

(19) 日本国特許庁(JP)

再公表特許(A1)

(11) 国際公開番号

W02007/040227

発行日 平成21年4月16日 (2009. 4. 16)

(43) 国際公開日 平成19年4月12日 (2007. 4. 12)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2M 3/28 (2006.01)	HO2M 3/28 V	5H730
	HO2M 3/28 Q	
	HO2M 3/28 H	

審査請求 有 予備審査請求 未請求 (全 40 頁)

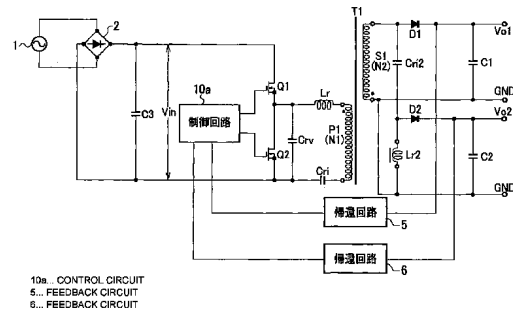
出願番号 特願2007-538768 (P2007-538768)	(71) 出願人 000106276 サンケン電気株式会社 埼玉県新座市北野3丁目6番3号
(21) 国際出願番号 PCT/JP2006/319794	
(22) 国際出願日 平成18年10月3日 (2006. 10. 3)	
(31) 優先権主張番号 特願2005-289934 (P2005-289934)	(74) 代理人 100083806 弁理士 三好 秀和
(32) 優先日 平成17年10月3日 (2005. 10. 3)	
(33) 優先権主張国 日本国 (JP)	(72) 発明者 京野 羊一 埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内
(31) 優先権主張番号 特願2006-44321 (P2006-44321)	Fターム(参考) 5H730 AA04 AS01 BB44 BB57 BB62
(32) 優先日 平成18年2月21日 (2006. 2. 21)	BB66 CC01 DD04 DD12 DD16
(33) 優先権主張国 日本国 (JP)	EE02 EE07 EE59 EE65 EE73
	FD01 FG05

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多出力スイッチング電源装置

(57) 【要約】

直列接続された第1及び第2スイッチング素子Q1及びQ2と、Q1又はQ2に並列接続され、第1電流共振コンデンサとトランスの一次巻線が直列接続された第1直列共振回路と、トランスの二次巻線に発生する電圧を整流平滑する第1整流平滑回路と、前記二次巻線に並列に接続され第2電流共振コンデンサと第2共振リアクトルが直列接続された第2直列共振回路と、第2直列共振回路の電圧を整流平滑する第2整流平滑回路と、第1又は第2整流平滑回路の一方で得られた電圧に応じてQ1のオン期間を決定し第1又は第2整流平滑回路の他方で得られた電圧に応じてQ2のオン期間を決定してQ1とQ2とを交互にオンオフさせる制御回路を備える。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

多出力スイッチング電源装置であって、

直流電源の出力端子間に直列に接続された第 1 スwitchング素子及び第 2 スwitchング素子と、

第 1 電流共振コンデンサと第 1 共振リアクトルとトランスの一次巻線とが直列に接続された第 1 直列共振回路であって、前記第 1 スwitchング素子又は第 2 スwitchング素子に並列に接続されるものと、

前記トランスの二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑する第 1 整流平滑回路と、

第 2 電流共振コンデンサと第 2 共振リアクトルとが直列に接続された第 2 直列共振回路であって、前記トランスの二次巻線に並列に接続されるものと、

前記第 2 直列共振回路の電圧を整流及び平滑する第 2 整流平滑回路と、

制御回路であって、前記第 1 整流平滑回路または前記第 2 整流平滑回路のいずれか一方で得られた電圧に応じて前記第 1 スwitchング素子のオン期間を決定し、前記第 1 整流平滑回路または前記第 2 整流平滑回路の他方で得られた電圧に応じて前記第 2 スwitchング素子のオン期間を決定して該第 1 スwitchング素子と第 2 スwitchング素子とを交互にオンオフさせる制御回路と、

を備えることを特徴とする多出力スイッチング電源装置。

【請求項 2】

前記トランスの二次巻線は、第 1 の二次巻線と第 2 の二次巻線とを有し、

前記第 1 整流平滑回路は、前記トランスの第 1 の二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑し、

前記第 2 直列共振回路は、前記トランスの第 2 の二次巻線に並列に接続されることを特徴とする請求項 1 記載の多出力スイッチング電源装置。

【請求項 3】

前記トランスの第 1 の二次巻線と第 2 の二次巻線とは互いに疎結合であることを特徴とする請求項 2 記載の多出力スイッチング電源装置。

【請求項 4】

前記第 2 の直列共振回路から前記第 2 整流平滑回路に至るラインに第 1 のリアクトルを配置したことを特徴とする請求項 1 記載の多出力スイッチング電源装置。

【請求項 5】

一次巻線と二次巻線とを有する第 2 トランスを備え、前記第 2 直列共振回路の第 2 共振リアクトルは、前記第 2 トランスの一次巻線から成り、前記第 2 整流平滑回路は、前記第 2 トランスの二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑することを特徴とする請求項 1 記載の多出力スイッチング電源装置。

【請求項 6】

前記第 2 トランスの一次巻線と二次巻線とは互いに疎結合であることを特徴とする請求項 5 記載の多出力スイッチング電源装置。

【請求項 7】

クレーム 1 の多出力スイッチング電源装置であって、

複数の二次巻線を有する第 2 トランスをさらに具備し、

前記第 2 リアクトルは前記第 2 トランスの一次巻線に含まれ、

前記第 2 整流平滑回路は前記第 2 トランスの複数の二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑することを特徴とする電源装置。

【請求項 8】

前記第 1 トランスの二次巻線は、第 1 の二次巻線と第 2 の二次巻線とを有し、

前記第 1 整流平滑回路は、前記第 1 トランスの第 1 の二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑し、

前記第 2 直列共振回路は、前記第 1 トランスの第 2 の二次巻線に並列に接続されること

10

20

30

40

50

を特徴とする請求項 7 記載の多出力スイッチング電源装置。

【請求項 9】

前記第 2 トランスの複数の二次巻線は、第 1 の二次巻線とこの前記第 1 の二次巻線に直列に接続された第 2 の二次巻線とを有し、

前記第 2 整流平滑回路は、その一端が前記第 1 の二次巻線の一端と前記第 2 の二次巻線の一端との接続点に接続された平滑コンデンサと、前記第 1 の二次巻線の他端と前記平滑コンデンサの他端とに接続された第 1 ダイオードと、前記第 2 の二次巻線の他端と前記平滑コンデンサの他端とに接続された第 2 ダイオードとを有することを特徴とする請求項 7 記載の多出力スイッチング電源装置。

【請求項 10】

多出力スイッチング電源装置であって、

直流電源の出力端子間に直列に接続された第 1 スイッチング素子及び第 2 スイッチング素子と、

第 1 電流共振コンデンサと第 1 共振リアクトルと第 1 トランスの一次巻線とが直列に接続された第 1 直列共振回路であって、前記第 1 スイッチング素子又は第 2 スイッチング素子に並列に接続されるものと、

第 2 電流共振コンデンサと第 2 共振リアクトルと第 2 トランスの一次巻線とが直列に接続された第 2 直列共振回路であって、前記第 1 直列共振回路に並列に接続されるものと、

前記第 1 トランスの二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑する第 1 整流平滑回路と、

前記第 2 トランスの二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑する第 2 整流平滑回路と、

制御回路であって、前記第 1 整流平滑回路または前記第 2 整流平滑回路のいずれか一方で得られた電圧に応じて前記第 1 スイッチング素子のオン期間を決定し、前記第 1 整流平滑回路または前記第 2 整流平滑回路の他方で得られた電圧に応じて前記第 2 スイッチング素子のオン期間を決定して該第 1 スイッチング素子と第 2 スイッチング素子とを交互にオンオフさせる制御回路と、

を備えることを特徴とする多出力スイッチング電源装置。

【請求項 11】

前記第 2 直列共振回路は前記第 1 共振リアクトルと前記第 1 トランスの一次巻線との直列回路に並列に接続されることを特徴とする請求項 10 記載の多出力スイッチング電源装置。

【請求項 12】

前記第 1 共振リアクトルおよび第 2 共振リアクトルがそれぞれ前記第 1 トランスおよび第 2 トランスのリーケージインダクタンスであることを特徴とする請求項 10 記載の多出力電源装置。

【請求項 13】

前記第 1 トランスの二次巻線は、前記第 1 スイッチング素子又は第 2 スイッチング素子の一方のオン期間に、前記第 1 整流平滑回路によって整流される電圧を発生する向きに巻回され、

前記第 2 トランスの二次巻線は、前記第 1 スイッチング素子又は第 2 スイッチング素子の他方のオン期間に、前記第 2 整流平滑回路によって整流される電圧を発生する向きに巻回されることを特徴とする請求項 10 記載の多出力電源装置。

【請求項 14】

前記第 1 トランスの二次巻線は、前記第 1 スイッチング素子又は第 2 スイッチング素子の一方のオン期間に、前記第 1 整流平滑回路によって整流される電圧を発生する向きに巻回され、

前記第 2 トランスの二次巻線は、前記オン期間に、前記第 2 整流平滑回路によって整流される電圧を発生する向きに巻回されることを特徴とする請求項 10 記載の多出力電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

20

30

40

50

【 0 0 0 1 】

本発明は、複数の出力を有する多出力スイッチング電源装置に関する。

【 背景技術 】

【 0 0 0 2 】

図 1 は従来の共振型の多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。この多出力スイッチング電源装置において、トランス T 1 の一次側には、商用電源 1 からの交流電圧を整流する全波整流回路 2 と、全波整流回路 2 の出力端子間に接続され且つ全波整流回路 2 の出力を平滑する平滑コンデンサ C 3 と、平滑コンデンサ C 3 の両端間に直列に接続され且つ平滑コンデンサ C 3 の両端の電圧が直流入力電圧 V_{in} として印加される第 1 スwitching 素子 Q 1 及び第 2 スwitching 素子 Q 2 (例えば MOSFET) と、第 1 スwitching 素子 Q 1 及び第 2 スwitching 素子 Q 2 のオンオフを制御する制御回路 10 と、第 2 スwitching 素子 Q 2 に並列に接続された電圧共振コンデンサ C_{rv} と、電圧共振コンデンサ C_{rv} の両端に接続された直列共振回路とが設けられている。

10

【 0 0 0 3 】

直列共振回路は、トランス T 1 の一次巻線 P 1 (巻数 N_1)、リアクトル L_r 及び電流共振コンデンサ C_{ri} が直列に接続されて構成されている。なお、リアクトル L_r は、例えば、トランス T 1 の一次 - 二次間のリーケージインダクタンスである。

【 0 0 0 4 】

また、トランス T 1 の二次側には、トランス T 1 の一次巻線 P 1 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように巻回された第 1 の二次巻線 S 1 (巻数 N_2) に接続される第 1 整流平滑回路と、トランス T 1 の一次巻線 P 1 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように巻回された第 2 の二次巻線 S 2 (巻数 N_3) に接続される第 2 整流平滑回路とが設けられている。

20

【 0 0 0 5 】

第 1 整流平滑回路は、ダイオード D 1 と平滑コンデンサ C 1 とを有し、トランス T 1 の第 1 の二次巻線 S 1 に誘起された電圧を整流及び平滑し、第 1 出力端子から第 1 出力電圧 V_{o1} として出力する。第 2 整流平滑回路は、ダイオード D 2 と平滑コンデンサ C 2 とを有し、トランス T 1 の第 2 の二次巻線 S 2 に誘起された電圧を整流及び平滑し、第 2 出力端子から第 2 出力電圧 V_{o2} として出力する。

【 0 0 0 6 】

この多出力スイッチング電源装置は、トランス T 1 の二次側に発生された電圧に応じた信号を一次側にフィードバックするための帰還回路 5 を備えている。すなわち、帰還回路 5 の入力側は第 1 出力端子 (V_{o1}) に接続され、平滑コンデンサ C 1 の両端電圧と所定の基準電圧とを比較し、その誤差電圧を電圧誤差信号として一次側の制御回路 10 にフィードバックする。

30

【 0 0 0 7 】

制御回路 10 は、帰還回路 5 からフィードバックされた電圧誤差信号に基づき第 1 スwitching 素子 Q 1 と第 2 スwitching 素子 Q 2 とを交互にオン / オフさせて PWM 制御を行い、第 1 出力電圧 V_{o1} が一定になるように制御する。この場合、第 1 スwitching 素子 Q 1 と第 2 スwitching 素子 Q 2 の各ゲートには、制御信号として、数 100 ns 程度のデッドタイムを持たせるような電圧が印加される。これにより、第 1 スwitching 素子 Q 1 及び第 2 スwitching 素子 Q 2 の各オン期間が重複することなく交互にオン / オフされる。

40

【 0 0 0 8 】

次に、このように構成された従来の多出力スイッチング電源装置の動作を、図 2 に示す波形図を参照しながら説明する。

【 0 0 0 9 】

図 2 において、 V_{Q2ds} は第 2 スwitching 素子 Q 2 のドレイン - ソース間の電圧、 I_{Q1} は第 1 スwitching 素子 Q 1 のドレインを流れる電流、 I_{Q2} は第 2 スwitching 素子 Q 2 のドレインを流れる電流、 I_{cri} は電流共振コンデンサ C_{ri} を流れる電流、

50

V_{cri} は電流共振コンデンサ C_{ri} の両端電圧、 I_{D1} はダイオード $D1$ を流れる電流、 V_{N2} は第1の二次巻線 $S1$ の両端電圧及び I_{D2} はダイオード $D2$ を流れる電流を示している。

【0010】

第1出力電圧 V_{o1} の制御は、第1整流平滑回路から帰還回路5を介して一次側にフィードバックされる電圧誤差信号を受け取った制御回路10が第1スイッチング素子 $Q1$ をPWM制御することにより行われる。この場合、第1スイッチング素子 $Q1$ 及び第2スイッチング素子 $Q2$ は、上述したように、制御回路10からの制御信号に応じて、数100ns程度のデッドタイムを有して交互にオン/オフする。

【0011】

まず、第1スイッチング素子 $Q1$ のオン期間（例えば、時刻 $t_{11} \sim t_{12}$ ）において、トランス $T1$ の一次巻線 $P1$ の励磁インダクタンスとリアクトル L_r （トランス $T1$ の一次-二次間のリーケージインダクタンス）を介して電流共振コンデンサ C_{ri} にエネルギーが蓄えられる。

【0012】

次に、第2スイッチング素子 $Q2$ のオン期間（例えば、時刻 $t_{12} \sim t_{14}$ ）において、電流共振コンデンサ C_{ri} に蓄えられたエネルギーによりリアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} による共振電流が流れ、エネルギーが二次側に送られる。また、一次巻線 $P1$ の励磁インダクタンスの励磁エネルギーがリセットされる。

より詳しくは、第2スイッチング素子 $Q2$ のオン期間において、一次巻線 $P1$ には、電流共振コンデンサ C_{ri} の両端電圧 V_{cri} を、一次巻線 $P1$ の励磁インダクタンスとリアクトル L_r とで分圧した電圧が印加される。そして、一次巻線 $P1$ に印加された電圧が $(V_{o1} + V_f) \times N1 / N2$ となったところでクランプされ、電流共振コンデンサ C_{ri} とリアクトル L_r による共振電流が流れ、エネルギーが二次側に送られる。これにより、ダイオード $D1$ に電流 I_{D1} が流れる。一次巻線 $P1$ の電圧が $(V_{o1} + V_f) \times N1 / N2$ 未満のときには、トランス $T1$ の二次側へはエネルギーは伝達されず、トランス $T1$ の一次巻線 $P1$ の励磁インダクタンスとリアクトル L_r と電流共振コンデンサ C_{ri} による一次側のみの共振動作となる。ここで V_f はダイオードの順方向の降下電圧である。

【0013】

第2スイッチング素子 $Q2$ のオン期間は、周波数固定で第1スイッチング素子 $Q1$ のオン期間により決まる時間か、任意の一定時間とされることが一般的である。第1スイッチング素子 $Q1$ のオン期間を変化させて第1スイッチング素子 $Q1$ と第2スイッチング素子 $Q2$ とのデューティ比を変えると電流共振コンデンサ C_{ri} の電圧が変化するので、二次側に送られるエネルギー量を制御することができる。

【0014】

また、第1の二次巻線 $S1$ と第2の二次巻線 $S2$ とは互いに同極性で結合しているため、第2スイッチング素子 $Q2$ のオン期間に、第1の二次巻線 $S1$ から得られたエネルギーが第1出力電圧 V_{o1} として出力されている間に、第2の二次巻線 $S2$ から得られたエネルギーも第2出力電圧 V_{o2} として出力され、この第2出力電圧 V_{o2} は、ほぼ $V_{o1} \times N3 / N2$ となる。

【発明の開示】

【0015】

しかしながら、実際には、第1の二次巻線 $S1$ 及び第2の二次巻線 $S2$ に発生する電圧は、第1出力電圧 V_{o1} 及び第2出力電圧 V_{o2} よりもダイオード $D1$ 及びダイオード $D2$ の順方向の降下電圧 V_f だけ高いので、各出力の負荷変動による V_f の変化によってクロスレギュレーションが悪化する。また、出力電圧を可変できる仕様を有する電源装置では、一方の出力電圧を変化させると、それに比例して他方の出力も変化してしまうため、巻線から複数の出力を直接に取り出すことが不可能となる。

