

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2007 年 2 月 15 日 (15.02.2007)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2007/018227 A1(51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2006/315710

(22) 国際出願日: 2006 年 8 月 9 日 (09.08.2006)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願2005-233507 2005 年 8 月 11 日 (11.08.2005) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社村田製作所 (MURATA MANUFACTURING CO., LTD.) [JP/JP]; 〒6178555 京都府長岡京市東神足 1 丁目 10 番 1 号 Kyoto (JP).

(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 松本匡彦 (MATSUMOTO, Tadahiko) [JP/JP]; 〒6178555 京都府長岡京市東神足 1 丁目 10 番 1 号 株式会社村田製作所内 Kyoto (JP).

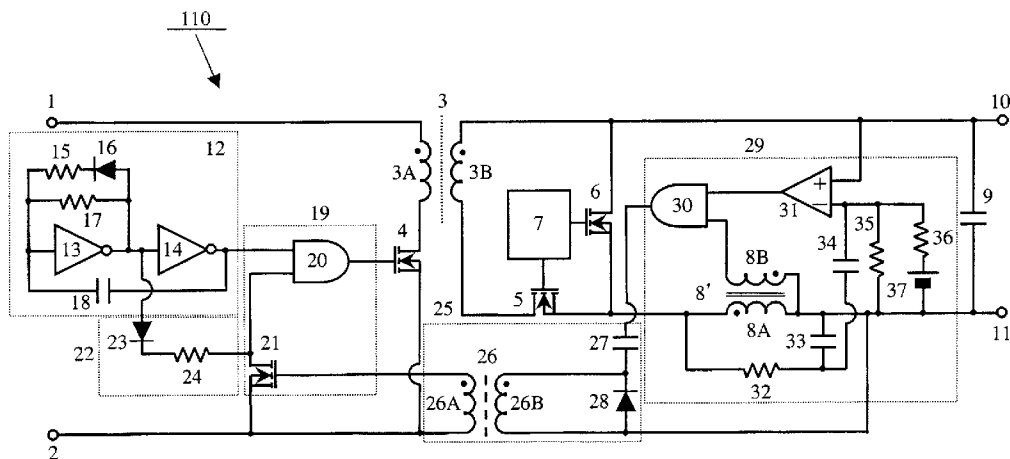
(74) 代理人: 小森久夫 (KOMORI, Hisao); 〒5400011 大阪府大阪市中央区農人橋 1 丁目 4 番 3 4 号 Osaka (JP).

(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, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY,

[続葉有]

(54) Title: INSULATING TYPE SWITCHING POWER SUPPLY DEVICE

(54) 発明の名称: 絶縁型スイッチング電源装置



(57) Abstract: A primary side includes an oscillation circuit (12) for periodically turning a power switch (4) ON. A secondary side includes an ON period control circuit (29) for detecting an output voltage and comparing it to a reference triangular wave signal so as to output an OFF signal to turn the power switch (4) OFF. An insulating signal transmission circuit (25) for transmitting the ON signal is provided between the primary side and the secondary side. The primary side has a power switch OFF circuit (19) for turning OFF the power switch (4) according to the ON signal.

(57) 要約: 1次側に電力スイッチ(4)を一定周期でターンオンさせる発振回路(12)を備える。2次側には出力電圧を検知して基準となる三角波信号と比較することによって電力スイッチ(4)をターンオフするオフ信号を出力するオン期間制御回路(29)を備える。1次側と2次側の間にはオン信号を送信する絶縁信号伝送回路(25)を備え

[続葉有]



WO 2007/018227 A1



TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(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, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR),

添付公開書類:

— 国際調査報告書

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。

明 細 書

絶縁型スイッチング電源装置

技術分野

- [0001] 本発明は、絶縁型のスイッチング電源装置、特にフォトカプラを用いずに2次側から1次側へ制御量を伝達して直接制御を行うことができ、しかも過渡応答性の良い絶縁型のスイッチング電源装置に関する。

背景技術

- [0002] 図10に、従来の絶縁型スイッチング電源装置の一例(従来例1)の回路図を示す。従来例1は伝統的な出力電圧のフィードバック方法を用いた定電圧出力の一石共振リセットフォワードコンバータである。
- [0003] 図10に示した絶縁型スイッチング電源装置100において、電力伝送トランス3は1次コイル3Aと2次コイル3Bを備える。1次コイル3Aの一端は+側入力端子1に接続され、他端は電力スイッチ4を介して-側入力端子2に接続されている。電力スイッチ4のゲートはPWM制御IC69に接続されている。
- [0004] 電力スイッチ4のオン、オフを行う制御回路であるPWM制御IC69は1次側に設けられており、コンパレータ71と、その反転入力端子に接続されたランプ電圧波形発生回路70を備えている。直流電源72と-側入力端子2の間には抵抗73とフォトランジスタ74Bからなる直列回路が接続され、その接続点はコンパレータ71の非反転入力端子に接続されている。
- [0005] 2次コイル3Bの一端は+側出力端子10に接続され、他端は整流側同期整流器5とチョークコイル8を順に介して-側出力端子11に接続されている。+側出力端子10と-側出力端子11の間には平滑用のコンデンサ9が接続されている。整流側同期整流器5とチョークコイル8の接続点と2次コイル3Bの一端との間には転流側同期整流器6が接続されている。整流側同期整流器5と転流側同期整流器6のゲートは同期整流器駆動回路7に接続されている。
- [0006] +側出力端子10と-側出力端子11の間には発光ダイオード74Aおよびシャントレギュレータ75からなる直列回路と、抵抗160および抵抗162からなる直列回路がそ

れぞれ接続され、抵抗160と抵抗162の接続点はシャントレギュレータ75のゲートに接続されている。この2次側の発光ダイオード74Aと1次側のフォトランジスタ74Bでフォトカプラ74を構成している。

[0007] 絶縁型スイッチング電源装置100では、+側入力端子1、-側入力端子2の間に加わる直流入力電圧を電力伝送トランス3の1次コイル3Aを介して接続された電力スイッチ4がスイッチングして交流に変換する。電力伝送トランス3が1次コイル3Aから2次コイル3Bに電力を伝送し、整流側同期整流器5、転流側同期整流器6で整流した後、チョークコイル8、コンデンサ9で構成する出力フィルタが平滑する事で、交流を再度直流に変換して+側出力端子10、-側出力端子11から直流電圧を出力する。

[0008] 出力電圧のフィードバックにおいては、抵抗160、162で分圧した電圧をシャントレギュレータ75の基準電圧と比較して直流信号の形で誤差信号を発生し、この誤差信号を直流信号のままフォトカプラ74で2次側から1次側に伝送する。1次側では、誤差信号をPWM制御IC69に入力し、その内部に形成されたコンパレータ71でランプ電圧波形発生回路70の発生したランプ電圧波形と比較し、PWM変調された方形波である電力スイッチ駆動信号を発生する。電力スイッチ駆動信号のオンオフタイミングに従って電力スイッチ4を駆動する事により、制御量である出力電圧が一定の電圧値に安定化される。

[0009] 図11に、従来のスイッチング電源装置の別の例(従来例2)の回路図を示す。従来例2は特許文献1の図8に示されているものである。従来例2の制御方法は、ヒステリシス制御、リップル制御、またはバンバン制御と呼ばれており、入力電圧、出力電流の急峻な変動に対する応答性が優れた方法として一般に知られている。伝統的なヒステリシス制御は、出力電圧リップルをランプ電圧として用いて電力スイッチのオンデューティ比を決定するため、平滑コンデンサのESR(等価直列抵抗)、ESL(等価直列インダクタンス)等、出力側の状態に特性が依存しやすいが、従来例2はコンパレータ出力の積分波形を前記リップル電圧に重畳してランプ電圧を形成する事で出力の影響を軽減している。

[0010] 伝統的なヒステリシス制御は主に非絶縁型スイッチング電源で用いられているが、特許文献1の図8の回路では1次側電力スイッチをドライブトランス、コンデンサ等の

絶縁素子を介して2次側から駆動する事で、絶縁型スイッチング電源にヒステリシス制御を適用する事を提案している。従来例2はフォワードコンバータにヒステリシス制御を適用した例である。

[0011] 図12に、従来のスイッチング電源装置のさらに別の例(従来例3)の回路図を示す。また、その静的レギュレーション特性を図13に示す。正の半面は入力側から出力側に電流が流れる領域、負の半面は出力側から入力側に電流が流れる逆流電流領域を示している。従来例3は特許文献2に開示されているもので、図12、図13はそれぞれ特許文献2の図8、図5に示されている。

[0012] 従来例3は同期整流器を用いた間接制御方式の絶縁型スイッチング電源で出力側から入力側に逆流する電流の電流量を抑制する回路である。逆流電流が、電力スイッチの寄生ダイオードを逆流する期間においては、電力スイッチ駆動信号をオフした後もドレイン電圧がほぼ0Vで維持される期間が生じる事から、ゲート電圧、ドレイン電圧が共にLレベルの状態を検出すると逆流状態と判断し、出力電圧を更に増加しないと逆流電流が増加しないような保護動作を行い、その結果、図13に示すような静的レギュレーション特性が得られる。従来例3の逆流電流抑制回路は、並列運転する絶縁型スイッチング電源同士の電流バランスが崩れて一方の出力から他方の出力に逆流電流が流入する逆流電流や、入力急変、負荷急変によって出力電圧が過渡的に増加した後に平滑コンデンサの蓄積電荷によって発生する逆流電流に対して電流量を抑制する効果を有する。

特許文献1:特開2004-208440号公報

特許文献2:特開2003-88114号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0013] 従来例1において誤差信号を2次回路から1次回路へ伝送するフォトカプラは一般的に絶対最大定格温度が100℃程度であるため、使用温度範囲の広いスイッチング電源ではディレーティングを考慮すると採用できない。CTR(電流伝達率)の経年劣化も信頼性上の問題になる。

[0014] また、従来例1で用いている伝統的なPWM制御は、出力フィルターの遮断周波数

、誤差アンプの遮断周波数、フォトカプラの伝送遅れ等の問題があり、過渡応答性が悪い。そのため、入力電圧、出力電流の急峻な変動に対して、出力電圧が大きく変動するという問題がある。

[0015] 従来例2では、リップル電圧にコンパレータ出力の積分波形を重畳しているが、出力フィルタの影響が残存し、出力状態によってスイッチング周波数が変動する。例えば、スイッチング電源の出力に低ESRの平滑コンデンサを追加すると、リップル電圧が小さくなる事から、スイッチング周波数が低下する。また、出力電圧の過渡的な変動でもスイッチング周波数が変動する。すなわち、使用状態によってスイッチング周波数が変化する事になり、絶縁型スイッチング電源の設計が困難になる問題が生じる。

[0016] 例えば、絶縁型スイッチング電源の使用状態によってスイッチング周波数が変動すると、絶縁型スイッチング電源の設計に制約が生じ、使用可能な主回路方式も限定される。例えば、共振リセットフォワードコンバータだと、周波数の低下によって主スイッチにサージ電圧が発生するので採用は難しい。また、入出力フィルタは最も低い周波数に合わせて設計する必要があるので、スイッチング周波数の変動範囲が大きいと入出力フィルタの大型化を招く。

[0017] また、従来例2では、2次側に制御回路を備え、1次側の電力スイッチを絶縁素子を介して2次側から駆動する構成となっているが、2次側制御回路の起動電力は電力伝送トランスからは供給できないため、別経路の2次起動電力供給回路を設ける必要がある。2次起動電力供給回路は実質的にスイッチ素子、トランス等を備える小容量の絶縁型スイッチング電源となるので、形状が大きく、高価な部品となる。さらに、電力スイッチを制御する信号を伝送する絶縁素子を形成するドライブトランス等はスイッチング周波数で動作することになるので、比較的低周波での動作となり、形状の大きい部品が必要になるという問題がある。

[0018] さらに、ヒステリシス制御は誤差信号を増幅する回路部分を持たないために、伝統的なPWM制御と比較して静的レギュレーション特性が劣っており、出力電圧精度の規格が厳しいと対応できない問題がある。

[0019] 従来例3では逆流電流を抑制するために、制御回路とは別に逆流電流抑制回路を

設ける必要があり、その分だけ部品点数が増加し、回路構成が複雑化するのでコスト、小型化の観点から問題がある。

[0020] 本発明は上記の問題点を解決することを目的とするものである。

課題を解決するための手段

[0021] 上記目的を達成するために、本発明の絶縁型スイッチング電源装置は、少なくとも1次コイルおよび2次コイルを有する電力伝送トランスと、前記1次コイルに流れる電流をスイッチングする少なくとも1個の電力スイッチと、前記2次コイルに接続された整流回路および平滑回路とを備え、前記電力スイッチのオン、オフを制御することによって出力の制御量が目標値に一致するように制御する絶縁型スイッチング電源装置において、2次側に設けられるとともに前記制御量の変化に基づいて前記電力スイッチにターンオンおよびターンオフのいずれか一方のスイッチング動作をさせるタイミング信号を出力するタイミング信号出力手段と、前記タイミング信号を2次側から1次側へ絶縁して伝送するタイミング信号伝送手段と、1次側に設けられるとともに前記タイミング信号に基づいて前記電力スイッチにスイッチング動作をさせる電力スイッチ制御手段とを備えることを特徴とする。

[0022] また、本発明の絶縁型スイッチング電源装置は、前記電力スイッチを一定周期、一定時比率でスイッチングする信号を出力する発振回路を1次側に備え、前記タイミング信号によるスイッチング動作が行われた場合には、次に前記発振回路から出力される前記タイミング信号と同じ方向のスイッチング動作を行わせる信号がマスクされることを特徴とする。さらに、前記タイミング信号によるスイッチング動作が行われた場合に、次の前記発振回路から出力される信号による逆方向のスイッチング動作が行われるまでの間の前記電力スイッチのスイッチングを禁止する複数駆動防止回路を備えることを特徴とする。その際、前記発振回路の出力信号で前記電力スイッチを一定周期でターンオンさせ、前記タイミング信号で前記電力スイッチをターンオフさせるものであっても、逆に前記発振回路の出力信号で前記電力スイッチを一定周期でターンオフさせ、前記タイミング信号で前記電力スイッチをターンオンさせるものであっても構わない。

[0023] また、本発明の絶縁型スイッチング電源装置は、前記電力スイッチが、自動的に前

記タイミング信号によるスイッチング動作とは逆のスイッチング動作をするように構成されていることを特徴とする。その際、前記タイミング信号で前記電力スイッチをターンオフさせ、オン期間に対応する長さのオフ期間において前記電力スイッチが自動的にターンオンすることを特徴とする。

[0024] また、本発明の絶縁型スイッチング電源装置は、前記タイミング信号伝送手段が1次側と2次側の間に設けられた信号伝送トランスであることを特徴とする。さらに、前記信号伝送トランスは、前記電力伝送トランス、または前記平滑回路の構成部品であるチョークコイルと同一のコアを共用する複合磁性部品として形成されていることを特徴とする。

[0025] また、本発明の絶縁型スイッチング電源装置は、前記タイミング信号伝送手段が1次側と2次側の間に設けられた信号伝送コンデンサであることを特徴とする。さらに、前記電力伝送トランスを搭載する多層回路基板を備え、該多層回路基板内に絶縁層を介して形成されたパターン間の容量を前記信号伝送コンデンサとして利用することを特徴とする。

