

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3572575号
(P3572575)

(45) 発行日 平成16年10月6日(2004. 10. 6)

(24) 登録日 平成16年7月9日(2004. 7. 9)

(51) Int. Cl. ⁷

F I

H O 2 M 3/28

H O 2 M 3/28

V

H O 2 J 1/00

H O 2 M 3/28

F

H O 2 M 7/12

H O 2 M 3/28

U

H O 2 M 7/21

H O 2 J 1/00

3 O 6 D

H O 2 M 7/12

V

請求項の数 2 (全 11 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平11-349676
 (22) 出願日 平成11年12月9日(1999. 12. 9)
 (65) 公開番号 特開2001-169550(P2001-169550A)
 (43) 公開日 平成13年6月22日(2001. 6. 22)
 審査請求日 平成14年10月3日(2002. 10. 3)

(73) 特許権者 000237662
 富士通アクセス株式会社
 神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号
 (74) 代理人 100105337
 弁理士 眞鍋 潔
 (74) 代理人 100072833
 弁理士 柏谷 昭司
 (74) 代理人 100075890
 弁理士 渡邊 弘一
 (74) 代理人 100110238
 弁理士 伊藤 壽郎
 (72) 発明者 西村 勝彦
 神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号 富士通電装株式会社内
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多出力電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

一次巻線と複数の二次巻線とを有するトランスと、
 前記一次巻線に印加する直流電圧をスイッチングする一次側スイッチング・トランジスタと、
 該一次側スイッチング・トランジスタを一定の周期でオン，オフ制御する一次側制御回路と、
 前記複数の二次巻線の誘起電圧をそれぞれスイッチングする前記二次巻線対応の二次側スイッチング・トランジスタと、
 該二次側スイッチング・トランジスタに接続されて平滑化した直流出力電圧を負荷に印加する整流平滑回路と、

前記一次側制御回路の前記一次側スイッチング・トランジスタの制御タイミングに同期して、前記二次側スイッチング・トランジスタのオン開始タイミングを制御し、且つ前記負荷に印加する前記整流平滑回路の直流出力電圧を検出して該直流出力電圧を設定値に維持するように前記二次側スイッチング・トランジスタのオン期間を制御する二次側制御回路と

を備えたことを特徴とする多出力電源装置。

【請求項2】

前記整流平滑回路は、同期整流トランジスタと平滑回路とを有し、前記二次側制御回路は、前記二次側スイッチング・トランジスタのオン，オフのタイミングと反対のタイミング

10

20

で前記同期整流トランジスタを制御する構成を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の多出力電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、複数種類の負荷にそれぞれ直流出力電圧を供給する多出力電源装置に関する。特に、スイッチング制御によって、複数種類の負荷にそれぞれ同一又は異なる直流出力電圧を安定化して供給する多出力電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

スイッチング制御により、入力電圧を所望の直流出力電圧に変換し、且つ安定化して各種電子回路等の負荷に供給するスイッチング電源装置は既に各種の分野に採用されている。このようなスイッチング電源装置により、複数種類の直流出力電圧を供給する従来例の構成として、例えば、図 6 に示す DC / DC コンバータ 61, 62 を用いた構成が知られている。

【0003】

この場合、入力電圧 V_{in} を第 1 の DC / DC コンバータ 61 により直流出力電圧 V_1 に変換して、図示を省略した負荷に供給し、この直流出力電圧 V_1 を入力電圧として第 2 の DC / DC コンバータ 62 により直流出力電圧 V_2 に変換して、図示を省略した負荷に供給する。この場合の直流出力電圧 V_1 , V_2 は、通常は $V_{in} > V_1 > V_2$ の関係に選定される。

【0004】

又図 7 に示すフォワードコンバータ形式の多出力電源装置も知られている。同図に於いて、71 はスイッチング・トランジスタ、72 は鋸歯状波発生器、73 はパルス幅制御回路 (PWM)、75-1, 75-2 は整流平滑回路、76 はトランス、77 は一次巻線、78-1, 78-2 は二次巻線、D2, D3 はダイオード、L2 はチョークコイル、C3 はコンデンサを示す。

