次巻線 $P1$ の両端に、MOSFET等からなる補助スイッチ $Q10$ とコンデンサ $C2$ とからなる直列回路を接続している。主スイッチ $Q1$ 及び補助スイッチ $Q10$ は、制御回路17a及び駆動信号オン／オフ回路25aのPWM制御により交互にオン／オフするようになっている。

- [0101] また、第6実施例では、トランスTaの1次巻線P1に直列に接続されるリアクトルのインダクタンスの値を大きくし、主スイッチQ1がオン時にリアクトルに蓄えられるエネルギーを2次側に還流する補助トランスを設けたことを特徴とする。
- [0102] この例では、補助トランスをトランスTaに結合したもので、トランスTaには、1次巻線P1(巻数n1、補助トランスTaの1次巻線を兼用)と2次巻線S1(巻数n2)と3次巻線S2(巻数n3、補助トランスTaの2次巻線に対応)とが巻回されている。
- [0103] トランスTaの2次巻線S1と3次巻線S2との直列回路の両端には、ダイオードD6とコンデンサC5との直列回路が接続されている。2次巻線S1と3次巻線S2との接続点とダイオードD6とコンデンサC5との接続点とは、ダイオードD5が接続されている。1次巻線P1と2次巻線S1とは同相に巻回され、1次巻線P1と3次巻線S2とは逆相に巻回されている。
- [0104] トランスTaの2次巻線S1を1次巻線P1と疎結合させ、1次巻線P1及び2次巻線S1間のリーケージインダクタンスにより、トランスTaに直列に接続されるリアクトル(図示せず)を代用している。トランスTaの3次巻線S2を1次巻線P1と密結合させている。
- [0105] 次に、このように構成された第6実施例の直流変換装置の動作を説明する。ここでは、特に、主スイッチQ1及び補助スイッチQ10の動作及びトランスTaの二次側回路の動作を主に説明する。
- [0106] まず、主スイッチQ1をオンさせると、 $V_{in} \rightarrow P1 \rightarrow Q1 \rightarrow V_{in}$ で電流が流れる。また、この時刻に、トランスTaの2次巻線S1にも電圧が発生し、 $S1 \rightarrow D5 \rightarrow C5 \rightarrow S1$ で電流が流れる。このため、ダイオードD5の電流が直線的に増大する。
- [0107] 次に、主スイッチQ1をオフさせた後に、補助スイッチQ10をオンさせると、トランスTaのインダクタンスに蓄えられたエネルギーは、トランスTaを介して2次側に還流される。2次側では、トランスTaの3次巻線S2に電圧が誘起されるため、 $S2 \rightarrow D6 \rightarrow C5 \rightarrow S1 \rightarrow S2$ と電流が流れる。このため、ダイオードD6に電流が流れる。
- [0108] また、補助スイッチQ10をオンさせると、トランスTaの1次巻線P1に蓄えられたエネルギーがコンデンサC2に移動し、移動後も補助スイッチQ10がオンしているので、 $C2 \rightarrow Q10 \rightarrow P1 \rightarrow C2$ と電流が流れ、コンデンサC2に蓄えられたエネルギーは、トランスTaの1次巻線P1に移動する。その後、補助スイッチQ10をオフさせた後に主スイ

チQ1をオンさせる。

- [0109] このようにアクティブクランプ方式を採用した直流変換装置においても、誤差検出回路15、制御回路17a、ソフトスタートコンデンサ充放電回路19、ソフトスタートコンデンサC_{ss}、電圧監視回路21、ラッチ回路23、駆動信号オン／オフ回路25aを設けたので、第1実施例と略同様に動作し、第1実施例の効果と同様な効果が得られる。
- [0110] また、トランスTaの1次巻線P1に直列に接続されるインダクタンスの値を大きくし、主スイッチQ1がオン時に蓄えられるエネルギーをトランスTaを介して2次側に還流するため、効率が良くなる。また、ダイオードD5及びダイオードD6により、主スイッチQ1のオン、オフ期間に2次側電流が流れて連続的となる。このため、コンデンサC5のリップル電流も減少する。
- [0111] 補助トランスをトランスTaに結合したトランスの構成例を図14に示す。図14に示すトランスは、矩形状の外形を有するコア30を備え、コア30には磁路31a, 31b, 31cを構成するように磁路の長手方向に平行に長形の間隙32a, 32bが形成されている。磁路31bを構成するコア部30aには、1次巻線P1と3次巻線S2とが近接して巻回されている。これにより、1次及び3次巻線間にわずかなリーケージインダクタンスを持たせ、また、コア30にはパスコア30cとギャップ31が形成され、外周コアには2次巻線S1が巻回されている。即ち、パスコア30cにより、1次巻線P1と2次巻線S1を疎結合させることにより、リーケージインダクタンスを大きくしている。このリーケージインダクタンスをリアクトル(図示せず)の代替としている。
- [0112] また、外周コア上で且つ1次巻線P1と2次巻線S1との間に、凹部30bが2箇所形成されている。この凹部30bにより、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和するので、コア損失を低減できる。
- [0113] このように、トランスのコアの形状と巻線の工夫により、トランスTaとリアクトルのエネルギーを2次側に帰還する補助トランスとを一つのコア30に結合し、パスコア30cを設けることにより、大きなリーケージインダクタンスを得て、トランス部分とリアクトルとを結合したので、直流変換装置を小型化、低価格化することができる。
- [0114] なお、本実施例では、トランスTaの1次巻線P1の両端に、補助スイッチQ2とコンデンサC2とからなる直列回路を接続したが、この直列回路は、例えば、主スイッチQ1

の両端に接続しても良い。

[0115] また、本実施例では、主スイッチQ1に寄生コンデンサのみを有していたが、主スイッチQ1の両端にさらにコンデンサを接続しても良い。

[0116] 第7実施例

図15は第7実施例の直流変換装置に設けられた制御回路の具体的な回路構成図である。図15では、制御回路17dが、軽負荷時に主スイッチ(補助スイッチQ10がある場合にはこれも含む。)のスイッチング周波数が低下するように制御することを特徴とする。

[0117] 図15に示す誤差検出回路15aは、誤差増幅器151からなる。誤差増幅器151は、出力電圧Voutが－端子に入力され、基準電圧 V_{ref} が＋端子に入力され、出力電圧Voutと基準電圧 V_{ref} との誤差電圧信号を生成してこの誤差電圧信号をフィードバック信号FBとしてコンパレータ175に出力する。

[0118] 制御回路17dは、コンパレータ173、VCO174、コンパレータ175からなる。コンパレータ173は、誤差増幅器151からのフィードバック信号FBが－端子に入力され、基準電圧 V_1 (所定の基準値に対応)が＋端子に入力され、出力端子と電源Vccとの間に抵抗Rcが接続され、フィードバック信号FBが基準電圧 V_1 以下になった場合に軽負荷であると判定して、例えばHレベルをVCO174に出力する。

[0119] VCO174は、電圧値に応じた周波数を持つ信号を発生する電圧制御発振器であり、コンパレータ173からHレベルを入力したとき、即ち、フィードバック信号FBが基準電圧 V_1 以下になった場合に、誤差増幅器151からの誤差電圧信号の電圧値に応じてスイッチング周波数を低下させた三角波信号を生成する。

[0120] コンパレータ175は、誤差増幅器151からのフィードバック信号FBが＋端子に入力され、VCO174からの三角波信号が－端子に入力され、フィードバック信号FBの値が三角波信号の値以上のときにオンで、フィードバック信号FBの値が三角波信号の値未満のときにオフとなるパルス信号を生成し、該パルス信号を駆動信号オン／オフ回路23に出力する。

[0121] 次に、軽負荷時に、スイッチング周波数を低下させる動作について説明する。まず、誤差検出回路15aは、出力電圧Voutと基準電圧 V_{ref} との誤差からなる誤差電圧信

号を生成してこの誤差電圧信号をフィードバック信号FBとしてコンパレータ173に出力する。ここで、フォワード制御方式では、軽負荷時には、図16に示すように、フィードバック信号がFB1からFB2へ低下していき、パルス信号のオン／オフのデューティが小さくなる。また、コンパレータ173は、フィードバック信号FBが基準電圧 V_1 以下になった場合に、軽負荷時であると判定して、例えばHレベルをVCO174に出力する。

[0122] 次に、VCO174は、フィードバック信号FBが基準電圧 V_1 以下になった場合に、即ち、軽負荷である場合に、誤差検出回路15aからの誤差電圧信号の電圧値に応じてスイッチング周波数を低下させた三角波信号を生成する。例えば、図17に示すように、フィードバック信号FBの電圧が V_1 , V_2 のように低下していくに従って、スイッチング周波数を f_1 , f_2 のように低下させていく。このことは、図19に示すように、通常では、スイッチング周波数が例えば100kHzであり、軽負荷時には負荷率に応じてスイッチング周波数を低下させることに相当する。

[0123] 次に、コンパレータ175は、VCO174からの三角波信号と誤差検出回路15aからのフィードバック信号FBとを入力し、図16に示すようにフィードバック信号FBの値が三角波信号の値以上のときにオンで、フィードバック信号FBの値が三角波信号の値未満のときにオフとなるパルス信号を生成し、該パルス信号を出力する。

[0124] 図18に示すように、フィードバック信号FBの値が V_1 の場合には、電圧 V_1 に対応する周波数 f_1 の三角波信号により、周波数 f_1 のパルス信号が生成され、フィードバック信号FBの値が電圧 V_2 の場合には、電圧 V_2 に対応する周波数 f_2 の三角波信号により、周波数 f_2 のパルス信号が生成される。即ち、軽負荷時には、スイッチング周波数を低下するので、さらにスイッチング損失を低減することができる。