[0026] また、本発明の絶縁型スイッチング電源装置は、前記電力伝送トランスに、前記タイミング信号に基づいて前記電力伝送トランスのリセット電圧を変化させる3次コイルと、前記電力伝送トランスのリセット電圧の変化を検知する4次コイルを有し、前記電力伝送トランスが前記タイミング信号伝送手段を兼ねることを特徴とする。その際、前記3次コイルとコンデンサとスイッチ素子からなるアクティブクランプ回路を2次側に備え、前記タイミング信号で前記スイッチ素子をターンオフすることを特徴とする。

[0027] また、本発明の絶縁型スイッチング電源装置は、前記タイミング信号出力手段は、(前記タイミング信号の出力が可能な期間の開始後に)前記制御量とその目標値を直接的もしくは間接的にコンパレータで比較し、該コンパレータの2つの入力的大小関係が切り換わって出力が切り換るタイミングをタイミング信号として出力することを特徴とする。しかも、前記タイミング信号出力手段は、(前記タイミング信号の出力が可能な期間の開始時において)前記タイミング信号を出力すべき条件が満たされている場合には、直ちに前記タイミング信号を出力することを特徴とする。さらに、前記制御量および前記目標値のいずれか一方に、直接的もしくは間接的に前記電力スイッチの

スイッチングと同期したランプ電圧を重畳するランプ電圧重畳手段を備えることを特徴とする。また、2次側に出力チョークコイルを備え、前記ランプ電圧を前記出力チョークコイルの積分波形を用いて発生させることを特徴とする。そして、外乱に対して前記タイミング信号出力手段より緩やかに応答して前記制御量と前記目標値の静的な偏差を低減する静的偏差低減回路を備えることを特徴とする。

発明の効果

[0028] 本発明は、フォトカプラを用いずに絶縁型の自動制御回路を構成できるので、フォトカプラに起因する問題を回避する事が可能であり、CTRの経年劣化を回避できるだけでなく、絶縁型スイッチング電源装置の動作周囲温度を広く設定する事が可能になる。また、外乱に対してパルスバイパルス動作で応答するので優れた過渡応答性が実現できる。

[0029] また、電力スイッチを制御する制御回路を1次側に備えるため、電力伝送トランスとは別系統の2次起動電力供給回路は不要である。また、2次側から1次側へはタイミング信号を送るだけなので、信号伝送手段をスイッチング周波数より高周波で駆動でき、回路の簡略化、部品の小型化が可能であり、絶縁型スイッチング電源装置の小型化、低コスト化の観点で有利である。また、固定スイッチング周波数のスイッチング電源装置に適用した際、出力状態によるスイッチング周波数の変動が起これないので設計が容易である。また、必要に応じて静的偏差低減回路を追加する事で、ヒステリシス制御のスイッチング電源装置よりも静的な偏差を低減可能であり、例えば定電圧出力のスイッチング電源装置では優れた出力電圧精度を実現できる。

[0030] 更に、本発明では同期整流器の逆流抑制回路を設けなくても、逆流電流を抑制できる特性を実現できるので、部品点数の削減と回路構成の簡略化に有利である。

図面の簡単な説明

[0031] [図1]本発明の絶縁型スイッチング電源装置の一実施例の回路図である。

[図2]図1の絶縁型スイッチング電源装置の各部の動作波形を示す波形図である。

[図3]本発明の絶縁型スイッチング電源装置の別の実施例の回路図である。

[図4]本発明の絶縁型スイッチング電源装置のさらに別の実施例の回路図である。

[図5]図4の絶縁型スイッチング電源装置の各部の動作波形を示す波形図である。

[図6]本発明の絶縁型スイッチング電源装置のさらに別の実施例の回路図である。

[図7]図6の絶縁型スイッチング電源装置の各部の動作波形を示す波形図である。

[図8]本発明の絶縁型スイッチング電源装置のさらに別の実施例の回路図である。

[図9]図8の絶縁型スイッチング電源装置の各部の動作波形を示す波形図である。

[図10]従来の絶縁型スイッチング電源装置の一例を示す回路図である。

[図11]従来の絶縁型スイッチング電源装置の別の例を示す回路図である。

[図12]従来の絶縁型スイッチング電源装置のさらに別の例を示す回路図である。

[図13]図12の絶縁型スイッチング電源装置における静的レギュレーション特性を示す特性図である。

符号の説明

- [0032] 1…＋側入力端子
2…－側入力端子
3…電力伝送トランス
3A…1次コイル
3B…2次コイル
3C…3次コイル
3D…4次コイル
4…電力スイッチ
5…整流側同期整流器
6…転流側同期整流器
7…同期整流器駆動回路
8…チョークコイル
8'…チョークトランス
8A…1次コイル
8B…2次コイル
9…平滑用コンデンサ
10…＋側出力端子
11…－側出力端子

12、200、210…発振回路
19…電力スイッチオフ回路
20、30…ANDゲート
21、51…スイッチ素子
22…複数駆動防止回路
25…絶縁信号伝送回路(タイミング信号伝送手段)
26…信号伝送トランス
27、33、34、50…コンデンサ
29、211…オン期間制御回路(タイミング信号出力手段)
31、202…コンパレータ
32、35、36、38、45、47、76、55…抵抗
37…基準電圧源
39…コモンモードノイズ除去用コンデンサ
40…電力スイッチオン回路(電力スイッチ制御手段)
41、56…NORゲート
42…信号伝送コンデンサ(タイミング信号伝送手段)
43、201…オフ期間制御回路(タイミング信号出力手段)
44、57…インバータ
46…検出レベル調整電圧源
49…アクティブクランプ回路
77…ダイオード
54…ゼロ電圧状態検出回路
63…静的偏差低減回路
110、120、130、140、150…絶縁型スイッチング電源装置
発明を実施するための最良の形態

[0033] (実施例1)

図1に、本発明の絶縁型スイッチング電源装置の一実施例(実施例1)の回路図を示す。図1に示した絶縁型スイッチング電源装置110は、一石共振リセットフォワード

コンバータである。図1において、図10と同一もしくは同等の部分には同じ記号を付す。

[0034] 図1に示した絶縁型スイッチング電源装置110において、電力伝送トランス3は1次コイル3Aと2次コイル3Bを備える。1次コイル3Aの一端は+側入力端子1に接続され、他端はNチャネルMOSFETで構成する電力スイッチ4を介して-側入力端子2に接続されている。

[0035] 1次側には発振回路12が設けられており、その出力はANDゲート20の一方の入力に接続されており、ANDゲート20の出力は電力スイッチ4のゲートに接続されている。ANDゲート20の他方の入力と-側入力端子2との間にはNチャネルMOSFETで構成するスイッチ素子21が接続されている。ANDゲート20とスイッチ素子21で電力スイッチ制御手段である電力スイッチオフ回路19が構成されている。さらに、スイッチ素子21のゲート・ソース間には信号伝送トランス26の1次コイル26Aが接続されている。

[0036] 発振回路12はインバータ13、14、抵抗15、17、ダイオード16、コンデンサ18で形成された無安定マルチバイブレータである。発振回路12の出力はほぼ一定の周波数の信号となるが、抵抗15とダイオード16の働きによりHレベル期間の方がLレベル期間より広くなっている。この信号でANDゲート20を介して電力スイッチ4を駆動する。発振回路12の出力のLレベル期間はANDゲート20の出力ももう1つの入力の状態によらずLレベルとなって電力スイッチ4が必ずオフするマスク期間になる。電力スイッチ4のオフ期間は発振回路12の出力のLレベル期間より短くなることはないので、発振回路12の出力が電力スイッチ4の最大オンデューティを決める信号(デューティmax信号)になる。

[0037] 発振回路12の最終出力段のインバータ14の入力側の信号は発振回路12の出力とは反転した信号になるが、この点とスイッチ素子21のドレインとの間にはダイオード23と抵抗24が直列に接続されている。このダイオード23と抵抗24で複数駆動防止回路22が構成されている。複数駆動防止回路22の機能については後述する。

[0038] 電力伝送トランス3の2次コイル3Bの一端は+側出力端子10に接続され、他端は整流側同期整流器5とチョークトランス8'の1次コイル8Aを順に介して-側出力端子

11に接続されている。＋側出力端子10と－側出力端子11の間には平滑用のコンデンサ9が接続されている。整流側同期整流器5とチョークトランス8'の1次コイル8Aの接続点と2次コイル3Bの一端との間には転流側同期整流器6が接続されている。整流側同期整流器5と転流側同期整流器6のゲートは同期整流器駆動回路7に接続されている。

[0039] 2次側にはコンパレータ31が設けられており、その非反転入力端子は＋側出力端子10に接続されている。また、－側出力端子11に対して所定の基準電圧を発生する基準電圧源37を備えており、その出力を抵抗36および抵抗35で分圧した分圧点がコンパレータ31の反転入力端子に接続されている。さらに、チョークトランス8'の1次コイル8Aに並列に抵抗32およびコンデンサ33からなる直列回路が接続されており、その接続点もコンデンサ34を介してコンパレータ31の反転入力端子に接続されている。

[0040] コンパレータ31の出力はANDゲート30の一方の入力に接続されている。チョークトランス8'の2次コイル8Bは一端が－側出力端子11に接続され、他端がANDゲート30の他方の入力に接続されている。ANDゲート30の出力はコンデンサ27と信号伝送トランス26の2次コイル26Bを介して－側出力端子11に接続されている。2次コイル26Bの両端にはダイオード28が接続されている。

[0041] このコンパレータ31、基準電圧源37、抵抗35、抵抗36、チョークトランス8'、抵抗32、コンデンサ33、ANDゲート30でタイミング信号出力手段であるオン期間制御回路29を構成している。また、コンデンサ27、ダイオード28、および信号伝送トランス26でタイミング信号伝送手段である絶縁信号伝送回路25を構成している。

[0042] このように構成された絶縁型スイッチング電源装置110の動作を図2に示した動作波形を参照して説明する。最初は通常のスイッチング動作について、例えば図2のB点より2サイクルほど手前の動作波形に基づいて説明する。

[0043] まず、発振回路12の出力がLレベルの時には、それが一方の入力に印加されるANDゲート20の出力ももう一方の入力の状態によらずLレベルになるので電力スイッチ4はオフとなる。スイッチ素子21のゲートは信号伝送トランス26の1次コイル26Aを介してグラウンドレベルになっているためスイッチ素子21はオフとなっている。また、発

振回路12におけるインバータ14の入力側はHレベルなので、ダイオード23と抵抗24を介して電流が流れ、オフ状態にあるスイッチ素子21のドレイン・ソース間の寄生容量を充電するため、スイッチ素子21のドレイン、すなわちANDゲート20の他方の入力にはHレベルになる。

[0044] この状態において発振回路12の出力がHレベルになるとANDゲートの出力もHレベルになって電力スイッチ4がターンオンし、電力伝送トランス3の1次コイル3Aに電流が流れ始める。同時に同期整流器駆動回路7によって整流側同期整流器5がオンに、転流側同期整流器6がオフになり、2次コイル3Bにもチョークトランス8'の1次コイル8Aおよび整流側同期整流器5を介して電流が流れ始める。このように電力スイッチ4のターンオンのタイミングは1次側の発振回路12の出力の立ち上がりタイミングに依存する。すなわち電力スイッチ4のターンオンのタイミングは1次側で制御される。

[0045] コンパレータ31の非反転入力端子には制御量である出力電圧(+側出力端子10の電圧)が直接入力されており、反転入力端子には目標値である基準電圧源37を抵抗35、36によって分圧した電圧が入力されており、制御量と目標値を間接的に比較している。チョークトランス8'の1次コイル8A両端の電圧を抵抗32、コンデンサ33で積分し、コンデンサ34で直流分をカットしたランプ電圧を抵抗35、36の接続点に印加することによって基準電圧源37の分圧電圧にランプ電圧を重ねている。言い換えると、目標値である基準電圧源に、分圧抵抗を用いて間接的にランプ電圧を重ねている。さらに、制御量である出力電圧にもリップル電圧が重ねられており、ランプ電圧の傾きを強める方向に作用する。

[0046] コンパレータ31の出力はANDゲート30の一方の入力に印加される。ANDゲート30の他方の入力に接続されたチョークトランス8'の2次コイル8Bの出力はHレベルになる期間が電力スイッチ4のオン期間とほぼ一致している。すなわち、2次コイル8Bの出力を電力スイッチオン期間の検出に用いることができる。そのため、電力スイッチ4のオン期間にのみコンパレータ31の出力がANDゲート30を介してそのまま出力される。

[0047] 電力スイッチ4がオンしている状態で低下傾向にあったコンパレータ31の反転入力

端子の電圧が出力電圧を下回るとコンパレータ31の出力がHレベルとなり、ANDゲート30の出力がHレベルに変化する。ANDゲート30の出力はコンデンサ27で直流分がカットされ、LレベルからHレベルへのレベル変化に対応した信号のみが電力スイッチ4をターンオフさせるためのオフ信号として信号伝送トランス26の2次コイル26Bから1次コイル26Aに絶縁して伝送される。この場合のオフ信号はコンパレータ31の出力のLレベルからHレベルへの変化をトリガとして出力されることになる。

[0048] なお、ダイオード28はオフ信号伝送時に励磁した信号伝送トランス26のコアをリセットする機能を有する。また、信号伝送トランス26を、電力伝送トランス3、もしくはチョークトランス8'と同一のコアを共用する複合磁性部品として形成し、部品の小型化、低価格化を図る事も可能である。このような複合磁性部品の形成方法については、例えば特開2000-260639号公報に開示されている。

[0049] 信号伝送トランス26の1次コイル26Aから出力されたオフ信号はスイッチ素子21のゲートに印加され、スイッチ素子21は短時間だけオンする。スイッチ素子21がオンしている間にその寄生容量に蓄積された電荷が放電され、ANDゲート20の他方の入力Lレベルに切り替わる。それによってANDゲート20の出力がLレベルになり、電力スイッチ4がターンオフする。このように、信号伝送トランス26を介して2次側から1次側に伝送されるオフ信号によって電力スイッチ4のターンオフが制御される。すなわち電力スイッチ4のターンオフのタイミングは2次側から制御される。よって、このオフ信号が絶縁型スイッチング電源装置110におけるタイミング信号となる。

[0050] 発振回路12の出力がHレベルの期間にはインバータ14の入力側はLレベルであり、ダイオード23と抵抗24を介する電流が流れることはない。よって、電力スイッチ4がターンオフした後でスイッチ素子21が再びオフになってもドレイン・ソース間の寄生容量が充電されることはなく、ANDゲート20の他方の入力はLレベルを維持する。そのため、発振回路12の出力がHレベルの期間には何らかの理由で信号伝送トランス26を介して再度オフ信号を受信したとしても一旦ターンオフした電力スイッチ4が再びターンオン、オフを繰り返すことはない。すなわち、このダイオード23と抵抗24で構成される回路は、オフ信号を発振回路12の1周期に1回しか受信できないように制限する事で、1周期に2回電力スイッチ駆動信号が発生して不安定な制御動作になる事を