【0005】

パルス幅制御回路 73 によりスイッチング・トランジスタ 71 をオン, オフして、トランス 76 の一次巻線 77 に入力電圧 V_{in} の印加期間を制御する。このトランス 76 の二次巻線 78-1, 78-2 に、ダイオード D2, D3 とチョークコイル L2 とコンデンサ C3 とを含む整流平滑回路 75-1, 75-2 を接続し、整流して平滑化した直流出力電圧 V_1 , V_2 を、それぞれ図示を省略した負荷に供給する。この直流出力電圧 V_1 を検出し、設定値となるように、パルス幅制御回路 73 はスイッチング・トランジスタ 71 のオン期間を制御する。

【0006】

この多出力電源装置は、直流出力電圧 V_1 , V_2 を、トランス 76 の二次巻線 78-1, 78-2 の一次巻線 77 に対する巻数比によりほぼ対応した値とし、一方の直流出力電圧 V_1 が設定値となるように、一次側をスイッチング制御し、他方の直流出力電圧 V_2 は、一方の直流出力電圧 V_1 が安定化されることに付随して安定化される。

【0007】

又図 8 に示す可飽和リアクトルを一部に適用した多出力電源装置も知られている。同図に於いて、81 はスイッチング・トランジスタ、82 は鋸歯状波発生器、83 はパルス幅制御回路 (PWM)、85 は整流平滑回路、86 はトランス、87 は一次巻線、88-1, 88-2 は二次巻線、89 は制御回路、D2 ~ D4 はダイオード、L2, L3 はチョークコイル、C3, C4 はコンデンサ、SR は可飽和リアクトルを示す。

【0008】

トランス 86 の二次巻線 88-1 に接続された整流平滑回路 85 と、トランス 86 の一次巻線 87 に接続されたスイッチング・トランジスタ 81 とパルス幅制御回路 83 とによりフォワードコンバータ形式のスイッチング電源装置を構成し、直流出力電圧 V_1 を安定化

10

20

30

40

50

させる。又トランス 86 の二次巻線 88 - 2 に可飽和リアクトル S R を接続し、制御回路 89 により直流出力電圧 V 2 を検出して可飽和リアクトル S R のリセットを制御し、直流出力電圧 V 2 を安定化させる。

【0009】

図 9 はフォワードコンバータ形式のスイッチング電源装置の直流出力電圧の安定化制御を行う構成の概要を示すもので、101 はスイッチング・トランジスタ、102 は鋸歯状波発生器、103 はパルス幅制御回路 (PWM)、105 は整流平滑回路、106 はトランス、107 は電流検出用抵抗、108 は電子回路等の負荷、109 は整流回路、110 は交流電源、D2, D3, D6 はダイオード、C3 はコンデンサ、L2 はチョークコイル、OA1 ~ OA3 は演算増幅器、Vrv は直流出力電圧の検出値に対する基準電圧、Vri 10

は過電流保護を行う為の電流検出値に対する基準電圧を示す。

【0010】

演算増幅器 OA1 は、整流平滑回路 105 から負荷 108 に印加する直流出力電圧の検出値と、基準電圧 Vrv とを差分を誤差信号としてパルス幅制御回路 103 の演算増幅器 OA3 に入力する。又演算増幅器 OA2 は、抵抗 107 により負荷電流を検出し、その電流検出値と基準電圧 Vri とを比較し、電流検出値が基準電圧 Vri を超えた時に、過電流状態として、ダイオード D6 を介して検出信号をパルス幅制御回路 103 の演算増幅器 OA3 に入力する。

【0011】

パルス幅制御回路 103 は、その主要部のみを示すもので、演算増幅器 OA3 は、鋸歯状波発生器 102 からの鋸歯状波信号と、演算増幅器 OA1, OA3 の出力信号とを比較して、鋸歯状波信号の周期に従ってパルス幅が制御されたパルス信号を出力し、スイッチング・トランジスタ 101 のオン、オフを制御する。例えば、直流出力電圧が設定値より上昇すると、演算増幅器 OA1 からの誤差信号が大きくなり、パルス幅制御回路 103 の演算増幅器 OA3 からのパルス信号のパルス幅は狭くなる。従って、スイッチング・トランジスタ 101 のオン期間が短くなり、直流出力電圧は設定値となるように低下する。それによって、直流出力電圧を設定値に維持することができる。 20

【0012】

又演算増幅器 OA2 により過電流状態を検出すると、その検出信号は、直流出力電圧が設定値より大きく上昇した場合に相当する値としてパルス幅制御回路 103 の演算増幅器 OA3 に入力される。従って、パルス信号のパルス幅は非常に短くなり、スイッチング・トランジスタ 101 のオン期間は非常に短くなる。それにより、直流出力電圧を垂下させて、過電流保護を行うことができる。 30

