

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第5056395号
(P5056395)

(45) 発行日 平成24年10月24日(2012.10.24)

(24) 登録日 平成24年8月10日(2012.8.10)

(51) Int.Cl.

F I

HO 2M 3/28 (2006.01)

HO 2M 3/28 C

HO 2M 3/28 L

請求項の数 8 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2007-326286 (P2007-326286)	(73) 特許権者	000005234
(22) 出願日	平成19年12月18日 (2007.12.18)		富士電機株式会社
(65) 公開番号	特開2009-153234 (P2009-153234A)		神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
(43) 公開日	平成21年7月9日 (2009.7.9)	(74) 代理人	100074099
審査請求日	平成22年11月15日 (2010.11.15)		弁理士 大菅 義之
		(72) 発明者	園部 孝二
			東京都品川区大崎一丁目11番2号 富士電機デバイステクノロジー株式会社内
		審査官	永田 和彦
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

トランスの一次側補助巻線から電源電圧が入力される電源端子と、前記トランスの一次側巻線に供給される電圧が入力される起動用端子と、二次側に接続された負荷の状態を検知する発光ダイオードに結合するフォトトランジスタに接続されるフィードバック端子と、スイッチングトランジスタの電流を検出する電流検出用抵抗に接続され該抵抗の電圧が入力される電流検出端子と、グランドに接続されるグランド端子と、前記スイッチングトランジスタのゲートに接続される出力端子とを有する電源制御用ICを有し、さらに、前記トランスの一次側巻線と前記グランドとの間に接続された前記スイッチングトランジスタをオン／オフし、前記二次側に接続された負荷に電力を供給し且つ前記負荷の出力電圧を切り替える機能を有するスイッチング電源装置において、

前記電源制御用ICは、スレッシュ電圧に応じて前記スイッチングトランジスタの最大電流値を決める過電流制限回路と、前記電源端子に接続され前記トランスの一次側補助巻線から得られる電圧を検出して該検出電圧に応じて前記スレッシュ電圧を生成して前記過電流制限回路に供給する基準電圧発生回路とを備えることを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項2】

前記基準電圧発生回路は、前記電源端子と前記グランド間に接続される第1の抵抗と第2の抵抗からなる抵抗直列回路を有し、前記抵抗直列回路の両抵抗接続点から抵抗分圧を取り出しこれによって決まる抵抗分割電圧を前記スレッシュ電圧として前記過電流制限回

路に供給することを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 3】

前記基準電圧発生回路は、前記電源端子と前記グランド間に接続される第 1 の抵抗と第 2 の抵抗からなる抵抗直列回路と、前記抵抗直列回路の両抵抗接続点に接続されるバッファ回路とを有し、前記抵抗直列回路の両抵抗接続点から抵抗分圧を取り出しこれによって決まる抵抗分割電圧を前記スレッシュ電圧として前記バッファ回路を介して前記過電流制限回路に供給することを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

【請求項 4】

前記基準電圧発生回路は、前記電源端子と前記グランド間に接続される第 1 の抵抗、第 2 の抵抗及び第 3 の抵抗からなる抵抗直列回路と、前記第 1 の抵抗と前記第 2 の抵抗の両抵抗接続点と前記グランド間に接続されるツェナーダイオードとを有し、前記抵抗直列回路の前記第 2 の抵抗と前記第 3 の抵抗の両抵抗接続点から抵抗分圧を取り出しこれによって決まる抵抗分割電圧を前記スレッシュ電圧として前記過電流制限回路に供給することを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

10

【請求項 5】

前記基準電圧発生回路は、前記電源端子と前記グランド間に接続される第 1 の抵抗、第 2 の抵抗及び第 3 の抵抗からなる抵抗直列回路と、前記第 1 の抵抗と前記第 2 の抵抗の両抵抗接続点と前記グランド間に接続されるツェナーダイオードと、前記第 2 の抵抗と前記第 3 の抵抗の両抵抗接続点に接続されるバッファ回路とを有し、前記抵抗直列回路の前記第 2 の抵抗と前記第 3 の抵抗の両抵抗接続点から抵抗分圧を取り出しこれによって決まる抵抗分割電圧を前記スレッシュ電圧として前記バッファ回路を介して前記過電流制限回路に供給することを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

20

【請求項 6】

前記基準電圧発生回路は、前記電源端子と前記グランド間に接続される第 1 の抵抗と第 2 の抵抗からなる抵抗直列回路と、演算増幅器と、該演算増幅器の第 1 の反転入力端子に接続する基準電圧源と、前記演算増幅器の出力をベースに受けるバイポーラトランジスタからなるパス・トランジスタと、該パス・トランジスタのエミッタと前記グランド間に接続されるエミッタ抵抗とを有し、前記抵抗直列回路の両抵抗接続点を前記演算増幅器の第 2 の反転入力端子に接続し、前記パス・トランジスタのエミッタ出力電圧を前記演算増幅器の非反転入力端子に接続し、前記抵抗直列回路の両抵抗接続点から得られる抵抗分圧と前記基準電圧源の基準電圧のいずれか一方の低い電圧と前記演算増幅器の非反転入力端子に接続された前記パス・トランジスタのエミッタ出力電圧とが仮想短絡状態となるようにして、前記パス・トランジスタのエミッタ出力電圧をスレッシュ電圧として前記過電流制限回路に供給することを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

30

【請求項 7】

前記基準電圧発生回路は、前記電源端子と前記グランド間に接続される第 1 の抵抗と第 2 の抵抗からなる抵抗直列回路と、演算増幅器と、該演算増幅器の第 1 の反転入力端子に接続する基準電圧源と、前記演算増幅器の出力をゲートに受ける MOSFET からなるパス・トランジスタと、該パス・トランジスタのソースと前記グランド間に接続されるソース抵抗とを有し、前記抵抗直列回路の両抵抗接続点を前記演算増幅器の第 2 の反転入力端子に接続し、前記パス・トランジスタのソース出力電圧を前記演算増幅器の非反転入力端子に接続し、前記抵抗直列回路の両抵抗接続点から得られる抵抗分圧と前記基準電圧源の基準電圧のいずれか一方の低い電圧と前記演算増幅器の非反転入力端子に接続された前記パス・トランジスタのソース出力電圧とが仮想短絡状態となるようにして、前記パス・トランジスタのソース出力電圧をスレッシュ電圧として前記過電流制限回路に供給することを特徴とする請求項 1 記載のスイッチング電源装置。