防止している。そのため、この回路を複数駆動防止回路22と称している。

- [0051] 電力スイッチ4がターンオフするとコンパレータ31の反転入力端子の電圧が上昇に転じ、出力電圧を上回るとコンパレータ31の出力がLレベルとなり、ANDゲート30の出力もLレベルに戻る。但し、このレベル変化は1次側に伝送されることはない。
- [0052] また、電力スイッチ4がターンオフすると電力伝送トランス3の1次コイル3Aには一時的に電力スイッチ4の寄生容量との間の共振電流が流れ、その後電流が流れなくなる。同時に同期整流器駆動回路7によって整流側同期整流器5がオフに、転流側同期整流器6がオンになり、チョークトランス8'の1次コイル8Aおよび転流側同期整流器6を介して転流電流が流れるようになる。これは次に発振回路12の出力がHレベルに変わることによって電力スイッチ4がターンオンするまで続く。
- [0053] 絶縁型スイッチング電源装置110においては、通常動作時にはこのようにして発振回路12の発振周波数で電力スイッチ4のスイッチング動作が繰り返される。
- [0054] なお、発振回路12の発振周波数はマルチバイブレータの定数で決まっているので、この絶縁型スイッチング電源装置110はほぼ固定のスイッチング周波数で動作する。絶縁型スイッチング電源の出力の状態は、発振回路12に影響を及ぼさない。そのため、出力の状態によるスイッチング周波数の変動が生じないので、絶縁型スイッチング電源の設計が容易になる。
- [0055] また、2次側から1次側へ伝送されるオフ信号(タイミング信号)はANDゲートの出力の変化のみを情報とする信号であり、信号の周波数はスイッチング周波数に比べて高い周波数となる。そのため、信号伝送トランス26としては小型化、低価格化が可能になる。
- [0056] 次に、出力電圧の急変時について説明する。図2ではA点以降において、入力電圧の急激な低下、または負荷電流の急激な増加により、出力電圧が急激に低下した後、電力スイッチのPWM制御動作によって出力電圧が規定値に回復する様子を示している。
- [0057] まず、電力スイッチ4は発振回路12の出力がHレベルに変わるタイミングでターンオンする。このとき、上述のようにANDゲート20の他方の入力Hレベルとなっているが、出力電圧が低くてコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が反転入力端子

の電圧を上回らないと2次側ではオフ信号が発生しないので、ANDゲート20の他方の入力Hレベルが維持される。そのうちに発振回路12の出力がLレベルに変わるとANDゲート20の出力がLレベルになり電力スイッチ4がターンオフする。この場合は発振回路12の出力のみで電力スイッチ4がスイッチングすることになるため、最大オンデューティでのスイッチングとなる。

[0058] 最大オンデューティでのスイッチングによって出力電圧が上昇するとコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が反転入力端子の電圧を上回るようになり2次側からのオフ信号で電力スイッチ4のターンオフが制御されるようになる。図2においてはA点以降の最大オンデューティでのスイッチングは1サイクルのみとなっている。

[0059] また、図2ではB点以降において、入力電圧の急激な増加、または負荷電流の急激な減少により、出力電圧が急激に増加した後、電力スイッチのPWM制御動作によって出力電圧が規定値に回復する様子を示している。

[0060] 出力電圧が高くてコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が反転入力端子の電圧を上回っていると、電力スイッチ4のオフ期間であってもコンパレータ31の出力はHレベルとなる。ただ、電力スイッチ4のオフ期間においてはANDゲート30に入力されるチョークトランス8'の2次コイル8Bの出力はLレベルなのでANDゲート30の出力はLレベルとなっている。

[0061] この状態でも電力スイッチ4は発振回路12の出力がHレベルに変わるタイミングでターンオンする。これによってチョークトランス8'の2次コイル8Bの出力がHレベルになり、ANDゲート30の2つの入力がともにHレベルになるためANDゲート30の出力はLレベルからHレベルに変化し、オフ信号が出力され、信号伝送トランス26を介して1次側に伝達され、電力スイッチ4はすぐにターンオフする。この場合のオフ信号は通常動作時とは異なり、電力スイッチ4がオンすることによって生じるチョークトランス8'の2次コイル8Bの出力の変化をトリガとして出力されることになる。したがって電力スイッチ4のオン時間は短くなり、最小オンデューティとなる。このように、絶縁型スイッチング電源装置110においては、出力電圧が高い時にも電力スイッチ4は最小オンデューティで必ずオンされる。

[0062] 以上の説明のように、絶縁型スイッチング電源装置110の制御回路は、図2のA点

、B点で示したような出力電圧の急峻な変動に対して、すぐ次の周期で応答してオンデューティ比を制御するパルスバイパルス動作となっており過渡応答性に優れている。

[0063] なお、伝統的なPWM制御では電力スイッチのオンデューティ比を最小限まで小さく制御すると電力スイッチ駆動信号のパルス幅がゼロになり、電力スイッチ駆動信号が欠如したスイッチング周期が生じる場合がある。しかしながら本発明の絶縁型スイッチング電源装置110では、上述のように電力スイッチ駆動信号のパルス幅がゼロになる動作モードは生じない。

[0064] 電力スイッチ駆動信号のパルス幅がゼロにならない事で、同期整流器の逆流電流を抑制する効果が生じる。この点について簡単に説明する。

[0065] 従来例3のような同期整流器を用いたスイッチング電源では、並列接続された絶縁型スイッチング電源、出力平滑コンデンサ等が逆流電流源となり、出力側から入力側に逆流電流が流れる動作モードが存在する。絶縁型スイッチング電源のスイッチング動作中に、逆流電流源によって出力電圧より高い電圧が印加されると、出力側から入力側に逆流電流が流れる。逆流電流が増加し、出力チョークコイルに全周期に渡って逆方向電流が流れる臨界点まで到達すると、電力スイッチ駆動信号がオフした後も電力スイッチドレイン電圧がほぼ0Vに維持される期間が生じる。これは、逆流電流源の作用による出力電圧増加を抑制するために電力スイッチ駆動信号のオンデューティ比が低減されるが、電力スイッチ駆動信号がオフ後に、電力スイッチとなるMOSFETの寄生ダイオードに逆流電流が流れていると、その期間は電力スイッチドレイン電圧が上昇しないからである。

[0066] 更に逆流電流を増やそうとすると電力スイッチ駆動信号のパルス幅が絞られ、電力スイッチ駆動信号、電力スイッチドレイン電圧が共にLレベルの期間が増加する。伝統的なPWM制御で、かつ従来例3のように逆流電流抑制回路を設けないと、パルス幅がゼロまで絞られて同期整流器が自励発振に陥る。

[0067] 実施例1の回路では電力スイッチ駆動信号のパルス幅がゼロにならないので自励発振は生じず、一定値以上の逆流電流では最小パルス幅になる。この動作モードでは、逆流電流源が出力に印加する電圧を更に増加させないと、逆流電流が増加しな

い図13と相似の静的レギュレーション特性が得られ、逆流電流が抑制される。このように、実施例1の回路は逆流電流抑制回路を設けないのに逆流電流を抑制できる性質を有している。

[0068] また、本発明の絶縁型スイッチング電源装置110では、図2のA点以降のように2次側からのオフ信号が来ない場合には電力スイッチ4のスイッチングは1次側の回路のみでも可能となっている。なお、起動開始時には1次側に別途設けるソフトスタート回路(図示は省略)で2次側の回路の代わりにオフ信号を供給して電力スイッチのオン時比率を徐々に広げるので2次側の回路が機能する必要はない。そのため、2次起動電力供給回路を設ける必要がなく、小型化、低価格化に有利である。

[0069] (実施例2)

図3に、本発明の絶縁型スイッチング電源装置の別の実施例(実施例2)の回路図を示す。図3に示した絶縁型スイッチング電源装置120も、一石共振リセットフォワードコンバータである。図3において、図1と同一もしくは同等の部分には同じ記号を付し、その説明を省略する。

[0070] 図3に示した絶縁型スイッチング電源装置120において、図1に示した絶縁型スイッチング電源装置110との違いは、一側の電流経路に直列に抵抗38を設け、抵抗38の一端(一側出力端子11側)をコンパレータ31の非反転入力端子に接続し、他端に基準電圧源37が接続されるように構成した点だけである。これによって出力電流を抵抗38で電圧に変換し、制御量として目標値である基準電圧源37と比較しており、出力電流を安定化している。

[0071] 実施例2の絶縁型スイッチング電源装置は、制御量が出力電流であること以外は実施例1と全く同じ回路構成であり、回路動作もほとんど同じである。よって、詳細な説明は省略する。

[0072] そして、実施例2の制御回路も実施例1と同様にパルスバイパルス動作なので過渡応答性に優れており、入力電圧、出力電圧の急峻な変動があっても出力電流の変動を抑制できる利点がある。

[0073] (実施例3)

図4に、本発明の絶縁型スイッチング電源装置のさらに別の実施例(実施例3)の回

路図を示す。図4に示した絶縁型スイッチング電源装置130も、一石共振リセットワードコンバータである。図4において、図1や図10と同一もしくは同等の部分には同じ記号を付し、その説明を省略する。

[0074] 図4に示した絶縁型スイッチング電源装置130において、1次側には発振回路200が設けられており、その出力はNORゲート41の一方の入力に接続されており、NORゲート41の出力は電力スイッチ4のゲートに接続されている。NORゲート41の他方の入力と一側入力端子2との間にはNチャンネルMOSFETで構成するスイッチ素子21が接続されている。NORゲート41とスイッチ素子21で電力スイッチ制御手段である電力スイッチオン回路40が構成されている。

[0075] 発振回路200は、ダイオード16の向きが逆になっている点以外は図1における発振回路12と同じである。抵抗15と逆向きのダイオード16の働きにより、発振回路200の出力は、Hレベル期間の方がLレベル期間より狭くなる(オンデューティが小さくなる)ように設定されている。発振回路200の出力のHレベル期間は電力伝送トランス3のリセット期間より短く設定されている。この出力がNORゲート41を介して電力スイッチ4を駆動する。発振回路200の出力のHレベル期間はNORゲート41の出力がLレベルになるため、電力スイッチ4は必ずオフする。

[0076] 発振回路200の出力とスイッチ素子21のドレインとの間にはダイオード23と抵抗24で構成される複数駆動防止回路22が接続されている。複数駆動防止回路22の働きは図1に示した絶縁型スイッチング電源装置110の場合と基本的に同じである。

[0077] 電力伝送トランス3の2次コイル3Bの一端は+側出力端子10に接続され、他端は整流側同期整流器5とチョークコイル8を順に介して一側出力端子11に接続されている。+側出力端子10と一側出力端子11の間には平滑用のコンデンサ9が接続されている。整流側同期整流器5とチョークコイル8の接続点と2次コイル3Bの一端との間には転流側同期整流器6が接続されている。整流側同期整流器5と転流側同期整流器6のゲートは同期整流器駆動回路7に接続されている。

[0078] 2次側にはコンパレータ31が設けられており、その反転入力端子は+側出力端子10に接続されている。また、一側出力端子11に対して所定の基準電圧を発生する基準電圧源37を備えており、その出力を抵抗36および抵抗35で分圧した分圧点が

コンパレータ31の非反転入力端子に接続されている。さらに、チョークコイル8に並列に抵抗32およびコンデンサ33からなる直列回路が接続されており、その接続点もコンデンサ34を介して抵抗36および抵抗35の接続点に接続されている。

[0079] コンパレータ31の出力はANDゲート30の一方の入力に接続されている。ANDゲート30の他方の入力にはインバータ44の出力が接続されており、インバータ44の入力は2次コイル3Bの他端に接続されている。ANDゲート30の出力はタイミング信号伝送手段となる信号伝送コンデンサ42を介してスイッチ素子21のゲートに接続されている。

[0080] このコンパレータ31、基準電圧源37、抵抗35、抵抗36、チョークコイル8、抵抗32、コンデンサ33、ANDゲート30、インバータ44でタイミング信号出力手段であるオフ期間制御回路43が構成されている。

[0081] さらに、電力伝送トランス3の1次コイル3Aの一端と2次コイル3Bの一端との間にはコモンモードノイズ除去用のコンデンサ39が接続されている。

[0082] このように構成された絶縁型スイッチング電源装置130の動作を図5に示した動作波形を参照して説明する。最初は通常のスイッチング動作について、例えば図5のA点より2サイクルほど手前の動作波形に基づいて説明する。

[0083] まず、発振回路200の出力がHレベルの時には、それが一方の入力に印加されるNORゲート41の出力はLレベルになるので電力スイッチ4はオフとなる。このとき、ダイオード23と抵抗24を介して電流が流れ、オフ状態にあるスイッチ素子21のドレイン・ソース間の寄生容量を充電するため、スイッチ素子21のドレイン、すなわちNORゲート41の他方の入力もHレベルになる。

[0084] 発振回路200の出力がHレベルから短いオン期間の後でLレベルに変わっても、そのタイミングではNORゲート41の他方の入力はHレベルを維持しているのでNORゲート41の出力はLレベルのままであり、電力スイッチ4はオフのままである。

[0085] コンパレータ31の反転入力端子には制御量である出力電圧が直接入力されており、非反転入力端子には目標値である基準電圧源37を抵抗36、35によって分圧した電圧が入力されており、制御量と目標値を間接的に比較している。また、チョークコイル8の両端の電圧を抵抗32、コンデンサ33で積分し、コンデンサ34で直流分をカッ

トしたランプ電圧を抵抗35、36の接続点に重畳しており、基準電圧源37の分圧電圧にランプ電圧を重畳している。言い換えると、目標値である基準電圧源に、分圧抵抗を用いて間接的にランプ電圧を重畳している。さらに、制御量である出力電圧にもリップル電圧が重畳されており、ランプ電圧の傾きを強める方向に作用する。

[0086] コンパレータ31出力はANDゲート30の一方の入力に印加される。ANDゲート30のもう一方に入力するインバータ44の出力は、電力伝送トランス3のリセット期間を除く期間でHレベルになっている。すなわち、インバータ44の出力で電力伝送トランス3のリセット期間を検出することができる。そのため、電力伝送トランス3のリセット期間を除いてコンパレータ31の出力がANDゲート30を介してそのまま出力される。

[0087] 電力スイッチ4がオフしていて、しかも発振回路200の出力がLレベルになっている状態でコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が上昇して出力電圧を上回ると、コンパレータ31の出力がHレベルとなり、ANDゲート30の出力がHレベルに変化する。ANDゲート30の出力は信号伝送コンデンサ42で直流分がカットされ、LレベルからHレベルへのレベル変化に対応した信号のみが電力スイッチ4をターンオンさせるためのオン信号(タイミング信号)として出力される。この場合のオン信号はコンパレータ31の出力のLレベルからHレベルへの変化をトリガとして出力されることになる。

[0088] オン信号はスイッチ素子21のゲートに印加され、スイッチ素子21は短時間だけオンする。スイッチ素子21がオンするとその寄生容量に蓄積された電荷が放電され、NORゲート41の他方の入力にLレベルに切り替わる。それによってNORゲート41の出力がHレベルになり、電力スイッチ4がターンオンする。このように、2次側から1次側に伝送されるオン信号によって電力スイッチ4のターンオンが制御される。すなわち電力スイッチ4のターンオンのタイミングは2次側から制御される。よって、このオン信号が絶縁型スイッチング電源装置120におけるタイミング信号となる。

[0089] 発振回路200の出力がLレベルの期間にはダイオード23と抵抗24を介して電流が流れることはないため、スイッチ素子21が再びオフになってもそのドレイン・ソース間の寄生容量は充電されず、NORゲート41の他方の入力はLレベルを維持する。そのため、発振回路200の出力がLレベルの期間には何らかの理由で再度オン信号を受信したとしても電力スイッチ4の動作に影響を与えない。すなわち、このダイオード