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

従来例の多出力電源装置の例えば図 6 に示す構成は、低電圧の安定化した直流出力電圧 V2 を得ることが容易であるが、複数のコンバータを縦続接続した構成となるから、全体の効率が低下する問題がある。例えば、第 1, 第 2 の DC / DC コンバータ 61, 62 がそれぞれ 80 % の効率であるとする、直流出力電圧 V2 を得る為の効率は、64 % に低下する。即ち、電力損失が大きくなる問題がある。更に、同一又は類似の構成の複数の DC / DC コンバータを用いることにより、低コスト化及び小型化が容易でない問題がある。 40

【0014】

又図 7 に示す多出力電源装置は、一方の直流出力電圧 V1 について安定化できるが、他方の直流出力電圧 V2 の安定化に問題がある。例えば、他方の直流出力電圧 V2 を印加する負荷が一定の場合に、一方の直流出力電圧 V1 を印加する負荷が小さくなり、それに対応してスイッチング・トランジスタ 71 のオン期間を短くし、整流平滑回路 75 - 1 のチョークコイル L2 がカットオフするような状態となると、整流平滑回路 75 - 1 は、平均値整流の状態からピーク整流の状態に移行し、更に、スイッチング・トランジスタ 71 のオン期間を短くするように制御する。このように、スイッチング・トランジスタ 71 のオン期間が短くなると、他方の直流出力電圧 V2 も低下する。即ち、図 7 に示すクロスレギュ 50

レーション構成に於いては、フィードバック制御が適用されないトランス 7 6 の二次巻線 7 8 - 2 側の従属回路の安定度に問題がある。

【 0 0 1 5 】

又図 8 に示す多出力電源装置は、トランス 8 6 の二次巻線 8 8 - 1 側はフィードバック制御により一方の直流出力電圧 V_1 を安定化し、トランス 8 6 の二次巻線 8 8 - 2 側は可飽和リアクトル S_R を用いて他方の直流出力電圧 V_2 を安定化するものである。その場合、トランス 8 6 の二次巻線 8 8 - 2 に接続された可飽和リアクトル S_R は、トランス 8 6 の一次巻線 8 7 に接続されたスイッチング・トランジスタ 8 1 のオン期間に応じて他方の直流出力電圧 V_2 の安定化を行うものであるから、一方の直流出力電圧 V_1 の変動の影響を受ける可能性が大きい問題がある。

10

【 0 0 1 6 】

本発明は、従来例の問題点を解決し、変換効率を低下させずに、複数の直流出力電圧の安定化精度の向上を図ることを目的とする。

【 0 0 1 7 】

【課題を解決するための手段】

本発明の多出力電源装置は、(1) 一次巻線 7 と複数の二次巻線 8 - 1 , 8 - 2 とを有するトランス 6 と、一次巻線 7 に印加する直流電圧をスイッチングする一次側スイッチング・トランジスタ 1 と、二次巻線 8 - 1 , 8 - 2 の誘起電圧をスイッチングする二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 と、一次側スイッチング・トランジスタ 1 を一定の周期でオン、オフ制御する一次側制御回路 3 と、二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 に接続された整流平滑回路 5 - 1 , 5 - 2 と、一次側制御回路 3 の一次側スイッチング・トランジスタ 1 の制御タイミングに同期して、二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 のオン開始を制御し、且つ負荷に印加する整流平滑回路 5 - 1 , 5 - 2 の直流出力電圧 V_1 , V_2 を検出して、この直流出力電圧 V_1 , V_2 を設定値に維持するように、二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 のオン期間を制御する二次側制御回路 4 - 1 , 4 - 2 とを備えている。

20

【 0 0 1 8 】

又(2) 整流平滑回路 5 - 1 , 5 - 2 は、同期整流トランジスタと平滑回路とを有し、二次側制御回路 4 - 1 , 4 - 2 は、二次側スイッチング・トランジスタのオン、オフと反対のタイミングで、同期整流トランジスタを制御する構成を備えることができる。