【0016】

図3は、従来の他の多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。この多出

10

20

30

40

50

カスイッチング電源装置では、図 1 に示す第 2 整流平滑回路の代わりに、ドロップパーや降圧チョッパといったレギュレータ 1 2 を設け、このレギュレータ 1 2 を用いて第 1 出力電圧 V_{o1} から第 2 出力電圧 V_{o2} を生成することにより出力の安定化を図っている。この多出力スイッチング電源装置によれば、2 つの出力のクロスレギュレーションの問題を解決することはできるが、レギュレータ 1 2 による損失の増大や、スイッチング素子、チョークコイル、コントロール IC といった部品の追加によるコスト及び実装面積の増大を招き、さらに、降圧チョッパなどのスイッチングレギュレータによるノイズの発生を避けられない。

【 0 0 1 7 】

また、多出力スイッチング電源装置として、日本国特開 2 0 0 3 - 2 5 9 6 4 4 号公報は、1 つのコンバータで 2 種類の電圧を安定化するスイッチングコンバータ回路を開示している。このスイッチングコンバータ回路では、第 2 スwitching 素子によるアクティブスナバを設け、第 1 スwitching 素子のオンオフを制御して第 1 の出力を安定化し、第 1 スwitching 素子がオフの期間に、第 2 スwitching 素子のオンオフを制御し第 2 の出力を安定化する。このスイッチングコンバータ回路によれば、1 つのコンバータで 2 種類の出力を安定化することができるが、第 1 の出力を得るための二次巻線と第 2 の出力を得るための二次巻線とは極性を逆にする必要があるので、2 つの二次巻線が必要になる。

【 0 0 1 8 】

上述したように、従来の多出力スイッチング電源装置では、各出力の負荷変動によってクロスレギュレーションが悪化するという問題や出力電圧可変の仕様を有する電源では巻線から複数の出力を直接に取り出すことができないという問題がある。また、クロスレギュレーションの問題を解消するために、二次側にレギュレータを設ける構成では、レギュレータによる損失が増大し、部品の追加によるコスト及び実装面積が増大し、さらに、レギュレータによるノイズが発生するという問題がある。また、特許文献 1 に開示されたスイッチングコンバータ回路では、トランスの二次巻線として複数が必要になり構成が複雑になるという問題がある。

【 0 0 1 9 】

課題を解決するための手段

本発明によれば、負荷変動があっても複数の出力の安定化を図ることができる多出力スイッチング電源装置を提供することができる。

【 0 0 2 0 】

本発明の第 1 の技術的側面によれば、多出力スイッチング電源装置は、直流電源の出力端子間に直列に接続された第 1 スwitching 素子及び第 2 スwitching 素子と、前記第 1 スwitching 素子又は第 2 スwitching 素子に並列に接続され、第 1 電流共振コンデンサと第 1 共振リアクトルとトランスの一次巻線とが直列に接続された第 1 直列共振回路と、前記トランスの二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑する第 1 整流平滑回路と、前記トランスの二次巻線に並列に接続され第 2 電流共振コンデンサと第 2 共振リアクトルとが直列に接続された第 2 直列共振回路と、前記第 2 直列共振回路の電圧を整流及び平滑する第 2 整流平滑回路と、前記第 1 整流平滑回路と前記第 2 整流平滑回路との一方で得られた電圧に応じて前記第 1 スwitching 素子のオン期間を決定し、前記第 1 整流平滑回路と前記第 2 整流平滑回路との他方で得られた電圧に応じて前記第 2 スwitching 素子のオン期間を決定して該第 1 スwitching 素子と第 2 スwitching 素子とを交互にオンオフさせる制御回路とを備えることを特徴とする。

【 0 0 2 1 】

本発明の第 2 の技術的側面によれば、多出力スイッチング電源装置は、さらに、前記トランスの二次巻線が第 1 の二次巻線と第 2 の二次巻線とを有し、前記第 1 整流平滑回路が前記トランスの第 1 の二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑し、前記第 2 直列共振回路が前記トランスの第 2 の二次巻線に並列に接続されることを特徴とする。

【 0 0 2 2 】

本発明の第 3 の技術的側面によれば、多出力スイッチング電源装置は、さらに、前記ト

10

20

30

40

50

ランスの第 1 の二次巻線と第 2 の二次巻線とは互いに疎結合であることを特徴とする。

【 0 0 2 3 】

本発明の第 4 の技術的側面によれば、第 1 の技術的側面に加えて、多出力スイッチング電源装置は、さらに、一次巻線と二次巻線とを有する第 2 トランスを備え、前記第 2 直列共振回路の第 2 共振リアクトルは前記第 2 トランスの一次巻線から成り、前記第 2 整流平滑回路は前記第 2 トランスの二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑することを特徴とする。

【 0 0 2 4 】

本発明の第 5 の技術的側面によれば、第 1 の技術的側面に加えて、多出力スイッチング電源装置は、さらに、複数の二次巻線を有する第 2 トランスを具備し、前記第 2 リアクトルは前記第 2 トランスの一次巻線に含まれ、前記第 2 整流平滑回路は前記第 2 トランスの複数の二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑することを特徴とする。

10

【 0 0 2 5 】

本発明の第 6 の技術的側面によれば、さらに、前記第 1 トランスの二次巻線は、第 1 の二次巻線と第 2 の二次巻線とを有し、前記第 1 整流平滑回路は前記第 1 トランスの第 1 の二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑し、前記第 2 直列共振回路は前記第 1 トランスの第 2 の二次巻線に並列に接続されることを特徴とする。

【 0 0 2 6 】

本発明の第 7 の技術的側面によれば、多出力スイッチング電源装置は、直流電源の出力端子間に直列に接続された第 1 スwitching 素子及び第 2 スwitching 素子と、第 1 電流共振コンデンサと第 1 共振リアクトルと第 1 トランスの一次巻線とが直列に接続された第 1 直列共振回路であって前記第 1 スwitching 素子又は第 2 スwitching 素子に並列に接続されるものと、第 2 電流共振コンデンサと第 2 共振リアクトルと第 2 トランスの一次巻線とが直列に接続された第 2 直列共振回路であって前記第 1 直列共振回路に並列に接続されるものと、前記第 1 トランスの二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑する第 1 整流平滑回路と、前記第 2 トランスの二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑する第 2 整流平滑回路と、制御回路であって、前記第 1 整流平滑回路または前記第 2 整流平滑回路のいずれか一方で得られた電圧に応じて前記第 1 スwitching 素子のオン期間を決定し、前記第 1 整流平滑回路または前記第 2 整流平滑回路の他方で得られた電圧に応じて前記第 2 スwitching 素子のオン期間を決定して該第 1 スwitching 素子と第 2 スwitching 素子とを交互にオンオフさせる制御回路と、を備えることを特徴とする。

20

30

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 7 】

【 図 1 】 図 1 は、従来の多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【 図 2 】 図 2 は、従来の多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

【 図 3 】 図 3 は、従来の他の多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【 図 4 】 図 4 は、本発明の実施例 1 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【 図 5 】 図 5 は、本発明の実施例 1 に係る多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

40

【 図 6 】 図 6 は、本発明の実施例 2 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【 図 7 】 図 7 は、本発明の実施例 2 に係る多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

【 図 8 】 図 8 は、本発明の実施例 3 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【 図 9 】 図 9 は、本発明の実施例 3 に係る多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

【 図 10 】 図 10 は、本発明の実施例 3 に係る多出力スイッチング電源装置の変形例に係る動作を示す波形図である。

50

【図 1 1】図 1 1 は、本発明の実施例 3 に係る多出力スイッチング電源装置の変形例で使用されるトランスの構造を示す図である。

【図 1 2】図 1 2 は、本発明の実施例 4 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【図 1 3】図 1 3 は、本発明の実施例 4 に係る多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

【図 1 4】図 1 4 は、本発明の実施例 5 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【図 1 5】図 1 5 は、本発明の実施例 5 に係る多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

【図 1 6】図 1 6 は、本発明の実施例 6 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【図 1 7】図 1 7 は、本発明の実施例 6 に係る多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

【図 1 8】図 1 8 は、本発明の実施例 7 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【図 1 9】図 1 9 は、本発明の実施例 7 に係る多出力スイッチング電源装置の重負荷時の動作を示す波形図である。

【図 2 0】図 2 0 は、本発明の実施例 8 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【図 2 1】図 2 1 は、本発明の実施例 9 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【図 2 2】図 2 2 は、本発明の実施例 9 に係る多出力スイッチング電源装置の重負荷時の動作を示す波形図である。

【図 2 3】図 2 3 は、本発明の実施例 9 に係る多出力スイッチング電源装置の軽負荷時の動作を示す波形図である。

【図 2 4】図 2 4 は、本発明の実施例 1 0 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【図 2 5】図 2 5 は、本発明の実施例 1 0 に係る多出力スイッチング電源装置の重負荷時の動作を示す波形図である。

【図 2 6】図 2 6 は、本発明の実施例 1 0 に係る多出力スイッチング電源装置の軽負荷時の動作を示す波形図である。

【図 2 7】図 2 7 は、本発明の実施例 1 1 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。

【図 2 8】図 2 8 は、本発明の実施例 1 1 に係る多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0028】

以下、本発明の多出力スイッチング電源装置の実施例を図面を参照しながら詳細に説明する。なお、背景技術の欄で説明した多出力スイッチング電源装置と同一又は相当する構成部分には、背景技術の欄で使用した符号と同一の符号を付して説明する。

【0029】

実施例 1

図 4 は本発明の実施例 1 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。この多出力スイッチング電源装置において、トランス T 1 の一次側には、商用電源 1 からの交流電圧を整流する全波整流回路 2 と、全波整流回路 2 の出力端子間に接続され全波整流回路 2 の出力を平滑する平滑コンデンサ C 3 と、平滑コンデンサ C 3 の両端間に直列に接続され且つ平滑コンデンサ C 3 の両端の電圧が直流入力電圧 V_{in} として印加される第 1 スwitchング素子 Q 1 及び第 2 スwitchング素子 Q 2 と、第 1 スwitchング素子 Q 1 及び第 2 スwitchング素子 Q 2 のオンオフを制御する制御回路 10 a と、第 2 スwitchン

10

20

30

40

50

グ素子 Q_2 に並列に接続された電圧共振コンデンサ C_{rv} と、電圧共振コンデンサ C_{rv} の両端に接続された第1直列共振回路とが設けられている。なお、第1スイッチング素子 Q_1 および第2スイッチング素子 Q_2 は例えばMOSFETである。

【0030】

第1直列共振回路は、トランス T_1 の一次巻線 P_1 (巻数 N_1)、第1共振リアクトル L_r 及び第1電流共振コンデンサ C_{ri} が直列に接続されることにより構成されている。なお、第1共振リアクトル L_r は、例えばトランス T_1 の一次-二次間のリーケージインダクタンスである。

【0031】

また、トランス T_1 の二次側には、トランス T_1 の一次巻線 P_1 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように巻回された二次巻線 S_1 (巻数 N_2)に接続される第1整流平滑回路と、二次巻線 S_1 に並列に接続される第2直列共振回路と、第2直列共振回路に接続された第2整流平滑回路とが設けられている。

10

【0032】

第1整流平滑回路は、ダイオード D_1 と平滑コンデンサ C_1 とから構成されている。ダイオード D_1 のアノードは二次巻線 S_1 の一端に接続され、カソードは第1出力端子に接続されている。平滑コンデンサ C_1 は、ダイオード D_1 のカソード(第1出力端子)と二次巻線 S_1 の他端(GND端子)との間に接続されている。第1整流平滑回路は、トランス T_1 の二次巻線 S_1 に誘起された電圧を整流及び平滑し、第1出力端子から第1出力電圧 V_{o1} として出力する。

20

【0033】

第2直列共振回路は、二次巻線 S_1 の一端(ダイオード D_1 のアノード)に一端が接続された第2電流共振コンデンサ C_{ri2} と、第2電流共振コンデンサ C_{ri2} の他端と二次巻線 S_1 の他端(GND端子)との間に接続された第2共振リアクトル L_{r2} とを有する。

【0034】

第2整流平滑回路は、ダイオード D_2 と平滑コンデンサ C_2 とを有する。ダイオード D_2 のアノードは、第2共振リアクトル L_{r2} と第2電流共振コンデンサ C_{ri2} との接続点に接続され、カソードは第2出力端子に接続される。平滑コンデンサ C_2 は、ダイオード D_2 のカソード(第2出力端子)と二次巻線 S_1 の他端(GND端子)との間に接続される。第2整流平滑回路は、トランス T_1 の二次巻線 S_1 に発生された電圧に第2電流共振コンデンサ C_{ri2} の両端電圧が加えられた電圧を整流及び平滑し、第2出力端子から第2出力電圧 V_{o2} として出力する。

30

【0035】

この多出力スイッチング電源装置は、トランス T_1 の二次側に発生された電圧を一次側にフィードバックするための帰還回路5及び帰還回路6を備える。帰還回路5は、第1出力端子に出力される第1出力電圧 V_{o1} と所定の基準電圧とを比較し、その誤差電圧を第1電圧誤差信号として一次側の制御回路10aにフィードバックする。帰還回路6は、第2出力端子に出力される第2出力電圧 V_{o2} と所定の基準電圧とを比較し、その誤差電圧を第2電圧誤差信号として一次側の制御回路10aにフィードバックする。

40

【0036】

制御回路10aは、帰還回路5からの第1電圧誤差信号及び帰還回路6からの第2電圧誤差信号に基づき第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 とを交互にオン/オフさせてPWM制御を行い、第1出力電圧 V_{o1} 及び第2出力電圧 V_{o2} が一定になるように制御する。この場合、第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 の各ゲートには、制御信号として数100ns程度のデッドタイムを持たせるような電圧が印加される。これにより、第1スイッチング素子 Q_1 及び第2スイッチング素子 Q_2 の各オン期間が重複することなく交互にオン/オフされる。

【0037】

次に、このように構成された本発明の実施例1に係る多出力スイッチング電源装置の動

50

作を、図5に示す波形図を参照しながら説明する。

【0038】

図5において、 V_{Q2ds} は第2スイッチング素子 $Q2$ のドレイン-ソース間の電圧、 I_{Q1} は第1スイッチング素子 $Q1$ のドレインを流れる電流、 I_{Q2} は第2スイッチング素子 $Q2$ のドレインを流れる電流、 I_{cri} は第1電流共振コンデンサ Cri を流れる電流、 V_{cri} は第1電流共振コンデンサ Cri の両端電圧、 $ID1$ はダイオード $D1$ を流れる電流、 V_{N2} は二次巻線 $S1$ の両端電圧、 V_{cri2} は第2電流共振コンデンサ $Cri2$ の両端電圧、 V_{Lr2} は第2共振リアクトル $Lr2$ の両端電圧及び $ID2$ はダイオード $D2$ を流れる電流を示している。

【0039】

第1出力電圧 V_{o1} の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイッチング素子 $Q1$ と第2スイッチング素子 $Q2$ とのデューティを制御することによって行われる。すなわち、第1スイッチング素子 $Q1$ と第2スイッチング素子 $Q2$ とのオン時間のデューティ比を変えることにより、第1スイッチング素子 $Q1$ のオン期間において第1電流共振コンデンサ Cri に蓄えられる電圧が調整され、第2スイッチング素子 $Q2$ のオン期間において第1電流共振コンデンサ Cri に蓄えられたエネルギーによって第1共振リアクトル Lr と第1電流共振コンデンサ Cri の共振が起きる。その結果共振電流によりトランス $T1$ の二次側にエネルギーが送られるので、二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、二次巻線 $S1$ に発生された電圧が、ダイオード $D1$ 及び平滑コンデンサ $C1$ から成る第1整流平滑回路によって整流及び平滑され、第1出力端子から第1出力電圧 V_{o1} として出力される。

【0040】

第2出力電圧 V_{o2} の制御は、以下のようにして行われる。すなわち、第1スイッチング素子 $Q1$ のオン期間(例えば、時刻 $t1 \sim t2$)において、入力電圧 V_{in} と第1電流共振コンデンサ Cri の両端電圧との差の電圧が一次巻線 $P1$ に印加されるので、二次巻線 $S1$ にはこの差の電圧の巻数比倍の電圧が発生する。二次巻線 $S1$ に発生された電圧が第2電流共振コンデンサ $Cri2$ と第2共振リアクトル $Lr2$ とから成る第2直列共振回路に印加されることにより、第2直列共振回路が共振動作し、第2電流共振コンデンサ $Cri2$ は徐々に充電される。

【0041】

第2スイッチング素子 $Q2$ のオン期間(例えば、時刻 $t2 \sim t4$)においては、二次巻線 $S1$ に発生する電圧に、第2電流共振コンデンサ $Cri2$ に蓄えられたエネルギーに応じた電圧が加えられた電圧が、ダイオード $D2$ 及び平滑コンデンサ $C2$ から成る第2整流平滑回路によって整流及び平滑され、第2出力端子から第2出力電圧 V_{o2} として出力される。このとき、第2電流共振コンデンサ $Cri2$ は、蓄えられたエネルギーに応じた電圧が放電し、その後二次巻線 $S1$ の電圧によって逆方向に充電される。平滑コンデンサ $C2$ が充電を終了すると、ダイオード $D2$ には電流が流れなくなり、第2電流共振コンデンサ $Cri2$ は、第2共振リアクトル $Lr2$ との共振動作によって徐々に放電を開始し、やがて逆方向に充電される。この動作中に第2のスイッチング素子 $Q2$ がオフし、第1のスイッチング素子 $Q1$ がオンすると、二次巻線 $S1$ に誘起される電圧が逆になるが引き続き放電から逆方向への充電動作を継続する。

