

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3733440号
(P3733440)

(45) 発行日 平成18年1月11日(2006. 1. 11)

(24) 登録日 平成17年10月28日(2005. 10. 28)

(51) Int. Cl. F I
H O 2 M 3/338 (2006. 01) H O 2 M 3/338 A

請求項の数 1 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2003-82075 (P2003-82075)	(73) 特許権者	390001959
(22) 出願日	平成15年3月25日(2003. 3. 25)		オリオン電機株式会社
(65) 公開番号	特開2004-289981 (P2004-289981A)		福井県越前市家久町41号1番地
(43) 公開日	平成16年10月14日(2004. 10. 14)	(74) 代理人	100077861
審査請求日	平成16年12月22日(2004. 12. 22)		弁理士 朝倉 勝三
		(72) 発明者	境 宏
			福井県武生市家久町41号1番地 オリオン電機株式会社内
		審査官	川端 修
		(56) 参考文献	特開2000-197360 (JP, A)
			特開平07-007940 (JP, A)
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

1次側巻線に入力された直流電圧を2次側巻線でフライバック電圧として出力するとともに、上記1次側巻線および上記2次側巻線からの帰還電圧が誘起される補助巻線を備えたトランスと、上記1次巻線への直流電圧の入力をスイッチングする主スイッチング素子と、上記2次側巻線から出力されたフライバック電圧を整流平滑して直流電圧を出力する出力部とを有する自励式のスイッチング電源において、

高入力電圧時および軽負荷時における上記トランスの上記1次側巻線のインダクタンスを上記主スイッチング素子の定格を超えない範囲で高く設定すると共に、低入力電圧時および重負荷時における上記補助巻線のインダクタンスおよび上記主スイッチング素子の制御抵抗およびコンデンサの値を上記主スイッチング素子の発振特性が悪化しない範囲で低く設定することを特徴とするスイッチング電源。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、産業用や民生用の電子機器に直流安定化電圧を供給する自励タイプのスイッチング電源に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

図2は交流電源によって動作する電子機器の概略構成図の一例を示すものである。同図に

において、交流電源 11 の交流電圧 V_{ac} としては 100 V 系（例えば 90 V から 130 V）と 200 V 系（例えば 180 V から 260 V）とがある。従って、電子機器においても、対応する電源電圧が 100 V 系の電子機器と、200 V 系の電子機器と、さらには 100 V 系と 200 V 系の両方に対応したワールドワイド対応の電子機器とがある。

【0003】

次に、同図の構成について説明する。交流電源 11 から供給された交流電圧 V_{ac} は整流部 12 で直流電圧 V_{in} に変換している。整流部 12 は整流用ダイオード D10 と整流用コンデンサ C10 で構成されている。さらに、直流／直流変換部 10 で直流電圧 V_{in} を電子装置 13 が動作するために必要な直流電圧 V_{out} に変換している。上記直流／直流変換部 10 としてスイッチング電源がよく用いられる。

10

【0004】

また、直流電圧 V_{out} の供給を受けて動作する電子装置 13 には、マイクロコンピュータ等を用いた制御部 14 を設けたものも多くみられる。制御部 14 での制御の一例として、電子回路 16 に供給する直流電圧の入／切（ON／OFF）をスイッチ 15 の制御によって切り換えるものがある。これにより、例えばリモコン送信器（図示せず）からの信号を受けた制御部 14 が、電子回路 16 に供給する直流電圧を切ったり（待機状態）、入れたり（動作状態）することで、リモコン送信器による電源の入／切（ON／OFF）を行う。