30

【 0 0 1 9 】

図 1 は本発明の第 1 の実施の形態の説明図であり、1 は一次側スイッチング・トランジスタ、2 - 1 , 2 - 2 は二次側スイッチング・トランジスタ、3 は一次側制御回路、4 - 1 , 4 - 2 は二次側制御回路、5 - 1 , 5 - 2 は整流平滑回路、6 はトランス、7 は一次巻線、8 - 1 , 8 - 2 は二次巻線、9 は発振器、10 - 1 , 10 - 2 は鋸歯状波発生器を示す。又 D 1 はダイオード、L 1 はチョークコイル、C 1 はコンデンサを示す。なお、説明を簡単化する為に、2 種類の直流出力電圧 V_1 , V_2 を 2 種類の負荷に供給する場合を示すが、更に多種類の負荷にそれぞれ直流出力電圧を供給する構成とすることも可能である。

【 0 0 2 0 】

トランス 6 の一次巻線 7 に一次側スイッチング・トランジスタ 1 を接続し、このトランス 6 の二次巻線 8 - 1 , 8 - 2 に二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 と整流平滑回路 5 - 1 , 5 - 2 とを接続し、一次側スイッチング・トランジスタ 1 を一次側制御回路 3 により制御し、二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 を二次側制御回路 4 - 1 , 4 - 2 により制御する。

40

【 0 0 2 1 】

一次側制御回路 3 は、スイッチング・トランジスタ 1 を一定周期でオン、オフ制御する為のタイミングを決定する発振器 9 を備え、スイッチング・トランジスタ 1 は、交流電圧を整流した直流電圧或いは他の直流電源からの直流電圧の入力電圧 V_{in} をオン、オフしてトランス 6 の一次巻線 7 に印加する。この一次巻線 6 にオン、オフして入力電圧 V_{in} を

50

印加することにより、二次巻線 8 - 1 , 8 - 2 に誘起した電圧を二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 によりオン、オフ制御して、整流平滑回路 5 - 1 , 5 - 2 を介してそれぞれ直流出力電圧 V_1 , V_2 とする。

【0022】

二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 を制御する二次側制御回路 4 - 1 , 4 - 2 は、鋸歯状波発生器 10 - 1 , 10 - 2 を備えた場合を示し、それぞれ直流出力電圧 V_1 , V_2 を検出し、設定値に対する誤差分と、鋸歯状波発生器 10 - 1 , 10 - 2 からの鋸歯状波信号と比較して、二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 のオン期間を制御して、直流出力電圧 V_1 , V_2 をそれぞれ設定値となるように制御する。このような制御構成は、例えば、図 9 に示す従来例のパルス幅制御回路 103 と鋸歯状波発生器 102 と演算増幅器 OA1 と基準電圧 V_{rv} とを含む構成と同様な構成で実現することができる。

10

【0023】

又この実施の形態に於いては、一次側制御回路 3 による一次側スイッチング・トランジスタ 1 のオン開始タイミングと、二次側制御回路 4 - 1 , 4 - 2 による二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 のオン開始タイミングとを同期化する。この同期化手段は、例えば、一次側制御回路 3 の発振器 9 の発振出力信号を、二次側制御回路 4 - 1 , 4 - 2 の鋸歯状波発生器 10 - 1 , 10 - 2 に加えて、鋸歯状波信号の立上りタイミングを同期化させる位相同期回路を設けることができる。

【0024】

20

図 2 は本発明の実施の形態の動作説明図であり、図 1 に示すフォワードコンバータ形式の一次側スイッチング・トランジスタ 1 と二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 との動作を示し、(a) は一次側スイッチング・トランジスタ 1 のドレイン・ソース間電圧、(b) , (c) は二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 のドレイン・ソース間電圧、(d) , (e) は、二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 のドレイン電流、(f) は一次側スイッチング・トランジスタ 1 のドレイン電流のそれぞれ一例を示し、 s_t はオン開始タイミング、 t_1 は 1 周期、 t_{on} は一次側スイッチング・トランジスタ 1 のオン期間を示す。

【0025】

一次側スイッチング・トランジスタ 1 は、一次側制御回路 3 により、一定の周期 t_1 で、オン開始タイミング s_t から、予め設定したデューティのオン期間 t_{on} に従ってオンとなる。このオン期間 t_{on} では、一次側スイッチング・トランジスタ 1 のソース・ドレイン間電圧は、(a) に示すようにほぼ零となる。