【0042】

このようにして、第2電流共振コンデンサ $Cri2$ は第2スイッチング素子 $Q2$ がオンし平滑コンデンサ $C2$ を充電する期間だけ放電し、残りの第2スイッチング素子 $Q2$ がオンしている期間と第1スイッチング素子 $Q1$ のオン期間は充電される。つまり、平滑コンデンサ $C2$ を充電する期間を除き、第1スイッチング素子 $Q1$ と第2スイッチング素子 $Q2$ によるスイッチング周期のほとんどの期間で充電される。そこで、第1スイッチング素子 $Q1$ と第2スイッチング素子 $Q2$ によるスイッチング周期、すなわち、スイッチング周波数を変化させれば、第2電流共振コンデンサ $Cri2$ の充電期間を調整できるので、第2出力電圧 V_{o2} を制御することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 3 】

より具体的には、帰還回路 6 から出力される第 2 出力電圧誤差信号に応じて第 2 スwitchング素子 Q 2 のオン期間を制御し、帰還回路 5 から出力される第 1 出力電圧誤差信号に応じて第 1 スwitchング素子 Q 1 のオン期間を制御して第 1 スwitchング素子 Q 1 と第 2 スwitchング素子 Q 2 によるデューティを調整する。つまり、第 1 出力電圧誤差信号によってデューティが決定され第 1 出力電圧が調整されるので、第 2 出力電圧誤差信号に応じて第 2 スwitchング素子のオン期間を制御すると、スウィッチング周波数が変化し、第 2 出力電圧が調整される。

【 0 0 4 4 】

上述した実施例 1 に係る多出力スウィッチング電源装置では、第 2 出力電圧 V_{o2} に基づく第 2 電圧誤差信号により第 2 スwitchング素子 Q 2 のオン期間を制御し、第 1 出力電圧 V_{o1} に基づく第 1 電圧誤差信号により第 1 スwitchング素子 Q 1 のオン期間を制御するように構成される。当業者に明らかなように、第 1 出力電圧 V_{o1} に基づく第 1 電圧誤差信号により第 2 スwitchング素子 Q 2 のオン期間を制御し、第 2 出力電圧 V_{o2} に基づく第 2 電圧誤差信号により第 1 スwitchング素子 Q 1 のオン期間を制御しても同様の結果が得られる。

【 0 0 4 5 】

本実施例によれば、第 1 整流平滑回路と第 2 整流平滑回路との一方で得られた電圧に応じて第 1 スwitchング素子のオン期間を決定することにより第 1 スwitchング素子と第 2 スwitchング素子のデューティを変えて第 1 直列共振回路の第 1 電流共振コンデンサの電圧を制御し、第 1 整流平滑回路と第 2 整流平滑回路との他方で得られた電圧に応じて第 2 スwitchング素子のオン期間を決定してスウィッチング周波数を変化させて第 2 直列共振回路の第 2 共振コンデンサに蓄えられるエネルギーを制御するので、第 1 スwitchング素子又は第 2 スwitchング素子の何れのオン期間を制御しても出力電圧を調整でき、2 つの出力の安定化を図ることができる。

【 0 0 4 6 】

実施例 2

図 6 は本発明の実施例 2 に係る多出力スウィッチング電源装置の構成を示す回路図である。この多出力スウィッチング電源装置は、トランス T 1 の二次側の構成及び動作が実施例 1 と異なる。以下では、実施例 1 と異なる部分を中心に説明する。

【 0 0 4 7 】

トランス T 1 の二次側には、トランス T 1 の一次巻線 P 1 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように巻回された二次巻線 S 1 (巻数 N 2) に接続された第 1 整流平滑回路と、二次巻線 S 1 に並列に接続された第 2 直列共振回路と、第 2 直列共振回路に接続された第 2 整流平滑回路とが設けられる。

【 0 0 4 8 】

第 1 整流平滑回路は、ダイオード D 1、平滑コンデンサ C 1 及びダイオード D 3 を有する。ダイオード D 1 のアノードは二次巻線 S 1 の一端に接続され、カソードは第 1 出力端子に接続される。平滑コンデンサ C 1 は、ダイオード D 1 のカソード (第 1 出力端子) と GND 端子との間に接続される。ダイオード D 3 のアノードは GND 端子に接続され、カソードは二次巻線 S 1 の他端に接続される。第 1 整流平滑回路は、トランス T 1 の二次巻線 S 1 に誘起された電圧を整流及び平滑し、第 1 出力端子から第 1 出力電圧 V_{o1} として出力する。

【 0 0 4 9 】

第 2 直列共振回路は、二次巻線 S 1 の一端 (ダイオード D 1 のアノード) に一端が接続された第 2 共振リアクトル L r 2 と、第 2 共振リアクトル L r 2 の他端と二次巻線 S 1 の他端 (ダイオード D 3 のカソード) との間に接続された第 2 電流共振コンデンサ C r i 2 とを有する。

【 0 0 5 0 】

第 2 整流平滑回路は、ダイオード D 2、平滑コンデンサ C 2 及びダイオード D 4 を有す

る。ダイオードD2のアノードは、第2共振リアクトルLr2と第2電流共振コンデンサCr i 2との接続点に接続され、カソードは第2出力端子に接続される。平滑コンデンサC2は、ダイオードD2のカソード(第2出力端子)とGND端子との間に接続される。ダイオードD4のアノードはGND端子に接続され、カソードは二次巻線S1の一端(ダイオードD1のアノード)に接続されている。第2整流平滑回路は、トランスT1の二次巻線S1に発生された電圧に第2電流共振コンデンサCr i 2の両端電圧が加えられた電圧を整流及び平滑し、第2出力端子から第2出力電圧Vo2として出力する。

【0051】

次に、このように構成された本発明の実施例2に係る多出力スイッチング電源装置の動作を、図7に示す波形図を参照しながら説明する。なお、図7中の記号の意味は、図5のそれらと同じである。

10

【0052】

第1出力電圧Vo1の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とのデューティを制御することによって行われる。すなわち、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とのオン時間のデューティ比を変えることにより、第1スイッチング素子Q1のオン期間において、第1電流共振コンデンサCr i に蓄えられる電圧が調整される。さらに、第2スイッチング素子Q2のオン期間において、第1電流共振コンデンサCr i に蓄えられたエネルギーによって第1共振リアクトルLrと第1電流共振コンデンサCr i の共振が引き起こされ、共振電流によって二次側にエネルギーが送られるので、デューティ比を変えることにより二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、二次巻線S1に発生された電圧が、ダイオードD1、ダイオードD3及び平滑コンデンサC1から成る第1整流平滑回路によって整流及び平滑され、第1出力端子から第1出力電圧Vo1として出力される。

20

【0053】

第2出力電圧Vo2の制御は、以下のようにして行われる。第2電流共振コンデンサCr i 2と第2共振リアクトルLr2とから成る第2直列共振回路は、実施例1に係る多出力スイッチング電源装置のそれとは逆の接続態様である。すなわち、第2スイッチング素子Q2のオン期間(例えば、時刻t2~t4)において、二次巻線S1に発生された電圧(Vo1+Vf)の印加による共振動作によって第2電流共振コンデンサCr i 2にエネルギーが蓄えられる。

30

【0054】

第1スイッチング素子Q1のオン期間において、二次巻線S1に発生された電圧に第2電流共振コンデンサCr i 2に蓄えられたエネルギーによる電圧が加算された電圧が、ダイオードD2、平滑コンデンサC2及びダイオードD4から成る第2整流平滑回路によって整流及び平滑され、第2出力端子から第2出力電圧Vo2として出力される。このとき、第2電流共振コンデンサCr i 2には蓄えられたエネルギーに応じた電圧が生じ、その後二次巻線S1の電圧によって逆方向に充電される。平滑コンデンサC2が充電を終了するとダイオードD2には電流が流れなくなり、第2電流共振コンデンサCr i 2は第2共振リアクトルLr2との共振動作によって徐々に放電を開始し、やがて逆方向に充電される。この動作中に第2のスイッチング素子Q2がオフし、第1のスイッチング素子Q1がオンすると、二次巻線S1に誘起される電圧が逆になるが引き続き放電から逆方向への充電動作を継続する。

40

【0055】

このように、第2電流共振コンデンサCr i 2は、第2スイッチング素子Q2がオンし平滑コンデンサC2を充電する期間だけ放電し、残りの第2スイッチング素子Q2がオンしている期間と第1スイッチング素子Q1のオン期間は充電される。つまり、平滑コンデンサC2を充電する期間を除き、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2によるスイッチング周期のほとんどの期間で第2電流共振コンデンサCr i 2が充電される。そこで、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2によるスイッチング

50

周期、すなわち、スイッチング周波数を変化させれば、第2電流共振コンデンサ C_{r12} の充電期間を調整できるので、第2出力電圧 V_{o2} を制御することができる。具体的には、帰還回路6から出力される第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、帰還回路5から出力される第1出力電圧誤差信号に応じて第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御して第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 によるデューティを調整する。つまり、第1出力電圧誤差信号によってデューティが決定され第1出力電圧が調整されるので、第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子のオン期間を制御するとスイッチング周波数が変化し、その結果第2出力電圧が調整される。

【0056】

上述した実施例2に係る多出力スイッチング電源装置では、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御するように構成される。当業者に明らかなように、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御しても同様の結果が得られる。

【0057】

また、入力電圧 V_{in} が低下した場合、第1出力電圧 V_{o1} を一定に保つために、第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 のデューティを変えて、第1電流共振コンデンサ C_{r1} の電圧を一定に保つように動作する。そのため、第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間に、二次巻線 S_1 に発生する電圧は低下してしまう。しかし、上述した実施例2に係る多出力スイッチング電源装置によれば、第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間に二次巻線 S_1 に発生する電圧が低下しても、スイッチング周波数を下げることにより第2電流共振コンデンサ C_{r12} に蓄えるエネルギーを制御できるので、入力電圧が低下したときでも一定の電力を第2出力端子へ出力することができる。

【0058】

本実施例によれば、第1実施例と同様に第1スイッチング素子又は第2スイッチング素子の何れのオン期間を制御しても出力電圧を調整できるので2つの出力の安定化を図ることができる。

【0059】

実施例3

図8は本発明の実施例3に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。この多出力スイッチング電源装置は、トランスの二次側の構成が実施例1と異なる。以下では、実施例1と異なる部分を中心に説明する。

【0060】

トランス T_2 は、一次巻線 P_1 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように巻回された第1の二次巻線 S_1 (巻数 N_2)と、一次巻線 P_1 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように巻回された第2の二次巻線 S_2 (巻数 N_3)とを備えており、第1の二次巻線 S_1 と第2の二次巻線 S_2 とは密結合になるように巻回されている。トランス T_2 の二次側には、第1の二次巻線 S_1 (巻数 N_2)に接続された第1整流平滑回路と、第2の二次巻線 S_2 に接続された第2直列共振回路と、該第2直列共振回路に接続された第2整流平滑回路とを備えている。第1整流平滑回路の構成及び動作は実施例1と同じである。

【0061】

第2直列共振回路は、一端が第2の二次巻線 S_2 の一端に接続された第2電流共振コンデンサ C_{r12} と、第2電流共振コンデンサ C_{r12} の他端と第2の二次巻線 S_2 の他端(GND端子)との間に接続された第2共振リアクトル L_{r2} とを有する。

【0062】

第2整流平滑回路は、ダイオード D_2 と平滑コンデンサ C_2 とを有する。ダイオード D_2 のアノードは、第2共振リアクトル L_{r2} と第2電流共振コンデンサ C_{r12} の接続点

10

20

30

40

50

に接続され、カソードは第2出力端子に接続されている。平滑コンデンサC2は、ダイオードD2のカソード(第2出力端子)とGND端子との間に接続されている。第2整流平滑回路は、トランスT2の第2の二次巻線S2に発生された電圧に第2電流共振コンデンサCr i 2の両端電圧が加えられた電圧を整流及び平滑し、第2出力端子から第2出力電圧Vo2として出力する。

【0063】

次に、上記のように構成される本発明の実施例3に係る多出力スイッチング電源装置の動作を図9に示す波形図を参照しながら説明する。なお、図9中の記号の意味は図5のそれらと同じである。

【0064】

第1出力電圧Vo1の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とのオン期間のデューティを制御することによって行われる。すなわち、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とのオン期間のデューティ比を変えることにより、第1スイッチング素子Q1のオン期間において、第1電流共振コンデンサCr iに蓄えられる電圧が調整される。その結果、第2スイッチング素子Q2のオン期間において、第1電流共振コンデンサCr iに蓄えられたエネルギーによって第1共振リアクトルLrと第1電流共振コンデンサCr iが共振し、共振電流により二次側にエネルギーが送られるので、デューティ比の変更により二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、第1の二次巻線S1に発生された電圧が、ダイオードD1及び平滑コンデンサC1から成る第1整流平滑回路によって整流及び平滑され、第1出力端子から第1出力電圧Vo1として出力される。

【0065】

第2出力電圧Vo2の制御は、以下のようにして行われる。すなわち、実施例1に係る多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイッチング素子Q1のオン期間(例えば、時刻t1~t2)において、入力電圧Vinと第1電流共振コンデンサCr iの両端電圧の差の電圧が一次巻線P1に印加されるので、第2の二次巻線S2には、この差の電圧の巻数比倍の電圧が発生する。第2の二次巻線S2に発生された電圧が第2電流共振コンデンサCr i 2と第2共振リアクトルLr 2とから成る第2直列共振回路に印加されることにより該第2直列共振回路が共振動作し、第2電流共振コンデンサCr i 2は徐々に充電される。

【0066】

第2スイッチング素子Q2のオン期間においては、第2の二次巻線S2に発生した電圧に第2電流共振コンデンサCr i 2に蓄えられたエネルギーによる電圧が加えられ、ダイオードD2及び平滑コンデンサC2から成る第2整流平滑回路で整流及び平滑されて、第2出力端子から第2出力電圧Vo2として出力される。このとき、第2電流共振コンデンサCr i 2では蓄えられたエネルギーに応じた電圧が放電によりいったん低下し、その後二次巻線S2の電圧によって逆方向に充電される。平滑コンデンサC2が充電を終了すると、ダイオードD2には電流が流れなくなり、第2電流共振コンデンサCr i 2は、第2共振リアクトルLr 2との共振動作によって徐々に放電を開始し、やがて逆方向に充電される。この動作中に第2のスイッチング素子Q2がオフし、第1のスイッチング素子Q1がオンすると、二次巻線S2に誘起される電圧が逆になるが引き続き放電から逆方向への充電動作を継続する。

【0067】

このように、第2電流共振コンデンサCr i 2は第2スイッチング素子Q2がオンし平滑コンデンサC2を充電する期間だけ放電し、残りの第2スイッチング素子Q2がオンしている期間と第1スイッチング素子Q1のオン期間は充電される。つまり、平滑コンデンサC2を充電する期間を除き、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2によるスイッチング周期のほとんどの期間で第2電流共振コンデンサCr i 2が充電される。そこで、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2によるスイッチング周期、すなわち、スイッチング周波数を変化させれば、第2電流共振コンデンサCr i 2の

10

20

30

40

50

充電期間を調整できるので第2出力電圧 V_{o2} を制御することができる。具体的には、帰還回路6から出力される第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、帰還回路5から出力される第1出力電圧誤差信号に応じて第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御して第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 によるデューティを調整する。つまり、第1出力電圧誤差信号によってデューティが決定され第1出力電圧が調整されるので、第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子のオン期間を制御すると、スイッチング周波数が変化し、第2出力電圧が調整される。

【0068】

なお、上述した実施例3に係る多出力スイッチング電源装置では、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御するように構成したが、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御しても同様の結果が得られる。

10

【0069】

また、入力電圧 V_{in} が低下した場合、第1出力電圧 V_{o1} を一定に保つために、第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 のデューティを変えて、第1電流共振コンデンサ C_{r1} の電圧を一定に保つように動作する。そのため、一般に第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間に、第2の二次巻線 S_2 に発生する電圧は低下してしまう。しかし、上述した実施例3に係る多出力スイッチング電源装置によれば、第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間に第2の二次巻線 S_2 に発生する電圧が低下しても、スイッチング周波数を下げることにより第2電流共振コンデンサ C_{r2} に蓄えるエネルギーを制御できるので、入力電圧が低下したときでも一定の電圧を第2出力端子へ出力することができる。

20

【0070】

このとき、第1の二次巻線 S_1 と第2の二次巻線 S_2 とが密結合されているので、これらに発生する電圧が低い電圧でクランプされ、図9の波形図に示すように、第1出力電圧 V_{o1} と第2出力電圧 V_{o2} へエネルギーを送る期間が完全に分離した別期間となって導通角が狭くなり、電流のピークが高くなる傾向がある。この問題を解消するために、実施例3に係る多出力スイッチング電源装置は、例えば図11に示すように、トランス T_2 の第1の二次巻線 S_1 と第2の二次巻線 S_2 の巻き位置をずらして互いを疎結合にするように変形できる。このように変形することにより、図10の波形図に示すように、電流の変化が緩やかになり、電流のピークを抑えることができる。

30

【0071】

なお、電流のピークを抑えるためには、第1の二次巻線 S_1 と第2の二次巻線 S_2 とを疎結合にする方法以外に、第2の二次巻線 S_2 から第2整流平滑回路へ至るライン、つまり第2電流共振リアクトル C_{r2} とダイオード D_2 のアノードとの間(第2共振リアクトルとの接合点の前後のいずれであってもよい)に第1のリアクトルを挿入するように構成できる。この構成によっても上記と同様の効果が得られる。