【0005】

図 3 は従来から比較的小型の電子機器によく用いられる RCC（リングングチョークコンバータ）方式のスイッチング電源の構成図を示すものである。

20

なお、この種の従来例としては、特開平 7-7940 号公報が挙げられる。

同図において、スイッチング電源 2 には、図中黒丸で示す極性の 1 次側巻線 N1、1 次側補助巻線 N2、および 2 次側巻線 N3 を有するトランス T が設けられている。トランス T の 1 次側巻線 N1 側はいわゆる直流電圧入力側にあたり、1 次側巻線 N1 と直列にパワー MOS FET からなる主スイッチング素子 Q1 が接続され、1 次側巻線 N1 の一端が直流電圧の高電位側の入力端子 A に、また主スイッチング素子 Q1 のドレインが直流電圧の低電位側の入力端子 GND に接続されている。また、入力端子 A と主スイッチング素子 Q1 のゲートとの間に起動抵抗 R1 が接続されて設けられている。

【0006】

30

また、1 次側補助巻線 N2 の一端と主スイッチング素子 Q1 のゲートとの間に、抵抗 R2 とコンデンサ C1 が、互いに直列に接続されて設けられている。NPN 型のトランジスタ Q2 と NPN 型のフォトトランジスタ PT とからなる制御回路は、トランジスタ Q2 のコレクターは主スイッチング素子 Q1 のゲートに接続される一方、トランジスタ Q2 のエミッターは入力端子 GND に接続されている。フォトトランジスタ PT のエミッターはトランジスタ Q2 のベースに接続され、フォトトランジスタ PT のコレクターは R3 を介して 1 次側補助巻線 N2 に接続されている。また、トランジスタ Q2 のベースは後述するコンデンサ C2 の一端に接続されている。

【0007】

抵抗 R6、ツェナーダイオード D3、およびコンデンサ C2 からなる過電流保護回路は、抵抗 R6 とコンデンサ C2 とはコンデンサ C2 の一端が入力端子 GND に接続されるよう互いに直列に接続されてその全体が 1 次側補助巻線 N2 と並列に接続され、ツェナーダイオード D3 と抵抗 R6 とが並列に接続されている。また、抵抗 R6 とコンデンサ C2 との接続点は前述のトランジスタ Q2 のベースに接続されている。

40

【0008】

そして、トランス T の 2 次側巻線 N3 側はいわゆる整流出力側（出力部）にあたり、トランス T の 2 次側巻線 N3 には整流用のダイオード D2 が直列に接続されており、ダイオード D2 のカソード側が出力端子 B に、また 2 次側巻線 N3 の一端が出力端子 GND に接続されている。出力端子 B と出力端子 GND との間には平滑コンデンサ C3 が接続され、平滑コンデンサ C3 の後段に電圧検出回路が設けられている。

50

【0009】

電圧検出回路は、分圧抵抗 $R_4 \cdot R_5$ 、発光ダイオードLED、およびシャントレギュレータIC1からなる。分圧抵抗 $R_4 \cdot R_5$ は出力端子Bと出力端子GNDとの間で互いに直列に接続され、同じく出力端子Bと出力端子GNDとの間で互いに直列に接続された前記フォトトランジスタPTとフォトカプラーを構成する発光ダイオードLED、およびシャントレギュレータIC1と並列に接続されている。また、分圧抵抗 $R_4 \cdot R_5$ 同士の接続点はシャントレギュレータIC1のR端子に接続されている。

【0010】

上記の構成のスイッチング電源の動作について以下に述べる。まず、入力端子Aと入力端子GND間に直流電圧 V_{in} が印加されると、起動抵抗 R_1 を介して主スイッチング素子Q1のゲートにしきい値以上の電圧が印加され、主スイッチング素子Q1がON状態となる。これにより、トランスTの1次側巻線N1に直流電圧 V_{in} が印加される。1次側巻線N1に直流電圧 V_{in} が印加されたことに伴って、1次側補助巻線N2には1次側巻線N1と同方向の電圧が誘起され、コンデンサC1および抵抗 R_2 を介してこの誘起電圧が主スイッチング素子Q1のゲートに印加されるので、主スイッチング素子Q1はON状態を維持する。