40

【請求項 8】

前記基準電圧発生回路は、前記電源端子と前記グランド間に接続される第 1 の抵抗と第 2 の抵抗からなる抵抗直列回路と、該抵抗直列回路の両抵抗接続点の電圧を所定電圧と比較するコンパレータと、第 1 の基準電圧源と、第 2 の基準電圧源と、前記コンパレータの

50

出力に基づいて前記第1又は第2の基準電圧源をスレッシュ電圧として切り替え出力するプッシュプルスイッチとを有し、前記抵抗直列回路の両抵抗接続点から得られる抵抗分圧と前記所定電圧供給源の所定電圧との大小関係に応じて前記プッシュプルスイッチを切り替えて前記第1の基準電圧源又は前記第2の基準電圧源のいずれかをスレッシュ電圧として前記過電流制限回路に供給することを特徴とする請求項1記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、出力電圧を切り替える機能を有し且つ最大出力電流の変動を抑えることが可能なスイッチング電源装置に関する。

10

【背景技術】

【0002】

図8は、従来の出力電圧を切り替える機能を有するスイッチング電源装置の一例を示すブロック図である。図8に示す従来の出力電圧を切り替える機能を有するスイッチング電源装置は、ブリッジダイオード811、コンデンサ812、813、819、824、ダイオード814、823、トランス815、MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)820、831、抵抗821、825、828～830、フォトトランジスタ818、発光ダイオード(LED)826、スイッチング電源制御用IC800、シャントレギュレータ827を有している。発光ダイオード826とフォトトランジスタ818はフォトカプラを構成する。スイッチング電源制御用IC800は、高電圧入力端子VH、電源端子VCC、出力端子OUT、電流検出端子IS、グランド端子GND、およびフィードバック端子FBを有し、起動(STARTUP)回路801、低電圧ロックアウト(UVLO: Under Voltage Lock-Out)回路802、過電流制限コンパレータ803、基準電圧源804、発振器(OSC)805、PWM(Pulse Width Modulation)コンパレータ806、ドライバ回路(Driver)807、出力部(OUTPUT)808を有している。そして図8に示すスイッチング電源装置は、AC100～220Vの商用電源をブリッジダイオード811で整流し、トランス815を介して電力を二次側の図示していない負荷に供給する絶縁型のAC-DCコンバータの例を示している。

20

【0003】

30

ブリッジダイオード811はAC100～220Vの商用電源を整流する。整流された商用電源は、トランス815の一次側巻線(コイル)816と、この種のスイッチング電源装置のスイッチング素子であるMOSFET820と、抵抗 R_1 (821)とを直列接続した直列回路に印加される。

【0004】

フィードバック端子FBは、発光ダイオード826とフォトカプラを構成するフォトトランジスタ818に接続されている。また、スイッチング電源制御用IC800の内部で、図示しない抵抗によって図示しない基準電圧源に接続されている。電流検出端子ISは、MOSFET820の電流を検出する電流検出用の抵抗 R_1 (821)に接続され、MOSFET820と抵抗 R_1 (821)の接続点の電圧 V_{is} が入力される。また、グランド端子GNDは接地され、出力端子OUTは、MOSFET820のゲートに接続されている。電源端子VCCは、ダイオード814を介して、トランス815の一次側補助巻線(コイル)817に接続されている。スイッチング電源制御用IC800は、一次側補助巻線817に誘起される電圧によって動作する。

40

【0005】

電源端子VCCには、一次側補助巻線817から供給される電圧を安定させるためのコンデンサ813が外付けされている。起動時は、ブリッジダイオード811から起動回路801を介してコンデンサ813に起動電流が流れる。そして、電源端子VCCの電圧が、スイッチング電源制御用IC800が動作するのに必要な電圧まで上昇すると、起動回路801からの起動電流が止まるよう構成されている。つまり電源端子VCCの電圧が、

50

スイッチング電源制御用 IC 800 が動作するのに必要な電圧まで上昇すると、U V L O 回路 802 は、起動回路 801 にオフ(off)信号を加え、起動回路 801 からの起動電流、つまり高電圧入力端子 V H から電源端子 V C C のコンデンサ 813 への電流の供給を止める。これによって、電源端子 V C C に供給される電源電圧のみによってスイッチング電源制御用 IC 800 が動作するようになる。

【0006】

スイッチング電源制御用 IC 800 においては、PWM パルスを開始させる信号を発振器(O S C) 805 が定周期で出力し、PWM コンパレータ 806 が電流検出端子 I S への入力電圧 V i s がフィードバック端子 F B の電圧(出力電圧に応じて変化する発光ダイオード 826 の発光量を検知するフォトトランジスタ 818 の導通状態によって変化し、出力電圧が高くなると低くなり、出力電圧が低くなると高くなる)に等しくなったことを検出して PWM パルスを終了させる信号を出力する。これらはドライバ回路(Driver) 807 に入力され、ドライバ回路(Driver) 807 から出力部(OUTPUT) 808 を介して PWM 制御されたパルス信号を出力端子 O U T から出力し、MOSFET 820 をオン/オフ制御する。

【0007】

トランス 815 の二次側巻線(コイル) 822 は、ダイオード 823 とコンデンサ 824 からなる整流・平滑回路を介して、直流出力電圧(DC OUTPUT: V o) が印加される図示していない負荷に接続されている。この整流・平滑回路の出力部には、図示していない負荷に供給される出力電圧を制御するための抵抗 825, 828~830、発光ダイオード 826、シャントレギュレータ 827 および MOSFET 831 からなる出力電圧制御回路が接続されている。この出力電流制御回路のシャントレギュレータ 827 は、抵抗 828 と 829 の接続点の電位 V r が所定値より小さい場合はシャントレギュレータ 827 に流れる電流が少なくなり、逆に電位 V r が所定値より大きい場合は流れる電流が多くなることにより発光ダイオード 827 の発光量を制御する。これによりスイッチング電源制御用 IC 800 へのフィードバック信号(フィードバック端子 F B の電圧)を生成して、出力電圧が一定になるよう制御するものである。フォトカプラを構成する発光ダイオード 826 の発光量という形で検出された出力電圧は、フォトトランジスタ 818 を介して、スイッチング電源制御用 IC 800 のフィードバック端子 F B にフィードバックされる。なお、フォトカプラで一次側にフィードバック信号を伝えるので、トランス結合の一次側と二次側は電気的に絶縁されている。