23と抵抗24で構成される回路はオン信号を発振回路200の1周期に1回しか受信できないように制限する事で、1周期に2回電力スイッチ駆動信号が発生して不安定な制御動作になる事を防止している。そのため、この回路を複数駆動防止回路22と称している。

[0090] 電力スイッチ4がターンオンするとコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が下降に転じ、出力電圧を下回るとコンパレータ31の出力がLレベルとなり、ANDゲート30の出力もLレベルに戻る。但し、このレベル変化は1次側に伝送されてもスイッチ素子21をオンさせる方向の信号にはならないので無視される。

[0091] また、電力スイッチ4がターンオンになると電力伝送トランス3の1次コイル3Aに電流が流れ始める。同時に同期整流器駆動回路7によって整流側同期整流器5がオンに、転流側同期整流器6がオフになり、2次コイル3Bにもチョークトランス8'の1次コイル8Aおよび整流側同期整流器5を介して電流が流れ始める。

[0092] そして、しばらくすると発振回路200の出力がHレベルに切り替わる。これによってNORゲート41の出力はLレベルになるので電力スイッチ4はオフとなる。このように、電力スイッチ4のターンオフのタイミングは1次側の発振回路200の出力の立ち上がりタイミングに依存する。すなわち電力スイッチ4のターンオフのタイミングは1次側で制御される。

[0093] 電力スイッチ4がターンオフすると電力伝送トランス3の1次コイル3Aにはリセット期間の間だけ電力スイッチ4の寄生容量との間の共振電流が流れる。上述のように発振回路200はのHレベル期間はリセット期間より短くなるようにあらかじめ設定されている。そのため、このリセット期間の間に発振回路200の出力はLレベルに変わる。このリセット期間はインバータ44の出力がLレベルになるため、コンパレータ31の出力の状態によらずオン信号は出力されない。

[0094] また、電力スイッチ4がターンオフすると同期整流器駆動回路7によって整流側同期整流器5がオフに、転流側同期整流器6がオンになり、チョークコイル8および転流側同期整流器6を介して転流電流が流れるようになる。この状態は次に2次側からのオン信号によって電力スイッチ4がターンオンするまで続く。

[0095] 絶縁型スイッチング電源装置130においては、通常動作時にはこのようにして発振

回路200の発振周波数で電力スイッチ4のスイッチング動作が繰り返される。

[0096] なお、発振回路200の発振周波数はマルチバイブレータの定数で決まっているので、この絶縁型スイッチング電源装置130はほぼ固定のスイッチング周波数で動作する。そのため、出力の状態によるスイッチング周波数の変動が生じないので、絶縁型スイッチング電源の設計が容易になる。

[0097] また、2次側から1次側へ伝送されるオン信号(タイミング信号)はANDゲートの出力の変化のみを情報とする信号であり、信号の周波数はスイッチング周波数に比べて高い周波数となる。そのため、タイミング信号伝送手段である信号伝送コンデンサ42は小容量でよく、小型化、低価格化が可能になる。

[0098] なお、コンデンサ39はコモンモードノイズ除去用のコンデンサであるが、信号伝送コンデンサ42に混入するコモンモードノイズのレベルを低減して誤動作を発生させないためには、

信号伝送コンデンサ42の容量 $\ll$ コンデンサ39の容量
という関係が必要である。

[0099] なお、オン信号を高周波化するに従って、信号伝送コンデンサ42の容量を小さく設定する事が可能であり、例えば数MHzに設定すれば10pF程度の容量でも伝送可能である。

[0100] また、多層基板に部品を実装してスイッチング電源モジュール構成する場合、小容量のコンデンサであれば、使用していない内層パターンを利用して形成できるため、信号伝送コンデンサ42を多層基板に内蔵すれば部品点数の増加を抑制できる利点がある。

[0101] 次に、出力電圧の急変時について説明する。図5ではA点以降において、入力電圧の急激な低下、または負荷電流の急激な増加により、出力電圧が急激に低下した後、電力スイッチのPWM制御動作によって出力電圧が規定値に回復する様子を示している。

[0102] 電力スイッチ4がオンしているA点において出力電圧が急に低くなってコンパレータ31の反転入力端子の電圧が非反転入力端子の電圧を下回るとコンパレータ31の出力はHレベルとなる。このときANDゲート30に入力されるインバータ44の出力もHレ

ベルなのでANDゲート30の出力はHレベルに変化し、信号伝送コンデンサ42を介してスイッチ素子21のゲートにオン信号が伝達される。しかしながら、このときには電力スイッチ4がオン状態にあり、複数駆動防止回路22が機能してスイッチ素子21のドレイン電圧がLレベルに維持されているため、このオン信号は無視される。

[0103] その後、発振回路200の出力がHレベルに変化することによって電力スイッチ4はターンオフする。スイッチ素子21は再びドレイン・ソース間の寄生容量が充電されることによってドレインがHレベルになり、オン信号を受け入れ可能になる。インバータ44の出力は電力スイッチ4のターンオフの後で電力伝送トランス3のリセット期間が始まるとLレベルとなり、ANDゲート30の出力もLレベルになる。

[0104] そして、リセット期間が終わるとインバータ44の出力がHレベルになる。一方、リセット期間の間も出力電圧が上昇しないためコンパレータ31の出力はHレベルが維持される。そのため、このリセット期間終了のタイミングでANDゲート30の出力がLレベルからHレベルに再び変化し、オン信号が出力され、電力スイッチ4がターンオンする。結果的に電力スイッチ4は電力伝送トランス3のリセット期間の間だけオフすることになる。

[0105] 電力スイッチ4がターンオンするとコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が下降に転じ、出力電圧を下回るとコンパレータ31の出力がLレベルとなり、ANDゲート30の出力もLレベルに戻る。

[0106] この状態は、次に発振回路200の出力がHレベルに切り替わることによって電力スイッチ4がターンオフするまで続く。この場合のオン期間は、発振回路200が決める1周期から電力伝送トランス3のリセット期間を差し引いた期間となり、これが最大オンデューティになる。

[0107] 電力スイッチ4が最大オンデューティでスイッチングすることによって出力電圧が上昇するため、図5においては次のサイクルは通常動作時と同様にコンパレータ31の出力がLレベルからHレベルに変化するタイミングでオン信号が出力されるようになる。もちろん、出力電圧の上昇度合いによっては最大オンデューティでのスイッチングが2サイクル以上続くこともあり得る。

[0108] また、図5ではB点以降において、入力電圧の急激な上昇、または負荷電流の急激

な減少により、出力電圧が急激に上昇した後、電力スイッチのPWM制御動作によって出力電圧が規定値に回復する様子を示している。

- [0109] 発振回路200の出力がHレベルになって電力スイッチ4がターンオフした後、B点において出力電圧が急に上昇してコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が出力電圧を上回れなくなると、コンパレータ31の出力はLレベルが維持され、ANDゲート30からはオン信号が出力されない。また、スイッチ素子21のドレインは発振回路200の出力がHレベルになって寄生容量が充電されてHレベルになるため、NORゲート41の出力がLレベルに維持され、電力スイッチ4はオフ状態を維持する。そのため、発振回路200の出力が次の周期でLレベルに変化しても電力スイッチ4はオンしない。次に発振回路200の出力がLレベルになってもスイッチ素子21のドレインがHレベルに維持されているために電力スイッチはオンしない。この状態はコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が出力電圧を上回るまで必要に応じて何サイクルでも続く。
- [0110] 発振回路200の出力がLレベルの時に、電力スイッチ4がオフ状態を維持することによって出力電圧が低下し、逆に電力スイッチ4がオフすることによって上昇に転じたコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が出力電圧を上回ると、コンパレータ31の出力がHレベルになる。このときには電力スイッチ4がオフした後のリセット期間は終了しているため、インバータ44の出力がHレベルになっている。そのため、コンパレータ31の出力のLレベルからHレベルへの変化をトリガとしてオン信号が出力され、電力スイッチ4がターンオンする。この後は通常動作に戻る。
- [0111] このように、絶縁型スイッチング電源装置120の制御回路は、図5のA点、B点で示したような出力電圧の急峻な変動に対して、すぐ次の周期で応答してオンデューティ比を制御するパルスバイパルス動作となっており過渡応答性に優れている。
- [0112] なお、この実施例においては図5のB点直後のような電力スイッチ駆動信号のパルス幅がゼロになる動作モードが存在する。
- [0113] (実施例4)

図6に、本発明の絶縁型スイッチング電源装置のさらに別の実施例(実施例4)の回路図を示す。図6に示した絶縁型スイッチング電源装置140はアクティブクランプフォワードコンバータである。図6において、図4と同一もしくは同等の部分には同じ記号

を付し、その説明を省略する。

- [0114] 図6に示した絶縁型スイッチング電源装置140において、電力伝送トランス3には1次コイル3A、2次コイル3Bに加えて3次コイル3Cと4次コイル3Dがさらに設けられている。
- [0115] 1次側においては、スイッチ素子21のゲートは抵抗47を介して電力伝送トランス3の3次コイル3Cの一端に接続されており、3次コイル3Cの他端は一側入力端子2に接続されている。また、スイッチ素子21のゲート・ソース間には抵抗45と検出レベル調整電圧源46が直列に接続されている。3次コイル3C、スイッチ素子21、抵抗45、47、検出レベル調整電圧源46は、電力伝送トランス3のコイルからリセットパルスの立下りを検出する立下り検出部である。また、実施例3と同じくNORゲート41とスイッチ素子21で電力スイッチ制御手段である電力スイッチオン回路40が構成されている。
- [0116] 2次側においては、電力伝送トランス3の4次コイル3Dの一端はコンデンサ50を介してNチャネルMOSFETで構成するスイッチ素子51のドレインに接続されており、4次コイル3Dの他端はスイッチ素子51のソースとともに一側出力端子11に接続されている。ここで、4次コイル3D、コンデンサ50、スイッチ素子51でアクティブクランプ回路49が構成されている。
- [0117] 一方、2次側にはタイミング信号出力手段であるオフ期間制御回路201が設けられている。オフ期間制御回路201は図4のオフ期間制御回路43からANDゲート30とインバータ44を省き、コンパレータ31をオープンコレクタ型のコンパレータ202に代えたものである。コンパレータ202の出力、すなわちオフ期間制御回路201の出力はスイッチ素子51のゲートに接続されている。すなわち、アクティブクランプ回路49のスイッチ素子51をオフ期間制御回路201で制御するように構成されている。また、2次コイル3Bの他端とスイッチ素子51のゲートとの間には、抵抗76およびダイオード77からなる直列回路が、ダイオード77のカソードがスイッチ素子51のゲートに接続される形で設けられている。
- [0118] このように構成された絶縁型スイッチング電源装置140の動作を図7に示した動作波形を参照して説明する。

[0119] ここでは通常のスイッチング動作について、例えば図7のA点より2サイクルほど手前の動作波形に基づいて説明する。

[0120] まず、発振回路200の出力にしたがって電力スイッチ4がターンオフする。このように、電力スイッチ4のターンオフのタイミングは1次側の発振回路200の出力の立ち上がりタイミングに依存する。すなわち電力スイッチ4のターンオフのタイミングは1次側で制御される。

[0121] この直前において、後述のようにコンパレータ202の反転入力端子の電圧は下降傾向にあり、出力電圧よりは低く、コンパレータ202の出力はオープン状態となっている。そして、スイッチ素子51のゲート電圧も低く、スイッチ素子51はオフ状態にある。

[0122] 電力スイッチ4がターンオフするとコンパレータ202の反転入力端子の電圧は上昇傾向に転じる。同じく、電力スイッチ4がターンオフすると、電力伝送トランス3の励磁インダクタンスと電力スイッチ4の両端に等価的に存在する寄生容量のLC共振に従って、電力伝送トランス3の各巻線にパルス電圧が発生する。コンデンサ50には、4次コイル3D側を(－)、スイッチ素子51側を(＋)とする直流電圧が加わっているが、前記LC共振によって4次コイル3Dの両端にコンデンサ50に加わっている直流電圧より大きい電圧が発生すると、スイッチ素子51 (MOSFET) の寄生ダイオードが導通して電流が流れ、コンデンサ50に更に直流電荷が蓄えられる。このとき、前記LC共振の容量にコンデンサ50の容量が加算された動作になり、LC共振の周期が瞬間的に長くなるので、電力伝送トランス3のリセットパルス電圧はほぼ一定値でクランプされた電圧波形になる。

[0123] スwitch素子51の寄生ダイオードの導通中に、トランス2次コイル3Bの他端から抵抗76、ダイオード77を通して流れ込む電荷がスイッチ素子51のゲート・ソース間容量に蓄積されてスイッチ素子51がオンする。これによってスイッチ素子51の寄生ダイオードを流れていた電流が主としてドレイン・ソース間を流れる(ソース→ドレイン方向)ようになる。

[0124] LC共振が進行して、電力伝送トランス3の励磁インダクタンスに蓄えた電磁エネルギーを放出し終わると、コンデンサ50の直流電荷によって逆方向の電流(ドレイン→ソース方向)がオン状態になっているスイッチ素子51に流れる。このときも電力伝送ト

ランス3のリセットパルス電圧は一定値でクランプされた状態である。

- [0125] コンパレータ202の反転入力端子の電圧は電力スイッチ4がターンオフすることによって上昇傾向に転じているが、この電圧がこの段階で出力電圧を上回ると、コンパレータ202の出力がLレベルになり、スイッチ素子51がオフする。これによって前記LC共振の容量からコンデンサ50の影響がなくなるので、LC共振周期が瞬間的に短くなって、電力伝送トランス3の各巻線のリセットパルス電圧が急激に低下する。リセットパルス電圧がAC0V以下に低下したことを3次コイル3C、抵抗45、47、検出レベル調整電圧源46で構成する検出部が検出すると、スイッチ素子21がオンしてNORゲート41の一方の入力がLレベルになることで、電力スイッチ4がターンオンする。
- [0126] このように、絶縁型スイッチング電源装置140においては、オフ期間制御回路43でアクティブクランプ回路49のスイッチ素子51を制御することによって、電力伝送トランス3の各巻線に生じるリセットパルス電圧をオフ信号(タイミング信号)として利用し、それを立ち下がり検出部で検出して電力スイッチ4をターンオンしている。
- [0127] これより分かるように、コンパレータ202の出力がLレベルに切り替わることが電力スイッチ4に対するオン信号、すなわちタイミング信号となる。また、電力伝送トランス3の3次コイル3C、4次コイル3Dが実質的にタイミング信号伝送手段として機能していることになる。そして、電力スイッチ4のターンオフのタイミングは2次側で制御される。
- [0128] 電力スイッチ4がターンオンするとコンパレータ202の反転入力端子の電圧が下降傾向に転じる。そして反転入力端子の電圧が出力電圧を下回るとコンパレータ202の出力はLレベルからオープン状態になる。コンパレータ202の出力がオープン状態になっても、電力スイッチ4がオンしている状態においては抵抗76、ダイオード77を介してスイッチ素子51に流れ込む電流がないため、スイッチ素子51はオフのままである。また、反転入力端子の電圧が下降傾向にあることは変わらない。
- [0129] その後、発振回路200の出力にしたがって電力スイッチ4がターンオフすると上述の動作を繰り返すことになる。
- [0130] 絶縁型スイッチング電源装置140においては、通常動作時にはこのようにして発振回路200の発振周波数で電力スイッチ4のスイッチング動作が繰り返される。
- [0131] なお、発振回路200の発振周波数はマルチバイブレータの定数で決まっているの