【0072】

また、第1のリアクトルは、トランス T_2 の第1の二次巻線と第2の二次巻線を互いに疎結合とすることにより発生するリーケージインダクタンスを利用するように構成できる。これらの方法は、上述した実施例1に係る多出力スイッチング電源装置にも適用でき、その場合も上記と同様の効果が得られる。すなわち、第1整流平滑回路及び第2の整流平滑回路に電流が流れている期間を広げてピーク電流を抑えることができるので、整流平滑回路での損失を軽減することができる。

40

【0073】

本実施例によれば、従来の多出力スイッチング電源装置に若干の部品を追加するだけで、実施例1の発明と同様に、第1スイッチング素子又は第2スイッチング素子の何れのオン期間を制御しても出力電圧を調整でき、2つの出力の安定化を図ることができる。

【0074】

50

実施例 4

図 1 2 は本発明の実施例 4 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図であり、図 1 3 はその多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。

【 0 0 7 5 】

なお、図 1 3 中の記号の意味は、図 5 のそれらと同じである。また、図 1 3 はトランス T 2 の第 1 の二次巻線 S 1 と第 2 の二次巻線 S 2 とを疎結合にした場合、又は、第 1 のリアクトルを挿入した場合の波形を示している。

【 0 0 7 6 】

この多出力スイッチング電源装置は、実施例 3 に係る多出力スイッチング電源装置における第 2 の二次巻線 S 2 の極性を逆にしたものである。以下では、実施例 1 と異なる部分を中心に説明する。

10

【 0 0 7 7 】

第 1 出力電圧 V_{o1} の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第 1 スイッチング素子 Q 1 と第 2 スイッチング素子 Q 2 とのデューティを制御することによって行われる。すなわち、第 1 スイッチング素子 Q 1 と第 2 スイッチング素子 Q 2 とのデューティ比を変えることにより、第 1 スイッチング素子 Q 1 のオン期間において、第 1 電流共振コンデンサ C_{ri1} に蓄えられる電圧が調整される。また、第 2 スイッチング素子 Q 2 のオン期間において、第 1 電流共振コンデンサ C_{ri1} に蓄えられたエネルギーによって第 1 共振リアクトル L_r と第 1 電流共振コンデンサ C_{ri1} による共振がおきる。その結果、共振電流によりトランス T 2 の二次側にエネルギーが送られるので、二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、第 1 の二次巻線 S 1 に発生された電圧が、ダイオード D 1 及び平滑コンデンサ C 1 から成る第 1 整流平滑回路によって整流及び平滑され、第 1 出力端子から第 1 出力電圧 V_{o1} として出力される。

20

【 0 0 7 8 】

第 2 出力電圧 V_{o2} の制御は以下のようにして行われる。すなわち、実施例 2 に係る多出力スイッチング電源装置と同様に、第 2 電流共振コンデンサ C_{ri2} と第 2 共振リアクトル L_{r2} とから成る第 2 直列共振回路は、第 2 スイッチング素子 Q 2 のオン期間において、第 1 の二次巻線 S 1 に発生する電圧 ($V_{o1} + V_f$) の印加による共振動作によって第 2 電流共振コンデンサ C_{ri2} にエネルギーが蓄える。そして、第 1 スイッチング素子 Q 1 のオン期間に、第 1 の二次巻線 S 1 に発生する電圧に第 2 電流共振コンデンサ C_{ri2} に蓄えられたエネルギーによる電圧が加えられた電圧が、ダイオード D 2 及び平滑コンデンサ C 2 から成る第 2 整流平滑回路によって整流及び平滑され、第 2 出力端子から第 2 出力電圧 V_{o2} として出力される。このとき、第 2 電流共振コンデンサ C_{ri2} は、蓄えられたエネルギーに応じた電圧が放電して低下し、その後二次巻線 S 1 の電圧によって逆方向に充電される。平滑コンデンサ C 2 が充電を終了するとダイオード D 2 には電流が流れなくなり、第 2 電流共振コンデンサ C_{ri2} は、第 2 共振リアクトル L_{r2} との共振動作によって徐々に放電を開始し、やがて逆方向に充電される。この動作中に第 2 のスイッチング素子 Q 2 がオフし、第 1 のスイッチング素子 Q 1 がオンすると、二次巻線 S 1 に誘起される電圧が逆になるが引き続き放電から逆方向への充電動作を継続する。

30

【 0 0 7 9 】

このように、第 2 電流共振コンデンサ C_{ri2} は、第 2 スイッチング素子 Q 2 がオンし平滑コンデンサ C 2 を充電する期間だけ放電し、残りの第 2 スイッチング素子 Q 2 がオンしている期間と第 1 スイッチング素子 Q 1 のオン期間は充電される。つまり、平滑コンデンサ C 2 を充電する期間を除き、第 1 スイッチング素子 Q 1 と第 2 スイッチング素子 Q 2 によるスイッチング周期のほとんどの期間で第 2 電流共振コンデンサ C_{ri2} が充電される。そこで、第 1 スイッチング素子 Q 1 と第 2 スイッチング素子 Q 2 によるスイッチング周期、すなわち、スイッチング周波数を変化させれば、第 2 電流共振コンデンサ C_{ri2} の充電期間を調整できるので、第 2 出力電圧 V_{o2} を制御することができる。具体的には、帰還回路 6 から出力される第 2 出力電圧誤差信号に応じて第 2 スイッチング素子 Q 2 のオン期間を制御し、帰還回路 5 から出力される第 1 出力電圧誤差信号に応じて第 1 スイ

40

50

チング素子 Q_1 のオン期間を制御して第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 によるデューティを調整する。つまり、第1出力電圧誤差信号によってデューティが決定され第1出力電圧が調整されるので、第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子のオン期間を制御すると、スイッチング周波数が変化し、第2出力電圧が調整される。

【0080】

なお、上述した実施例4に係る多出力スイッチング電源装置では、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御するように構成したが、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御しても同様の結果が得られる。

10

【0081】

また、実施例2と同様に、入力電圧が低下した場合であっても一定の電力を第2出力端子へ出力することができる。

【0082】

本実施例によれば、トランスの第1の二次巻線と第2の二次巻線とが疎結合されることで漏れインダクタンスを大きくして電流のピークを抑えて、整流平滑回路での損失を軽減することができる。

20

【0083】

実施例5

図14は本発明の実施例5に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図であり、図15は、その多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。なお、図15中の記号の意味は、図5のそれらと同じである。

【0084】

実施例5に係る多出力スイッチング電源装置は、図4に示した実施例1に係る多出力スイッチング電源装置の第2共振リアクトル L_{r2} が第2トランス T_3 の一次巻線 P_2 (巻数 N_4)に含まれるように構成され、第2トランス T_3 の二次巻線 S_3 (巻数 N_5)に発生する電圧をダイオード D_2 及び平滑コンデンサ C_2 から成る第2整流平滑回路により整流及び平滑し、第2出力端子から第2出力電圧 V_{o2} として出力することを特徴とする。

30

以下では、実施例1と異なる部分を中心に説明する。

【0085】

第1出力電圧 V_{o1} の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間のデューティを制御することによって行われる。すなわち、第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 とのデューティ比を変えることにより、第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間において第1電流共振コンデンサ C_{ri} に蓄えられる電圧が調整され、第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間において、第1電流共振コンデンサ C_{ri} に蓄えられたエネルギーによって第1共振リアクトル L_r と第1電流共振コンデンサ C_{ri} が共振動作し、共振電流によりエネルギーが二次側に送られる。したがって、 Q_1 と Q_2 のオン期間を制御することにより二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、第1の二次巻線 S_1 に発生された電圧が、ダイオード D_1 及び平滑コンデンサ C_1 から成る第1整流平滑回路によって整流及び平滑され、第1出力端子から第1出力電圧 V_{o1} として出力される。

40

【0086】

第2出力電圧 V_{o2} の制御は、以下のようにして行われる。すなわち、実施例1に係る多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間において、入力電圧 V_{in} と第1電流共振コンデンサ C_{ri} の両端電圧の差の電圧が一次巻線 P_1 に印加されるので、第2の二次巻線 S_2 にはこの差の電圧の巻数比倍の電圧が発生する。その結果、第2の二次巻線 S_2 に発生された電圧が第2電流共振コンデンサ C_{ri2} と第2共振リアクトル L_{r2} とから成る第2直列共振回路に印加されることにより、第2直列共

50

振回路が共振動作し、第2電流共振コンデンサ C_{r2} は徐々に充電される。

【0087】

第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間においては、第1の二次巻線 S_1 に発生された電圧に、第2電流共振コンデンサ C_{r2} に蓄えられたエネルギーによる電圧が加えられた電圧の巻数比倍の電圧が第2トランス T_3 の二次巻線 S_3 に発生し、発生した電圧がダイオード D_2 及び平滑コンデンサ C_2 から成る第2整流平滑回路で整流及び平滑され、第2出力端子から第2出力電圧 V_{o2} として出力される。このとき、第2電流共振コンデンサ C_{r2} は、蓄えられたエネルギーに応じた電圧が放電により低下し、その後二次巻線 S_1 の電圧によって逆方向に充電される。平滑コンデンサ C_2 が充電を終了すると、ダイオード D_2 には電流が流れなくなり、第2電流共振コンデンサ C_{r2} は、第2共振リアクトル L_{r2} との共振動作によって徐々に放電を開始し、やがて逆方向に充電される。この動作中に第2のスイッチング素子 Q_2 がオフし、第1のスイッチング素子 Q_1 がオンすると、二次巻線 S_1 に誘起される電圧が逆になるが引き続き放電から逆方向への充電動作を継続する。

10

【0088】

このように、第2電流共振コンデンサ C_{r2} は第2スイッチング素子 Q_2 がオンし平滑コンデンサ C_2 を充電する期間だけ放電し、残りの第2スイッチング素子 Q_2 がオンしている期間と第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間は充電される。つまり、平滑コンデンサ C_2 を充電する期間を除き、第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 によるスイッチング周期のほとんどの期間で第2電流共振コンデンサ C_{r2} が充電される。そこで、第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 によるスイッチング周期、すなわち、スイッチング周波数を変化させれば、第2電流共振コンデンサ C_{r2} の充電期間を調整できるので、第2出力電圧 V_{o2} を制御することができる。具体的には、帰還回路6から出力される第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、帰還回路5から出力される第1出力電圧誤差信号に応じて第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御して第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 によるデューティを調整する。つまり、第1出力電圧誤差信号によってデューティが決定され第1出力電圧が調整されるので、第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子のオン期間を制御するとスイッチング周波数が変化し第2出力電圧が調整される。

20

【0089】

なお、上述した実施例5に係る多出力スイッチング電源装置では、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御するように構成したが、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御しても同様の結果が得られる。

30

【0090】

また、第2トランス T_3 の一次巻線 P_2 と二次巻線 S_3 とを疎結合にすることによりリアクトル成分を大きくすることができる。すなわち、実施例3の変形例に係る多出力スイッチング電源装置の場合と同様に、図10の波形図に示すように、第1出力端子又は第2出力端子へ電圧を出力する際の電流のピークを抑え、緩やかに変化する電流を得ることができるので、整流平滑回路での損失を軽減することができる。

40

【0091】

本実施例によれば、第2共振リアクトルに別の巻線を設けて第2トランスとしたので、第2トランスの巻数比によって電圧を調整できる。その結果、第1トランスの巻数比にとらわれず、出力電圧を自由に設定できる。

【0092】

実施例6

図16は本発明の実施例6に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図であり、図17は、その多出力スイッチング電源装置の動作を示す波形図である。なお、図1

50

7中の記号の意味は、図5のそれらと同じである。

【0093】

この多出力スイッチング電源装置は、実施例5に係る多出力スイッチング電源装置における第2トランスT3の二次巻線S3の極性を逆にしたものである。以下では、実施例1と異なる部分を中心に説明する。

【0094】

第1出力電圧 V_{o1} の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とのデューティを制御することによって行われる。すなわち、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とのデューティ比を変えることにより、第1スイッチング素子Q1のオン期間において、第1電流共振コンデンサC_{ri}に蓄えられる電圧が調整され、第2スイッチング素子Q2のオン期間において、第1電流共振コンデンサC_{ri}に蓄えられたエネルギーによって第1共振リアクトルL_rと第1電流共振コンデンサC_{ri}による共振電流で、二次側にエネルギーが送られるので、二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、第1の二次巻線S1に発生された電圧が、ダイオードD1及び平滑コンデンサC1から成る第1整流平滑回路によって整流及び平滑され、第1出力端子から第1出力電圧 V_{o1} として出力される。

10

【0095】

第2出力電圧 V_{o2} の制御は、以下のようにして行われる。すなわち、第2電流共振コンデンサC_{ri2}と第2トランスT3の一次巻線P2のインダクタンスによる第2直列共振回路は、実施例1に係る多出力スイッチング電源装置のそれとは逆に、第2スイッチング素子Q2のオン期間において、第1の二次巻線S1に発生された電圧($V_{o1} + V_f$)の印加による共振動作によって第2電流共振コンデンサC_{ri2}にエネルギーを蓄える。

20

【0096】

そして、第1スイッチング素子Q1のオン期間において、第1の二次巻線S1に発生された電圧に第2電流共振コンデンサC_{ri2}に蓄えられたエネルギーによる電圧が加えられた電圧の巻数比倍の電圧が第2トランスT3の二次巻線S3に発生し、その電圧がダイオードD2及び平滑コンデンサC2から成る第2整流平滑回路によって整流及び平滑され、第2出力端子から第2出力電圧 V_{o2} として出力される。このとき、第2電流共振コンデンサC_{ri2}は、蓄えられたエネルギーに応じた電圧が放電し、その後二次巻線S2の電圧によって逆方向に充電される。平滑コンデンサC2が充電を終了すると、ダイオードD2には電流が流れなくなり、第2電流共振コンデンサC_{ri2}は、第2共振リアクトルL_{r2}との共振動作によって徐々に放電を開始し、やがて逆方向に充電される。この動作中に第2のスイッチング素子Q2がオフし、第1のスイッチング素子Q1がオンすると、二次巻線S2に誘起される電圧が逆になるが引き続き放電から逆方向への充電動作を継続する。

30

【0097】

この場合、第2電流共振コンデンサC_{ri2}の充電期間は、第1スイッチング素子Q1のオン期間と第2スイッチング素子Q2のオン期間とにより決定されるが、第1スイッチング素子Q1のオン期間は、第1出力電圧 V_{o1} が一定になるようなデューティに制御される。したがって、第2スイッチング素子Q2のオン期間を制御することにより、換言すれば、第2スイッチング素子Q2のスイッチング周波数を変化させることにより、第2電流共振コンデンサC_{ri2}に蓄えられるエネルギーを変化させることができるので、第2出力電圧 V_{o2} の制御が可能となる。すなわち、制御回路10aは、帰還回路6から送られてくる第2電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子Q2のオン期間、つまりスイッチング周波数を変化させ、第2出力端子から出力される第2出力電圧 V_{o2} を制御する。

40

【0098】

なお、上述した実施例6に係る多出力スイッチング電源装置では、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第2スイッチング素子Q2のオン期間を制御し、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第1スイッチング素子Q1のオン期間を制

50

御するように構成したが、第 1 出力電圧 V_{o1} に基づく第 1 電圧誤差信号により第 2 スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第 2 出力電圧 V_{o2} に基づく第 2 電圧誤差信号により第 1 スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御しても同様の結果が得られる。

【0099】

また、実施例 2 と同様に、入力電圧が低下した場合であっても一定の電力を第 2 出力端子へ出力することができる。

【0100】

実施例 1、3、5 では、スイッチング素子 Q_2 のオン期間に、二次巻線に発生する電圧を整流平滑し第 1 の出力電圧を取り出し、第二の共振リアクトルの電圧を整流平滑し第 2 の出力電圧を取り出したが、スイッチング素子 Q_1 のオン期間に、二次巻線に発生する電圧を整流平滑し第 1 の出力電圧を取り出し、第二の共振リアクトルの電圧を整流平滑し第 2 の出力電圧を取り出しても同様の効果が得られる。また、実施例 2、4、6 ではスイッチング素子 Q_2 のオン期間に二次巻線に発生する電圧を整流平滑し第 1 の出力電圧を取り出し、スイッチング素子 Q_1 のオン期間に第二の共振リアクトルの電圧を整流平滑し第 2 の出力電圧を取り出したが、スイッチング素子 Q_1 のオン期間に二次巻線に発生する電圧を整流平滑し第 1 の出力電圧を取り出し、スイッチング素子 Q_2 のオン期間に第二の共振リアクトルの電圧を整流平滑し第 2 の出力電圧を取り出しても同様の効果が得られる。

10

【0101】

実施例 7

図 18 は本発明の実施例 7 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。この多出力スイッチング電源装置において実施例 6 に係る多出力スイッチング電源装置と異なる部分を中心に説明する。

20

【0102】

トランス T_1 の二次側には、トランス T_1 の一次巻線 P_1 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように二次巻線 S_1 (巻数 N_2) が巻回され、この二次巻線 S_1 (巻数 N_2) には並列に第 1 整流平滑回路と第 2 直列共振回路とが接続されている。第 2 トランス T_4 は、第 2 直列共振回路を構成する一次巻線 P_2 (巻数 N_4) と、第 1 の二次巻線 S_3 (巻数 N_2) と、この第 1 の二次巻線 S_3 に直列に接続された第 2 の二次巻線 S_4 (巻数 N_6) とを有している。