[0125] また、VCO174において、図19に示すように、スイッチング周波数の下限を可聴周波数よりわずかに高い周波数(例えば20kHz)に設定し、負荷率に応じてこの周波数まで低下した場合には、PWM変調により制御し、さらに、周波数が低下した場合には、間欠動作に移行させる。また、スイッチング周波数を、図20に示すように制御するようにしても良い。

[0126] なお、本発明は、第1実施例乃至第7実施例の直流変換装置に限定されることなく

、実施例1乃至第7実施例の直流変換装置の2つ以上の実施例を組み合わせたものにも適用可能であるのは勿論である。例えば、本発明は、第5実施例と第6実施例と第7実施例とを組み合わせたものであっても良い。

[0127] 発明の効果

本発明によれば、間欠動作制御手段がソフトスタートコンデンサの充電期間又は放電期間又は充放電期間を用いて間欠動作の間欠周期の最小周期を規定するので、間欠動作時の間欠周波数が可聴周波数領域に入らないように制御することができ、これによって、間欠動作時のトランス等から発生する音を低減することができる。

[0128] 産業上の利用可能性

本発明は、DC-DC変換型の電源回路やAC-DC変換型の電源回路に適用可能である。

請求の範囲

- [1] 直流変換装置であって、直流電源にトランスの1次巻線を介して接続された主スイッチをオン／オフさせ、トランスの2次巻線の電圧を整流平滑回路で整流平滑して直流の出力電圧を得るものが、
- 前記出力電圧と基準電圧との誤差を誤差検出信号として検出する誤差検出手段と、
- 、
- 前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づき前記主スイッチを所定のスイッチング周波数を持つ信号によりオン／オフさせる制御手段と、
- 前記直流電源が起動するときに前記出力電圧を緩やかに上昇させるためのソフトスタートコンデンサ及びこのソフトスタートコンデンサの充放電を行なう充放電手段を有するソフトスタート手段と、
- 前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づき前記主スイッチの間欠動作を行なうと共に前記ソフトスタートコンデンサの充電期間又は放電期間又は充放電期間を用いて前記間欠動作の間欠周期の最小周期を規定する間欠動作制御手段と
- を具備することを特徴とする直流変換装置。
- [2] 直流変換装置であって、直流電源にトランスの1次巻線を介して接続された主スイッチとトランスの1次巻線の両端又は主スイッチの両端に接続され且つコンデンサ及び補助スイッチからなる直列回路の補助スイッチとを交互にオン／オフさせ、トランスの2次巻線の電圧を整流平滑回路で整流平滑して直流の出力電圧を得るものが、
- 前記出力電圧と基準電圧との誤差を誤差検出信号として検出する誤差検出手段と、
- 、
- 前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づき前記主スイッチと前記補助スイッチとを所定のスイッチング周波数を持つ信号により交互にオン／オフさせる制御手段と、
- 前記直流電源が起動するときに前記出力電圧を緩やかに上昇させるためのソフトスタートコンデンサ及びこのソフトスタートコンデンサの充放電を行なう充放電手段を有するソフトスタート手段と、
- 前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づき前記主スイッチ及び前記補助スイッチの間欠動作を行なうと共に前記ソフトスタートコンデンサの充電期間又は放電期間又

は充放電期間を用いて前記間欠動作の間欠周期の最小周期を規定する間欠動作制御手段と

を具備することを特徴とする直流変換装置。

[3] 請求項1記載の直流変換装置であって、

前記間欠動作制御手段は、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧を第1の閾値とこの第1の閾値よりも大きい第2の閾値で監視して電圧監視信号を出力する電圧監視手段と、

前記電圧監視手段の電圧監視信号と前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づきラッチ信号を生成するラッチ手段と、

前記ラッチ手段のラッチ信号に基づき前記制御手段の出力をオン／オフさせるための駆動信号を生成する駆動信号オン／オフ手段とを有し、

前記ラッチ手段は、前記ラッチ信号により前記充放電手段を制御し、前記ソフトスタートコンデンサの充電期間又は放電期間又は充放電期間を用いて前記間欠動作の間欠周期の最小周期を規定することを特徴とする直流変換装置。

[4] 請求項2記載の直流変換装置であって、

前記間欠動作制御手段は、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧を第1の閾値とこの第1の閾値よりも大きい第2の閾値で監視して電圧監視信号を出力する電圧監視手段と、

前記電圧監視手段の電圧監視信号と前記誤差検出手段の誤差検出信号に基づきラッチ信号を生成するラッチ手段と、

前記ラッチ手段のラッチ信号に基づき前記制御手段の出力をオン／オフさせるための駆動信号を生成する駆動信号オン／オフ手段とを有し、

前記ラッチ手段は、前記ラッチ信号により前記充放電手段を制御し、前記ソフトスタートコンデンサの充電期間又は放電期間又は充放電期間を用いて前記間欠動作の間欠周期の最小周期を規定することを特徴とする直流変換装置。

[5] 請求項3記載の直流変換装置であって、

前記充放電手段は、前記ラッチ手段のラッチ信号により前記ソフトスタートコンデンサの放電を開始し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第1の閾値になったときに前記ソフトスタートコンデンサの充電を開始し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第2の閾値になったときに前記ソフトスタートコンデンサの放電を開始し、

前記ソフトスタートコンデンサの充放電を繰り返すことを特徴とする直流変換装置。

[6] 請求項4記載の直流変換装置であって、

前記充放電手段は、前記ラッチ手段のラッチ信号により前記ソフトスタートコンデンサの放電を開始し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第1の閾値になったときに前記ソフトスタートコンデンサの充電を開始し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第2の閾値になったときに前記ソフトスタートコンデンサの放電を開始し、

前記ソフトスタートコンデンサの充放電を繰り返すことを特徴とする直流変換装置。

[7] 請求項3記載の直流変換装置であって、

前記ラッチ手段は、前記誤差検出手段の誤差検出信号が間欠動作に移行するための所定値以上の場合には前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第2の閾値に達したときに前記誤差検出信号が前記所定値未満である場合には前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力しない

ことを特徴とする直流変換装置。

[8] 請求項4記載の直流変換装置であって、

前記ラッチ手段は、前記誤差検出手段の誤差検出信号が間欠動作に移行するための所定値以上の場合には前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前

記充放電手段に出力し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第2の閾値に達したときに前記誤差検出信号が前記所定値未満である場合には前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力しないことを特徴とする直流変換装置。

[9] 請求項3記載の直流変換装置であって、

前記ラッチ手段は、前記誤差検出手段の誤差検出信号が間欠動作に移行するための所定値以上の場合には前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第1の閾値に達したときに前記誤差検出信号が前記所定値未満である場合には前記第1の閾値から前記第2の閾値に達するまで前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力しない

ことを特徴とする直流変換装置。

[10] 請求項4記載の直流変換装置であって、

前記ラッチ手段は、前記誤差検出手段の誤差検出信号が間欠動作に移行するための所定値以上の場合には前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第1の閾値に達したときに前記誤差検出信号が前記所定値未満である場合には前記第1の閾値から前記第2の閾値に達するまで前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力しない

ことを特徴とする直流変換装置。

[11] 請求項3記載の直流変換装置であって、

前記ラッチ手段は、前記誤差検出手段の誤差検出信号が間欠動作に移行するための所定値を越える場合には前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第1の閾値に達したときに前記誤差検

出信号が前記所定値である場合には前記第1の閾値から前記第2の閾値に達するまで前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力せず、

前記充放電手段は、前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第1の閾値になったときには、前記誤差検出手段の誤差検出信号が前記所定値になるまで前記ソフトスタートコンデンサの電圧を前記第1の閾値に維持することを特徴とする直流変換装置。

[12] 請求項4記載の直流変換装置であって、

前記ラッチ手段は、前記誤差検出手段の誤差検出信号が間欠動作に移行するための所定値を越える場合には前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力し、

前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第1の閾値に達したときに前記誤差検出信号が前記所定値である場合には前記第1の閾値から前記第2の閾値に達するまで前記ラッチ信号を前記駆動信号オン／オフ手段及び前記充放電手段に出力せず、

前記充放電手段は、前記ソフトスタートコンデンサの電圧が前記第1の閾値になったときには、前記誤差検出手段の誤差検出信号が前記所定値になるまで前記ソフトスタートコンデンサの電圧を前記第1の閾値に維持することを特徴とする直流変換装置。

[13] 請求項2記載の直流変換装置であって、

前記トランスの1次巻線と前記主スイッチとの間に接続されたリアクトルと、

前記トランスに直列に接続され、前記主スイッチがオン時に前記リアクトルに蓄えられたエネルギーを前記主スイッチがオフ時に2次側に還流させる補助トランスと、をさらに具備することを特徴とする直流変換装置。