で、この絶縁型スイッチング電源装置140はほぼ固定のスイッチング周波数で動作する。絶縁型スイッチング電源の出力の状態は、発振回路200に影響を及ぼさない。そのため、出力の状態によるスイッチング周波数の変動が生じないので、絶縁型スイッチング電源の設計が容易になる。

[0132] また、絶縁型スイッチング電源装置140の制御回路も他の実施例と同様にパルスバイパルス動作なので過渡応答性に優れており、入力電圧、出力電流の急峻な変動があっても出力電圧の変動を抑制できる利点がある。

[0133] なお、図7には出力電圧が急激に低下あるいは上昇した後で規定値に回復する様子も示されているが、その基本的な動作は実施例3と同じであるため、ここでは説明を省略する。

[0134] (実施例5)

図8に、本発明の絶縁型スイッチング電源装置のさらに別の実施例(実施例5)の回路図を示す。図8に示した絶縁型スイッチング電源装置150は、これまで説明した実施例のようなフォワードコンバータではなく、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)を行う周波数制御のフライバックコンバータである。

[0135] 図8に示した絶縁型スイッチング電源装置150において、電力伝送トランス3は1次コイル3Aと2次コイル3Bに加えて3次コイル3Cを備える。1次コイル3Aの一端は+側入力端子1に接続され、他端はNチャネルMOSFETで構成する電力スイッチ4を介して一側入力端子2に接続されている。

[0136] 1次側にはNORゲート53、インバータ14、抵抗17、コンデンサ18から構成された発振回路210が設けられている。NORゲート53の一方の入力は後述のNORゲート56の出力に接続されている。NORゲート53の出力はインバータ14に接続され、インバータ14の入出力間には抵抗17とコンデンサ18からなる直列回路が接続されている。また、抵抗17とコンデンサ18の接続点はNORゲート53の他方の入力に接続されている。さらに、NORゲート53の他方の入力はスイッチ素子21を介して一側入力端子2に接続されている。そして、インバータ14の出力が発振回路210の出力となっている。

[0137] 発振回路210は抵抗17とコンデンサ18で決定される時定数にしたがって発振する

。なお、この絶縁型スイッチング電源装置150は負荷状態によってスイッチング周波数が変化するが、発振回路210の発振周波数は想定されるスイッチング周波数の下限(重負荷時のスイッチング周波数)の更に1/2程度に設定されている。したがって、絶縁型スイッチング電源装置150においては発振回路210は通常動作時のスイッチング周波数を決めるものではない。また、この後で説明するように電力スイッチ4のスイッチングのタイミングを与えるものでもない。

- [0138] 発振回路210の出力は電力スイッチ4のゲートに接続されている。また、発振回路210の出力は、抵抗55を介してNORゲート56の一方の入力に接続されている。3次コイル3Cの一端は抵抗47とインバータ57を介してNORゲート56の他方の入力に接続されている。3次コイル3Cの他端は一側入力端子2に接続されている。インバータ57の入力と3次コイル3Cの他端の間には抵抗45および検出レベル調整電圧源46からなる直列回路が接続されている。この、3次コイル3C、抵抗45、47、55、検出レベル調整電圧源46、インバータ57、NORゲート56でゼロ電圧状態検出回路54を構成している。
- [0139] さらに、スイッチ素子21のゲート・ソース間には信号伝送トランス26の1次コイル26Aが接続されている。
- [0140] 電力伝送トランス3の2次コイル3Bの一端は一側出力端子11に接続され、他端はダイオード52を介して+側出力端子10に接続されている。+側出力端子10と一側出力端子11の間には平滑用のコンデンサ9が接続されている。
- [0141] 2次側にはコンパレータ31が設けられており、その非反転入力端子は+側出力端子10と一側出力端子11の間に直列に設けられた抵抗60および61の接続点に接続されている。また、一側出力端子11に対して所定の基準電圧を発生する基準電圧源37を備えており、その出力がコンパレータ31の反転入力端子に接続されている。さらに、2次コイル3Bの他端とダイオード52の接続点がインバータ58と抵抗59とコンデンサ62を順に介して一側出力端子11に接続されており、抵抗59とコンデンサ62の接続点もコンパレータ31の非反転入力端子に接続されている。
- [0142] コンパレータ31の出力はANDゲート30の一方の入力に接続されている。ANDゲート30の他方の入力にはインバータ58の出力が接続されている。ANDゲート30の

出力はコンデンサ27と信号伝送トランス26の2次コイル26Bを介して一側出力端子11に接続されている。2次コイル26Bの両端にはダイオード28が接続されている。

[0143] このコンパレータ31、基準電圧源37、抵抗59、60、61、コンデンサ62、ANDゲート30、インバータ58でタイミング信号出力手段であるオン期間制御回路211を構成している。また、コンデンサ27、ダイオード28、および信号伝送トランス26でタイミング信号伝送手段である絶縁信号伝送回路25を構成している。

[0144] さらに、外乱に対して前記オン期間制御回路211より緩やかに応答して制御量と目標値の静的な偏差を低減する静的偏差低減回路63を備えている。静的偏差低減回路63は誤差アンプ64、抵抗65、66、68、コンデンサ67で構成され、目標値である基準電圧源37と、制御量である出力電圧を抵抗66、68で分圧した電圧を比較し、発生した誤差信号を抵抗60、61の接続点にフィードバックする構成になっている。

[0145] 静的偏差低減回路63の制御動作は伝統的な電圧モードのPWM制御と同じ原理であり、誤差アンプ64の遮断周波数、出力フィルターの遮断周波数の影響を受ける。異常発振を防ぐためには、過渡応答性を制限して、位相余裕、ゲイン余裕を設ける必要がある。実施例5では、出力電圧の抵抗66、68による分圧電圧をコンデンサ67で遅延する事で位相余裕、ゲイン余裕を設けている。静的偏差低減回路63によって静的な出力電圧精度を改善できる。

[0146] このように構成された絶縁型スイッチング電源装置150の動作を図9に示した動作波形を参照して説明する。

[0147] 絶縁型スイッチング電源装置150は、制御量は出力電圧、目標値が基準電圧源の電圧値であり、出力電圧を安定化している。＋側入力端子1、－側入力端子2の間に加わる直流入力電圧を、電力伝送トランスの1次コイル3Aを介して接続された電力スイッチ4がスイッチングして交流に変換する。電力スイッチ4のオン期間に電力伝送トランス3のコアに蓄積した電磁エネルギーを、電力スイッチのオフ期間にトランス3の2次コイル3Bに出力し、整流用のダイオード52で整流、平滑コンデンサ9で平滑して＋側出力端子10、－側出力端子11から直流を出力する。

[0148] まず、発振回路210の出力がLレベルで電力スイッチ4がオフの時に、電力スイッチ4がオンの時に電力伝送トランス3のコアに蓄えられた電磁エネルギーの2次側への

放出が終了すると、電力伝送トランス3の励磁インダクタンスと電力スイッチ4の両端に等価的に存在する寄生容量のLC共振に従って電力スイッチ4のドレイン電圧が低下し始める。ゼロ電圧状態検出回路54は電力伝送トランス3次コイル3Cに発生する電圧から間接的に電力スイッチ4のドレイン電圧の低下を検出しており、電力伝送トランス3の3次コイル3Cの振幅、直流レベルを抵抗45、47、検出レベル調整電圧源46で調整してから(図9の動作波形(6) 参照)インバータ57に入力する。電力伝送トランス3の3次コイル3Cの出力電圧がほぼAC0Vでインバータ57のしきい値になるよう調整すれば良い。電力スイッチ4のドレイン電圧低下によって、電力伝送トランス3の3次コイル3Cの電圧が上昇し、インバータ57のしきい値を上回ると、インバータ57の出力がHレベルからLレベルに切り換る。

[0149] なお、この直前までは発振回路210の出力はLレベルなので、発振回路210の出力が抵抗55を介して接続されているNORゲート56の一方の入力もLレベルとなっている。また、インバータ57の出力がHレベルなのでNORゲート56の出力、すなわちNORゲート53の一方の入力はLレベルになっている。さらに、NORゲート53の他方の入力はLレベルではあるが、しきい値に向かって上昇しつつある。

[0150] インバータ57の出力がHレベルからLレベルになるとNORゲート56は2つの入力とともにLレベルになるため、その出力がHレベルになる(ゼロ電圧状態検出信号、図9の動作波形(8) 参照)。NORゲート56の出力がHレベルになるとNORゲート53の出力がLレベルになり、インバータ14の出力(すなわち発振回路12の出力)がHレベルになり、電力スイッチ4がターンオンする。その際、電力スイッチ4はゼロ電圧スイッチングとなり、スイッチング損失低減とEMI低減が実現できる。

[0151] ただし、電力伝送トランス3次コイル3Cの電圧がインバータ57のしきい値を上回る瞬間には、電力スイッチ4ドレイン電圧は入力電圧までしか低下していないので、電力スイッチ4ドレイン電圧が0Vに低下するまでの間、電力スイッチ4のオンタイミングを遅らせるための遅延時間を設ける必要がある。この遅延時間にNORゲート56→NORゲート53→インバータ14と信号が伝播する過程で生じる数十nsecの時間を用いることも可能である。抵抗55はNORゲートに入力する電力スイッチ4ゲート電圧を遅延させることで電力スイッチ4オフ直後のタイミングでゼロ電圧状態検出信号が発生

する誤動作を防止する。

- [0152] このように、電力スイッチ4は電力伝送トランス3のコアに蓄えた電磁エネルギーの2次側への放出が終了することをトリガとしてターンオンする。電力スイッチ4のオン期間は電力伝送トランス3に蓄えられた電磁エネルギーの大きさに依存するが、これは電力スイッチ4のオン期間の長さに依存する。したがって、電力スイッチ4のオフ期間の長さは電力スイッチ4のオン期間の長さに応じて自動的に決まるものであり、オフ期間の長さを直接制御する機構は基本的に備わっていない。
- [0153] 発振回路210の出力がHレベルに切り替わることによってNORゲート53の他方の入力としきい値を超えてHレベルになり、次の出力反転のためにしきい値に向かって下降を始める。一方、発振回路12の出力がHレベルに切り替わるとしばらくしてNORゲート56の一方の入力がHレベルになり、2つの入力がともにHレベルになるために出力、すなわちNORゲート53の一方の入力がLレベルになる。
- [0154] コンパレータ31の非反転入力端子には出力電圧を抵抗60、61で分圧した電圧が入力されており、反転入力端子には基準電圧源37の基準電圧が直接入力されており、制御量と目標値を間接的に比較している。電力伝送トランス3の2次コイル3Bの両端の電圧をインバータ58で反転し、抵抗59、コンデンサ62で積分したランプ電圧を、抵抗60、61の接続点に重畳している。言い換えると、制御量である出力電圧に、分圧抵抗を用いて間接的にランプ電圧を重畳している。出力リップル電圧は、ランプ電圧と逆方向の傾きであり、ランプ電圧の傾きを弱める方向に作用するので、ランプ電圧の振幅を出力リップル電圧より大きく設定する必要がある。電力スイッチ4がオフの時に下降傾向にあったコンパレータ31の非反転入力端子の電圧は、電力スイッチ4のターンオンとともに上昇傾向に変わる。
- [0155] 電力スイッチ4のターンオン以降上昇傾向にあったコンパレータ31の非反転入力端子の電圧が反転入力端子に印加されている固定の電圧を上回ると、コンパレータ31の出力がLレベルからHレベルに切り替わる。コンパレータ31の出力はANDゲート30の他方の入力に印加されるが、ANDゲート30の一方の入力にはインバータ58の出力が印加されている。インバータ58の出力は電力伝送トランス3の2次コイル3Bの両端電圧を反転した信号であり、Hレベルになる期間が電力スイッチ4のオン期間

とほぼ一致している。すなわち、電力スイッチ4のオン期間を実質的に検出していることになる。オン期間にはANDゲート30の他方の入力が高レベルになっているので、コンパレータ31の出力が高レベルになるとANDゲート30の出力が高レベルになり、オフ信号(タイミング信号)として絶縁信号伝送回路25に入力される。

[0156] 絶縁信号伝送回路25に入力されたオフ信号は、コンデンサ27で直流分がカットされ、信号伝送トランス26で2次コイル26Bから1次コイル26Aに伝送される。ダイオード28はオフ信号伝送時に励磁した信号伝送トランス26のコアをリセットする機能を有する。

[0157] なお、ANDゲート30を用いる理由は、電力スイッチオン期間の全域で非反転入力端子の電圧が反転入力端子の電圧を上回る状態の際にも適正なタイミングでオフ信号を発生するためである。このような状態では出力電圧が規定値を上回るので、電力スイッチ4のオンデューティ比をゼロにならない範囲で最小限まで狭める必要があるが、コンパレータ31の出力は電力スイッチオン期間以前のオフ期間から高レベルになっており、高レベルに切り換えるタイミングを基にオフ信号を発生する事ができない。そこで、電力伝送トランス3の2次コイル3B両端電圧を反転した電圧とコンパレータ31出力をANDゲート30に入力する事で、電力スイッチオン期間が始まると直ちにオフ信号が発生され、電力スイッチ4のオンデューティ比が最小限になる。言い換えると、オン期間の当初に、コンパレータ31の一方に入力する出力電圧の分圧電圧が、コンパレータ31のもう一方に入力する基準電圧より大きい事を検出すると、直ちにオフ信号を発生して電力スイッチ4をオフする動作となる。

[0158] 信号伝送トランス26を介してオフ信号が1次側に伝達されるとスイッチ素子21が一時的にオンし、NORゲート53の他方の入力が高レベルから強制的に低レベルになる。NORゲート53の一方の入力はすでに低レベルになっているため、NORゲート53の出力は低レベルから高レベルに切り替わり、インバータ14の出力(発振回路210の出力)は高レベルから低レベルに切り替わる。これによって電力スイッチ4がターンオフする。このように、電力スイッチ4のターンオフのタイミングは2次側から制御される。よって、このオフ信号が絶縁型スイッチング電源装置150におけるタイミング信号となる。

- [0159] なお、スイッチ素子21は一時的にオンするだけなので、電力スイッチ4がターンオフすると再びオフ状態に戻り、発振回路210が発振動作できるようになる。
- [0160] 電力スイッチがターンオフすると、図9の動作波形(3)に示すパルス電圧が電力スイッチ4のドレインに発生し、電力伝送トランス3の各コイルにも相似形のパルス電圧が現れる。電力伝送トランス3の2次コイル3B両端電圧が絶縁型スイッチング電源装置150の出力電圧より大きくなると、整流用のダイオード52が導通し、電力スイッチ4のオン期間に電力伝送トランス3のコアに蓄えた電磁エネルギーを2次側に放出し始める。
- [0161] 電力スイッチ4のターンオフによって、電力伝送トランス3の2次コイル3Bの両端の電圧が反転し、インバータ58の出力がLレベルになる。そのため、これが入力されるANDゲート30の出力はLレベルに戻る。また、インバータ58の出力がLレベルになることによって、それを抵抗59、コンデンサ62で積分したランプ電圧の傾きが変わり、コンパレータ31の非反転入力端子の電圧が下降傾向に変わり、すぐに反転入力端子に印加されている固定の電圧を下回る。これによってコンパレータ31の出力がHレベルからLレベルに変わるが、これが入力されるANDゲート30の出力はすでにLレベルになっており、回路動作上の変化は特にない。
- [0162] 電力スイッチ4のターンオフにともなって3次コイル3Cの電圧が反転し、インバータ57の入力がLレベルになり、NORゲート56の他方の入力がHレベルになる。これによってNORゲート56の出力がLレベルになり、発振回路210が発振動作可能な状態になる。そして、発振回路210の出力がHレベルからLレベルに切り替わることによってNORゲート53の他方の入力はしきい値を超えてLレベルになり、次の出力反転のためにしきい値に向かって上昇を始める。なお、発振回路210の出力がLレベルに切り替わるとしばらくしてNORゲート56の一方の入力がLレベルになるが、この段階ではNORゲート56の他方の入力がHレベルになっているために、その出力が変化することはない。
- [0163] この後、電力伝送トランス3のコアに蓄えられた電磁エネルギーの2次側への放出が終了すると、再び電力スイッチ4がターンオンし、これ以降、上述の動作が繰り返される。そして、絶縁型スイッチング電源装置150は出力電圧を制御するために電力ス