30

【0026】

又二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 は、二次側制御回路 4 - 1 , 4 - 2 により、直流出力電圧 V_1 , V_2 が設定値となるようにそれぞれオン期間が制御され、且つそれぞれのオン期間の開始タイミング s_t は、一次側スイッチング・トランジスタ 1 のオン開始タイミング s_t と一致するように制御される。このオン期間では、二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 のソース・ドレイン間電圧は、(b) , (c) に示すようにほぼ零となる。この場合、一方の二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 のオン期間が、他方の二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 2 のオン期間より短い場合の例を示している。即ち、整流平滑回路 5 - 1 に接続された負荷が、整流平滑回路 5 - 2 に接続された負荷より軽い状態の場合を示す。

40

【0027】

又二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 のドレイン電流は、(d) , (e) に示すように、それぞれオン期間に対応して流れるものとなる。又一次側スイッチング・トランジスタ 1 のドレイン電流は、(f) に示すように、二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1 , 2 - 2 のドレイン電流の和に相当するものとなる。

【0028】

従って、二次側制御回路 4 - 1 , 4 - 2 による二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1

50

、2-2は、一次側スイッチング・トランジスタ1のオン期間 t_{on} を最大オン期間として、直流出力電圧 V_1 、 V_2 を設定値となるようにオン、オフ制御するから、それぞれの直流出力電圧 V_1 、 V_2 は、独立的に安定化制御することができる。

【0029】

図3は本発明の第2の実施の形態の説明図であり、11は一次側スイッチング・トランジスタ、12-1、12-2は二次側スイッチング・トランジスタ、13は一次側制御回路、14-1、14-2は二次側制御回路、15-1、15-2は整流平滑回路、16はトランス、17は一次巻線、18-1、18-2は二次巻線、19は発振器、20-1、20-2は鋸歯状波発生器、D1はダイオード、L1はチョークコイル、C1はコンデンサ、SS1、SS2は同期整流トランジスタ、 V_{in} は入力電圧、 V_1 、 V_2 は直流出力電圧を示す。

10

【0030】

この実施の形態は、図1に示すフォードコンバータ形式の多出力電源装置と基本構成は同一であるが、図1の整流平滑回路5-1、5-2のダイオードD1を、同期整流トランジスタSS1、SS2に置換した構成としたものである。そして、一次側制御回路13と二次側制御回路14-1、14-2とを同期化して、一次側スイッチング・トランジスタ11のオン開始タイミングに、二次側スイッチング・トランジスタ12-1、12-2のオン開始タイミングを同期化させると共に、二次側制御回路14-1により、同期整流トランジスタSS1を、二次側スイッチング・トランジスタ12-1のオン、オフに対して、それと逆のオフ、オンに制御し、同様に、二次側制御回路14-2により、同期整流トランジスタSS2を、二次側スイッチング・トランジスタ12-2のオン、オフに対して、それと逆のオフ、オンに制御する構成とするものである。例えば、二次側制御回路14-1、14-2は、二次側スイッチング・トランジスタ12-1、12-2のゲートに加える信号を反転して、同期整流トランジスタSS1、SS2のゲートに加える構成とすることができる。

20

【0031】

同期整流トランジスタSS1、SS2を電界効果トランジスタ(FET)とすると、そのオン抵抗は数10m Ω 程度以下の構成が実用化されているから、ダイオードのpn接合による順方向電圧降下に比較して、電圧降下を低減することができる。従って、同期整流トランジスタSS1、SS2を用いることにより、スイッチング電源装置としての効率を、特に直流出力電圧 V_1 、 V_2 が低電圧の場合に効率を大きく向上することができる。

30

【0032】

図4は本発明の第3の実施の形態の説明図であり、フライバックコンバータ形式の多出力電源装置の場合を示し、21は一次側スイッチング・トランジスタ、22-1、22-2は二次側スイッチング・トランジスタ、23は一次側制御回路、24-1、24-2は二次側制御回路、25-1、25-2は整流平滑回路、26はトランス、27は一次巻線、28-1、28-2は二次巻線、29は発振器、30-1、30-2は鋸歯状波発生器、L1はチョークコイル、C1はコンデンサを示す。

【0033】

フライバックコンバータは、一次側スイッチング・トランジスタ21をオフとした時の二次巻線の誘起電圧を整流平滑化するものであり、従って、一次側制御回路23により一次側スイッチング・トランジスタ21をオフとした時のタイミングを、二次側制御回路24-1、24-2は二次側スイッチング・トランジスタ22-1、22-2のオン開始タイミングとするように、一次側制御回路23の発振器29と、二次側制御回路24-1、24-2の鋸歯状波発生器30-1、30-2との位相同期化構成を適用することができる。