10

【0011】

主スイッチング素子Q1のON期間には、抵抗 R_2 、コンデンサC1、およびフォトトランジスタPTを経由する経路と、抵抗 R_6 およびツェナーダイオードD1を経由する経路とに流れる電流によってコンデンサC2が充電される。上記各経路を構成する素子の定数に基づいた時定数に従ってコンデンサC2の充電が行われ、トランジスタQ2のベース・エミッタ間電圧がしきい値電圧（例えば0.6V）以上まで上昇するとトランジスタQ2はON状態になり、この結果主スイッチング素子Q1のゲート電圧が急速に低下して主スイッチング素子Q1がOFF状態となる。すると、1次側巻線N1は主スイッチング素子Q1がON状態の間に蓄積したエネルギーを2次側巻線N3に伝達する。

20

【0012】

2次側巻線N3には、1次側巻線N1から受け取ったエネルギーを整流出力側に放出する。そして、ダイオードD2により整流され、平滑コンデンサC3により平滑化された直流電圧 V_{out} が出力端子Bと出力端子GND間から出力される。

【0013】

一方、整流出力側で直流電圧 V_{out} が出力されている間は、コンデンサC2は次の主スイッチング素子Q1のON状態切り換えに備えてリセットされる。このときトランジスタQ2はベース・エミッタ間の電圧が低下してOFF状態となるが、1次側補助巻線N2に下向きの電圧が誘起されていることにより主スイッチング素子Q1はOFF状態のままである。

30

【0014】

整流出力エネルギーの放出が終了すると、1次側補助巻線N2にリングングが発生し、1次側補助巻線N2の寄生容量に蓄積されていた静電エネルギーが放出されて1次側補助巻線N2のエネルギーに変換され、1次側補助巻線N2に上向きの起電力が発生する。このときの電圧がリングングパルスとしてコンデンサC1および抵抗 R_2 を介して主スイッチング素子Q1のゲートに印加される。リングングパルスは主スイッチング素子Q1のしきい値以上の電圧となるように設定されているため、主スイッチング素子Q1はON状態となり、再び1次側巻線N1に直流電圧 V_{in} が印加される。以上の発振動作が繰り返されることにより、出力端子Bからは直流電圧 V_{out} が出力され続ける。

40

【0015】

ここで、直流電圧 V_{out} の制御について述べる。直流電圧 V_{out} が設定値よりも高い場合は、電圧検出回路の分圧抵抗 $R_4 \cdot R_5$ によって分圧されてシャントレギュレータIC1のR端子に入力された電圧がシャントレギュレータIC1内部の基準電圧よりも高いため、シャントレギュレータSRは発光ダイオードLEDに流す電流を増加させる。これにより発光ダイオードLEDの発光量が増加し、受光側のフォトトランジスタPT1のイ

50

ンピーダンスが減少する。

【0016】

従って、主スイッチング素子Q1のON期間中にコンデンサC2への充電電流が増加し、トランジスタQ2のベース・エミッタ間電圧は早くしきい値以上となって、主スイッチング素子Q1のON期間がそれだけ短くなるように、すなわち直流電圧Voutが低下するように調整される。直流電圧Voutが設定値よりも低い場合は上記と逆の動作が行われて、主スイッチング素子Q1のON期間が長くなるように、すなわち直流電圧Voutが上昇するように調整される。

【0017】

次に、過電流保護回路の動作について述べる。低入力電圧時および高入力電圧時におけるコンデンサC2のプラス方向およびマイナス方向のそれぞれの充電時間は、前記各経路を構成する素子の定数に基づいた時定数により決定される。ここで、上記時定数を調整して、過電流保護のかかり始めを低入力電圧時において従来よりも重負荷側へシフトさせてフの字垂下特性を緩和し、かつ高入力電圧時における過電流保護のかかり始めを低入力電圧時のものに近づけている。