[14] 請求項4記載の直流変換装置であって、

前記トランスの1次巻線と前記主スイッチとの間に接続されたリアクトルと、

前記トランスに直列に接続され、前記主スイッチがオン時に前記リアクトルに蓄えられたエネルギーを前記主スイッチがオフ時に2次側に還流させる補助トランスと、

をさらに具備することを特徴とする直流変換装置。

- [15] 請求項13記載の直流変換装置であって、
前記リアクトルは、前記トランスのコアに疎結合させて巻回された前記トランスの1次巻線及び2次巻線間のリーケージインダクタンスからなり、前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記補助トランスの2次巻線とが密結合させて巻回されてなることを特徴とする直流変換装置。
- [16] 請求項14記載の直流変換装置であって、
前記リアクトルは、前記トランスのコアに疎結合させて巻回された前記トランスの1次巻線及び2次巻線間のリーケージインダクタンスからなり、前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記補助トランスの2次巻線とが密結合させて巻回されてなることを特徴とする直流変換装置。
- [17] 前記制御手段は、軽負荷時に前記スイッチング周波数を低下させることを特徴とする請求項クレーム1記載の直流変換装置。
- [18] 前記制御手段は、軽負荷時に前記スイッチング周波数を低下させることを特徴とする請求項クレーム2記載の直流変換装置。
- [19] 請求項1記載の直流変換装置であって、
前記制御手段は、
前記誤差検出手段からの前記誤差検出信号の値が所定の基準値に達したときに前記誤差検出信号の値に応じて前記スイッチング周波数を低下させる周波数制御信号を生成する周波数制御手段と、
前記出力電圧に基づきパルス幅を制御し且つ前記周波数制御手段で生成された前記周波数制御信号に応じて前記スイッチング周波数を低下させたパルス信号を生成するパルス幅制御手段と、
を備える
ことを特徴とする直流変換装置。
- [20] 請求項2記載の直流変換装置であって、
前記制御手段は、
前記誤差検出手段からの前記誤差検出信号の値が所定の基準値に達したときに

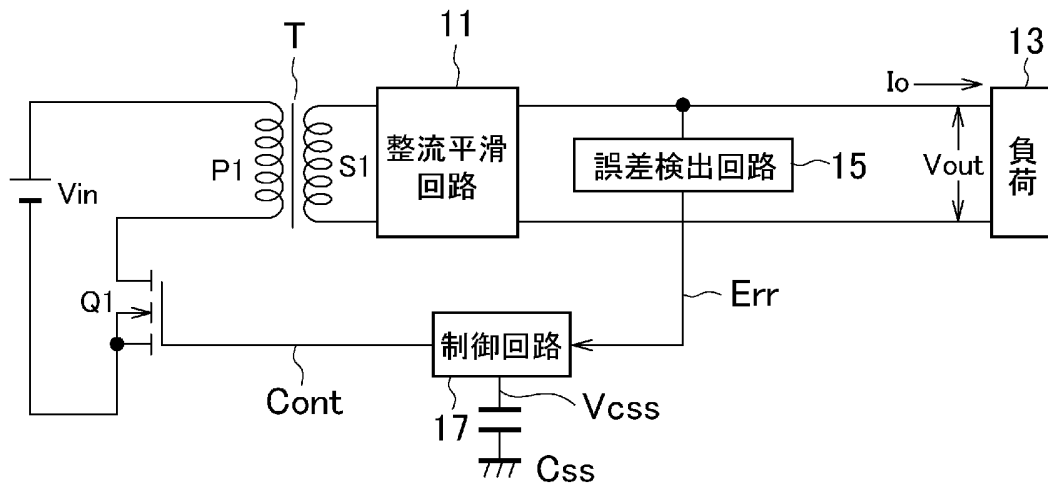
前記誤差検出信号の値に応じて前記スイッチング周波数を低下させる周波数制御信号を生成する周波数制御手段と、

前記出力電圧に基づきパルス幅を制御し且つ前記周波数制御手段で生成された前記周波数制御信号に応じて前記スイッチング周波数を低下させたパルス信号を生成するパルス幅制御手段と、

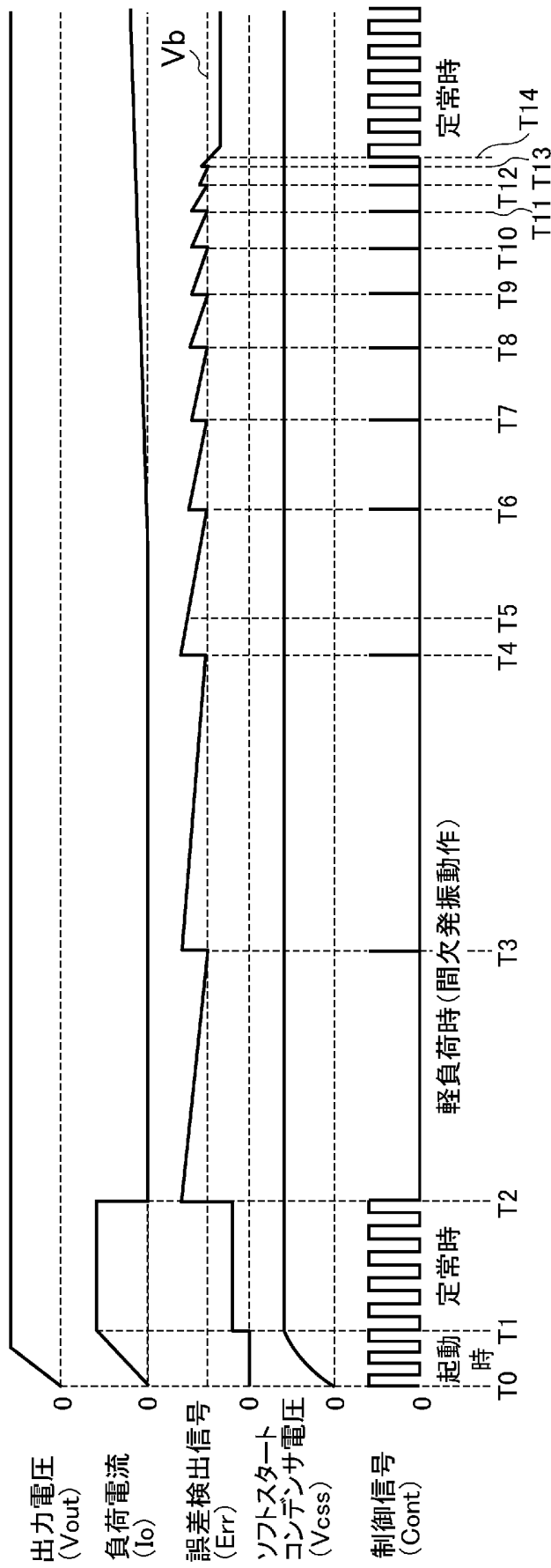
を備える

ことを特徴とする直流変換装置。

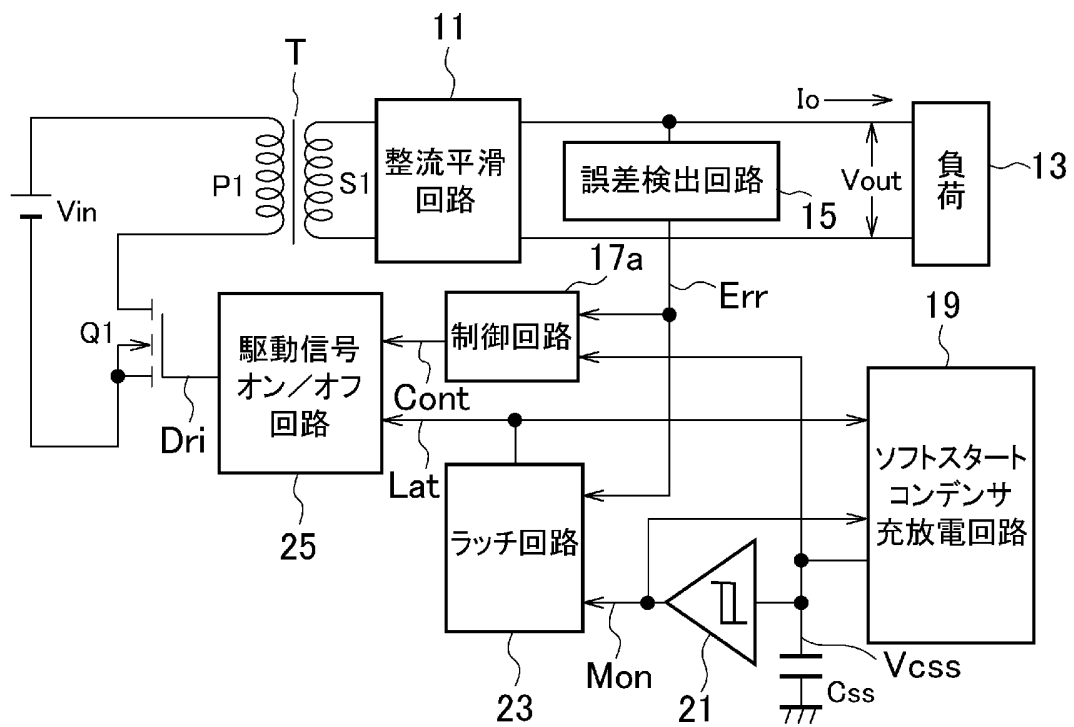
[図1]