40

【0034】

又一次側制御回路23は、発振器29の発振出力信号を基に一次側スイッチング・トランジスタ21のオン、オフ制御を行い、二次側制御回路24-1、24-2は、図1又は図3のフォワードコンバータ形式の場合と同様に、設定値に対する直流出力電圧 V_1 、 V_2

50

の誤差分に対応して、二次側スイッチング・トランジスタ 22 - 1, 22 - 2 のオン期間を制御し、且つ二次側スイッチング・トランジスタ 22 - 1, 22 - 2 のオン開始タイミングを、一次側スイッチング・トランジスタ 21 のオフ開始タイミングに同期化させ、直流出力電圧 V_1 , V_2 を独立的に安定化させることができる。

【0035】

図5は本発明の第4の実施の形態の説明図であり、図1と同一符号は同一部分を示し、C2は共振用のコンデンサである。この実施の形態は、図1のフォワードコンバータ形式の多出力電源装置を基本構成としており、トランス6の二次側の構成及び動作は、図1の実施の形態と同様であるから、重複した説明は省略する。

【0036】

一次側スイッチング・トランジスタ1のドレイン・ソース間に接続したコンデンサC2と、トランス6の一次巻線7のインダクタンスとにより、直列共振回路を形成する。そして、直流の入力電圧 V_{in} を一次側スイッチング・トランジスタ1によりオン、オフして、トランス6の一次巻線7に印加する場合に、共振周波数とオン、オフの周波数とを一致させ、それにより、一次側スイッチング・トランジスタ1を零電圧スイッチング動作として、スイッチング損失の低減を図るものである。

【0037】

この場合、一次側スイッチング・トランジスタ1は、従来の共振型スイッチング電源装置とは異なり、一定周期でオン、オフするものであるから、コンデンサC2と一次巻線7のインダクタンスとによる共振条件を維持してスイッチングを行うことができる。なお、トランス6の一次巻線7と並列共振回路を形成するようにコンデンサを接続し、一次側スイッチング・トランジスタ1を一定周期でオン、オフして零電流スイッチングを行わせる構成とすることも可能である。

【0038】

本発明は、前述の実施の形態にのみ限定されるものではなく、種々付加変更することができるものであり、例えば、フォワードコンバータ形式の一次側スイッチング・トランジスタ1, 11のオン期間 t_{on} が長い場合、複数の二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1, 2 - 2, 12 - 1, 12 - 2 のオン開始タイミングを、そのオン期間 t_{on} 内に於いて相互にずらすことにより、一次側スイッチング・トランジスタ1, 11のドレイン電流のピーク値の低減を図ることも可能である。

【0039】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明は、トランス6の一次巻線7に接続した一次側スイッチング・トランジスタ1を一定の周期でオン、オフ制御し、トランス6の複数の二次巻線 8 - 1, 8 - 2 に接続した二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1, 2 - 2 を、直流出力電圧 V_1 , V_2 を設定値とするようにオン期間を制御すると共に、そのオン開始タイミングを、一次側スイッチング・トランジスタ1のオン開始（フォワードコンバータ形式）又はオフ開始（フライバックコンバータ形式）のタイミングに合わせるもので、複数の二次側の直流出力電圧 V_1 , V_2 は、二次側制御回路 4 - 1, 4 - 2 によりそれぞれ独立的に制御され、安定化精度を向上することができる。

【0040】

又コンバータを縦続接続するものではないから、効率の低下はなく、且つ二次側スイッチング・トランジスタ 2 - 1, 2 - 2 のオン、オフ制御と同期して、同期整流トランジスタにより同期整流を行う構成とすると、制御構成を複雑化することなく、一層効率改善を図ることができる。又一次側スイッチング・トランジスタ1は、直流出力電圧 V_1 , V_2 の変動に拘らず、一定周期でオン、オフするものであるから、制御構成が簡単であり、零電圧スイッチングや零電流スイッチングの制御も容易となる利点がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態の説明図である。

【図2】本発明の実施の形態の動作説明図である。

10

20

30

40

50

- 【図 3】本発明の第 2 の実施の形態の説明図である。
 【図 4】本発明の第 3 の実施の形態の説明図である。
 【図 5】本発明の第 4 の実施の形態の説明図である。
 【図 6】従来例の説明図である。
 【図 7】従来例の説明図である。
 【図 8】従来例の説明図である。
 【図 9】従来例の説明図である。