スイッチ4のオン期間を制御しており、そのオン期間に応じてオフ期間が決まるため、結果的にスイッチング周波数が変化するので、周波数制御になる。

[0164] ところで、回路構成上は発振回路210の発振周波数でも電力スイッチ4のスイッチングが可能になっている。ただ、発振回路210の発振周波数は十分低い値に設定されており、しかも発振動作が電力スイッチ4のスイッチングの都度リセットされるので、通常動作時には基本的に上記のターンオンやターンオフの条件が満たされる前に発振回路210自身の出力反転によって電力スイッチ4がスイッチングされることはない。

[0165] このように、絶縁型スイッチング電源装置150においても、電力スイッチ4のターンオフ制御はパルスバイパルス動作なので過渡応答性に優れている。

[0166] また、2次側から1次側へ伝送されるオフ信号(タイミング信号)はANDゲートの出力の変化のみを情報とする信号であり、信号の周波数はスイッチング周波数に比べて高い周波数となる。そのため、信号伝送トランス26としては小型化、低価格化が可能になる。

請求の範囲

- [1] 少なくとも1次コイルおよび2次コイルを有する電力伝送トランスと、前記1次コイルに流れる電流をスイッチングする少なくとも1個の電力スイッチと、前記2次コイルに接続された整流回路および平滑回路とを備え、前記電力スイッチのオン、オフを制御することによって出力の制御量が目標値に一致するように制御する絶縁型スイッチング電源装置において、
- 2次側に設けられるとともに前記制御量の変化に基づいて前記電力スイッチにターンオンおよびターンオフのいずれか一方のスイッチング動作をさせるタイミング信号を出力するタイミング信号出力手段と、前記タイミング信号を2次側から1次側へ絶縁して伝送するタイミング信号伝送手段と、1次側に設けられるとともに前記タイミング信号に基づいて前記電力スイッチにスイッチング動作をさせる電力スイッチ制御手段とを備えることを特徴とする絶縁型スイッチング電源装置。
- [2] 前記電力スイッチを一定周期、一定時比率でスイッチングする信号を出力する発振回路を1次側に備え、
- 前記タイミング信号によるスイッチング動作が行われた場合には、次に前記発振回路から出力される前記タイミング信号と同じ方向のスイッチング動作を行わせる信号がマスクされることを特徴とする、請求項1に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [3] 前記タイミング信号によるスイッチング動作が行われた場合に、次の前記発振回路から出力される信号による逆方向のスイッチング動作が行われるまでの間の前記電力スイッチのスイッチングを禁止する複数駆動防止回路を備えることを特徴とする、請求項2に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [4] 前記発振回路の出力信号で前記電力スイッチを一定周期でターンオンさせ、前記タイミング信号で前記電力スイッチをターンオフさせることを特徴とする、請求項2または3に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [5] 前記発振回路の出力信号で前記電力スイッチを一定周期でターンオフさせ、前記タイミング信号で前記電力スイッチをターンオンさせることを特徴とする、請求項2または3に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [6] 前記電力スイッチが、自動的に前記タイミング信号によるスイッチング動作とは逆の

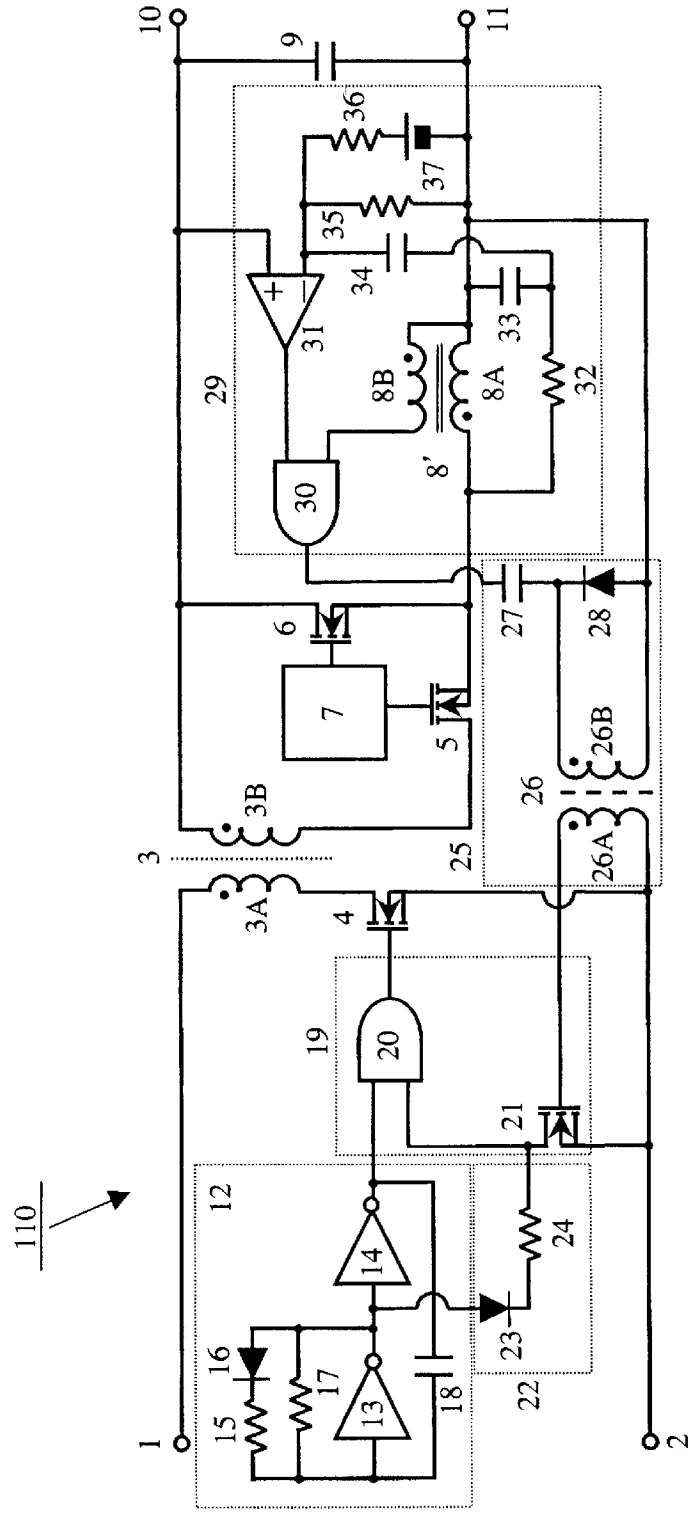
スイッチング動作をするように構成されていることを特徴とする、請求項1に記載の絶縁型スイッチング電源装置。

- [7] 前記タイミング信号で前記電力スイッチをターンオフさせ、オン期間に対応する長さのオフ期間において前記電力スイッチが自動的にターンオンすることを特徴とする、請求項6に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [8] 前記タイミング信号伝送手段が1次側と2次側の間に設けられた信号伝送トランスであることを特徴とする、請求項1ないし7のいずれかに記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [9] 前記信号伝送トランスは、前記電力伝送トランス、または前記平滑回路の構成部品であるチョークコイルと同一のコアを共用する複合磁性部品として形成されていることを特徴とする、請求項8に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [10] 前記タイミング信号伝送手段が1次側と2次側の間に設けられた信号伝送コンデンサであることを特徴とする、請求項1ないし7のいずれかに記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [11] 前記電力伝送トランスを搭載する多層回路基板を備え、該多層回路基板内に絶縁層を介して形成されたパターン間の容量を前記信号伝送コンデンサとして利用することを特徴とする、請求項10に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [12] 前記電力伝送トランスに、前記タイミング信号に基づいて前記電力伝送トランスのリセット電圧を変化させる3次コイルと、前記電力伝送トランスのリセット電圧の変化を検知する4次コイルを有し、前記電力伝送トランスが前記タイミング信号伝送手段を兼ねることを特徴とする、請求項1ないし4のいずれかに記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [13] 前記3次コイルとコンデンサとスイッチ素子からなるアクティブクランプ回路を2次側に備え、前記タイミング信号で前記スイッチ素子をターンオフすることを特徴とする、請求項12に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [14] 前記タイミング信号出力手段は、前記タイミング信号の出力が可能な期間の開始後に前記制御量とその目標値を直接的もしくは間接的にコンパレータで比較し、該コンパレータの2つの入力の大小関係が切り換わって出力が切り換るタイミングをタイミン

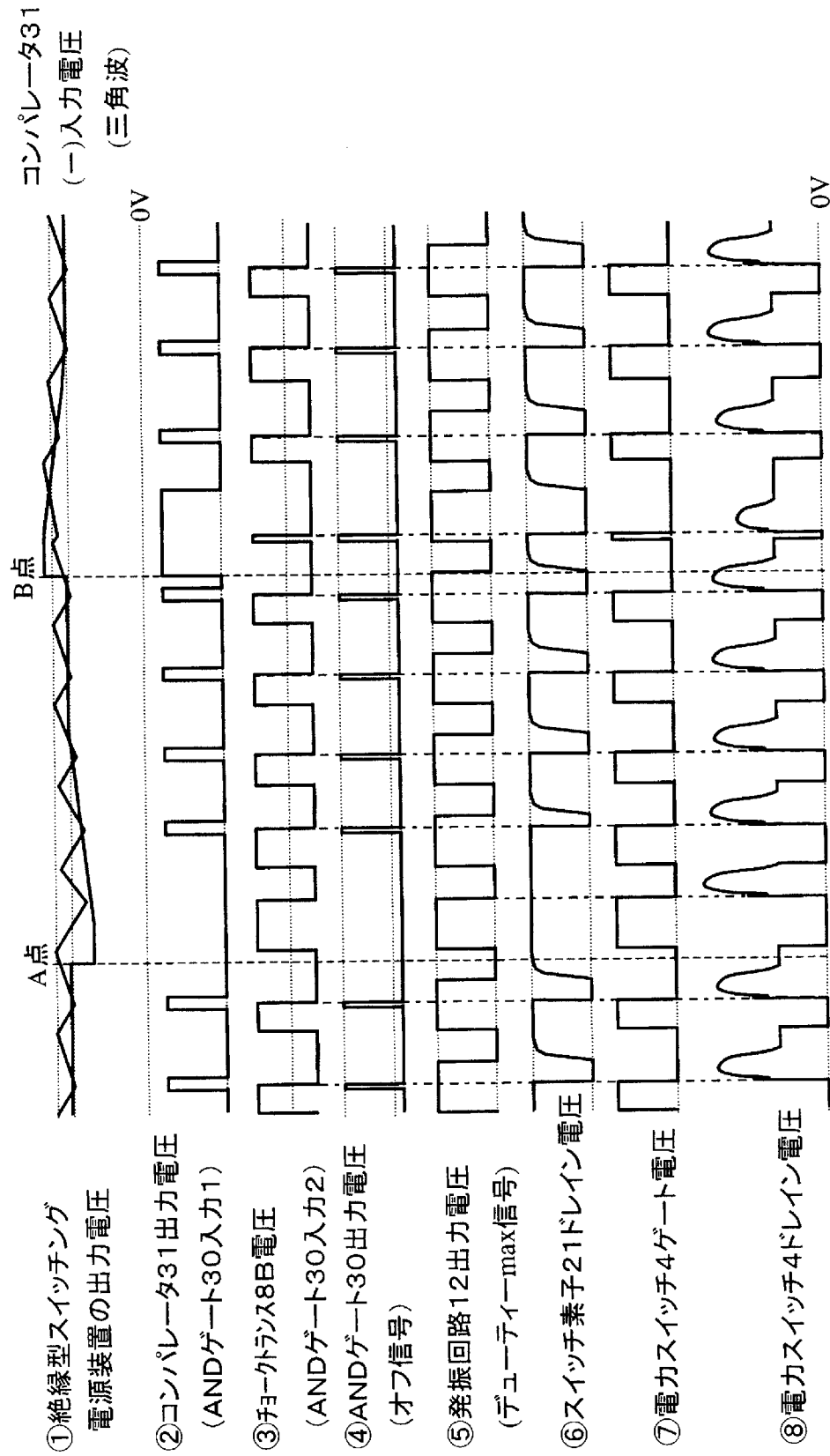
グ信号として出力することを特徴とする、請求項1ないし13のいずれかに記載の絶縁型スイッチング電源装置。

- [15] 前記タイミング信号出力手段は、前記タイミング信号の出力が可能な期間の開始時において前記タイミング信号を出力すべき条件が満たされている場合には、直ちに前記タイミング信号を出力することを特徴とする、請求項14に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [16] 前記制御量および前記目標値のいずれか一方に、直接的もしくは間接的に前記電力スイッチのスイッチングと同期したランプ電圧を重畳するランプ電圧重畳手段を備えることを特徴とする、請求項14または15に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [17] 2次側に出力チョークコイルを備え、前記ランプ電圧を前記出力チョークコイルの積分波形を用いて発生させることを特徴とする、請求項16に記載の絶縁型スイッチング電源装置。
- [18] 外乱に対して前記タイミング信号出力手段より緩やかに応答して前記制御量と前記目標値の静的な偏差を低減する静的偏差低減回路を備えることを特徴とする、請求項14ないし17のいずれかに記載の絶縁型スイッチング電源装置。