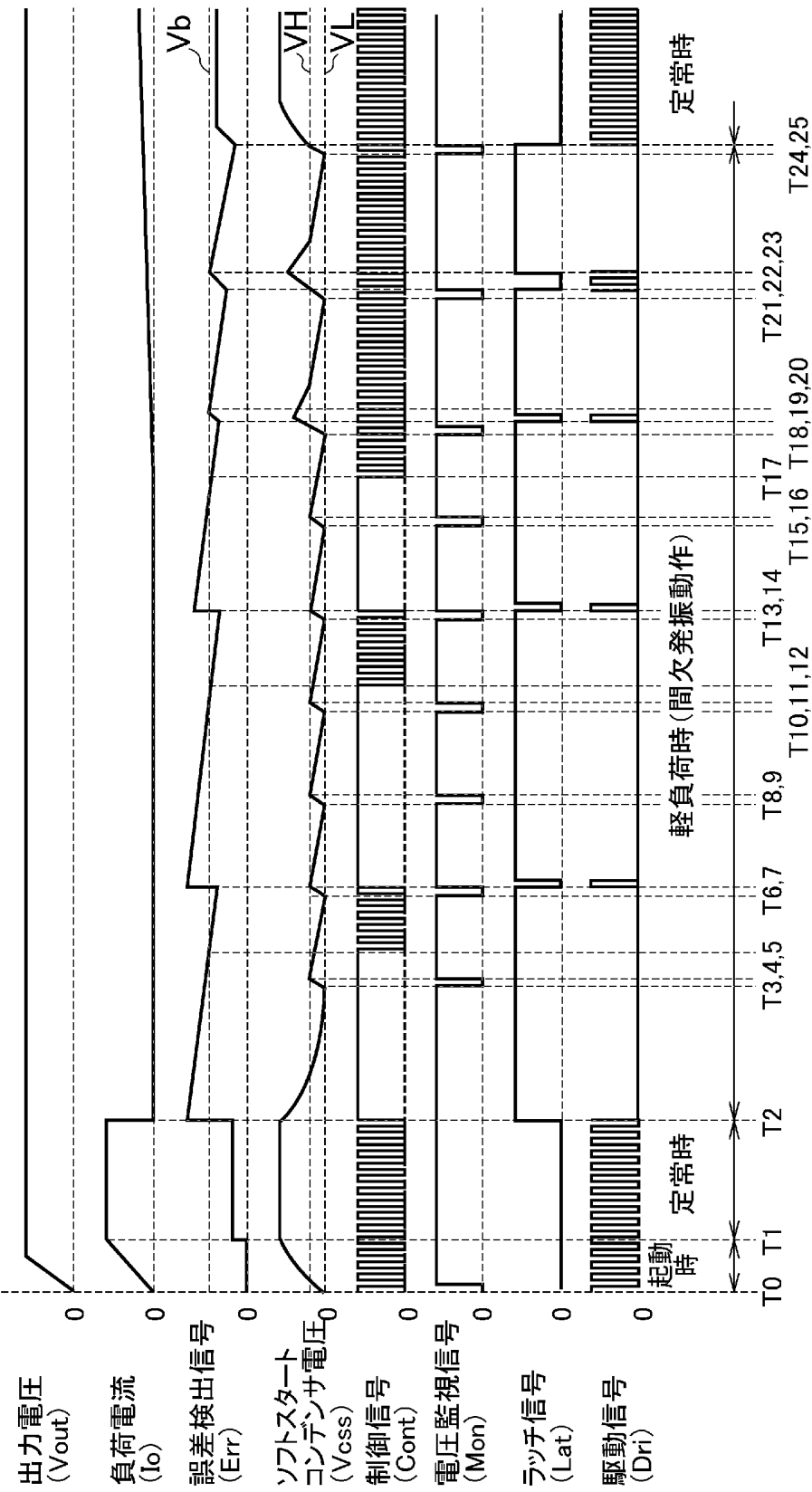
[図2]



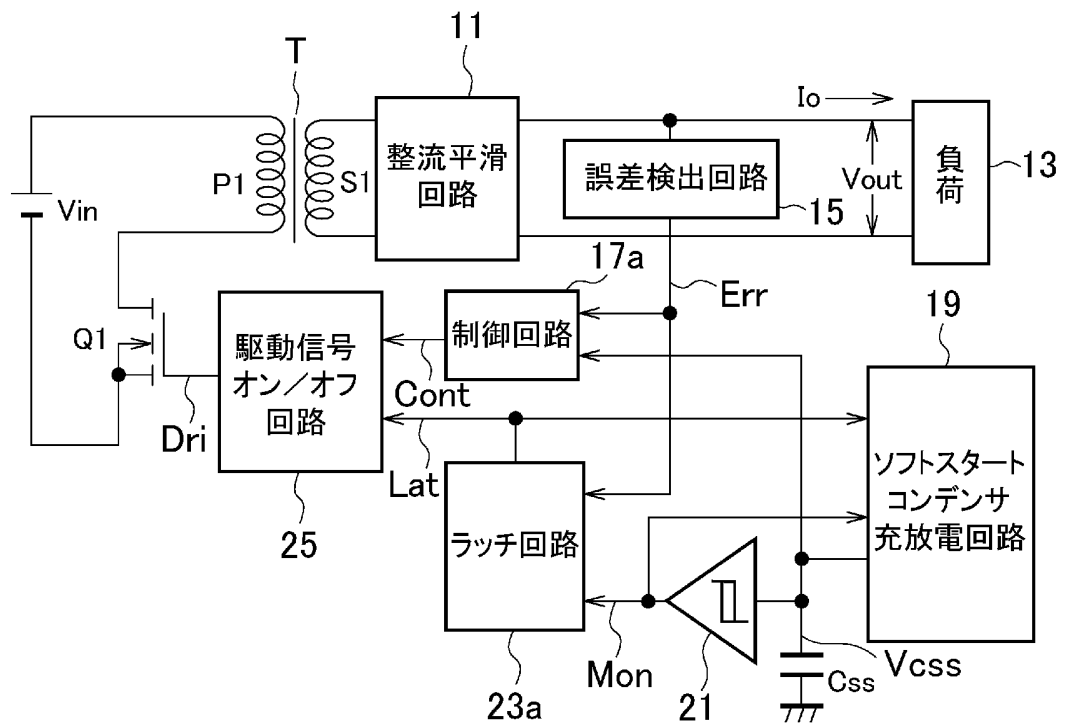
[図3]



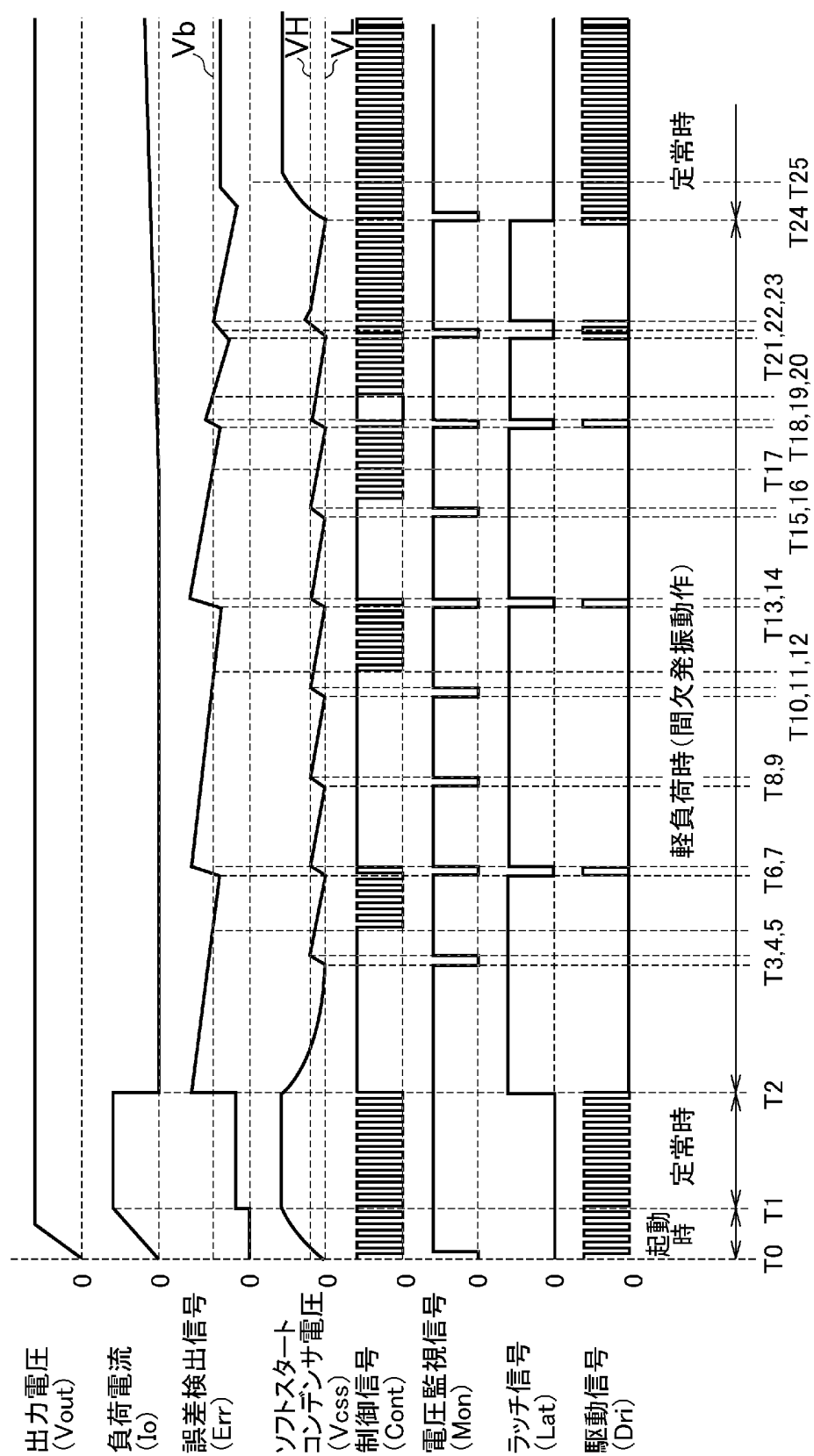
[図4]