【0008】

負荷側機器(図示せず)の用途によって、通常動作時には高い出力電圧が必要であるが、待機時(軽負荷時)には高い出力電圧が必要ない場合がある。待機時に出力電圧を低下させることができれば待機電力の削減を図ることができるため、負荷側機器の通常動作時と軽負荷時の出力電圧の切り替えを行う。図 8 に示すスイッチング電源装置は負荷側機器の通常動作時と軽負荷時の出力電圧の切り替え機能を有するスイッチング電源装置の例を示しているもので、出力電圧の切り替えを行うために、二次側の MOSFET 831 のゲート電圧 V G A T E 832 を制御する。すなわち図 8 に示すスイッチング電源装置は、シャントレギュレータ 827 の制御端子に掛かる電圧 V r が所定値と等しくなるように動作するので、出力電圧が当該所定値の抵抗 828~830 による抵抗分圧比の逆数倍になる。このため、通常動作時、つまり高い出力電圧が必要なときは、N チャネルの MOSFET 831 のゲート電圧 V G A T E 832 に High 信号を入力して、MOSFET 831 をオンさせる。これにより抵抗 828~830 による抵抗分圧比が下がり、高い出力電圧を得ることができる。逆に軽負荷時、つまり低い出力電圧で良いときは、MOSFET 831 のゲート電圧 V G A T E 832 に Low 信号を入力して、MOSFET 831 をオフし、抵抗 828~830 による抵抗分圧比を上げることににより、軽負荷時には低い出力電圧を得ることができる。

【0009】

抵抗 R₁ (821) は、スイッチング電源用スイッチである MOSFET 820 に流れる電流を検出し、その電流量に比例した電圧 V i s を電流検出端子 I S に出力している。この電流検出端子 I S には、スイッチング電源制御用 IC 800 の PWM コンパレータ 806 の非

10

20

30

40

50

反転入力端子およびスイッチング電源制御用 IC 800 の過電流制限コンパレータ 803 の非反転入力端子が接続されている。

【0010】

PWMコンパレータ 806 は、上述したようにフィードバック端子 FB の電圧レベルおよび電流検出端子 IS に入力される電圧 V_{is} を比較して PWMコンパレータ 806 から制御信号をドライバ回路 807 に出力する。

【0011】

過電流制限コンパレータ 803 は、基準電圧源 804 の基準電圧 V_{ref} と電流検出端子 IS に入力される電圧 V_{is} を比較して過電流制限コンパレータ 803 から制御信号をドライバ回路 807 に出力する。過電流制限コンパレータ 803 は、スイッチング電源装置の出力端子がショートした場合等におきる過電流からスイッチング電源装置およびその負荷を保護するために設けられている。出力端子がショートしたような場合、図示しない過電流保護回路が出力電圧 V_o の低下を検出し、この状態がある一定の遅延時間以上続くことで過電流状態にあると判断してスイッチング動作を停止する。この場合、出力電圧 V_o の低下を検出してから実際にスイッチング動作を停止するまでの期間は、スイッチング電源装置が低下した出力電圧 V_o を回復させようとしてスイッチング素子である MOSFET 820 のオン時比率を大きくし続けるため、MOSFET 820 に流れる電流も際限なく大きくなる危険がある。これを防ぐのが過電流制限コンパレータ 803 であり、電流検出端子 IS に入力される電圧 V_{is} が基準電圧 V_{ref} に達した時点で MOSFET 820 をオフさせて、過電流保護が実行される。

【0012】

これを図 8 に示すスイッチング電源装置でさらに説明すると、抵抗 R_1 (821、その抵抗値も R_1 とする) に流れる電流を I_1 とすると、電流 I_1 が増加させられて $R_1 \cdot I_1 \geq V_{ref}$ となると、過電流制限コンパレータ 803 (過電流制限回路とも呼ぶ) が応答して過電流保護機能が動作する。図 8 に示すスイッチング電源装置では、通常 $I_0 \equiv V_{ref} / R_1$ が抵抗 R_1 (821) に流れる電流のピークとなるようにされる。このためトランス 815 の一次側に蓄積される最大エネルギーは $(L/2) \cdot I_0^2$ (但し、 L はトランス 815 の一次側コイル 816 のインダクタンス) で一定となる。ロスを除いてトランス 815 の一次側の入力電力 = トランス 815 の二次側の出力電力であるから、トランス 815 の二次側の出力電力 (= 出力電圧 $\times$ 出力電流) を賄うためにトランス 815 の一次側で $(L/2) \cdot I_0^2$ の最大エネルギーを供給する必要があるということは、二次側の出力電圧 (V_o) が低ければ二次側の最大出力電流が非常に大きい状態にあるということになる。このような状態になると、電源出力に繋がっている回路に大電流が流れて発熱・発火する恐れがあることや、スイッチング電源装置が電源アダプタの形態である場合は出力端子に触れると大電流が流れうる、という問題が引き起こされる。

【0013】

過電流保護機能は出力電圧の低下を検出し、この状態がある一定の遅延時間以上続くとスイッチング動作を停止する。しかし、過電流検出後、スイッチング動作停止までの遅延時間の間は、最大出力電流が上記のように過電流制限回路の基準電圧 V_{ref} によって一定の値となり、これにより上記のようにトランス 815 に蓄積される最大エネルギーも常に一定となる。これにより、出力電圧が高い場合には過電流時の最大出力電流が少ないが、出力電圧が低い場合には過電流時の最大出力電流が大きくなる問題があり、上述したような大電流の過電流による危険を回避することが必要となる。

【0014】

また特許文献 1 には、軽負荷時では小さな一次側入力電流で保護動作を開始させるために、軽負荷になって二次側の電圧が上昇すると電流検出信号の電圧を上昇させてより大電流側の信号とする過電流保護回路が開示されている。