10

【0018】

すなわち、低入力電圧時に主スイッチング素子Q1のON期間におけるコンデンサC2の充電時間を長くする（充電時定数を大きくする）とともに、主スイッチング素子Q1のOFF期間におけるコンデンサC2のマイナス方向への充電時間を短くする（充電時定数を小さくする）ように抵抗R6の値を設定する。同時に、ツェナーダイオードD3が導通するような高入力電圧時に垂下開始負荷が低入力電圧時のものと同じになるよう、主スイッチング素子Q1のON期間におけるコンデンサC2の充電時定数を調整して設定する。主スイッチング素子Q1のON期間に1次側補助巻線N2に誘起する電圧のパルス幅は、負荷が大きくなるほど出力電圧（直流電圧Vout）を上昇させようとするために大きくなるよう制御される。しかし、このときのコンデンサC2の充電は前記時定数に従って行われ、所定時間が経過するとトランジスタQ2がON状態となって主スイッチング素子Q1がOFF状態となるために、上記パルス幅がある一定の大きさに達すると主スイッチング素子Q1がOFF状態になり、スイッチング電源は過電流保護動作を行うことになる。

20

【0019】

また、スイッチング電源の定常発振動作時は、主スイッチング素子Q1がOFF状態となったときに、コンデンサC2はフライバック電圧により主スイッチング素子Q1のON期間と反対にマイナス方向に充電される。スイッチング電源が過電流保護動作に移行した場合はコンデンサC2の充電方向がプラス側へ近づくために、トランジスタQ2のベース・エミッタ間電圧がしきい値に到達するまでの時間がさらに短くなり、主スイッチング素子Q1のON期間はますます短くなる。従って、負荷インピーダンスの減少に伴って、出力電圧がますます低下するフの字垂下特性を呈することとなる。

30

【0020】

一般にRCC方式のスイッチング電源では、負荷と発振周波数との関係は次の式に従って表される。

$$f = \{1 / (2 L 1 \times P o / \eta)\} \times \{V i n / (1 + n 3 / n 1 \times V i n / V o u t)\}^2 \quad 40$$

f：発振周波数

Po：負荷電力

L1：トランスTの一時巻線インダクタンス

η：電力変換効率

n3：トランスTの2次巻線数

n1：トランスTの1次巻線数

Vin：入力電圧

Vout：2次側出力電圧

【0021】

50

従って、負荷電力 P_o と発振周波数 f とは反比例の関係にある。負荷電力 P_o が小さくなると発振周波数 f が増大し、スイッチングの断続回数が増大する。一般的にスイッチング回路では、スイッチング回数が増大するとスイッチング損失が増えるので、このような発振周波数 f の増大によっても主スイッチング素子 Q_1 の損失は増大してしまう。

また、入力電圧が高ければ発振周波数 f も比例して高くなり、軽負荷では主スイッチング素子 Q_1 のドレイン・ソース間電圧が不飽和状態で変化し、特にオン状態での電圧が上昇して過電流が流れるため電力損失が最も増大する。

【0022】

従って、従来では高入力電圧時に電力損失が最も増大するのを保護するために抵抗 R_6 と並列に、ツェナーダイオード D_3 を設けることにより主スイッチング素子 Q_1 過電流保護動作のかかりを早めている。すなわち、高入力電圧時には、主スイッチング素子 Q_1 の ON 時に 1 次側補助巻線 N_2 に誘起されるパルス電圧が高くなりツェナーダイオード D_3 のツェナー電圧を越えた場合、コンデンサ C_2 への充電電流が増加してトランジスタ Q_2 のベース・エミッタ間電圧が早くしきい値に到達するようになり、過電流保護動作のかかりが早まる。このようにして、入力電圧の大小による過電流保護動作点がシフトするのを抑えている。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、このような従来のスイッチング電源では、過電流保護回路にツェナーダイオード等の過電流保護動作点がシフトするのを調整する部品が必要となり、部品の実装スペースが増えることと、コストアップするという欠点がある。

本発明は、上記従来の問題点に鑑みなされたものであって、その目的は、入力電圧の大小による過電流保護動作点がシフトするにもかかわらず安定化されたワールドワイド対応の R C C 方式のスイッチング電源を提供することにある。