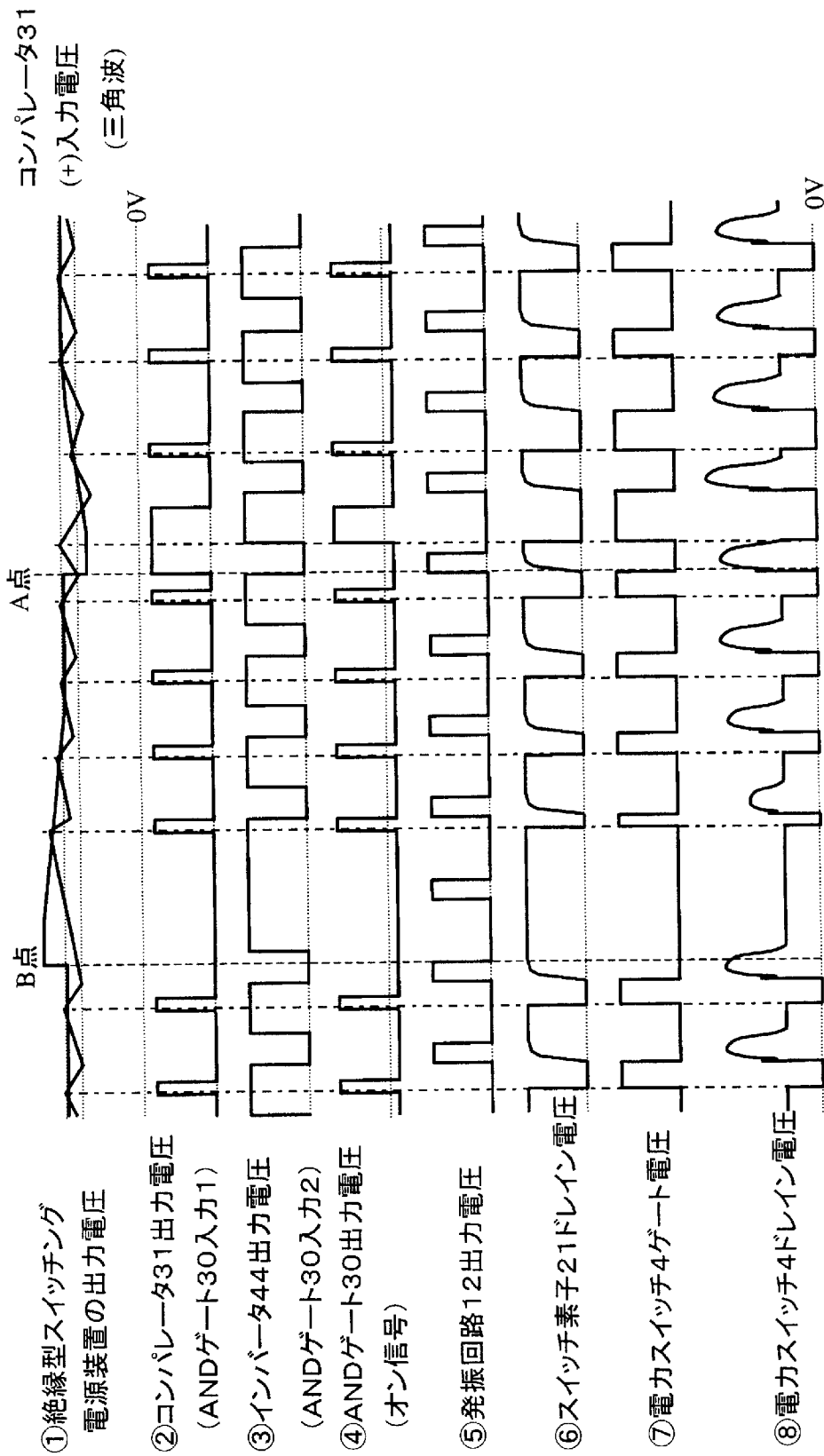
[図1]



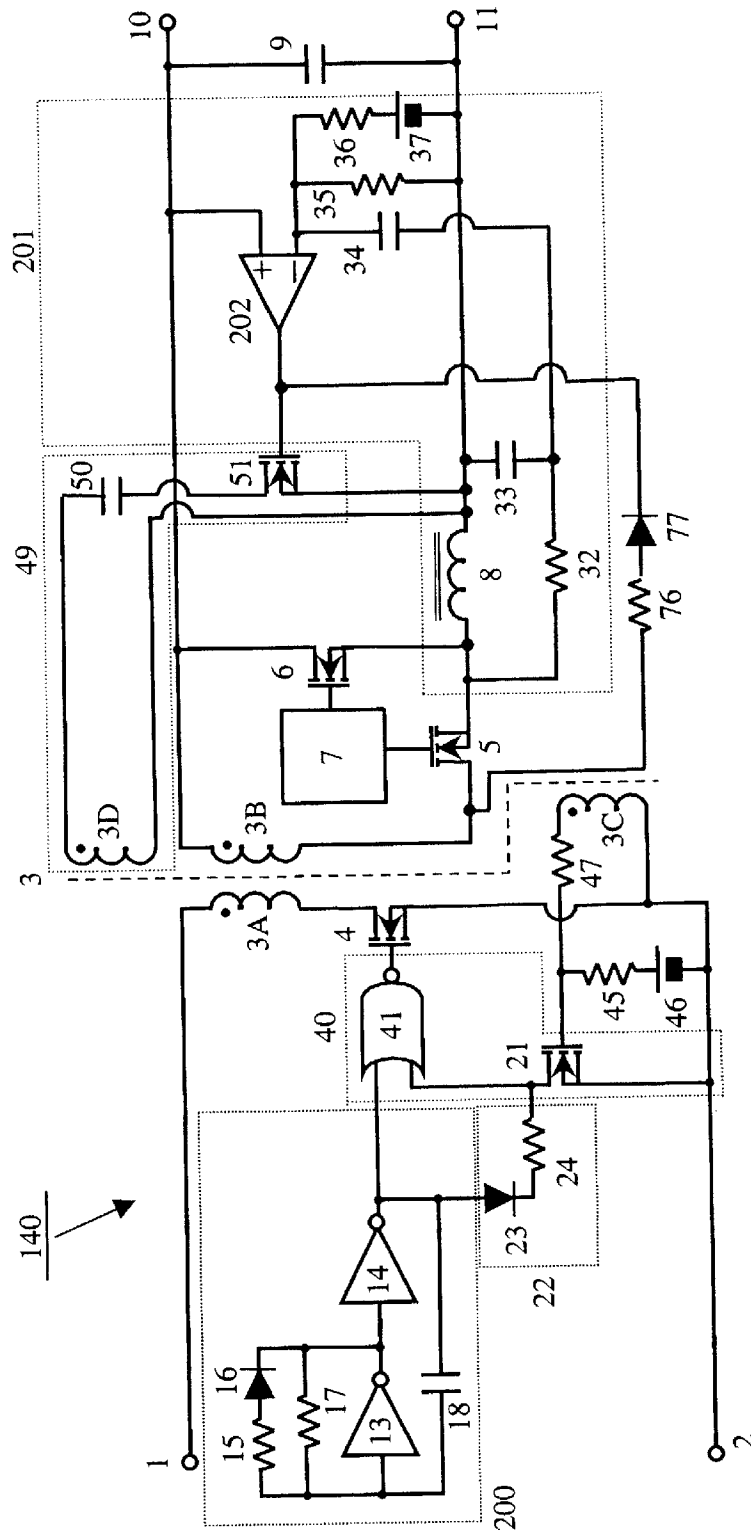
[図2]



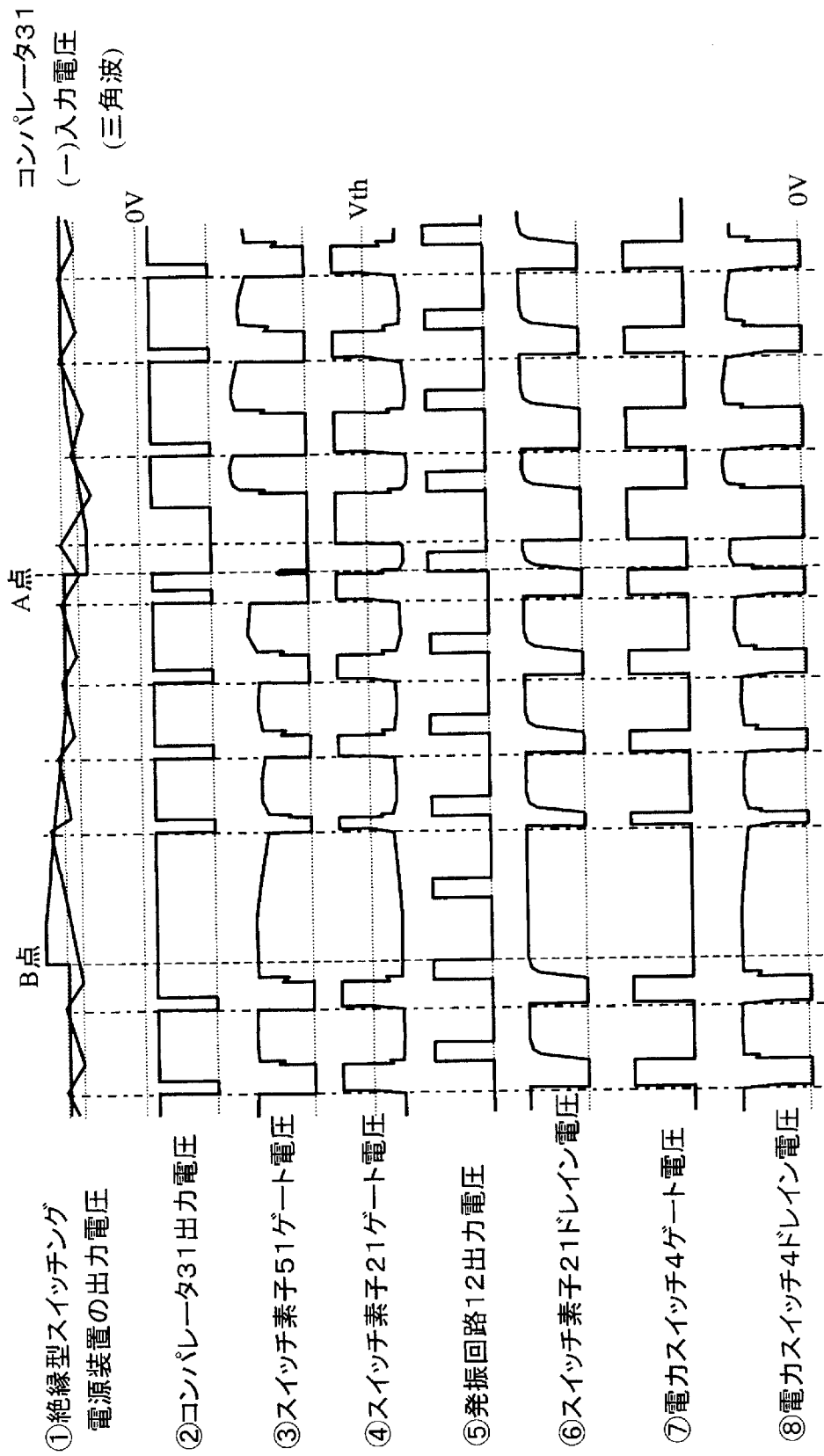
[図5]



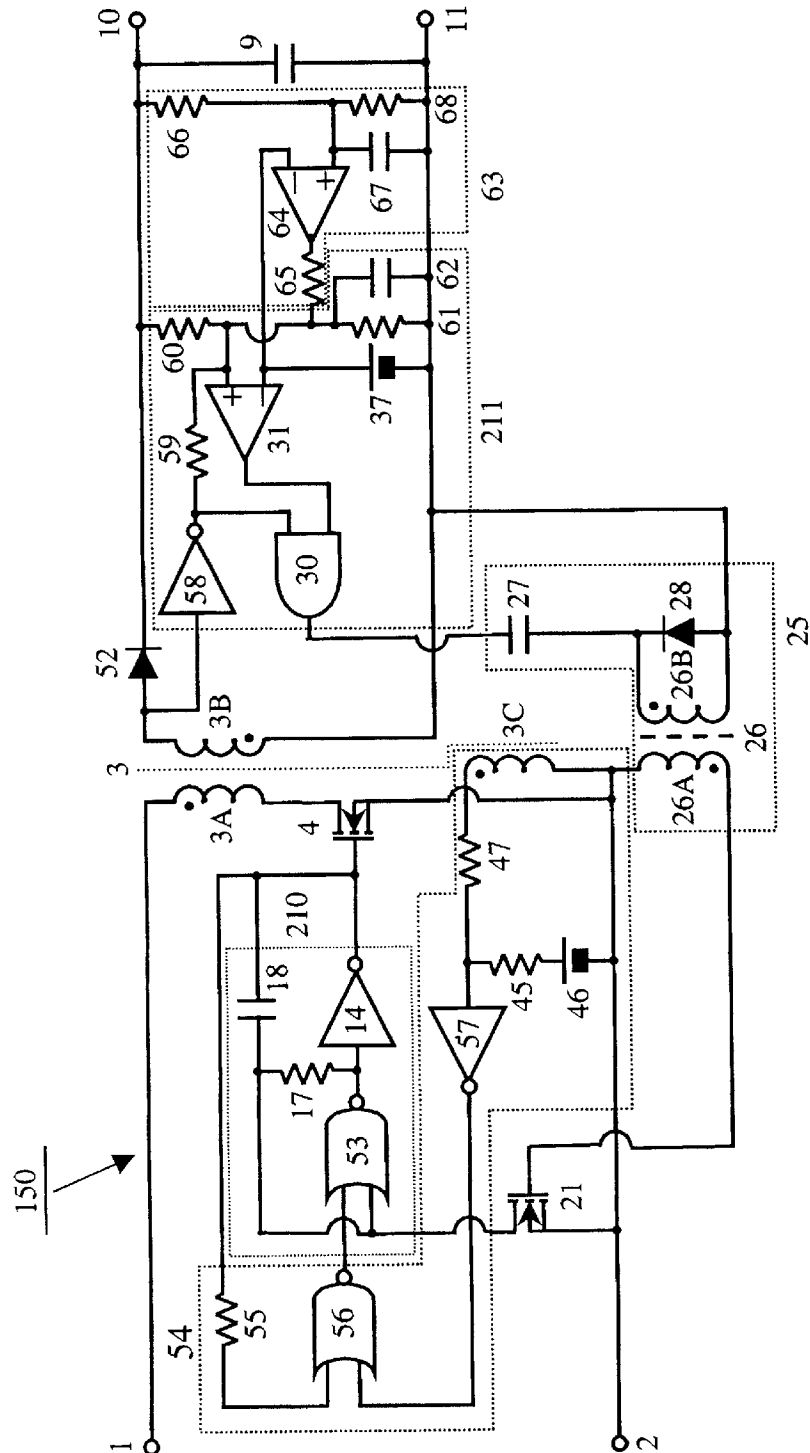
[図6]