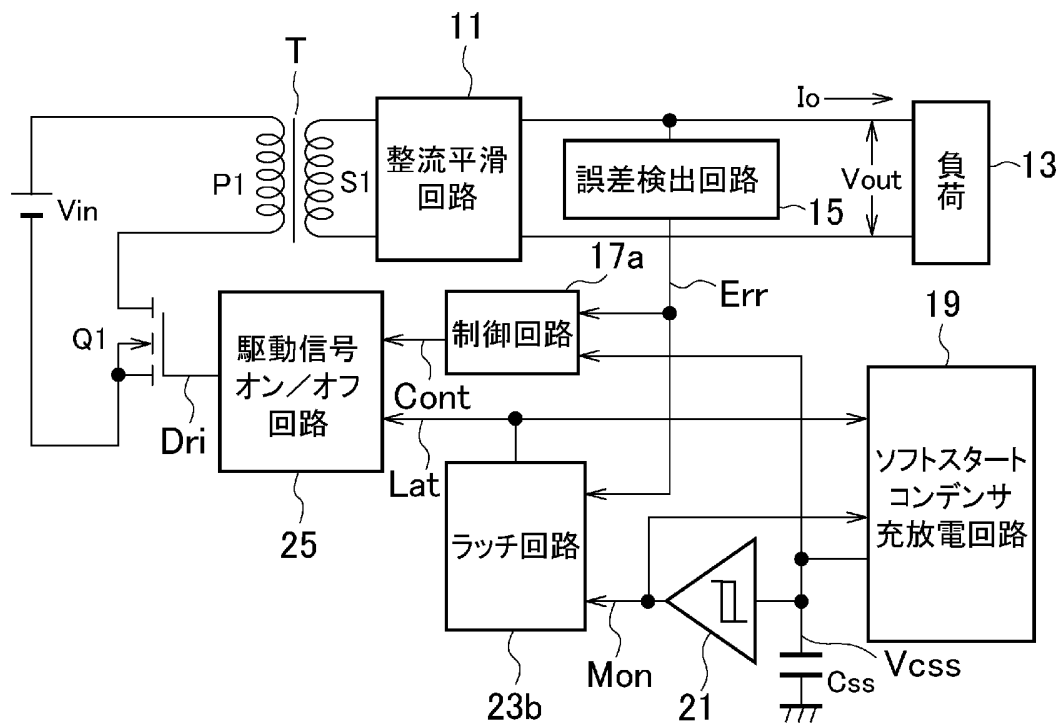
[図5]



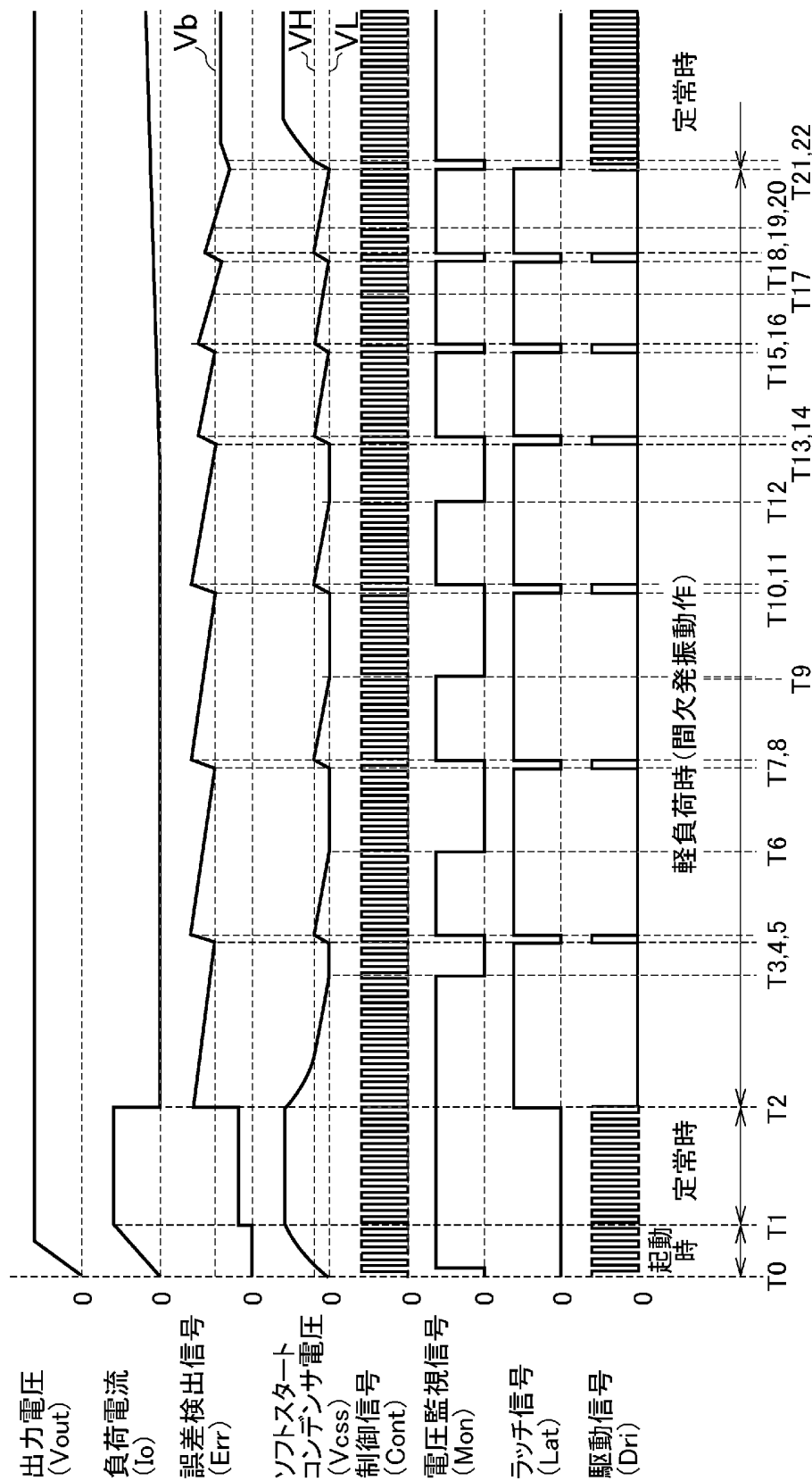
[図6]



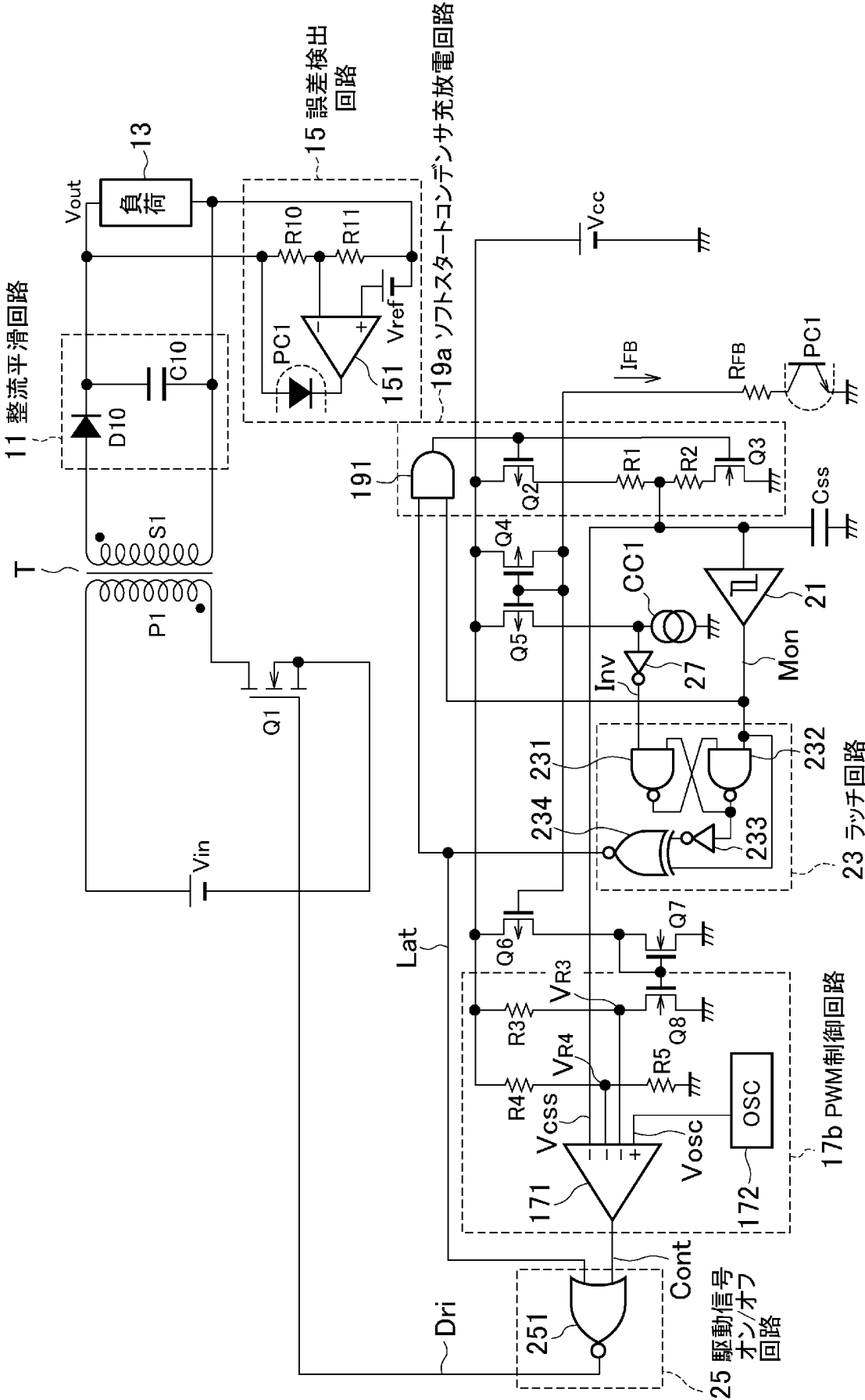
[図7]