30

【0103】

第 1 整流平滑回路は、ダイオード D_1 と平滑コンデンサ C_1 とから構成されている。ダイオード D_1 のアノードは二次巻線 S_1 の一端に接続されカソードは第 1 出力端子に接続される。平滑コンデンサ C_1 は、ダイオード D_1 のカソード (第 1 出力端子) と二次巻線 S_1 の他端 (GND 端子) との間に接続されている。第 1 整流平滑回路は、トランス T_1 の二次巻線 S_1 に誘起された電圧を整流及び平滑し、第 1 出力端子から第 1 出力電圧 V_{o1} として出力する。

【0104】

第 2 直列共振回路は、トランス T_1 の二次巻線 S_1 の一端 (ダイオード D_1 のアノード) に一端が接続された第 2 電流共振コンデンサ C_{r12} と、第 2 電流共振コンデンサ C_{r12} の他端と二次巻線 S_1 の他端 (GND 端子) との間に接続された第 2 トランス T_4 の一次巻線 P_2 とから構成される。すなわち、第 1 実施例の第 2 直列共振回路において第 2 共振リアクトル L_{r2} が第 2 トランス T_4 の一次巻線 P_2 に含まれることと等価である。

40

【0105】

第 2 整流平滑回路は、ダイオード D_2 、 D_4 と平滑コンデンサ C_2 とから構成されている。ダイオード D_2 のアノードは、第 2 トランス T_4 の第 1 の二次巻線 S_3 に接続され、カソードは第 2 出力端子に接続される。ダイオード D_4 のアノードは、第 2 トランス T_4 の第 2 の二次巻線 S_4 に接続され、カソードは第 2 出力端子に接続されている。第 2 トランス T_4 の第 1 の二次巻線 S_3 と第 2 の二次巻線 S_4 との接続点は、GND 端子に接続される。

【0106】

50

平滑コンデンサC2は、ダイオードD2、D4のカソード（第2出力端子）と二次巻線S1の他端（GND端子）との間に接続されている。第2整流平滑回路は、トランスT1の二次巻線S1に発生された電圧に第2電流共振コンデンサCr i 2との両端電圧が加えられた電圧を整流及び平滑し、第2出力端子から第2出力電圧Vo2として出力する。

【0107】

また、この多出力スイッチング電源装置は、トランスT1の二次側に発生された電圧を一次側にフィードバックするための帰還回路5及び帰還回路6を備えている。帰還回路5は、第1出力端子に出力される第1出力電圧Vo1と所定の基準電圧とを比較し、その誤差電圧を、第1電圧誤差信号として一次側の制御回路10aにフィードバックする。帰還回路6は、第2出力端子に出力される第2出力電圧Vo2と所定の基準電圧とを比較し、その誤差電圧を第2電圧誤差信号として一次側の制御回路10aにフィードバックする。

10

【0108】

制御回路10aは、帰還回路5からの第1電圧誤差信号及び帰還回路6からの第2電圧誤差信号に基づき第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とを交互にオン/オフさせてPWM制御を行い、第1出力電圧Vo1及び第2出力電圧Vo2が一定になるように制御する。この場合、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2の各ゲートには、制御信号として、数100ns程度のデッドタイムを持たせるような電圧が印加される。これにより、第1スイッチング素子Q1及び第2スイッチング素子Q2の各オン期間が重複することなく交互にオン/オフされる。

【0109】

次に、このように構成された本発明の実施例7に係る多出力スイッチング電源装置の動作を、図19に示す波形図を参照しながら説明する。図19は重負荷時の動作を示す波形図である。なお、図19中の記号の意味は図5のそれらと同じである。

20

【0110】

第1出力電圧Vo1の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とのデューティを制御することによって行われる。すなわち、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とのデューティ比を変えることにより、第1スイッチング素子Q1のオン期間において、第1電流共振コンデンサCr iに蓄えられる電圧が調整される。

【0111】

第2スイッチング素子Q2のオン期間において、第1電流共振コンデンサCr iに蓄えられたエネルギーによって第1共振リアクトルLrと第1電流共振コンデンサCr iによる共振が起きる。その結果、共振電流によりトランスT1の二次側にエネルギーが送られるので、二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、二次巻線S1に発生された電圧が、ダイオードD1及び平滑コンデンサC1から成る第1整流平滑回路によって整流及び平滑され、第1出力端子から第1出力電圧Vo1として出力される。

30

【0112】

第2出力電圧Vo2の制御は、以下のようにして行われる。すなわち、第1スイッチング素子Q1のオン期間（時刻t1～t2）において、入力電圧Vinと第1電流共振コンデンサCr iの両端電圧との差の電圧が一次巻線P1に印加されるので、二次巻線S1には、この差の電圧の巻数比倍の電圧が発生する。この電圧と第2電流共振コンデンサCr i 2の電圧が加えられた電圧が、第2トランスT4の一次巻線P2に印加される。そして、第2トランスT4の第2の二次巻線S4にはその巻数比倍の電圧が発生し、S4、D4、C2、S4に沿った経路を電流が流れ、ダイオードD4および平滑コンデンサC2により整流及び平滑されて、第2出力電圧Vo2として出力される。

40

【0113】

これと同時に二次巻線S1に発生された電圧が第2電流共振コンデンサCr i 2と第2共振リアクトルLr 2とから成る第2直列共振回路に印加されることにより、第2直列共振回路が共振動作し、第2電流共振コンデンサCr i 2は徐々に放電から逆方向へ充電される。

50

【0114】

第2スイッチング素子Q2のオン期間(例えば、時刻 $t_2 \sim t_4$)においては、二次巻線S1に発生する電圧は出力電圧 V_{o1} の出力電圧よりダイオードD1の順方向電圧降下分だけ高い電圧となる。この電圧と第2電流共振コンデンサC_{ri2}の電圧が加えられた電圧が第2トランスT4の一次巻線P2に印加される。その結果、第2トランスT4の第1の二次巻線S3にはその巻数比倍の電圧が発生し、S3, D2, C2, S3に沿った経路を電流が流れて、ダイオードD2及び平滑コンデンサC2により整流及び平滑され第2の出力電圧 V_{o2} として出力される。

【0115】

これと同時に二次巻線S1に発生された電圧が第2電流共振コンデンサC_{ri2}と第2共振リアクトルL_{r2}とから成る第2直列共振回路に印加されることにより、第2直列共振回路が共振動作し、第2電流共振コンデンサC_{ri2}は徐々に放電から逆方向へ充電される。

10

【0116】

このように、第2共振コンデンサC_{ri2}は、第1スイッチング素子Q1及び第2スイッチング素子Q2のオン期間に第2出力電圧 V_{o2} にエネルギーを放出すると同時に、第1の二次巻線S1に発生する電圧による直列共振動作により、充放電される。この共振動作において第2電流共振コンデンサC_{ri2}の振幅は、スイッチング周波数を変化させることにより調整できる。即ち、スイッチング周波数を低くすると、第2電流共振コンデンサC_{ri2}の振幅は大きくなり、スイッチング周波数を高くすると、第2電流共振コンデンサC_{ri2}の振幅は小さくなる。

20

【0117】

また、第2の共振コンデンサC_{ri2}の振幅が変化することにより、第2の出力 V_{o2} に送られるエネルギーが変化する。すなわち、スイッチング周波数を変化させれば、第2電流共振コンデンサC_{ri2}の充電期間を調整できるので、第2出力電圧 V_{o2} を制御することができる。具体的には、帰還回路6から出力される第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子Q2のオン期間を制御し、帰還回路5から出力される第1出力電圧誤差信号に応じて第1スイッチング素子Q1のオン期間を制御して第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2によるデューティを調整する。即ち、第1出力電圧誤差信号によってデューティが決定され、第1出力電圧 V_{o1} が調整されるので、第2出力電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子Q2のオン期間を制御すると、スイッチング周波数が変化し第2出力電圧 V_{o2} が調整される。

30

【0118】

なお、上述した実施例7に係る多出力スイッチング電源装置では、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第2スイッチング素子Q2のオン期間を制御し、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第1スイッチング素子Q1のオン期間を制御するように構成したが、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第2スイッチング素子Q2のオン期間を制御し、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第1スイッチング素子Q1のオン期間を制御しても同様の結果が得られる。

【0119】

本実施例によれば、実施例1の発明の効果が得られるとともに、第2整流平滑回路が第2トランスの複数の二次巻線に発生する電圧を整流及び平滑するので、第2出力電圧の安定化をさらに図ることができる。

40

【0120】

また、本実施例の発明によれば、第1スイッチング素子がオン(又はオフ)の時に第1ダイオードを介して平滑コンデンサに電流が流れ、第1スイッチング素子がオフ(又はオン)の時に第2ダイオードを介して平滑コンデンサに電流が流れるので、リップル分が小さくなり、第2出力電圧をより安定化できる。

【0121】

実施例8

50

図 20 は本発明の実施例 8 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。この多出力スイッチング電源装置は、図 18 に示す実施例 7 の多出力スイッチング電源装置に対して、トランス T 2 の二次巻線が、第 1 の二次巻線 S 1 と第 2 の二次巻線 S 2 (巻数 N 3) とを含んで構成され、第 1 整流平滑回路が、トランス T 2 の第 1 の二次巻線 S 1 に発生する電圧を整流及び平滑し、第 2 直列共振回路が、トランス T 2 の第 2 の二次巻線 S 2 に並列に接続されることを特徴とする。その他の構成は図 18 に示す実施例 7 の構成と同様である。

【0122】

このように構成された実施例 8 によれば、第 2 直列共振回路は、トランス T 2 の第 2 の二次巻線 S 2 に発生する電圧により共振動作し、実施例 7 と同様に動作するとともに同様の効果が得られる。即ち、実施例 7 の構成にさらにトランス T 2 の第 2 の二次巻線 S 2 を追加するだけで、上述した実施例 7 の発明と同様に、第 1 スwitching 素子 Q 1 又は第 2 スwitching 素子 Q 2 の何れのオン期間を制御しても出力電圧を調整でき、2 つの出力の安定化を図ることができる。

10

【0123】

また、第 1 スwitching 素子 Q 1 がオンの時にダイオード D 4 を介してコンデンサ C 2 に電流が流れ、第 1 スwitching 素子 Q 1 がオフの時にダイオード D 2 を介してコンデンサ C 2 に電流が流れるので、リップル分が小さくなり、第 2 出力電圧 V_{o2} をより安定化できる。

【0124】

なお、図 20 に示すトランス T 2 の第 2 の二次巻線 S 2 は、下側が巻き始め (黒丸印) の極性であったが、例えば、上側が巻き始めとなる極性であるようにしても良い。

20

【0125】

本実施例によれば、実施例 7 の発明に第 1 トランスの第 2 の二次巻線を追加するだけで、第 1 スwitching 素子又は第 2 スwitching 素子の何れのオン期間を制御しても出力電圧を調整でき、2 つの出力の安定化を図ることができる。

【0126】

実施例 9

図 21 は本発明の実施例 9 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。実施例 1 ~ 8 においては第 2 出力電圧生成のための第 2 直列共振回路がトランスの 2 次側に配置されているが、トランスの一次側に配置しても同様に多出力スイッチング電源装置を構成することができる。

30

【0127】

より詳細には、この多出力スイッチング電源装置において、第 1 トランス T 1 A の一次側には、商用電源 1 からの交流電圧を整流する全波整流回路 2 と、全波整流回路 2 の出力端子間に接続され全波整流回路 2 の出力を平滑する平滑コンデンサ C 3 と、平滑コンデンサ C 3 の両端間に直列に接続され且つ平滑コンデンサ C 3 の両端の電圧が直流入力電圧 V_{in} として印加される第 1 スwitching 素子 Q 1 及び第 2 スwitching 素子 Q 2 と、第 1 スwitching 素子 Q 1 及び第 2 スwitching 素子 Q 2 のオンオフを制御する制御回路 10 a と、第 2 スwitching 素子 Q 2 に並列に接続された電圧共振コンデンサ C_{rv} と、電圧共振コンデンサ C_{rv} の両端に接続された第 1 直列共振回路とが設けられている。

40

【0128】

第 1 直列共振回路は、第 1 トランス T 1 A の一次巻線 P 1 (巻数 N 1)、第 1 共振リアクトル L_r 及び第 1 電流共振コンデンサ C_{ri} が直列に接続されることにより構成されている。なお、第 1 共振リアクトル L_r は、例えば第 1 トランス T 1 の一次 - 二次間のリーケージインダクタンスである。

【0129】

また、トランス T 1 A の二次側には、トランス T 1 A の一次巻線 P 1 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように巻回された二次巻線 S 1 (巻数 N 2) に接続される第 1 整流平滑回路が設けられる。

50

【0130】

第1整流平滑回路は、ダイオードD1と平滑コンデンサC1とから構成されている。ダイオードD1のアノードは二次巻線S1の一端に接続され、カソードは第1出力端子に接続されている。平滑コンデンサC1は、ダイオードD1のカソード(第1出力端子)と二次巻線S1の他端(GND端子)との間に接続されている。第1整流平滑回路は、トランスT1Aの二次巻線S1に誘起された電圧を整流及び平滑し、第1出力端子から第1出力電圧V_{o1}として出力する。

【0131】

また、トランスT1Aの一次巻線の両端には第2直列共振回路が設けられる。第2直列共振回路は、スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2の接続点に一端が接続された第2共振リアクトルL_{r2}であって他端が第2トランスT1Bの一次巻線P2の一端に接続されるものと、一次巻線P2の他端に一端が接続される第2電流コンデンサC_{ri2}であってトランスT1Aの他端と第1共振コンデンサC_{ri}の接続点に接続されるものとを有する。なお、第2共振リアクトルL_{r2}は、例えば第2トランスT1Bの一次-二次間のリーケージインダクタンスである。第2トランスT1Bの二次側には、第2トランスT1Bの一次巻線P2の電圧に対して同相の電圧が発生するように巻回された二次巻線S2(巻数N4)に接続された第2整流平滑回路が設けられる。

10

【0132】

第2整流平滑回路は、ダイオードD2と平滑コンデンサC2とを有する。ダイオードD2のアノードは、第2トランスT1Bの二次巻線S2に接続され、カソードは第2出力端子に接続される。平滑コンデンサC2は、ダイオードD2のカソード(第2出力端子)と二次巻線S1の他端(GND端子)との間に接続される。

20

【0133】

この多出力スイッチング電源装置は、第1出力電圧V_{o1}および第2出力電圧V_{o2}を一次側にフィードバックするための帰還回路5及び帰還回路6を備える。帰還回路5は、第1出力端子に出力される第1出力電圧V_{o1}と所定の基準電圧とを比較し、その誤差電圧を第1電圧誤差信号として一次側の制御回路10aにフィードバックする。帰還回路6は、第2出力端子に出力される第2出力電圧V_{o2}と所定の基準電圧とを比較し、その誤差電圧を第2電圧誤差信号として一次側の制御回路10aにフィードバックする。

30

【0134】

制御回路10aは、帰還回路5からの第1電圧誤差信号及び帰還回路6からの第2電圧誤差信号に基づき第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2とを交互にオン/オフさせてPWM制御を行い、第1出力電圧V_{o1}及び第2出力電圧V_{o2}が一定になるように制御する。この場合、第1スイッチング素子Q1と第2スイッチング素子Q2の各ゲートには、制御信号として数100ns程度のデッドタイムを持たせるような電圧が印加される。これにより、第1スイッチング素子Q1及び第2スイッチング素子Q2の各オン期間が重複することなく交互にオン/オフされる。

【0135】

次に、このように構成された本発明の実施例9に係る多出力スイッチング電源装置の動作を、図22, 23に示す波形図を参照しながら説明する。

40

【0136】

図22, 23において、V_{Q2ds}は第2スイッチング素子Q2のドレイン-ソース間の電圧、I_{Q1}は第1スイッチング素子Q1のドレインを流れる電流、I_{Q2}は第2スイッチング素子Q2のドレインを流れる電流、I_{cri}は第1電流共振コンデンサC_{ri}を流れる電流、V_{cri}は第1電流共振コンデンサC_{ri}の両端電圧、I_{cri2}は第2電流共振コンデンサC_{ri2}を流れる電流、V_{cri2}は第2電流共振コンデンサC_{ri2}の両端電圧、I_{D1}はダイオードD1を流れる電流、I_{D2}はダイオードD2を流れる電流を示している。

【0137】

第1出力電圧V_{o1}の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第1スイ

50

ツチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 とのデューティを制御することによって行われる。すなわち、第1スイッチング素子 Q_1 と第2スイッチング素子 Q_2 とのオン時間のデューティ比を変えることにより、第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間において第1電流共振コンデンサ C_{ri} に蓄えられる電圧が調整され、第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間において第1電流共振コンデンサ C_{ri} に蓄えられたエネルギーによって第1共振リアクトル L_r と第1電流共振コンデンサ C_{ri} の共振が起きる。その結果共振電流により第1トランス T_1A の二次側にエネルギーが送られるので、二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、二次巻線 S_1 に発生された電圧が、ダイオード D_1 及び平滑コンデンサ C_1 から成る第1整流平滑回路によって整流及び平滑され、第1出力端子から第1出力電圧 V_{o1} として出力される。