【特許文献 1】特開平 11-55946 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

20

30

40

50

【0015】

特許文献1に開示される過電流保護回路では、出力電流の小さい軽負荷時を対象としていて、出力電流が大きく出力電圧が上がらない場合には、一次側入力電流を絞ることができないという問題、換言すれば、出力電圧が低い場合の出力電流を制限したい、という問題に対応できない、という課題を有している。

【0016】

また、特許文献1の図1に示されているように、生成された直流電圧を所定電圧値に基づいて検出するフォトカプラを用いた検出手段8およびトランジスタQ2の導通度（エミッタ・コレクタ間の抵抗）を変化させてスイッチングトランジスタのエミッタ電圧を変化させる可変手段4を特許文献1に示される従来の過電流保護回路に新たに付加する必要があり、このため過電流保護のための回路がより複雑となるという課題がある。

10

【0017】

本発明は、従来技術に関する以上の課題を解決し、付加回路の規模を小さくして、特に二次側の付加回路をなくして、出力電圧が低い場合の出力電流を制限することのできるスイッチング電源装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0018】

上記課題を解決するために本発明は、トランスの一次側補助巻線から電源電圧が入力される電源端子と、前記トランスの一次側巻線に供給される電圧が入力される起動用端子と、二次側に接続された負荷の状態を検知する発光ダイオードに結合するフォトトランジスタに接続されるフィードバック端子と、スイッチングトランジスタの電流を検出する電流検出用抵抗に接続され該抵抗の電圧が入力される電流検出端子と、グランドに接続されるグランド端子と、前記スイッチングトランジスタのゲートに接続される出力端子とを有する電源制御用ICを有し、さらに、前記トランスの一次側巻線と前記グランドとの間に接続された前記スイッチングトランジスタをオン／オフし、前記二次側に接続された負荷に電力を供給し且つ前記負荷の出力電圧を切り替える機能を有するスイッチング電源装置において、前記電源制御用ICは、スレッシュ電圧に応じて前記スイッチングトランジスタの最大電流値を決める過電流制限回路と、前記電源端子に接続され前記トランスの一次側補助巻線から得られる電圧を検出して該検出電圧に応じて前記スレッシュ電圧を生成して前記過電流制限回路に供給する基準電圧発生回路とを備え、前記電源制御用ICは、前記過電流制限回路の出力を基に前記スイッチングトランジスタの最大電流値を制御して前記二次側に供給する最大エネルギーを調整することを特徴とする。

20

30

【発明の効果】

【0019】

この発明によれば、トランスの一次側巻線とグランドとの間に接続されたスイッチングトランジスタをオン／オフし、二次側に接続された負荷に電力を供給し且つ負荷の出力電圧を切り替える機能を有するスイッチング電源装置において、電源制御用IC内の基準電圧発生回路が電源端子VCCの電圧の変化に応じてスイッチングトランジスタの最大電流値を決める過電流制限回路のスレッシュ電圧を変化させることにより、電源制御用ICがスイッチングトランジスタの最大電流値を制御して二次側に供給する最大エネルギーを調整することで過電流時の最大出力電流の変動を抑えることができる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

以下、本発明を実施するための最良の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

図1は本発明の実施形態に係るスイッチング電源装置の構成を示す回路ブロック図である。図1のスイッチング電源装置は、出力電圧を切り替える機能を有するスイッチング電源装置であり、図示していない負荷側機器の通常動作時と軽負荷時の出力電圧の切り替えを行うために、二次側のMOSFET131のゲート電圧VGATE132を制御する。これについては後で説明する。出力電圧の切り替え機能を有するスイッチング電源装置であれば、高い出力電圧が必要な通常動作時と、低い出力電圧で良い待機時（軽負荷時）とに切り替え

50

ることができ、待機時に出力電圧を低下させて待機電力の削減を図ることは図8に示した従来例と同様である。

【0021】

図1に示す本発明の実施形態に係るスイッチング電源装置は、ブリッジダイオード111、コンデンサ112、113、119、124、ダイオード114、123、トランス115、MOSFET120、131、抵抗121、125、128～130、フォトトランジスタ118、発光ダイオード126、スイッチング電源制御用IC100、シャントレギュレータ127を有している。発光ダイオード126とフォトトランジスタ118はフォトカプラを構成する。スイッチング電源制御用IC100は、高電圧入力端子VH、電源端子VCC、出力端子OUT、電流検出端子IS、グランド端子GND、およびフィードバック端子FBを有し、さらに起動(STARTUP)回路101、低電圧ロックアウト(UVLO: Under Voltage Lock-Out)回路102、過電流制限コンパレータ103、基準電圧発生回路104、発振器(OSC)105、PWM(Pulse Width Modulation)コンパレータ106、ドライバ回路(Driver)107、出力部(OUTPUT)108を有している。そして図1に示すスイッチング電源装置は、AC100～220Vの商用電源をブリッジダイオード111で整流し、トランス115を介して電力を二次側の図示していない負荷に供給する絶縁型のAC-DCコンバータの例を示している。

10

【0022】

ブリッジダイオード111はAC100～220Vの商用電源を整流する。整流された商用電源は、トランス115の一次側巻線(コイル)116と、この種のスイッチング電源装置のスイッチング素子であるMOSFET120と、抵抗 R_1 (121)とを直列接続した直列回路に印加される。

20

【0023】

フィードバック端子FBは、発光ダイオード126とフォトカプラを構成するフォトトランジスタ118に接続されている。また、スイッチング電源制御用IC100の内部で、図示しない抵抗によって図示しない基準電圧源に接続されている。電流検出端子ISは、MOSFET120の電流を検出する電流検出用の抵抗 R_1 (121)に接続され、MOSFET120と抵抗 R_1 (121)の接続点の電圧 V_{IS} が入力される。また、グランド端子GNDは接地され、出力端子OUTは、MOSFET120のゲートに接続されている。電源端子VCCは、ダイオード114を介して、トランス115の一次側補助巻線(コイル)117に接続されている。スイッチング電源制御用IC100は、一次側補助巻線117に誘起される電圧によって動作する。