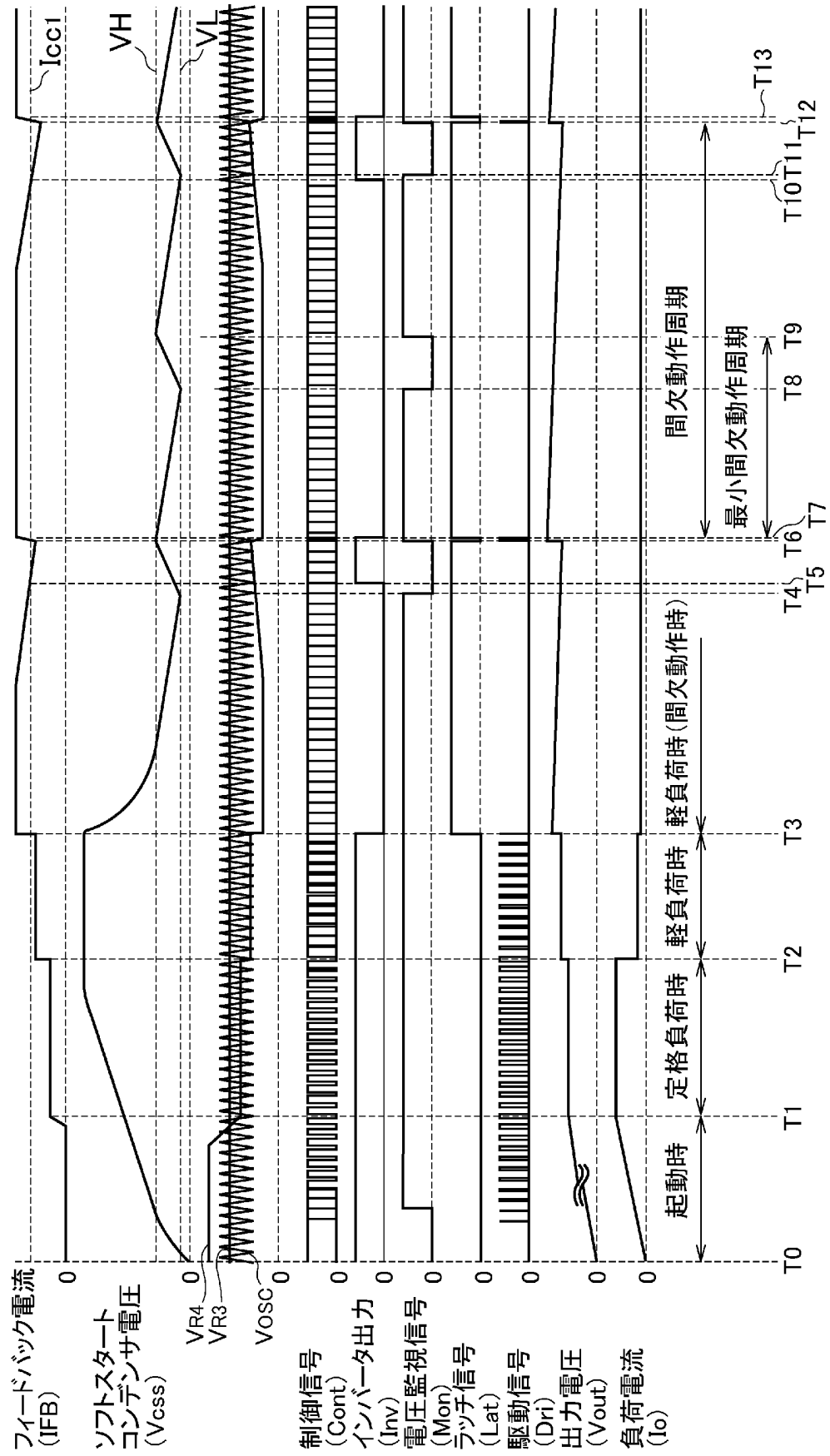
[図8]



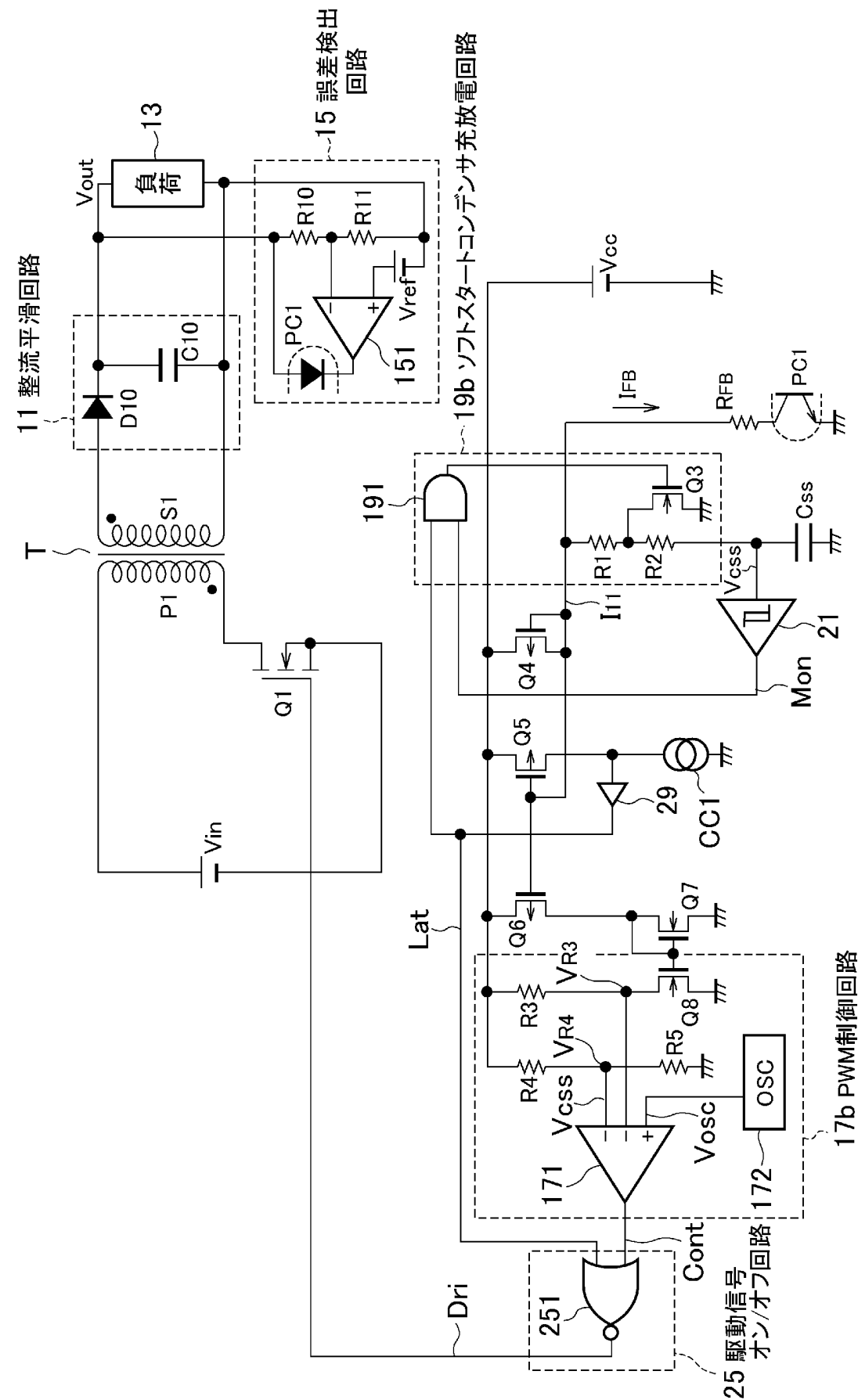
[図9]