10

【0138】

第2出力電圧 V_{o2} の制御は、以下のようにして行われる。すなわち、第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間（例えば、時刻 $t_2 \sim t_4$ ）において、入力電圧と第2共振コンデンサ C_{ri2} の電圧を加えた電圧と第1共振コンデンサ C_{ri} の電圧の差電圧が第2トランス T_1B の一次巻線 P_2 に印加され、第2共振リアクトル L_{ri2} 、第2共振コンデンサ C_{ri2} 及び第1共振コンデンサ C_{ri} による共振電流が第2トランス T_1B の二次側に伝達される。伝達された電流は、ダイオード D_2 及び平滑コンデンサ C_2 から成る第2整流平滑回路によって整流及び平滑され、第2出力端子から第2出力電圧 V_{o2} として出力される。このとき、第2電流共振コンデンサ C_{ri2} は、蓄えられたエネルギーに応じた電圧が放電し、その後入力電圧と第1共振コンデンサ C_{ri} の差電圧によって逆方向に充電される。この動作中に第2のスイッチング素子 Q_2 がオフし、第1のスイッチング素子 Q_1 がオンすると、第1共振コンデンサ C_{ri1} に蓄えられた電圧が第2直列共振回路に印加されるが、第2直列共振回路の共振動作により引き続き逆方向への充電動作を継続する。その後、第2直列共振回路の共振電流が反転し、前述の順方向への充電動作に戻り、第2共振コンデンサ C_{ri2} にエネルギーが蓄積される。

20

【0139】

この場合、第2電流共振コンデンサ C_{ri2} の充電期間は、第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間と第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間とにより決定されるが、第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間は、第1出力電圧 V_{o1} が一定になるようなデューティに制御される。したがって、第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間の制御によって第2スイッチング素子 Q_2 のスイッチング周波数を変化させることにより第2電流共振コンデンサ C_{ri2} に蓄えられるエネルギーを変化させることができるので、第2出力電圧 V_{o2} の制御が可能となる。すなわち、制御回路10aは、帰還回路6から送られてくる第2電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間、つまりスイッチング周波数を変化させ、第2出力端子から出力される第2出力電圧 V_{o2} を制御する。

30

【0140】

図22に示すように重負荷時の動作波形ではスイッチング素子 Q_2 のオン期間が長く、第2共振コンデンサ C_{ri2} の振幅が大きく、二次側に伝達されるエネルギーが大きくなる。軽負荷時には、図23に示すようにスイッチング素子 Q_2 のオン期間が短く、第2共振コンデンサ C_{ri2} の振幅が小さく、二次側へ伝達されるエネルギーが制限される。このときスイッチング素子 Q_1 のオン期間は、第1の出力電圧 V_{o1} が一定になるように、スイッチング素子 Q_2 のオン期間の変動に合わせて変化するのでほぼ一定のデューティに制御されている。

40

【0141】

なお、本実施例に係る多出力スイッチング電源装置では、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御するように構成したが、第1出力電圧 V_{o1} に基づく第1電圧誤差信号により第2スイッチング素子 Q_2 のオン期間を制御し、第2出力電圧 V_{o2} に基づく第2電圧誤差信号により第1スイッチング素子 Q_1 のオン期間を制御しても同様の結果が得られる。

50

【 0 1 4 2 】

実施例 1 0

図 2 4 は本発明の実施例 1 0 に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。図 2 4 の多出力スイッチング電源装置は、図 2 1 の実施例 1 の多出力スイッチング電源装置に対して、第 2 トランス T 1 B の二次巻線が、1 次巻線 P 2 の電圧に対して逆相の電圧が発生するように巻回されている点が異なり、それ以外は同様の構成となっている。

【 0 1 4 3 】

次に、このように構成された本発明の実施例 1 0 に係る多出力スイッチング電源装置の動作を、図 2 5 , 図 2 6 に示す波形図を参照しながら説明する。図 2 5 は第 1 の出力、第 2 の出力ともに重負荷時の動作波形、図 2 6 は第 2 の出力が軽負荷時の動作波形である。

10

【 0 1 4 4 】

第 1 出力電圧 V_{o1} の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に、第 1 スイッチング素子 Q 1 と第 2 スイッチング素子 Q 2 とのデューティを制御することによって行われる。すなわち、第 1 スイッチング素子 Q 1 と第 2 スイッチング素子 Q 2 とのデューティ比を変えることにより、第 1 スイッチング素子 Q 1 のオン期間において、第 1 電流共振コンデンサ C r i に蓄えられる電圧が調整され、第 2 スイッチング素子 Q 2 のオン期間において、第 1 電流共振コンデンサ C r i に蓄えられたエネルギーによって第 1 共振リアクトル L r と第 1 電流共振コンデンサ C r i の共振が起きる。その結果共振電流により二次側にエネルギーが送られるので、二次側に送られるエネルギーを制御することができる。そして、二次巻線 S 1 に発生された電圧が、ダイオード D 1 及び平滑コンデンサ C 1 から成る第 1 整流平滑回路によって整流及び平滑され、第 1 出力端子から第 1 出力電圧 V_{o1} として出力される。

20

【 0 1 4 5 】

第 2 出力電圧 V_{o2} の制御は、以下のようにして行われる。すなわち、第 1 スイッチング素子 Q 1 のオン期間 (時刻 $t_1 \sim t_2$) において、入力電圧 V_{in} と第 1 電流共振コンデンサ C r i の両端電圧との差電圧が、第 2 電流共振コンデンサ C r i 2 と第 2 トランス T 1 B の 1 次巻線とから成る第 2 直列共振回路に印加されることにより、第 2 直列共振回路が共振動作し、第 2 電流共振コンデンサ C r i 2 は徐々に充電される。

30

【 0 1 4 6 】

そして、スイッチング素子 Q 2 のオン期間において、第 1 共振コンデンサ C r i に第 2 共振コンデンサ C r i 2 の電圧を加えた電圧が第 2 トランス T 1 B の 1 次巻線に印加され、第 2 共振リアクトル L r i 2、第 2 共振コンデンサ C r i 2 及び第 1 共振コンデンサ C r i による共振電流が二次側に伝達され、ダイオード D 2 及び平滑コンデンサ C 2 から成る第 2 整流平滑回路によって整流及び平滑され、第 2 出力端子から第 2 出力電圧 V_{o2} として出力される。

【 0 1 4 7 】

上述のように、第 1 の直列共振回路と第 2 の直列共振回路はスイッチング素子 Q 1 , Q 2 のオン期間において、同様の動作となる。ここで、例えば、第 1 共振リアクトル L r 1 のインダクタンスを数 μH 、第 2 共振リアクトル L r i 2 のインダクタンスを数 $10 \mu H$ と、第 1 共振コンデンサ C r i を数 $100 \mu H$ 、第 2 共振コンデンサ C r i 2 を数 $10 \mu H$ であるとする。

40

【 0 1 4 8 】

この場合、第 1 共振コンデンサ C r i は容量が大きく、スイッチング素子 Q 1 , Q 2 のオン期間の変動に対して電圧変動が少なく、また、第 1 共振リアクトルのインダクタンス、つまり第 1 トランス T 1 A のリーケージインダクタンスが小さいので、第 1 トランス T 1 A の 1 次 - 2 次間のインピーダンスが小さく、第 1 共振コンデンサ C r i の電圧の巻き数比倍の電圧が二次側に出力されることになる。したがって、スイッチング素子 Q 1 とスイッチング素子 Q 2 のデューティを制御し、第 1 共振コンデンサ C r i の電圧を調整することにより第 1 の出力電圧 V_{o1} を制御することができる。

50

【0149】

一方、第2の共振コンデンサC_{ri2}は容量が小さく、スイッチング素子Q₁、Q₂のオン期間の変動に対して電圧変動が大きいので、スイッチング素子Q₁、Q₂のオン期間に対応する周波数を可変し、第2共振コンデンサC_{ri2}の振幅を調整することにより出力電圧V_{o2}を制御することができる。

【0150】

その結果、制御回路10aは、帰還回路6から送られてくる第2電圧誤差信号に応じて第2スイッチング素子Q₂のオン期間、つまりスイッチング周波数を変化させ、帰還回路5から送られてくる第1電圧誤差信号に応じて第1スイッチング素子Q₁のオン期間を変化させ、第1スイッチング素子Q₁と第2スイッチング素子Q₂のデューティを調整することにより、実施例1同様に第1の出力電圧V_{o1}及び第2の出力電圧V_{o2}を制御することができる。

10

【0151】

実施例11

図27は本発明の実施例11に係る多出力スイッチング電源装置の構成を示す回路図である。この多出力スイッチング電源装置は、図24の実施例10に係る多出力スイッチング電源装置において、第1トランスT_{1A}と第1共振コンデンサC_{ri}の接続点に接続されていた第2の共振コンデンサC_{ri2}を、第2スイッチング素子Q₂と第1共振コンデンサC_{ri}の接続点に接続したものである。

【0152】

次に、このように構成された本発明の実施例2に係る多出力スイッチング電源装置の動作を、図28に示す波形図を参照しながら説明する。

20

【0153】

第1出力電圧V_{o1}の制御は、従来の多出力スイッチング電源装置と同様に行われる。第2出力電圧V_{o2}の制御は、以下のようにして行われる。すなわち、第1スイッチング素子Q₁のオン期間(時刻t₁~t₂)において、入力電圧V_{in}が第2電流共振コンデンサC_{ri2}と第2トランスT_{1B}の1次巻線とから成る第2直列共振回路に印加されることにより、第2直列共振回路が共振動作し第2電流共振コンデンサC_{ri2}は徐々に充電される。

【0154】

そして、スイッチング素子Q₂のオン期間において、第2共振コンデンサC_{ri2}の電圧を加えた電圧が第2トランスT_{2B}の1次巻線に印加され、第2共振リアクトルL_{ri2}、第2共振コンデンサC_{ri2}及び第1共振コンデンサC_{ri}による共振電流が二次側に伝達され、ダイオードD₂及び平滑コンデンサC₂から成る第2整流平滑回路によって整流及び平滑され、第2出力端子から第2出力電圧V_{o2}として出力される。

30

【0155】

以上のように、本実施例においては、実施例10の多出力スイッチング電源装置に対し、スイッチング素子Q₁、Q₂のオン期間に第2直列共振回路に印加される電圧が異なるだけで、同様の動作をとり、実施例10と同様の制御をすることで第1の出力電圧V_{o1}及び第2の出力電圧V_{o2}を制御することができる。

40

【0156】

実施例9~11では、スイッチング素子Q₂のオン期間に、二次巻線に発生する電圧を整流平滑し第1の出力電圧を取り出したが、スイッチング素子Q₁のオン期間に、二次巻線に発生する電圧を整流平滑し第1の出力電圧を取り出しても同様の効果が得られる。また、実施例11では、スイッチング素子Q₂のオン期間に第二のトランスの二次巻線に発生する電圧を整流平滑し第2の出力電圧を取り出したが、スイッチング素子Q₁のオン期間に二次巻線に第二のトランスの二次巻線に発生する電圧を整流平滑し第2の出力電圧を取り出しても同様の効果が得られる。

【0157】

産業上の利用可能性

50

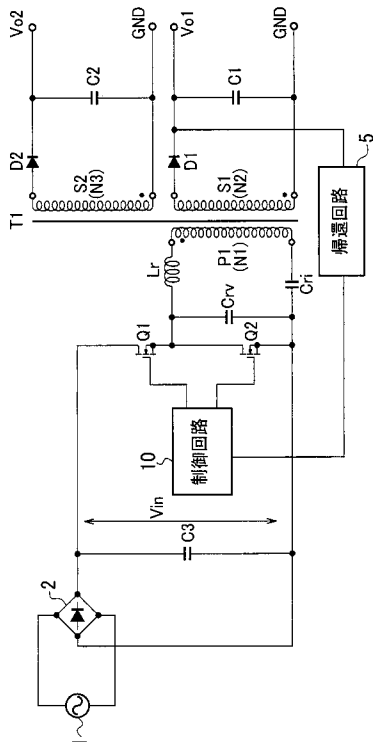
本発明に係る多出力スイッチング電源装置は、電圧値が異なる複数の直流電圧を出力する電源装置に利用可能である。

【0158】

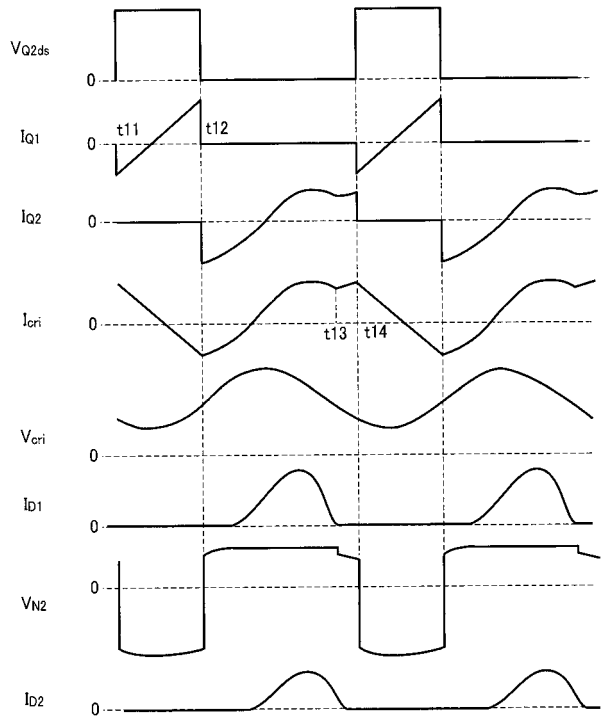
(米国指定)

本出願は米国指定に関し、2005年10月3日に出願された日本国特許出願第2005-289934および2006年2月21日に出願された日本国特許出願第2006-044321について米国特許法第119条(a)に基づく優先権の利益を援用し、当該開示内容を引用する。