【0024】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 に係わる発明のスイッチング電源は、1 次側巻線に入力された直流電圧を 2 次側巻線でフライバック電圧として出力するとともに、上記 1 次側巻線および上記 2 次側巻線からの帰還電圧が誘起される補助巻線を備えたトランスと、上記 1 次巻線への直流電圧の入力をスイッチングする主スイッチング素子と、上記 2 次側巻線から出力されたフライバック電圧を整流平滑して直流電圧を出力する出力部とを有する自励式のスイッチング電源において、高入力電圧時および軽負荷時における上記トランスの上記 1 次側巻線のインダクタンスを上記主スイッチング素子の定格を超えない範囲で高く設定すると共に、低入力電圧時および重負荷時における上記補助巻線のインダクタンスおよび上記主スイッチング素子の制御抵抗およびコンデンサの値を上記主スイッチング素子の発振特性が悪化しない範囲で低く設定することを特徴としている。

この結果、過電流保護動作点がシフトするにもかかわらず安価で安定したワールドワイド対応の R C C 方式のスイッチング電源を提供することができる。

【0025】

【発明の実施の形態】

以下に、図面を参照しながら、本発明の実施の一形態について説明する。図 1 に、本発明の実施の一形態におけるスイッチング電源の構成図を示す。同図において、スイッチング電源 1 には、図中黒丸で示す極性の 1 次側巻線 N_1 、1 次側補助巻線 N_2 、および 2 次側巻線 N_3 を有するトランス T が設けられている。トランス T の 1 次側巻線 N_1 側はいわゆる直流電圧入力側にあたり、1 次側巻線 N_1 と直列にパワー MOS FET からなる主スイッチング素子 Q_1 が接続され、1 次側巻線 N_1 の一端が直流電圧の高電位側の入力端子 A に、また主スイッチング素子 Q_1 のドレインが直流電圧の低電位側の入力端子 GND に接続されている。また、入力端子 A と主スイッチング素子 Q_1 のゲートとの間に起動抵抗 R_1 が接続されて設けられている。

【0026】

ここで、1次側巻線N1のインダクタンスは、高入力電圧時および軽負荷時に主スイッチング素子Q1の定格を超えないように、予め大きな値に設定されている。一例として、電子機器が図2に示した構成で、なおかつワールドワイド対応であれば、交流電源11の交流電圧V_{ac}が260Vのときに高入力電圧となり、電子回路16に供給する直流電圧のスイッチ15が切(OFF)の状態(待機状態)のときに軽負荷となる。従って、交流電圧V_{ac}が260Vで、なおかつスイッチ15が切(OFF)の状態(待機状態)のときに、主スイッチング素子Q1の定格を超えないような発振周波数(例えば200KHzを超えない範囲)となるように、1次側巻線N1のインダクタンスを大きな値に設定しておく。

【0027】

10

次に、1次側補助巻線N2の一端と主スイッチング素子Q1のゲートとの間に、抵抗R2とコンデンサC1が、互いに直列に接続されて設けられている。NPN型のトランジスタQ2とNPN型のフォトトランジスタPTとからなる制御回路は、トランジスタQ2のコレクターは主スイッチング素子Q1のゲートに接続される一方、トランジスタQ2のエミッターは入力端子GNDに接続されている。フォトトランジスタPTのエミッターはトランジスタQ2のベースに接続され、フォトトランジスタPTのコレクターはR3を介して1次側補助巻線N2に接続されている。また、トランジスタQ2のベースは後述するコンデンサC2の一端に接続されている。

【0028】

ここで、1次側補助巻線N2のインダクタンスおよび抵抗R2とコンデンサC1の値は、低入力電圧時および重負荷時に発振が不安定にならない範囲で、予め小さな値に設定されている。一例として、電子機器が図2に示した構成で、なおかつワールドワイド対応であれば、交流電源11の交流電圧V_{ac}が90Vのときに低入力電圧となり、電子回路16に供給する直流電圧のスイッチ15が入(ON)の状態(動作状態)のときに重負荷となる。従って、交流電圧V_{ac}が90Vで、なおかつスイッチ15が入(ON)の状態(動作状態)のときに、発振が不安定にならないように、1次側補助巻線N2のインダクタンスおよび抵抗R2とコンデンサC1の値を小さな値に設定しておく。