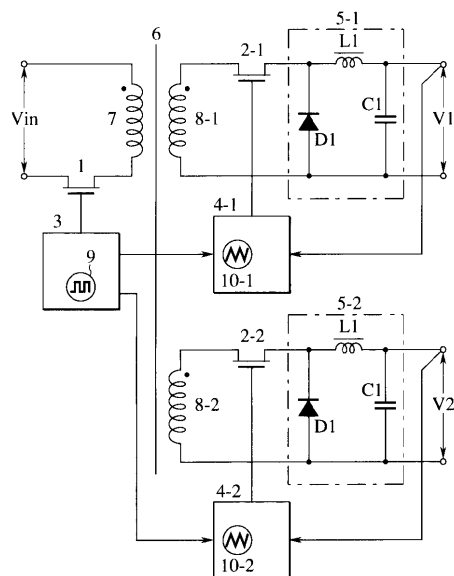
【符号の説明】

- 1 一次側スイッチング・トランジスタ
 2 - 1 , 2 - 2 二次側スイッチング・トランジスタ
 3 一次側制御回路
 4 - 1 , 4 - 2 二次側制御回路
 5 - 1 , 5 - 2 整流平滑回路
 6 トランス
 7 一次巻線
 8 - 1 , 8 - 2 二次巻線
 9 発振器
 10 - 1 , 10 - 2 鋸歯状波発生器