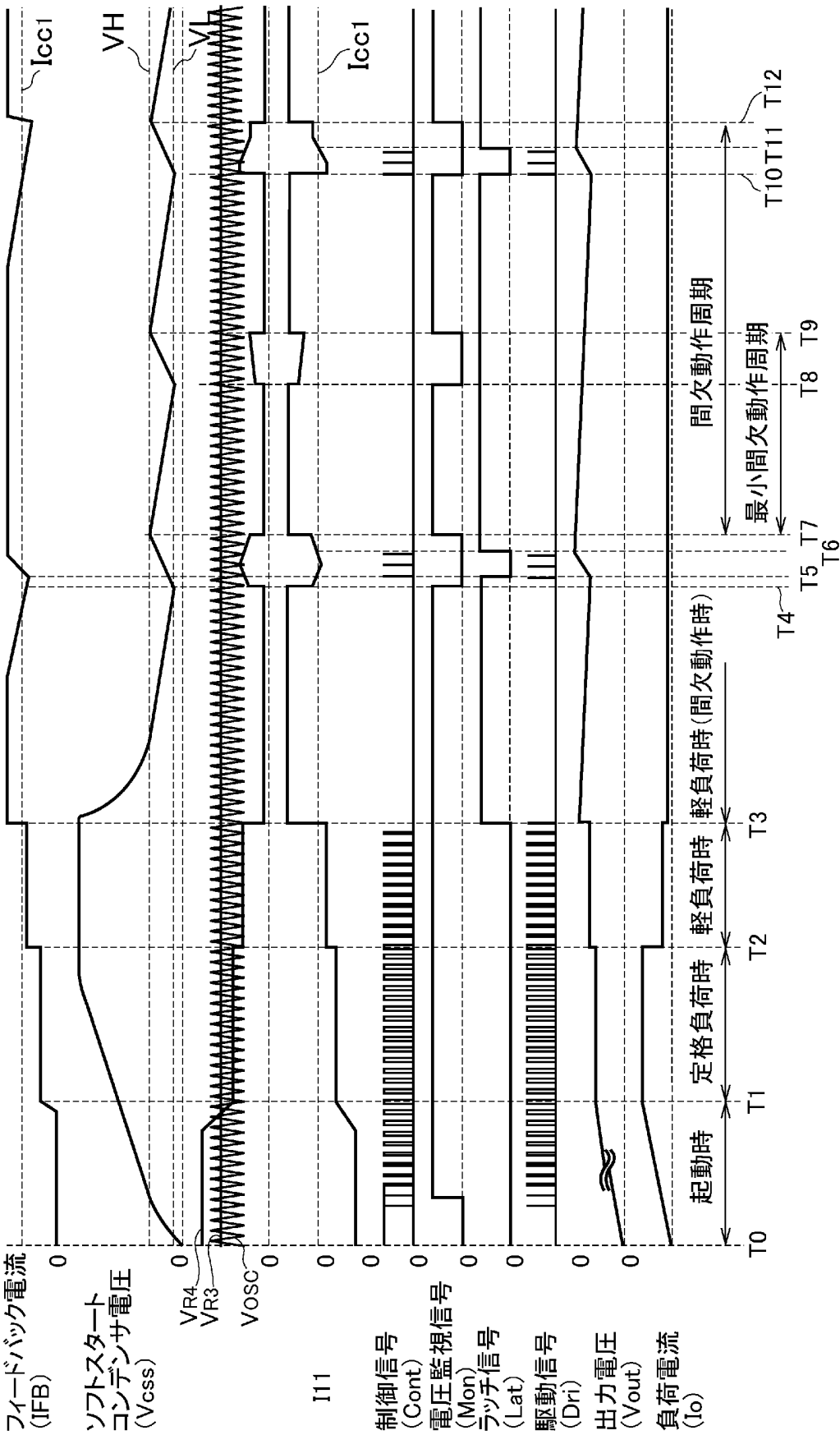
[図10]



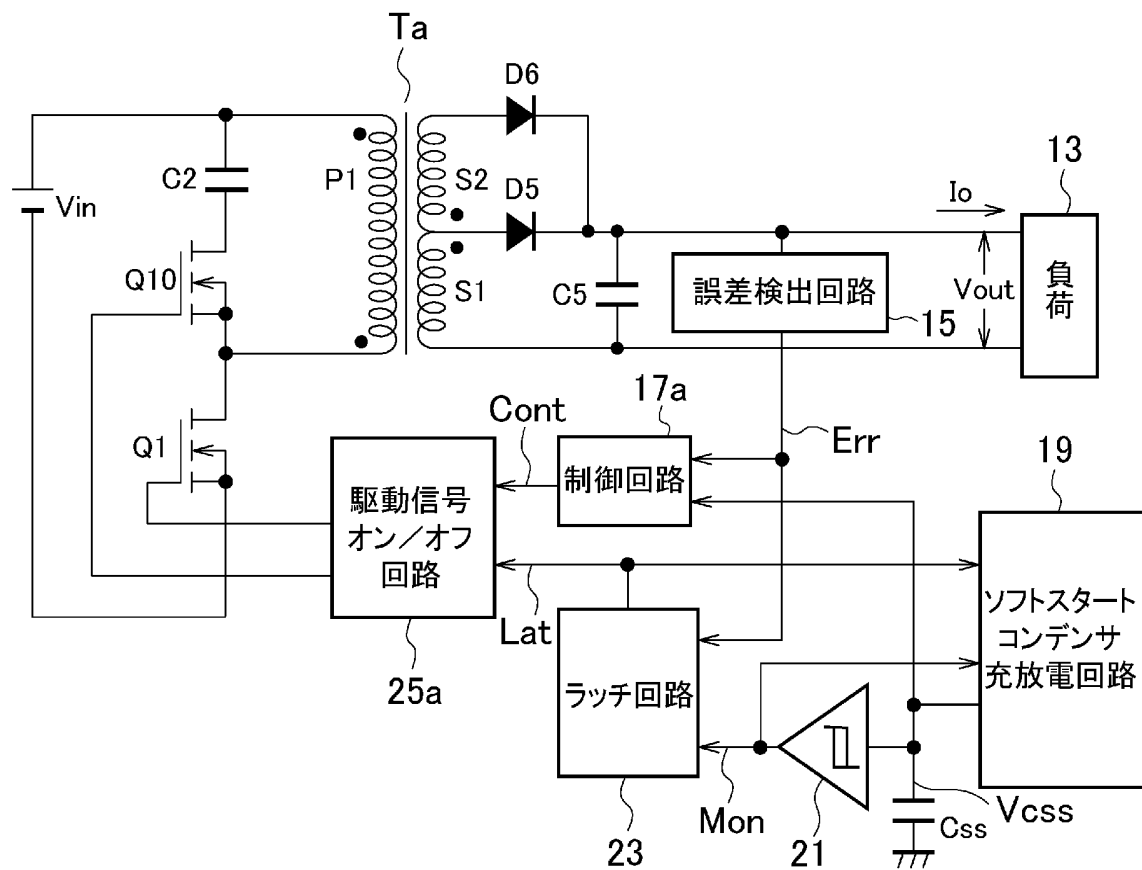
[図11]



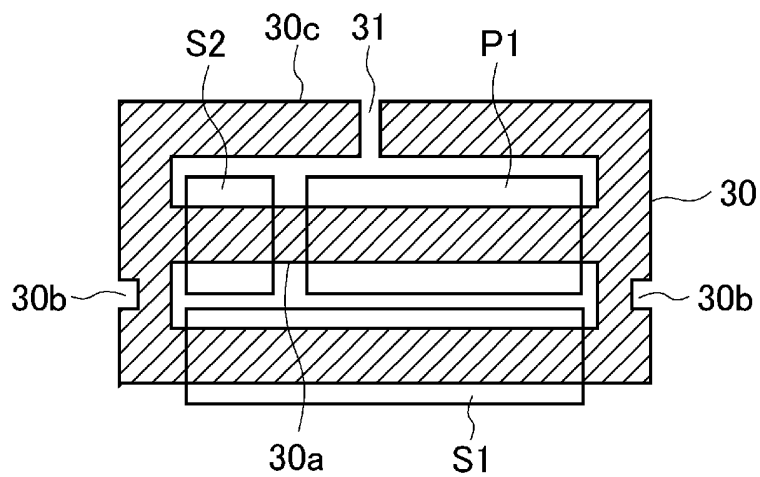
[図12]



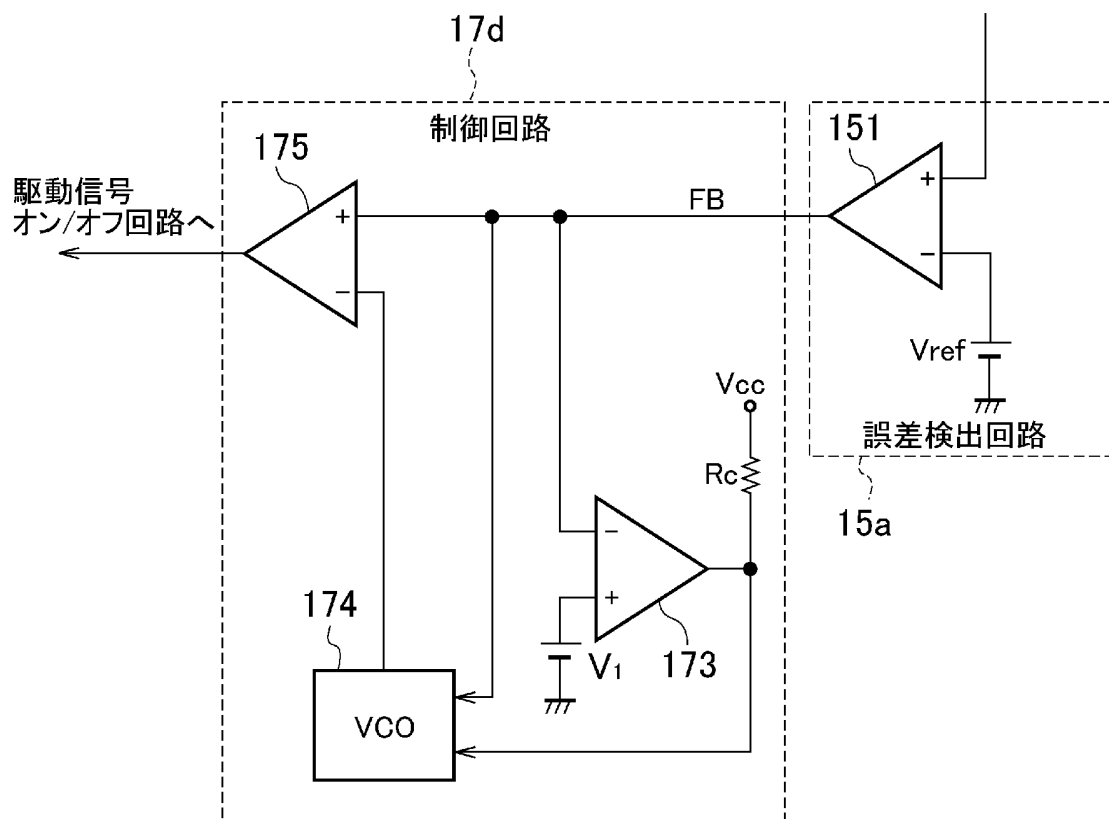
[図13]