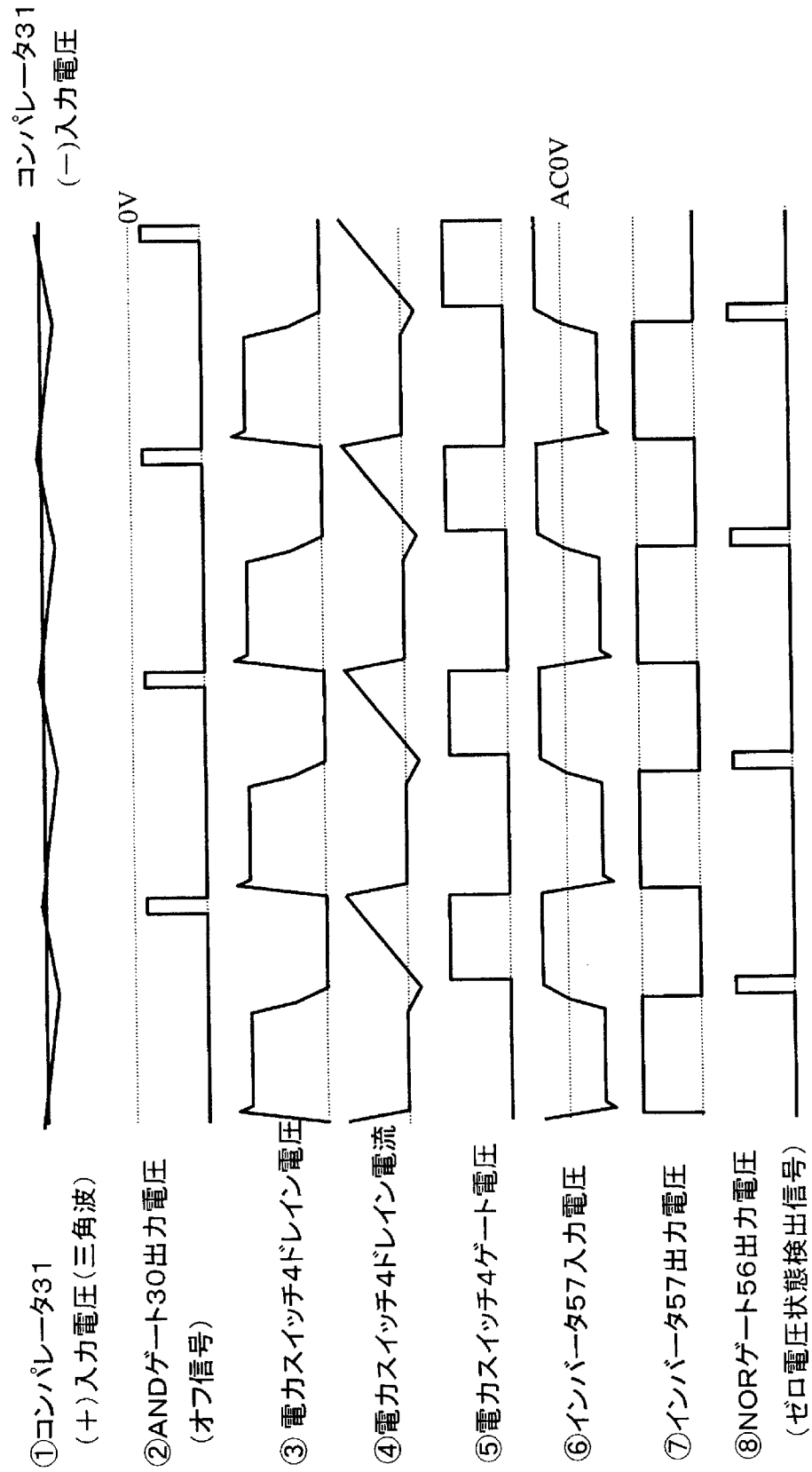
[図7]



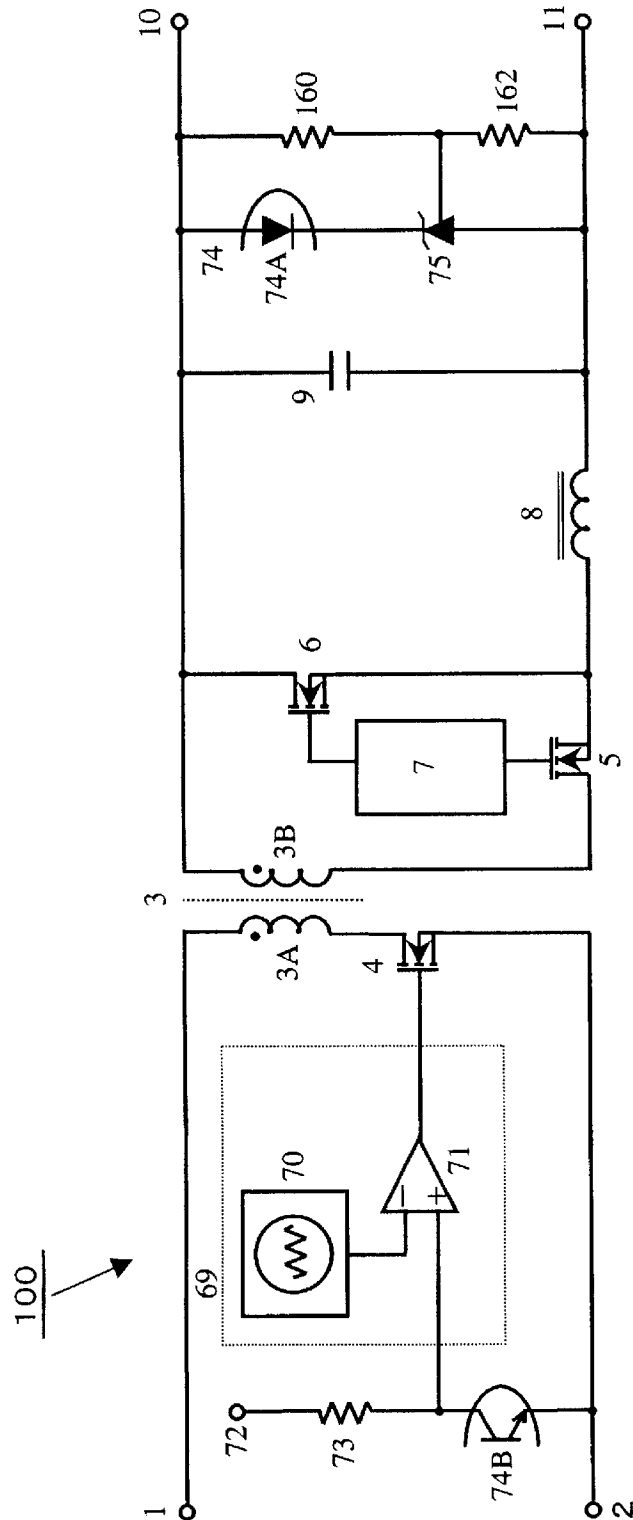
[図8]



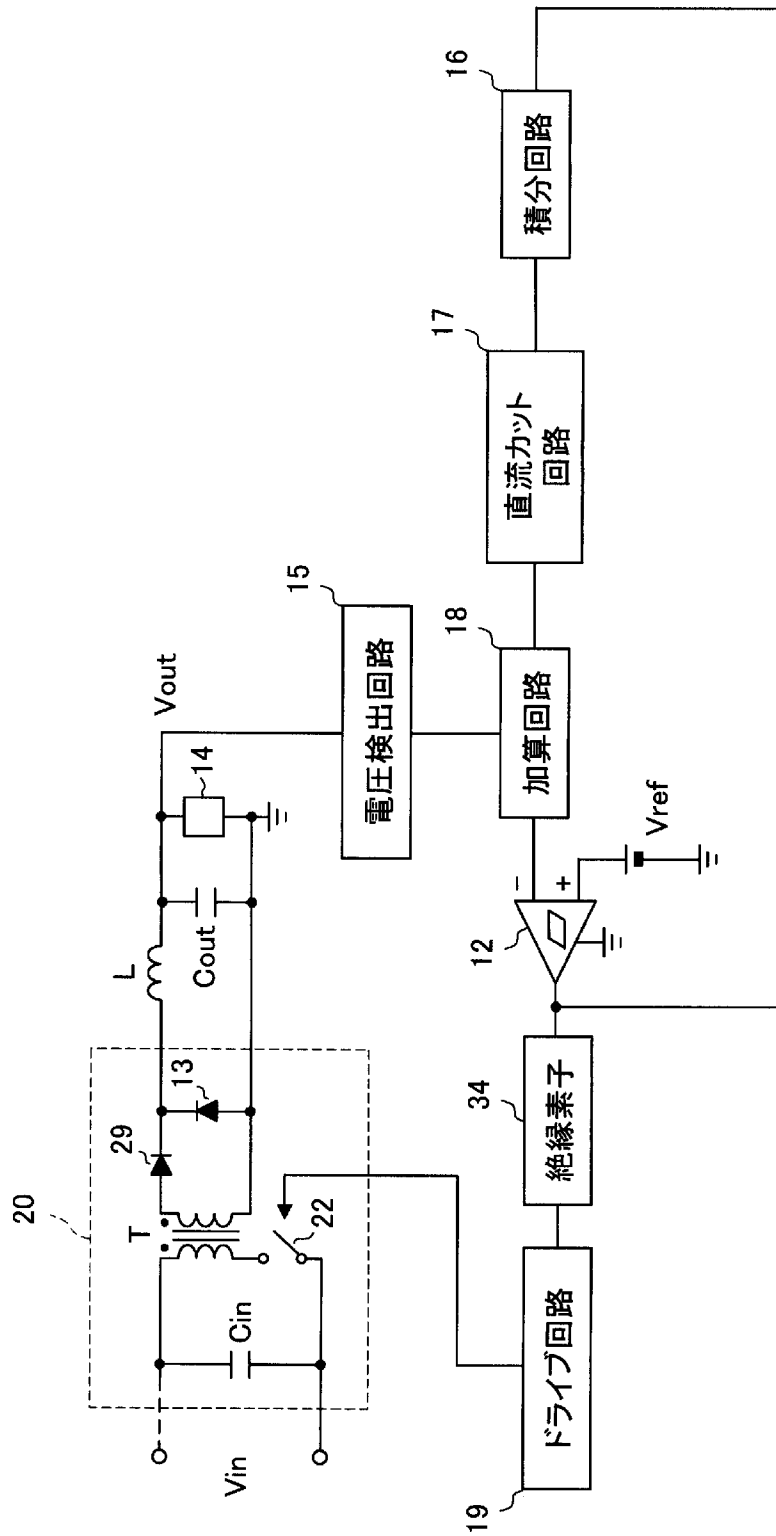
[図9]



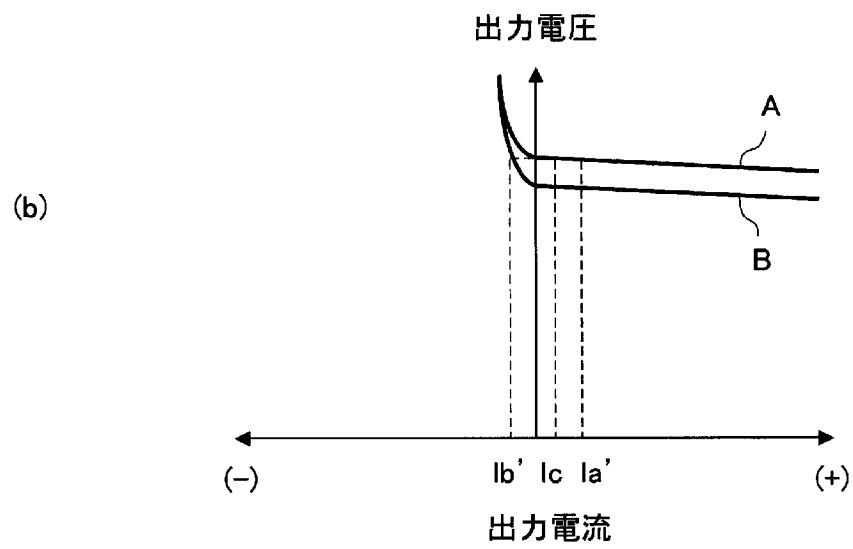
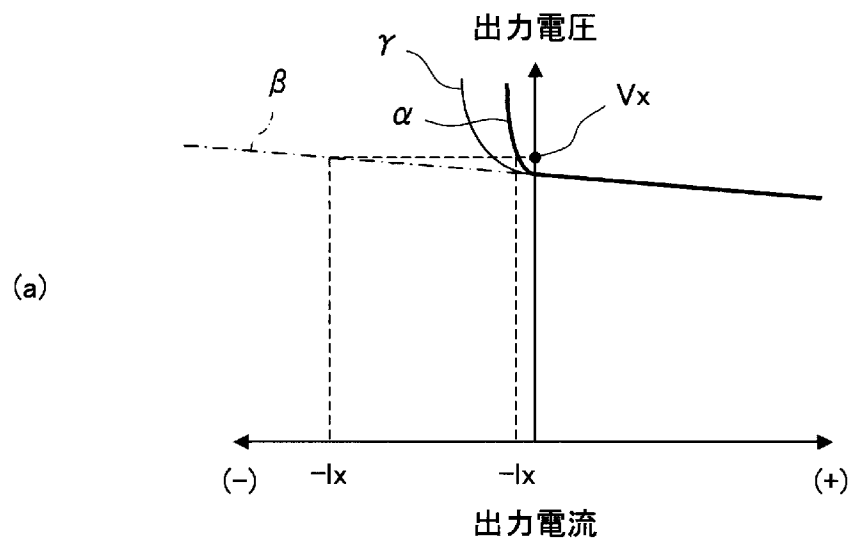
[図10]



[図11]



[図13]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/315710

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M3/28 (2006.01) i

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)

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	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2006
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2006	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2006

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.
X Y A	JP 2005-210759 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 04 August, 2005 (04.08.05), Par. Nos. [0011] to [0013]; Figs. 1, 2 & US 2005/0157522 A1	1, 6, 7 2, 3, 8, 10 4, 5, 9, 11-18
Y A	JP 2003-219638 A (Rohm Co., Ltd.), 31 July, 2003 (31.07.03), Par. Nos. [0015] to [0020]; Fig. 1 (Family: none)	2, 3 4, 5, 9, 11-18
Y A	JP 2005-117814 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 28 April, 2005 (28.04.05), Par. Nos. [0059] to [0088]; Fig. 1 & US 2005/0078492 A1	3 4, 5, 9, 11-18

☒ 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
31 October, 2006 (31.10.06)

Date of mailing of the international search report
07 November, 2006 (07.11.06)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/315710

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 6-253534 A (Fujitsu Ltd.), 09 September, 1994 (09.09.94), Par. Nos. [0010] to [0015] to [0017]; Fig. 2 (Family: none),	8 4,5,9,11-18
Y A	JP 2005-512486 A (Koninklijke Philips Electronics N.V.), 28 April, 2005 (28.04.05), Par. Nos. [0022] to [0030]; Figs. 3A to 3C & US 6563718 B1 & WO 2003/049267 A2	10 4,5,9,11-18

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M3/28 (2006. 01) i

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（I P C））

Int.Cl. H02M3/28

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	1 9 2 2－1 9 9 6年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1－2 0 0 6年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6－2 0 0 6年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4－2 0 0 6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
X Y A	JP 2005-210759 A（サンケン電気株式会社）0 4 . 0 8 . 2 0 0 5 , 【0 0 1 1】－【0 0 1 3】、【図1】及び【図2】 & US 2005/0157522 A1	1, 6, 7 2, 3, 8, 10 4, 5, 9, 11-18
Y A	JP 2003-219638 A（ローム株式会社）3 1 . 0 7 . 2 0 0 3 , 【0 0 1 5】－【0 0 2 0】及び【図1】（ファミリーなし）	2, 3 4, 5, 9, 11-18

☒ 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

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

3 1 . 1 0 . 2 0 0 6

国際調査報告の発送日

0 7 . 1 1 . 2 0 0 6

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）
郵便番号1 0 0－8 9 1 5
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）

三島木 英宏

3 V

3 6 3 0

電話番号 0 3－3 5 8 1－1 1 0 1 内線 3 3 5 8

C (続き) . 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
Y A	JP 2005-117814 A (松下電器産業株式会社) 28.04.2005, 【0059】－【0088】、【図1】 & US 2005/0078492 A1	3 4, 5, 9, 11-18
Y A	JP 6-253534 A (富士通株式会社) 09.09.1994, 【0010】－【0015】－【0017】及び【図2】 (ファミリーなし)	8 4, 5, 9, 11-18
Y A	JP 2005-512486 A (コーニンクレッカ フィリップス エレクトロニクス エヌ ヴィ) 28.04.2005, 【0022】－【0030】及び【図3A】－【図3C】 & US 6563718 B1 & WO 2003/049267 A2	10 4, 5, 9, 11-18