30

【0024】

電源端子VCCには、一次側補助巻線117から供給される電圧を安定させるためのコンデンサ113が外付けされている。起動時は、ブリッジダイオード111から起動回路101を介してコンデンサ113に起動電流が流れる。そして、電源端子VCCの電圧が、スイッチング電源制御用IC100が動作するのに必要な電圧まで上昇すると、起動回路101から起動電流が止まるよう構成されている。つまり電源端子VCCの電圧が、スイッチング電源制御用IC100が動作するのに必要な電圧まで上昇すると、UVLO回路102は、起動回路101にオフ(off)信号を加え、起動回路101からの起動電流、つまり高電圧入力端子(起動用端子とも云う)VHから電源端子VCCのコンデンサ113への電流の供給を止める。これによって、電源端子VCCに供給される電源電圧のみによってスイッチング電源制御用IC100が動作するようになる。

40

【0025】

スイッチング電源制御用IC100においては、PWMパルスを開始させる信号を発振器(OSC)105が定周期で出力し、PWMコンパレータ106が、電流検出端子ISへの入力電圧 V_{IS} がフィードバック端子FBの電圧(出力電圧に応じて変化する発光ダイオード126の発光量を検知するフォトトランジスタ118の導通状態によって変化し、出力電圧が高くなると低くなり、出力電圧が低くなると高くなる。)に等しくなったことを検出してPWMパルスを終了させる信号を出力する。これらはドライバ回路(Driver)1

50

07に入力され、ドライバ回路(Driver)107から出力部(OUTPUT)108を介してPWM制御されたパルス信号を出力端子OUTから出力し、MOSFET120をオン／オフ制御する。

【0026】

トランス115の二次側巻線(コイル)122は、ダイオード123とコンデンサ124からなる整流・平滑回路を介して、直流出力電圧(DC OUTPUT: V_o)が印加される図示していない負荷に接続されている。この整流・平滑回路の出力部には、図示していない負荷に供給される出力電圧を制御するための抵抗125、128～130、発光ダイオード126、シャントレギュレータ127およびMOSFET131からなる出力電流制御回路が接続されている。この出力電流制御回路のシャントレギュレータ127は、抵抗128と129の接続点の電位 V_r が所定値より小さい場合はシャントレギュレータ127に流れる電流が少なくなり、逆に電位 V_r が所定値より大きい場合は流れる電流が多くなることにより発光ダイオード127の発光量を制御し、これによりスイッチング電源制御用IC100へのフィードバック信号(フィードバック端子FBの電圧)を生成して出力電圧が一定になるよう制御するものである。フォトカプラを構成する発光ダイオード126の発光量として検出された出力電圧は、フォトカプラを構成するフォトトランジスタ118を介して、スイッチング電源制御用IC100のフィードバック端子FBにフィードバックされる。なお、フォトカプラで一次側にフィードバック信号を伝えるので、トランス結合の一次側と二次側は電氣的に絶縁されている。

【0027】

通常動作時と軽負荷時の出力電圧の切り替えを行うために、二次側のMOSFET131のゲート電圧VGATE132を制御する。図1に示すスイッチング電源装置は、シャントレギュレータ127の制御端子に掛かる電圧 V_R が所定値と等しくなるように動作するので、出力電圧が当該所定値の抵抗128～130による抵抗分圧比の逆数倍になる。このため、通常動作時、つまり高い出力電圧が必要なときは、NチャネルのMOSFET131のゲート電圧VGATE132にHigh信号を入力して、MOSFET131をオンさせる。これにより抵抗128～130による抵抗分圧比が下がり、高い出力電圧を得ることができる。逆に軽負荷時、つまり低い出力電圧で良いときは、MOSFET131のゲート電圧VGATE132にLow信号を入力して、MOSFET131をオフし、抵抗828～830による抵抗分圧比を上げることで、軽負荷時には低い出力電圧を得ることができる。

【0028】

抵抗 R_1 (121)は、スイッチング電源用スイッチであるMOSFET120に流れる電流を検出し、その電流量に比例した電圧 V_{IS} を電流検出端子ISに出力している。この電流検出端子ISには、スイッチング電源制御用IC100のPWMコンパレータ106の非反転入力端子およびスイッチング電源制御用IC100の過電流制限コンパレータ103の非反転入力端子が接続されている。

【0029】

PWMコンパレータ106は、上述したようにフィードバック端子FBの電圧レベルおよび電流検出端子ISに入力される電圧 V_{IS} を比較してPWMコンパレータ106からPWM制御するための制御信号をドライバ回路107に出力する。

【0030】

ここでスイッチング電源装置のPWM(Pulse Width Modulation)制御について説明する。二次側の出力電圧 V_o が変動した場合には上述した出力電流制御回路は出力電圧を一定に保持するよう機能し、スイッチング素子であるMOSFET120のオン時比率を変化させる。オン時比率の変化に応じて、二次側に供給されるエネルギーも変化する。いま二次側の出力電圧 V_o が下がった場合を考えると、発光ダイオード126は、直前まで検出していた出力電圧より小さい出力電圧を検出し、検出した出力電圧をフォトカプラとして機能するフォトトランジスタ118を介して、スイッチング電源制御用IC100のフィードバック端子FBにフィードバックする。すると、フィードバック端子FBの電圧レベルが上がり、PWMコンパレータ106は電流検出端子ISに入力される電圧 V_{IS} が大きくな

ったフィードバック端子FBの電圧レベルより大きくなったことを検出してPWM制御するための制御信号（PWMパルスを終了させる信号。なお、PWMパルスを開始させる信号は発振器（OSC）105から定周期で出力される。）をドライバ回路107に出力する。これを受けて、ドライバ回路107は出力部108を介してMOSFET120のオン時間を増やしてMOSFET120に流れる電流を増やす。また二次側の出力電圧Voが上がった場合は、発光ダイオード126は直前まで検出していた出力電圧より大きい出力電圧を検出し、検出した出力電圧をフォトカプラとして機能するフォトランジスタ118を介して、スイッチング電源制御用IC100のフィードバック端子FBにフィードバックする。すると、フィードバック端子FBの電圧レベルが下がり、PWMコンパレータ106は電流検出端子ISに入力される電圧 V_{IS} が小さくなったフィードバック端子FBの電圧レベルより大きくなったことを検出してPWM制御するための制御信号（PWMパルスを終了させる信号）をドライバ回路107に出力する。これを受けて、ドライバ回路107は出力部108を介してMOSFET120のオン時間を減らしてMOSFET120に流れる電流を減らす。このような動作を図1に示すスイッチング電源装置のPWM制御で繰り返し行う。