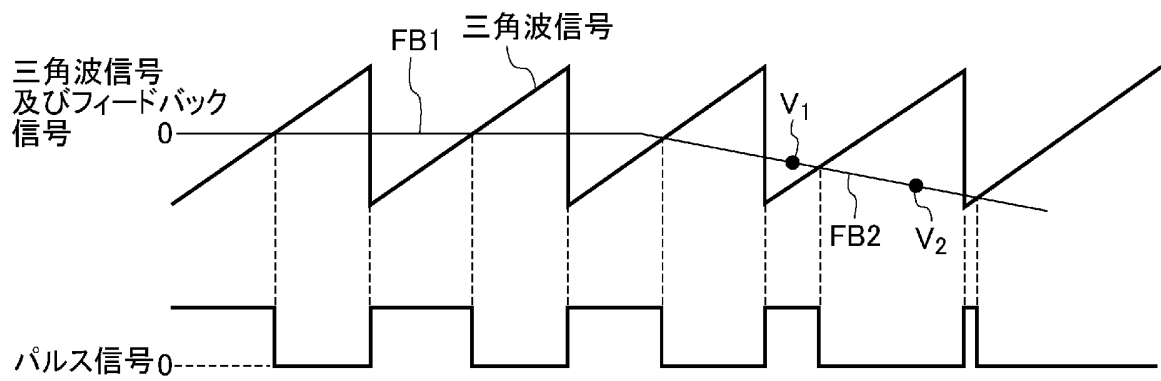
[図14]



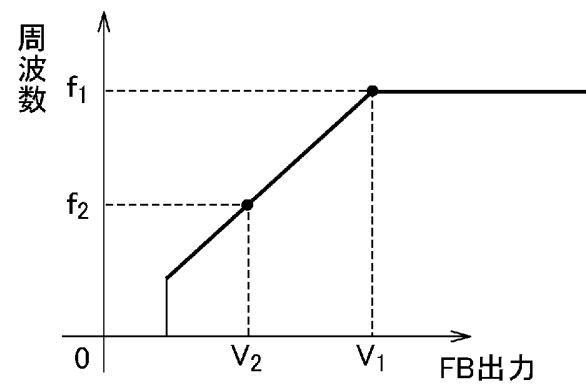
[図15]



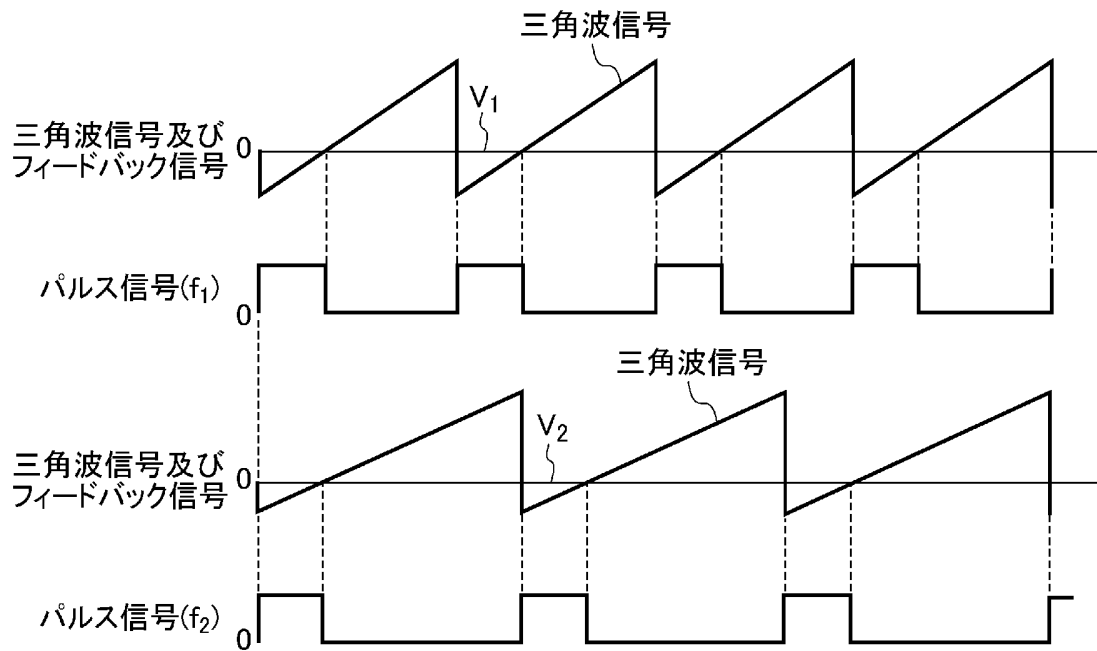
[図16]



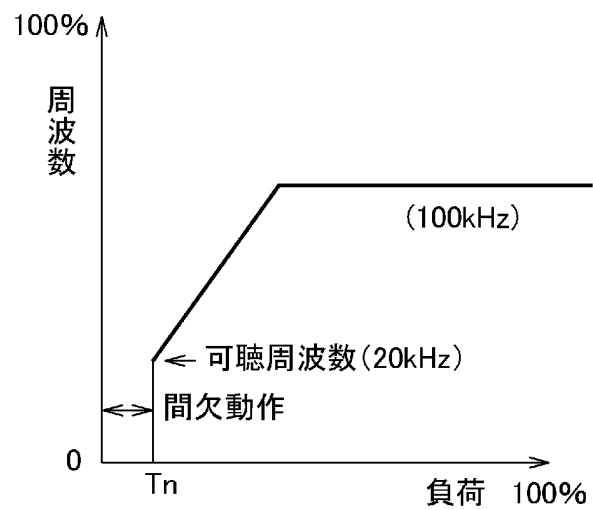
[図17]



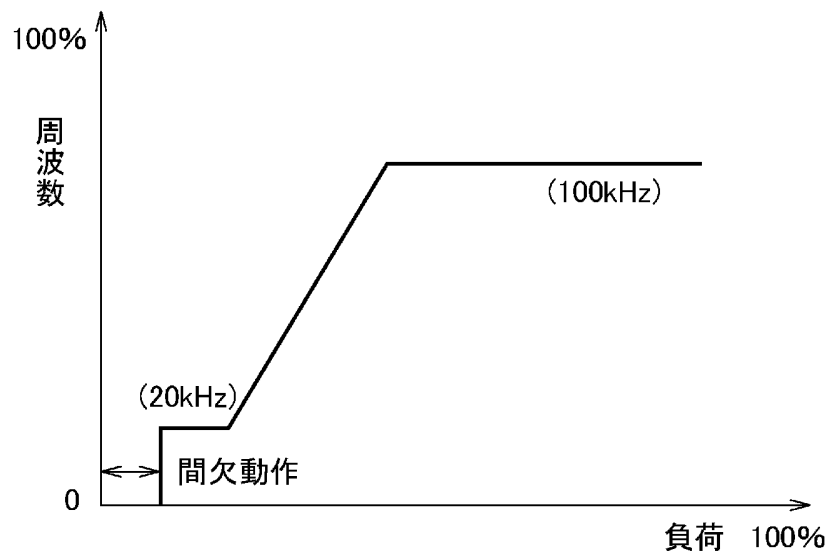
[図18]



[図19]



[図20]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/017555

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H02M3/28

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H02M3/28

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2005 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2002-171760 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 14 June, 2002 (14.06.02), & EP 1211793 A2 & US 2002/0067629 A1 & CN 1357964 A	1-20
A	JP 2000-224843 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 11 August, 2000 (11.08.00), (Family: none)	1-20
A	JP 2003-284340 A (Canon Inc.), 03 October, 2003 (03.10.03), & US 2003/0214820 A1	1-20

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
12 January, 2005 (12.01.05)

Date of mailing of the international search report
25 January, 2005 (25.01.05)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))			
Int. Cl ⁷ H02M 3/28			
B. 調査を行った分野			
調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))			
Int. Cl ⁷ H02M 3/28			
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの			
日本国実用新案公報 1922-1996年			
日本国公開実用新案公報 1971-2005年			
日本国登録実用新案公報 1994-2005年			
日本国実用新案登録公報 1996-2005年			
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)			
C. 関連すると認められる文献			
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号	
A	J P 2002-171760 A (サンケン電気株式会社) 14.06.2002 & EP 1211793 A2 & US 2002/0067629 A1 & CN 1357964 A	1-20	
A	J P 2000-224843 A (三洋電機株式会社) 11.08.2000 (ファミリーなし)	1-20	
A	J P 2003-284340 A (キヤノン株式会社) 03.10.2003 & US 2003/0214820 A1	1-20	
☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。 ☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。			
* 引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願			
国際調査を完了した日 12.01.2005		国際調査報告の発送日 25.1.2005	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員) 川端 修 電話番号 03-3581-1101 内線 3356	