10

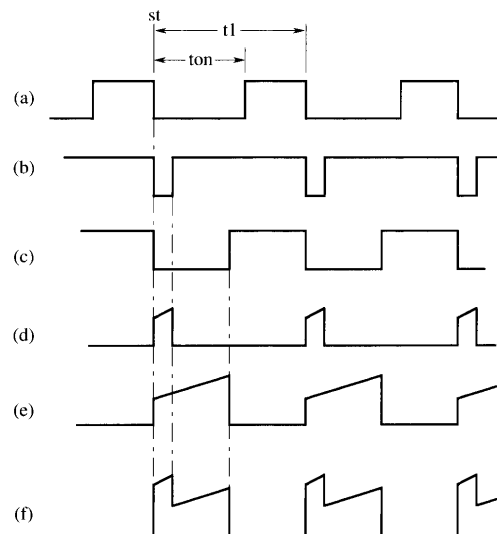
【図 1】

本発明の第1の実施の形態の説明図



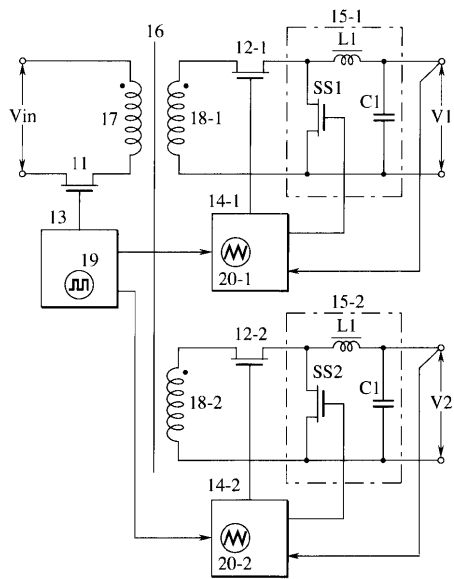
【図 2】

本発明の実施の形態の動作説明図



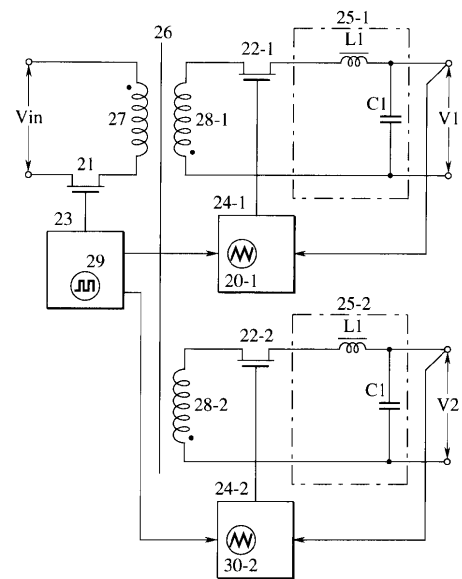
【図 3】

本発明の第2の実施の形態の説明図



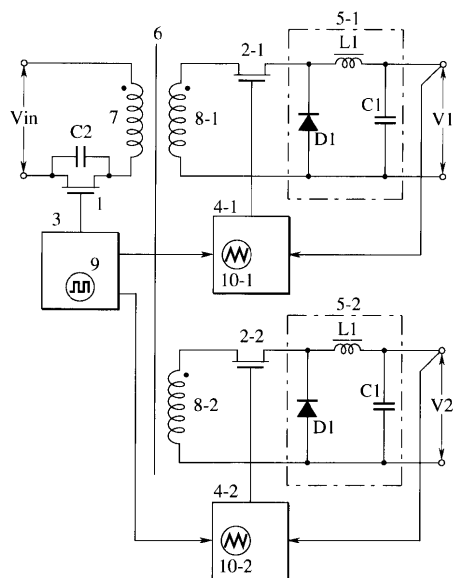
【図 4】

本発明の第3の実施の形態の説明図



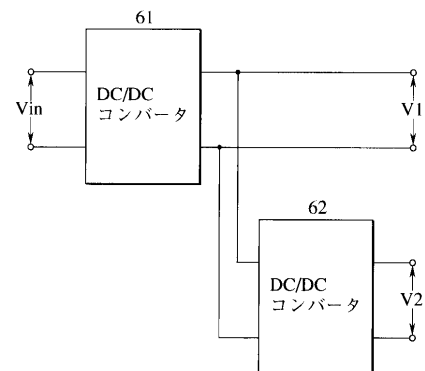
【図 5】

本発明の第4の実施の形態の説明図



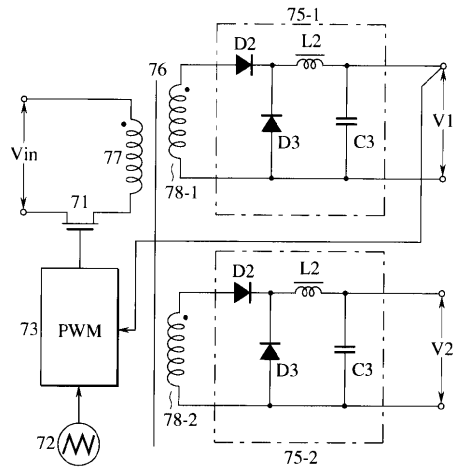
【図 6】

従来例の説明図



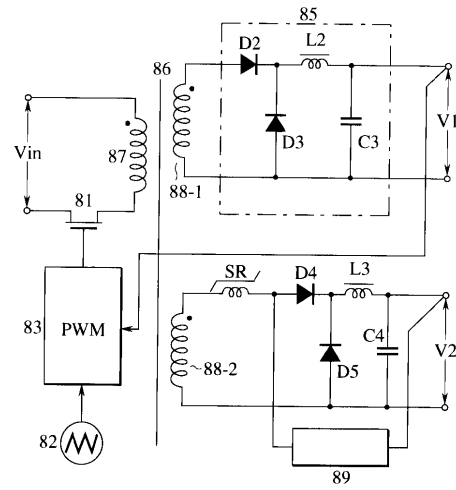
【図 7】

従来例の説明図



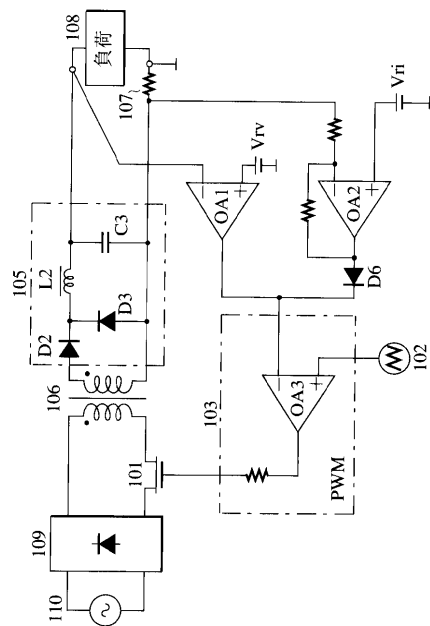
【図 8】

従来例の説明図



【図 9】

従来例の説明図



フロントページの続き(51)Int.Cl.⁷

F I

H 0 2 M 7/21

A

(72)発明者 安達 弘樹

神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号 富士通電装株式会社内

審査官 川端 修

(56)参考文献 特開昭63-018962(JP,A)

特開平11-206117(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷,DB名)

H02M 3/28

H02J 1/00

H02M 7/12

H02M 7/21