10

【0031】

過電流制限コンパレータ103は、基準電圧発生回路104が供給するスレッシュ電圧（このスレッシュ電圧については後述する）と電流検出端子ISに入力される電圧 V_{IS} を比較して過電流制限コンパレータ103から制御信号をドライバ回路107に出力する。ドライバ回路107はこれを受けてMOSFET120をオフする信号を出力することによりMOSFET120に流れる電流の最大値であるピーク電流を制限し、二次側に供給する最大エネルギーを調整する。なお二次側に供給される最大エネルギーは、 $(L/2) * I_0^2$ （ただし、Lはトランス115の一次側コイル116のインダクタンス、 I_0 は過電流制限コンパレータ103により限定されるMOSFETのピーク電流）となる。

20

【0032】

基準電圧発生回路104は、過電流制限コンパレータ（過電流制限回路とも云う）103に供給するスレッシュ電圧を電源端子VCC電圧の変化に応じて変化させる。電源制御用IC100の電源端子VCCに接続される一次側補助巻線117に誘起される電圧（補助巻線電圧と云う）は、電源の出力電圧に二次側巻線122と一次側補助巻線117との巻数比を乗じた電圧を呈するので、電源の出力電圧と補助巻線電圧は比例関係にある。従い、基準電圧発生回路104がVCC電圧の変化に応じて過電流制限回路103に供給するスレッシュ電圧を変化させるということは、出力電圧の変化に応じてスレッシュ電圧を変化させることになる。過電流制限回路103のスレッシュ電圧はMOSFET120のピーク電流を決めるため、電源制御用IC100がMOSFET120に流れる電流の最大値であるピーク電流を制御し二次側に供給する最大エネルギーを調整することで、通常動作時および軽負荷時の出力電圧の切り替えにより起こる過電流時の最大出力電流の変動を抑えることができる。具体的には、通常動作時（出力電圧が高い状態）には過電流制限回路103に供給するスレッシュ電圧を高くし、また軽負荷時（出力電圧が低い状態）には過電流制限回路103に供給するスレッシュ電圧を低くして、PWMコンパレータ106の出力が反転するときの両者のMOSFET120の電流が異なるようにしている。このようにして、MOSFETのピーク電流を制御し二次側に供給する最大エネルギーを調整する。すなわち、通常動作時は出力電圧が大きいので二次側への最大供給エネルギーを大きくし、軽負荷時は出力電圧が小さいので二次側への最大供給エネルギーを小さくすることにより、最大出力電流の変動を抑制するよう機能するのである（最大出力電流の目安は（最大供給エネルギー／出力電圧）である）。上記においては、出力端子のショートの有無とは無関係に通常動作時および軽負荷時の出力電圧の切り替えに伴う最大出力電流の変動抑制を例にして説明したが、過電流保護を行う必要上、スイッチング電源装置における出力端子がショートした場合等の過電流状態においても、同様に出力電圧に応じてスレッシュ電圧を変更してスイッチング動作が停止するまでの過電流の制御を行うことはいうまでもない。

30

40

【0033】

上述した過電流制限コンパレータ103およびPWMコンパレータ106の動作につい

50

てさらに説明すると、両者の非反転入力には電流検出端子 I S に加わる電圧 V_{IS} が共通に印加される。また過電流制限コンパレータ 103 の反転入力には基準電圧発生回路 104 から供給されるスレッシュ電圧が印加され、PWM コンパレータ 106 の反転入力にはフィードバック端子 F B の電圧が印加されている。これら 2 つのコンパレータのうち、反転入力に印加される電圧のいずれか低い方のコンパレータが電流検出端子 I S に加わる電圧 V_{IS} に応答してその出力をドライバ回路 107 に出力する構成にしている。正常動作している場合は出力電圧 V_o が適切に制御されているので、フィードバック端子 F B の電圧はさほど高くはならず、基準電圧発生回路 104 から過電流制限回路 103 に供給するスレッシュ電圧より低いので、PWM コンパレータ 106 によって PWM 動作が制御される。また、過電流状態では出力電圧 V_o が目標値より低くなっているのでフィードバック端子 F B の電圧は増大し、基準電圧発生回路 104 から過電流制限回路 103 に供給するスレッシュ電圧より高くなる。このときは、過電流制限コンパレータ 103 によって PWM 動作が制御される（スイッチング素子である MOSFET 120 がオフされる）。

10

【0034】

以上説明したように本発明の実施形態に係るスイッチング電源装置は、補助巻線電圧で決まる電源端子 V C C 電圧が電源の出力電圧にトランスの巻線比（二次側巻線 122 と一次側補助巻線 117 との巻数比）を乗じた電圧となるため、電源の出力電圧と V C C 電圧は比例関係が成り立つ。したがって、電源制御用 I C 100 内の基準電圧発生回路 104 は検出された電源端子 V C C の電圧に応じて過電流制限回路 103 のスレッシュ電圧を決めることにより、電源制御用 I C 100 は MOSFET 120 に流れる電流の最大値であるピーク電流を制御し、これにより二次側に供給する最大エネルギーを調整することで、出力電圧の変動により起こる過電流時の最大出力電流の変動を抑えることができる。

20

【0035】

以下では、本発明の実施形態に係るスイッチング電源装置における基準電圧発生回路の具体的な構成を実施例として示す。

[実施例 1]

図 2 は、過電流制限回路のスレッシュ電圧を決める基準電圧発生回路の第 1 の実施例の構成を示す図である。図 2 に示す基準電圧発生回路 104 は、電源端子 V C C とグランド間に接続される抵抗 21, 22 を有し、抵抗 21, 22 からなる抵抗直列回路の両抵抗接続点から抵抗分圧を取り出しこれによって決まる V C C 抵抗分割電圧を過電流制限コンパレータ 103 のスレッシュ電圧として供給するものである。

30

[実施例 2]

図 3 は、過電流制限回路のスレッシュ電圧を決める基準電圧発生回路の第 2 の実施例の構成を示す図である。図 3 に示す基準電圧発生回路は、電源端子 V C C とグランド間に接続される抵抗 31, 32 からなる抵抗直列回路と、抵抗 31 と抵抗 32 の両抵抗接続点に接続されるバッファ回路（ボルテージフォロワ）33 とを有し、抵抗 31, 32 からなる抵抗直列回路の両抵抗接続点から抵抗分圧を取り出しこれによって決まる V C C 抵抗分割電圧をバッファ回路 33 でインピーダンス変換することにより安定化して過電流制限コンパレータ 103 のスレッシュ電圧として供給するものである。