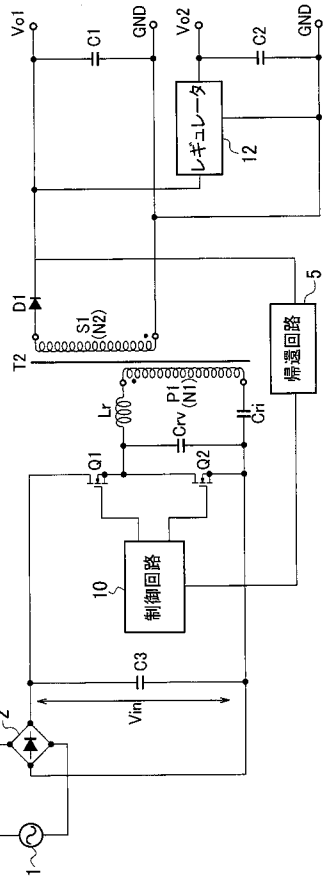
【図1】



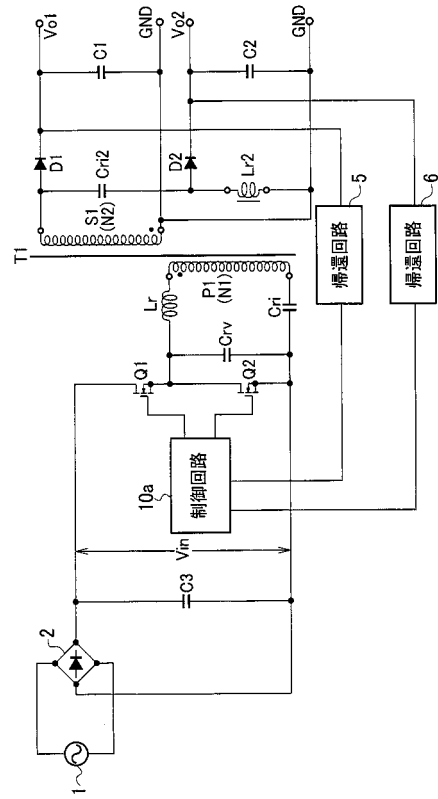
【図2】



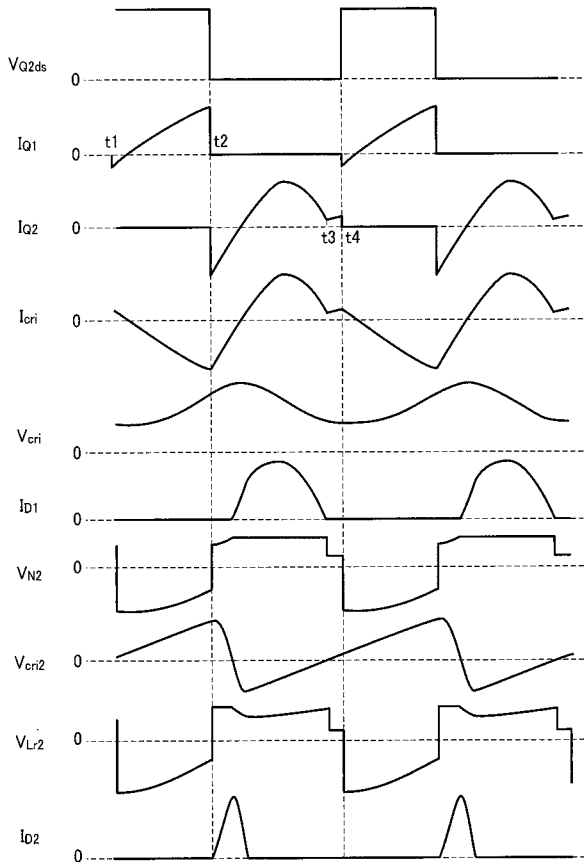
【 図 3 】



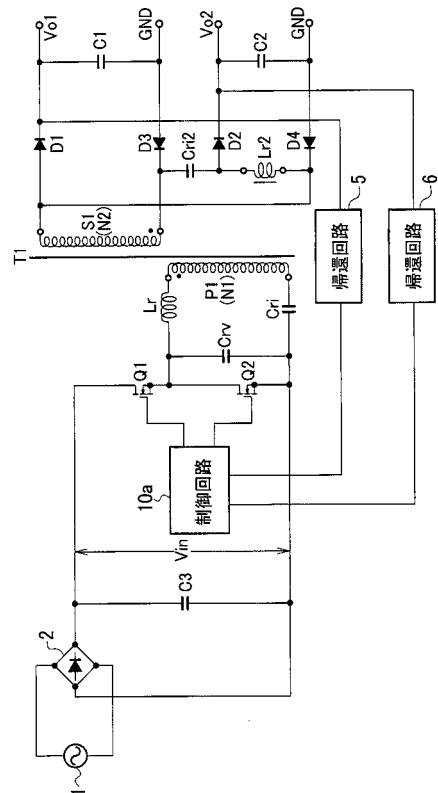
【 図 4 】



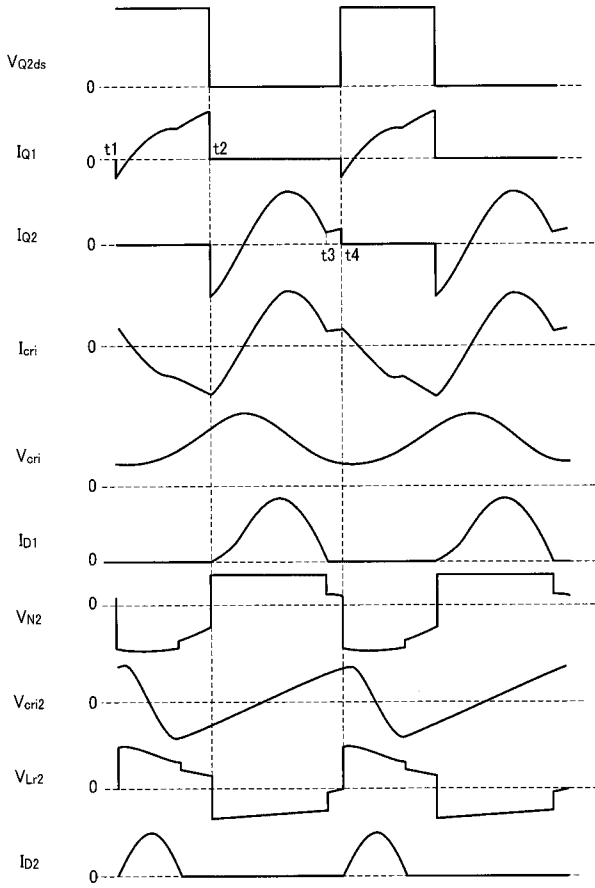
【 図 5 】



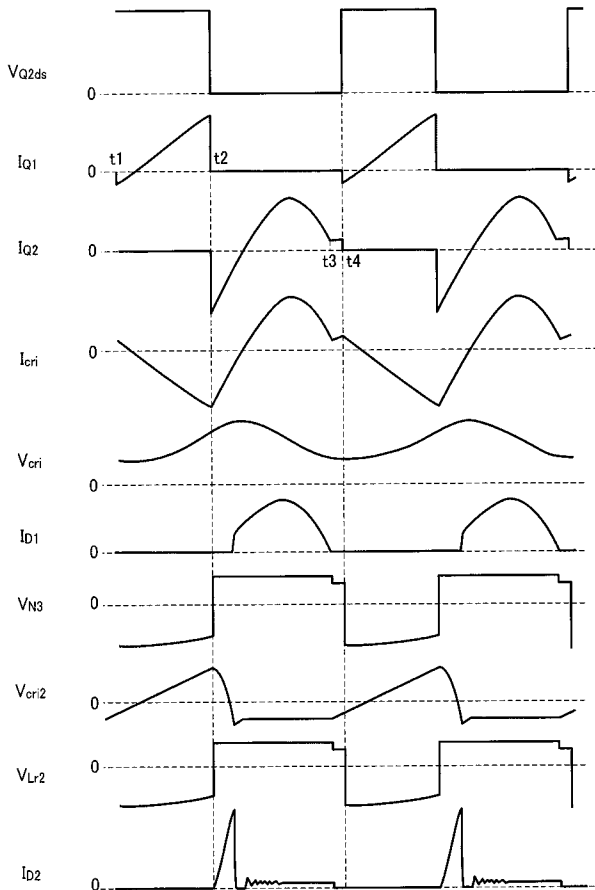
【 図 6 】



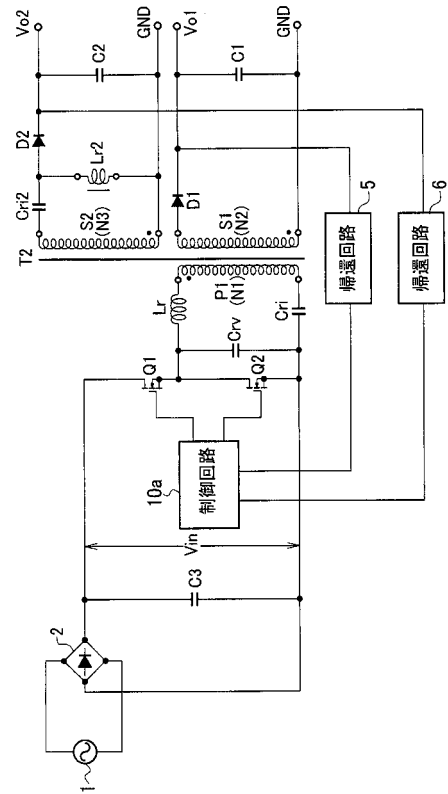
【 図 7 】



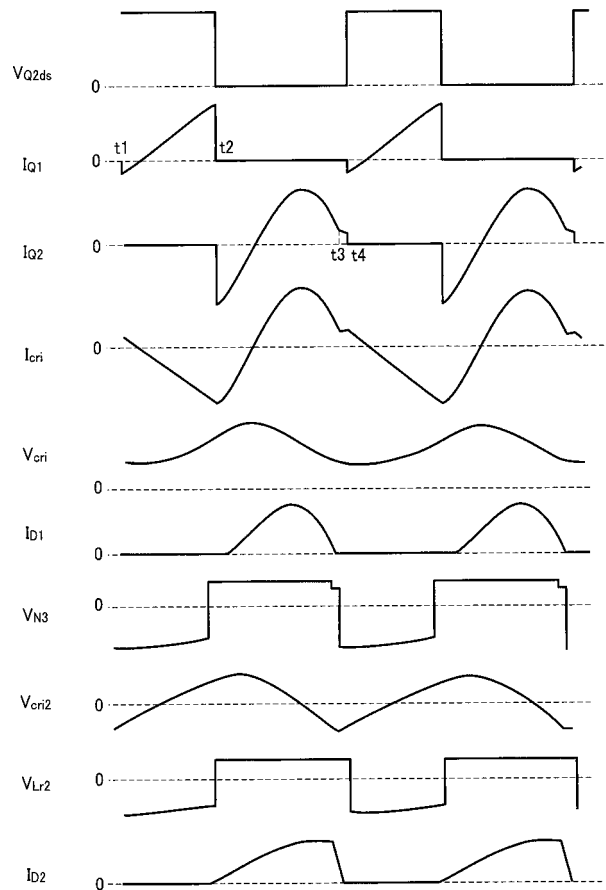
【 図 9 】



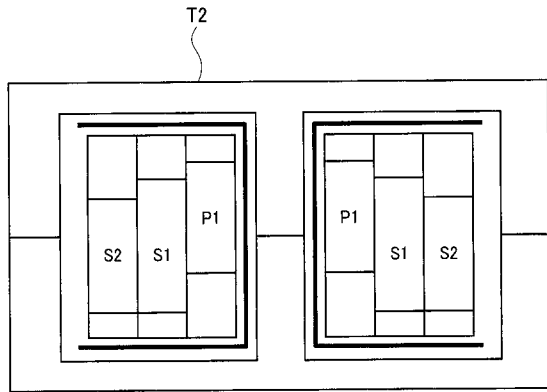
【 図 8 】



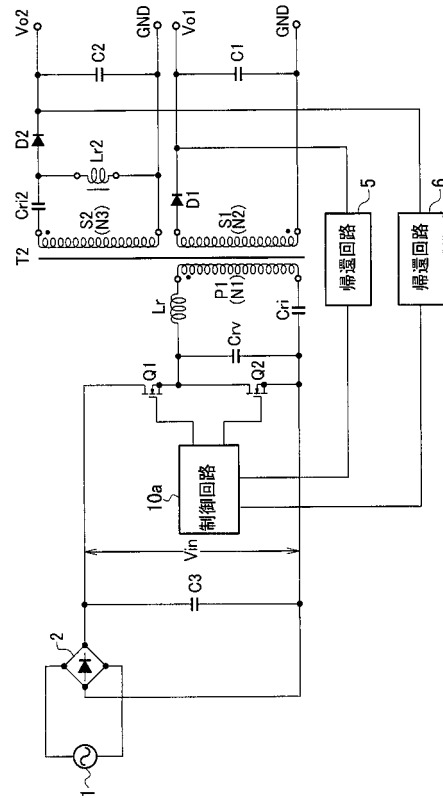
【 図 10 】



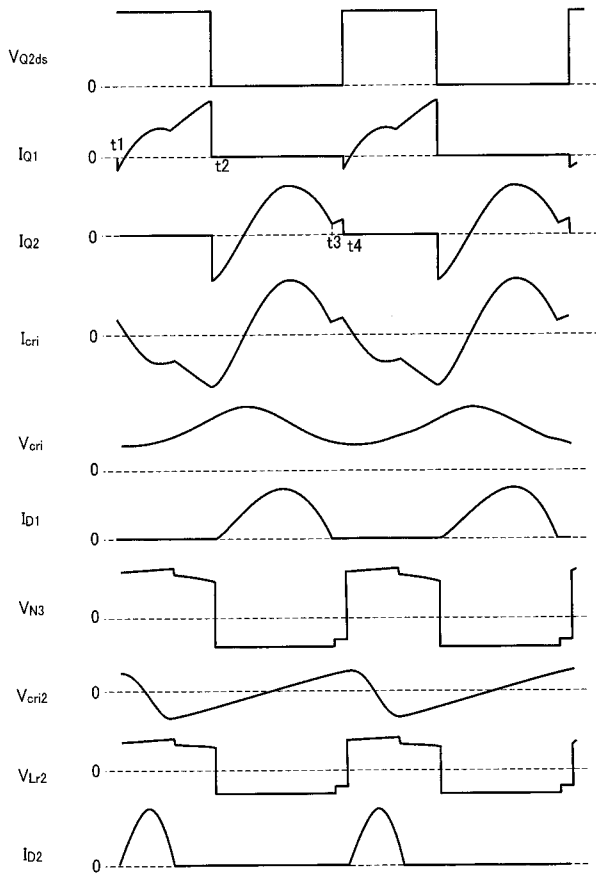
【 図 1 1 】



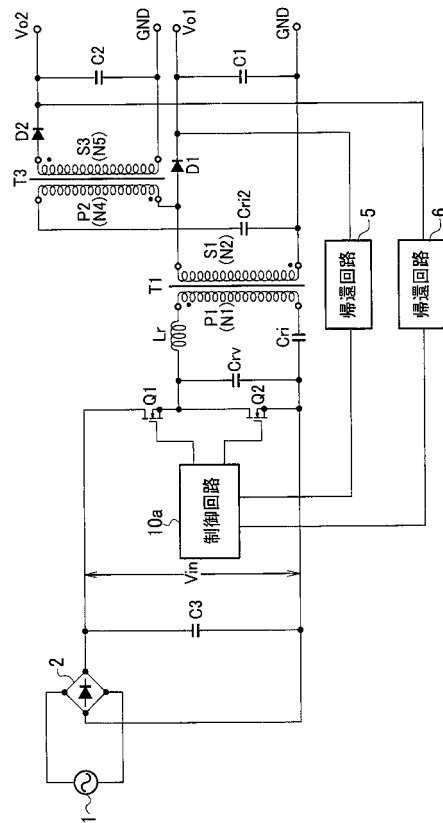
【 図 1 2 】



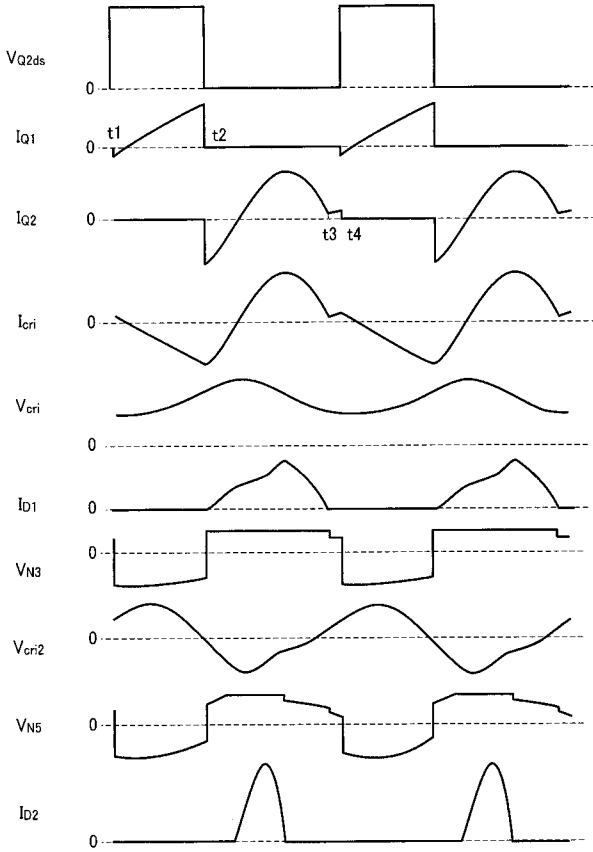
【 図 1 3 】



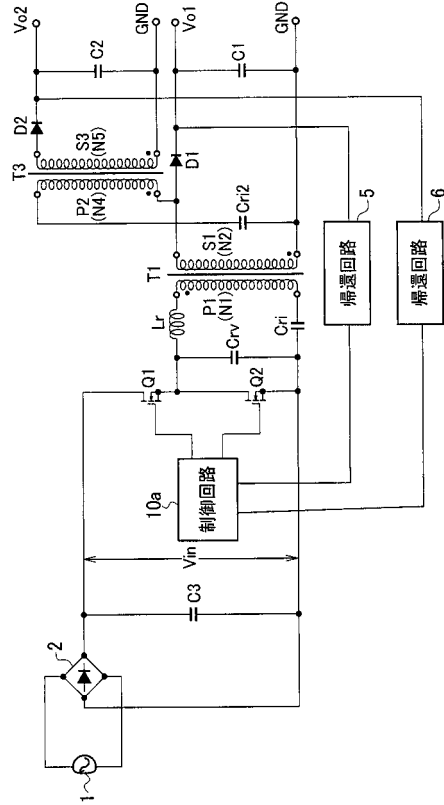
【 図 1 4 】



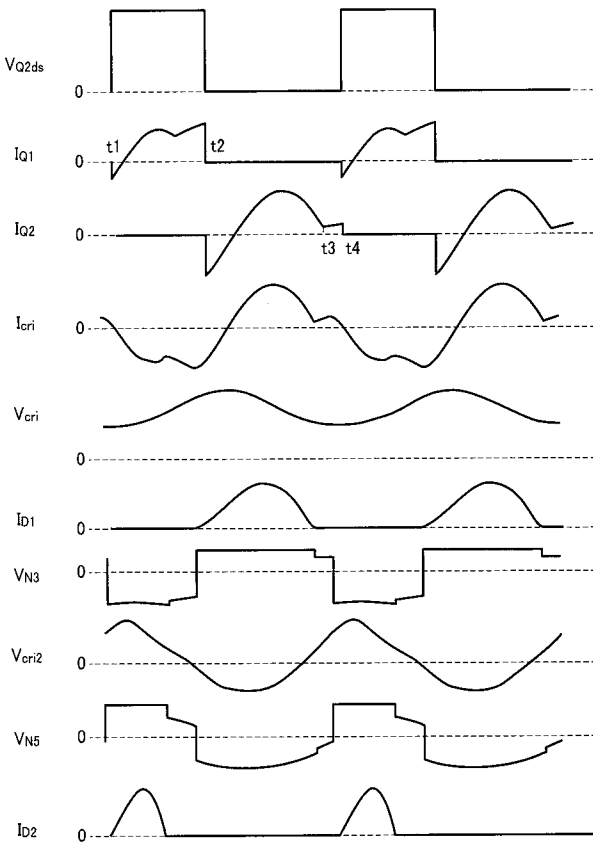
【 図 1 5 】



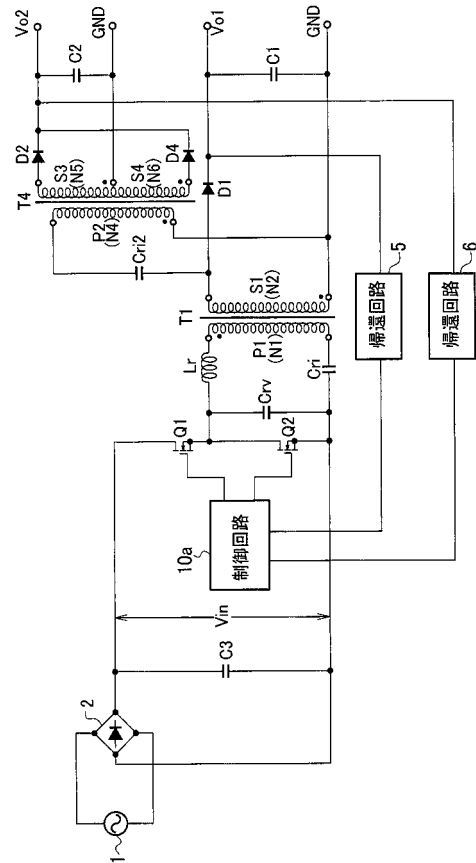
【 図 1 6 】



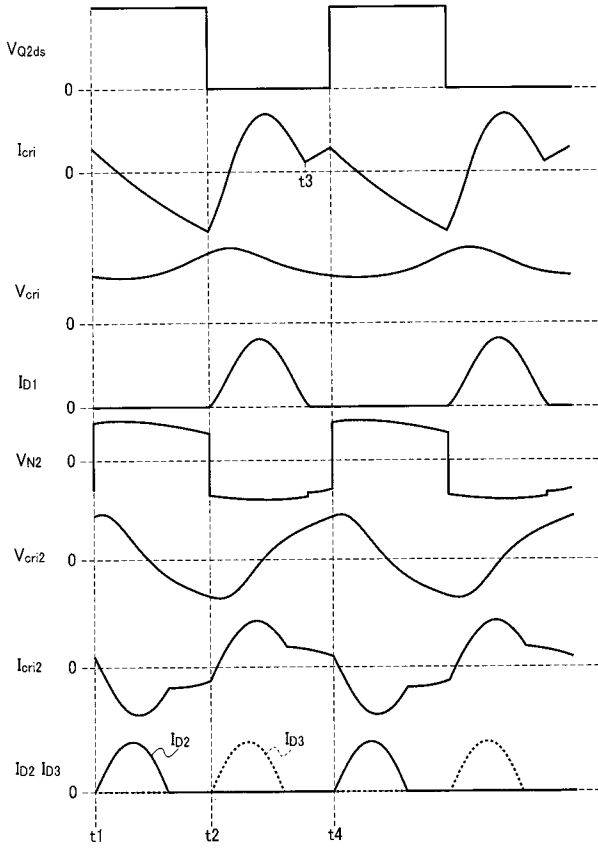
【 図 1 7 】



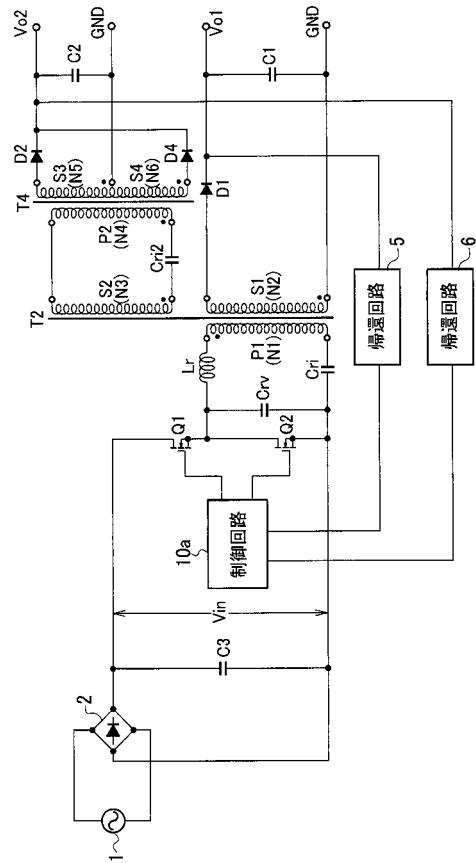
【 図 1 8 】



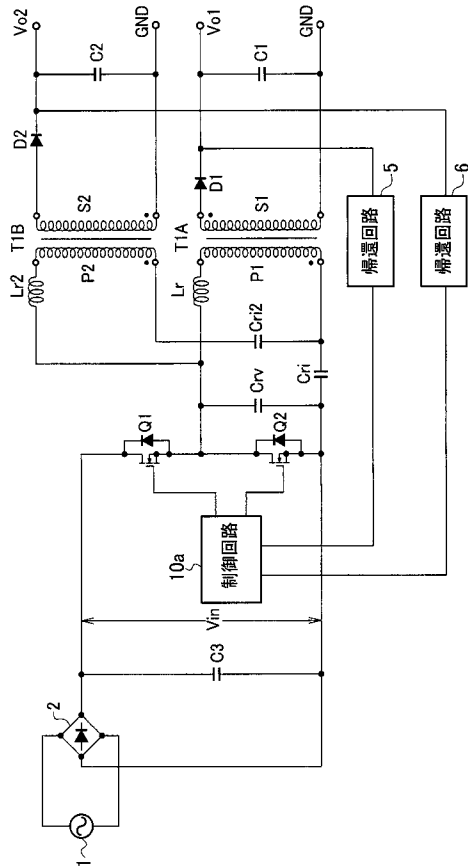
【 図 1 9 】



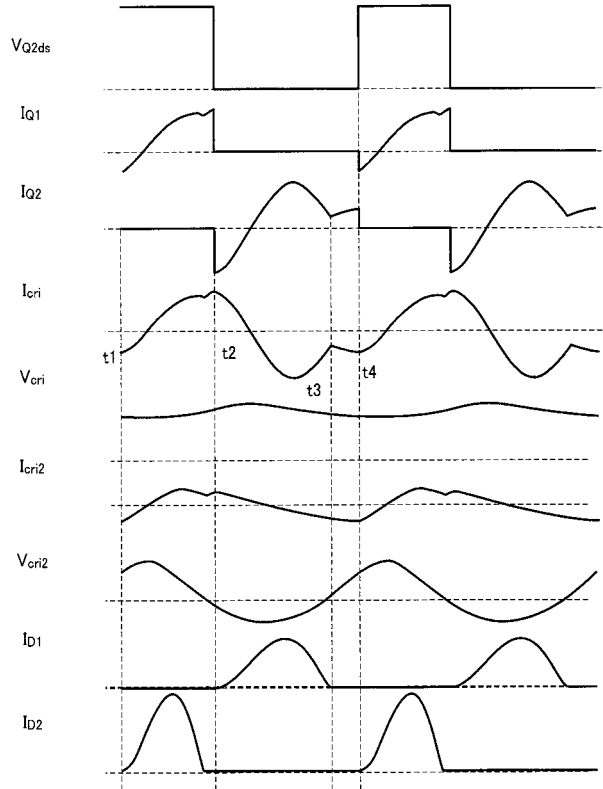
【 図 2 0 】



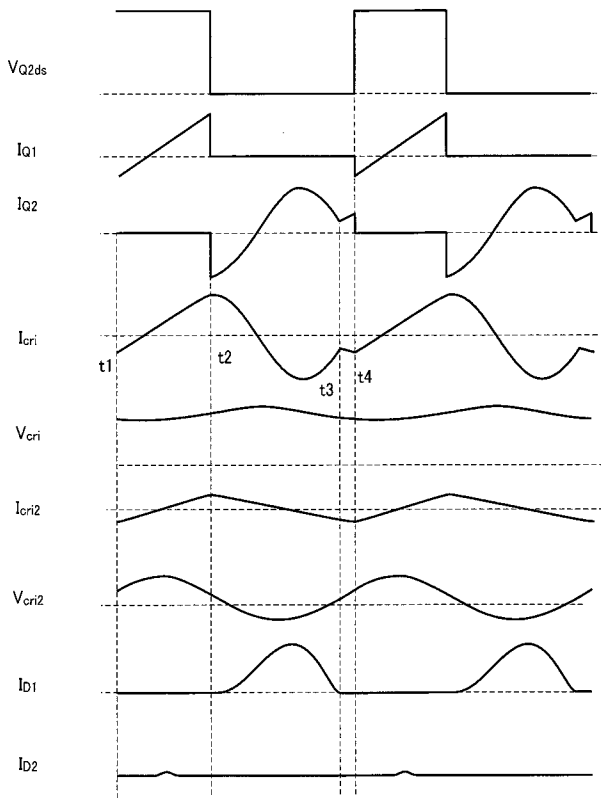
【 図 2 1 】



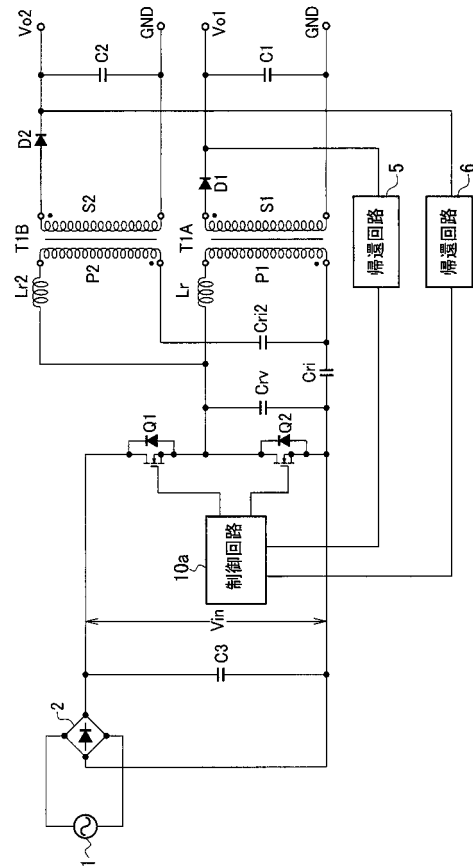
【 図 2 2 】



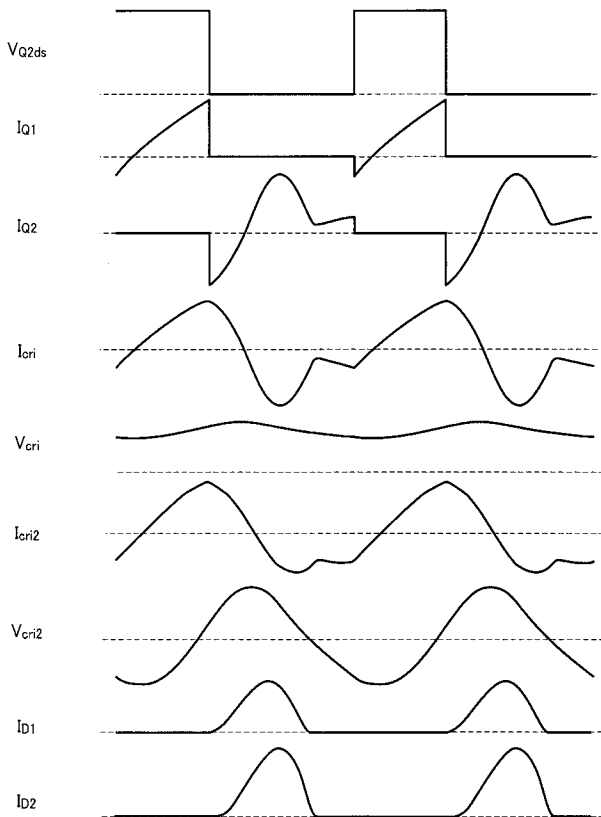
【 図 2 3 】



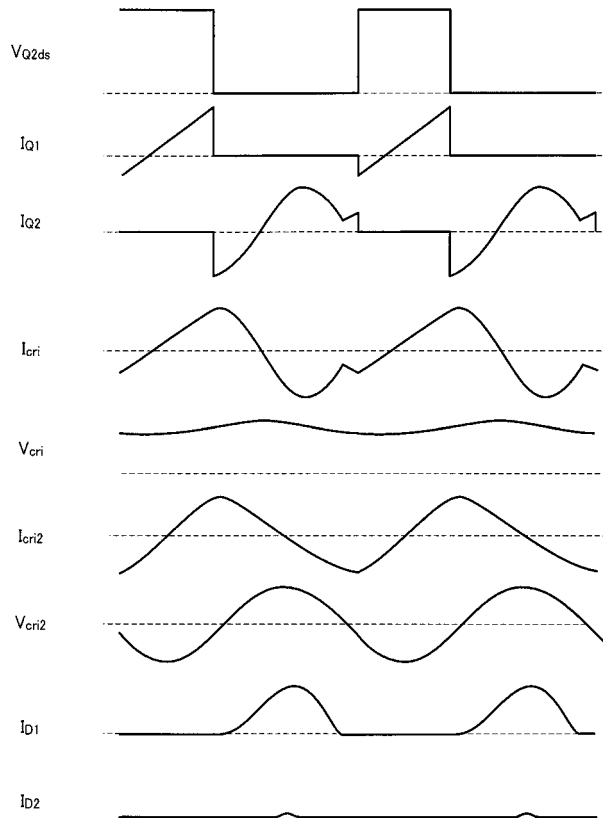
【 図 2 4 】



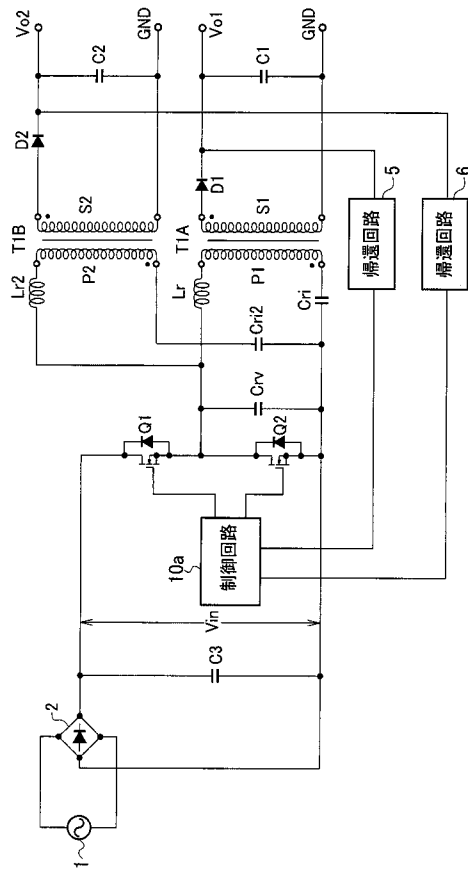
【 図 2 5 】



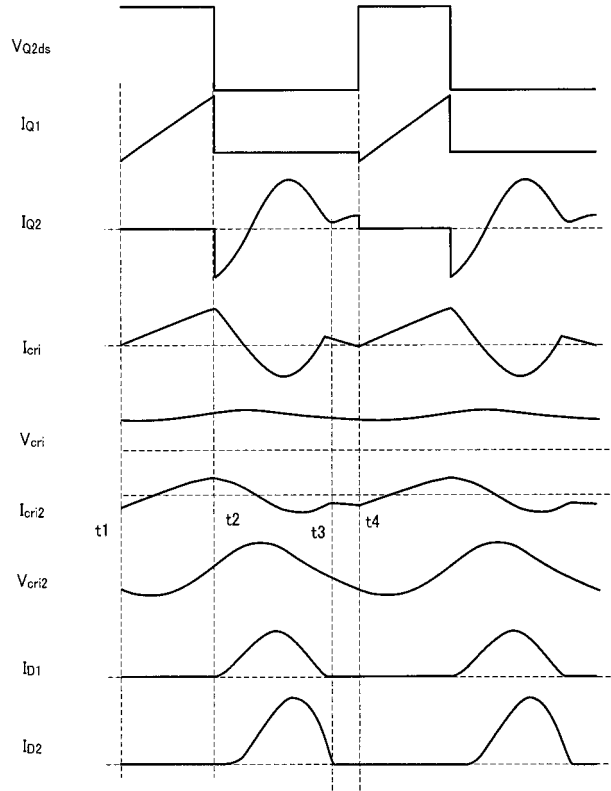
【 図 2 6 】



【 図 2 7 】



【 図 2 8 】



【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/JP2006/319794
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.
A	JP 2002-330583 A (Koninklijke Philips Electronics N.V.), 15 November, 2002 (15.11.02), All pages	1-14
A	JP 63-52671 A (Kabushiki Kaisha Densetsu), 05 March, 1988 (05.03.88), All pages (Family: none)	1-14
A	JP 2-285963 A (Sony Corp.), 26 November, 1990 (26.11.90), All pages (Family: none)	1-14
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> 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 19 December, 2006 (19.12.06)		Date of mailing of the international search report 09 January, 2007 (09.01.07)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2006/319794