[実施例 3]

40

図 4 は、過電流制限回路のスレッシュ電圧を決める基準電圧発生回路の第 3 の実施例の構成を示す図である。図 4 に示す基準電圧発生回路は、電源端子 V C C とグランド間に接続される抵抗 41, 42, 43 からなる抵抗直列回路と、抵抗 41 と抵抗 42 の両抵抗接続点とグランド間に接続されるツェナーダイオード 44 とを有し、抵抗 41, 42, 43 からなる抵抗直列回路の抵抗 42, 43 の両抵抗接続点から抵抗分圧を取り出しこれによって決まる V C C 抵抗分割電圧を過電流制限コンパレータ 103 のスレッシュ電圧として供給するものである。抵抗 41, 42 の両抵抗接続点にツェナーダイオード 44 を接続することにより、電源端子 V C C の電圧が高い場合のスレッシュ電圧を一定にすることができる。

[実施例 4]

50

図5は、過電流制限回路のスレッシュ電圧を決める基準電圧発生回路の第4の実施例の構成を示す図である。図5に示す基準電圧発生回路は、電源端子VCCとグランド間に接続される抵抗51、52、53からなる抵抗直列回路と、抵抗51と抵抗52の両抵抗接続点とグランド間に接続されるツェナーダイオード54と、抵抗52と抵抗53の両抵抗接続点に接続されるバッファ回路（ボルテージフォロワ）55とを有し、抵抗52、53からなる抵抗直列回路の両抵抗接続点から抵抗分圧を取り出しこれによって決まるVCC抵抗分割電圧をバッファ回路55でインピーダンス変換することにより安定化して過電流制限コンパレータ103のスレッシュ電圧として供給するものである。抵抗51、52の両抵抗接続点にツェナーダイオード54を接続することにより、電源端子VCCの電圧が高い場合のスレッシュ電圧を一定にすると共に、バッファ回路55を追加することでスレ

10

【実施例5】

図6は、過電流制限回路のスレッシュ電圧を決める基準電圧発生回路の第5の実施例の構成を示す図である。図6に示す基準電圧発生回路は、電源端子VCCとグランド間に接続される抵抗61、62からなる抵抗直列回路と、演算増幅器64と、演算増幅器64の第1の反転入力端子に接続する基準電圧源63と、演算増幅器64の出力をベースに受けるバイポーラトランジスタからなるパス・トランジスタ65と、パス・トランジスタ65のエミッタとグランド間に接続されるエミッタ抵抗66とを有している。抵抗61、62からなる抵抗直列回路の両抵抗接続点を演算増幅器64の第2の反転入力端子に接続し、また基準電圧源63の基準電圧を上記第1の反転入力端子に接続し、バイポーラトランジスタからなるパス・トランジスタ65のエミッタ出力電圧を演算増幅器64の非反転入力端子に接続している。この構成により、電源端子VCC電圧の抵抗61、62の両抵抗接続点から得られる抵抗分圧と上記基準電圧源63の基準電圧のいずれか一方の低い電圧と、演算増幅器64の反転入力端子に接続されたパス・トランジスタ65のエミッタ出力電圧とが仮想短絡状態となり、これをスレッシュ電圧とする。すなわち、VCC電圧の抵抗分圧が基準電圧源63の基準電圧以下の場合のみ、VCC電圧の抵抗分圧をスレッシュ電圧として供給するものである。

20

【0036】

なお、本実施例におけるnpnバイポーラトランジスタからなるパス・トランジスタ65は、NチャネルのMOSFETに置き換えることができる。この場合、上の説明において、ベ

30

【実施例6】

図7は、過電流制限回路のスレッシュ電圧を決める基準電圧発生回路の第6の実施例の構成を示す図である。図7に示す基準電圧発生回路は、電源端子VCCとグランド間に接続される抵抗71、72からなる抵抗直列回路と、コンパレータ74と、コンパレータ74の非反転入力端子に接続する所定電圧供給源73と、第1の基準電圧源75と、第2の基準電圧源76と、コンパレータ74の出力に基づいて第1の基準電圧源75又は第2の基準電圧源76をスレッシュ電圧として切り替え出力するプッシュプルスイッチ77、78とを有している。抵抗71、72からなる抵抗直列回路の両抵抗接続点をコンパレータ74の反転入力端子に接続し、また所定電圧供給源73の所定電圧をコンパレータ74の非反転入力端子に接続し、コンパレータ74により電源端子VCC電圧の抵抗71、72の両抵抗接続点から得られる抵抗分圧と上記所定電圧供給源73の所定電圧とを比較する。その比較結果に基づき、VCC電圧の抵抗分圧と所定電圧供給源73の所定電圧との大小関係に応じてプッシュプルスイッチ77、78を切り替えて第1の基準電圧源75又は第2の基準電圧源76のいずれかをスレッシュ電圧として供給するものである。

40

【0037】

上記した実施例1～6の基準電圧発生回路以外にも変形が可能であり、上述した本発明概念を逸脱しない範囲内において他の構成を採用することも本発明の範囲内に含まれる。

【図面の簡単な説明】

【0038】

50

【図 1】本発明の実施形態に係るスイッチング電源装置の構成を示す回路ブロック図である。

【図 2】本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第 1 の実施例の構成を示す図である。

【図 3】本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第 2 の実施例の構成を示す図である。

【図 4】本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第 3 の実施例の構成を示す図である。

【図 5】本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第 4 の実施例の構成を示す図である。

【図 6】本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第 5 の実施例の構成を示す図である。

【図 7】本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第 6 の実施例の構成を示す図である。

【図 8】従来のスイッチング電源装置の構成を示す回路ブロック図である。

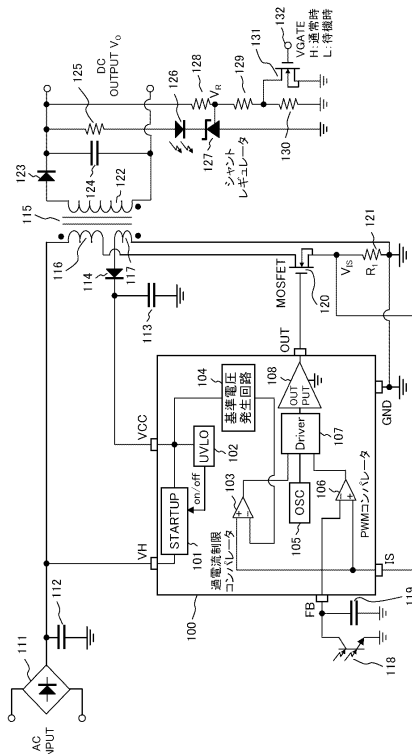
【符号の説明】

【0039】

100	スイッチング電源制御用 IC	
101	起動回路	
102	低電圧ロックアウト(UVLO)回路	20
103	過電流制限コンパレータ(過電流制限回路)	
104	基準電圧発生回路	
105	発振器(OSC)	
106	PWMコンパレータ	
107	ドライバ回路(Driver)	
108	出力部(OUTPUT)	
111	ブリッジダイオード	
112, 113	コンデンサ	
114	ダイオード(整流)	
115	トランス	30
116	トランスの一次側巻線(コイル)	
117	トランスの一次側補助巻線(コイル)	
118	フォトトランジスタ(フォトカプラ)	
119	コンデンサ	
120	MOSFET	
121	抵抗(R_1)	
122	トランスの二次側巻線(コイル)	
123	ダイオード(整流)	
124	コンデンサ	
125	抵抗	40
126	発光ダイオード(フォトカプラ)	
127	シャントレギュレータ	
128~130	抵抗	
131	MOSFET	
132	ゲート電圧(VGATE)	

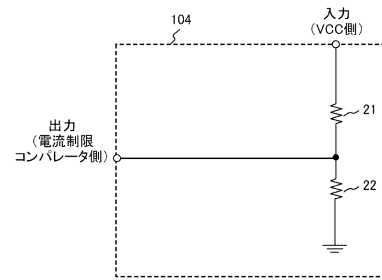
【図 1】

本発明の実施形態に係るスイッチング電源装置の構成を示す回路ブロック図



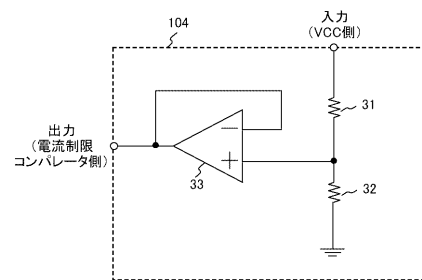
【図 2】

本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第1の実施例の構成を示す図



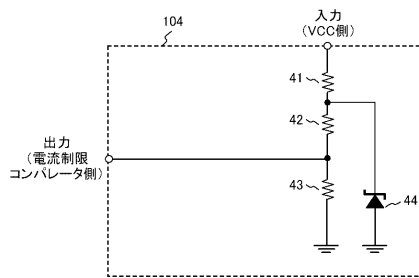
【図 3】

本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第2の実施例の構成を示す図



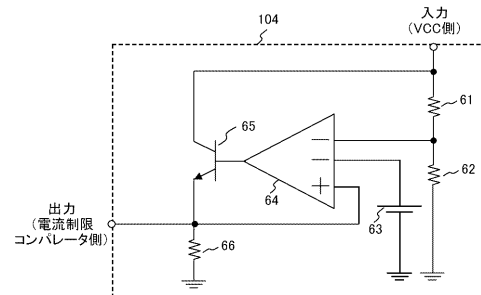
【図 4】

本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第3の実施例の構成を示す図



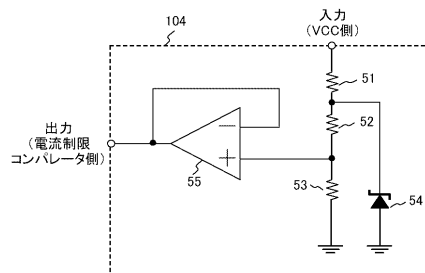
【図 6】

本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第5の実施例の構成を示す図



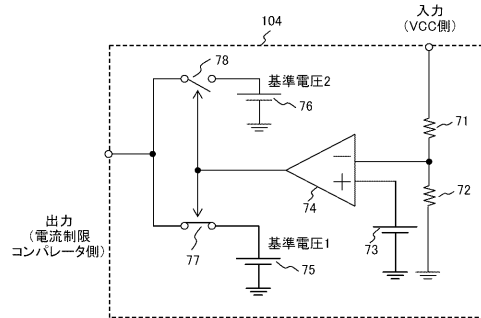
【図 5】

本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第4の実施例の構成を示す図



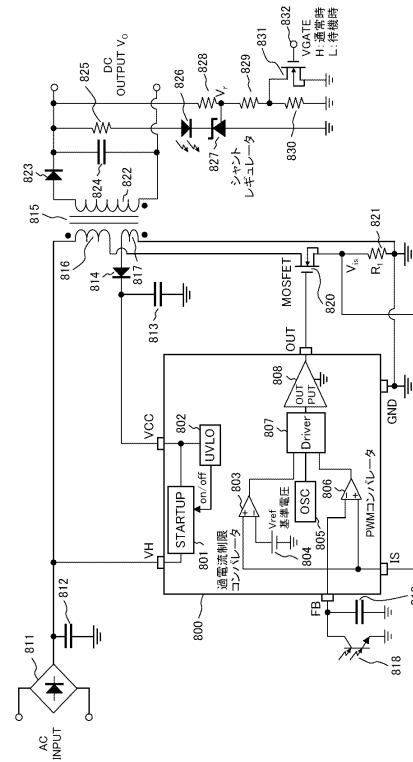
【図 7】

本発明の実施形態に係る基準電圧発生回路の第6の実施例の構成を示す図



【図 8】

従来のスイッチング電源装置の構成を示す回路ブロック図



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2005-341745 (JP, A)
特開2006-25534 (JP, A)
特開平9-23644 (JP, A)
特開2005-198401 (JP, A)
特開2006-217695 (JP, A)
特開2006-203987 (JP, A)
特開平6-14533 (JP, A)
特開2004-274885 (JP, A)
特開平11-55946 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/00-3/44