JP 2002-330583 A	15.11.2002	US 2002/0176264 A1	28.11.2002
		US 6587359 B2	01.07.2003
		EP 1249925 A2	16.10.2002
		EP 1249925 A3	07.01.2004
		DE 10118040 A1	17.10.2002
JP 63-52671 A	05.03.1988	(Family: none)	
JP 2-285963 A	26.11.1990	(Family: none)	

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP2006/319794	
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) 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 (IPC)) 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 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2006年 日本国実用新案登録公報 1996-2006年 日本国登録実用新案公報 1994-2006年			
国際調査で使用了電子データベース (データベースの名称、調査に使用了用語)			
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 2002-330583 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), 15. 11. 2002, 全頁	1-14	
A	J P 63-52671 A (株式会社電設), 05. 03. 1988, 全頁 (ファミリーなし)	1-14	
A	J P 2-285963 A (ソニー株式会社), 26. 11. 1990, 全頁 (ファミリーなし)	1-14	
☐ 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 19. 12. 2006		国際調査報告の発送日 09. 01. 2007	
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) 三島木 英宏	3V 3018
		電話番号 03-3581-1101 内線	3357

様式PCT/ISA/210 (第2ページ) (2005年4月)

国際調査報告
パテントファミリーに関する情報

国際出願番号 PCT/JP2006/319794

JP 2002-330583 A	15. 11. 2002	US 2002/0176264 A1	28. 11. 2002
		US 6587359 B2	01. 07. 2003
		EP 1249925 A2	16. 10. 2002
		EP 1249925 A3	07. 01. 2004
		DE 10118040 A1	17. 10. 2002
JP 63-52671 A	05. 03. 1988	ファミリーなし	
JP 2-285963 A	26. 11. 1990	ファミリーなし	

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(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), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), 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, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW

(注)この公表は、国際事務局(WIPO)により国際公開された公報を基に作成したものである。なおこの公表に係る日本語特許出願(日本語実用新案登録出願)の国際公開の効果は、特許法第184条の10第1項(実用新案法第48条の13第2項)により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。