20

【0029】

そして、トランスTの2次側巻線N3側はいわゆる整流出力側(出力部)にあたり、2次側巻線N3には整流用のダイオードD2が直列に接続されており、ダイオードD2のカソード側が高電位側の出力端子Bに、また2次側巻線N3の一端が低電位側の出力端子GNDに接続されている。出力端子Bと出力端子GNDとの間には平滑コンデンサC3が接続され、平滑コンデンサC3の後段に電圧検出回路が設けられている。

30

【0030】

電圧検出回路は、分圧抵抗R4・R5、発光ダイオードLED、およびシャントレギュレータIC1からなる。分圧抵抗R4・R5は出力端子Bと出力端子GNDとの間で互いに直列に接続され、同じく出力端子Bと出力端子GNDとの間で互いに直列に接続された前記フォトトランジスタPTとフォトカプラーを構成する発光ダイオードLED、およびシャントレギュレータIC1と並列に接続されている。また、分圧抵抗R4・R5同士の接続点はシャントレギュレータIC1のR端子に接続されている。

40

【0031】

上記の構成のスイッチング電源1の動作について以下に述べる。まず、入力端子Aと入力端子GND間に直流電圧V_{in}が印加されると、起動抵抗R1を介して主スイッチング素子Q1のゲートにしきい値以上の電圧が印加され、主スイッチング素子Q1がON状態となる。これにより、トランスTの1次側巻線N1に直流電圧V_{in}が印加される。1次側巻線N1に直流電圧V_{in}が印加されたことに伴って、1次側補助巻線N2には1次側巻線N1と同方向の電圧(帰還電圧)が誘起され、コンデンサC1および抵抗R2を介してこの誘起電圧が主スイッチング素子Q1のゲートに印加されるので、主スイッチング素子Q1はON状態を維持する。

【0032】

50

主スイッチング素子Q 1のON期間には、抵抗R 2、コンデンサC 1、およびフォトトランジスタP Tを経由する経路の定数に基づいた時定数に従ってコンデンサC 2の充電が行われ、トランジスタQ 2のベース・エミッタ間電圧がしきい値電圧まで上昇するとトランジスタQ 2はON状態になり、この結果主スイッチング素子Q 1のゲート電圧が急速に低下して主スイッチング素子Q 1がOFF状態となる。すると、1次側巻線N 1は主スイッチング素子Q 1がON状態の間にエネルギーを2次巻線N 3に伝達する。

【0033】

2次側巻線N 3には、1次側巻線N 1と逆極性であるために主スイッチング素子Q 1がON状態の間に下向きの電圧が誘起されているが、この電圧はダイオードD 2に対して逆バイアスとなって整流出力側には電流が流れず、主スイッチング素子Q 1がOFF状態になる瞬間に上向きの逆起電力（フライバック電圧）が誘起され、1次側巻線N 1から受け取ったエネルギーを整流出力側に放出する。そして、ダイオードD 2により整流され、平滑コンデンサC 3により平滑化された直流電圧V o u tが出力端子Bと出力端子G N D間から出力される。

10

【0034】

一方、整流出力側で直流電圧V o u tが出力されている間は、1次側補助巻線N 2に下向きの電圧（帰還電圧）が誘起されており、この電圧によってコンデンサC 2の電荷の引き抜きが行われ、さらにコンデンサC 2には入力電圧（直流電圧V i n）の大小に応じて、主スイッチング素子Q 1のON期間の場合と反対のマイナス方向に電荷が蓄積される。この場合は、低入力電圧時においても高入力電圧時においても、コンデンサC 2の電荷は前記フォトトランジスタP Tを経由する経路を逆方向に流れる電流によって充電される。

20

【0035】

これによりコンデンサC 2は次の主スイッチング素子Q 1のON状態切り換えに備えてリセットされる。このときトランジスタQ 2はベース・エミッタ間電圧が低下してOFF状態となるが、1次側補助巻線N 2に下向きの電圧が誘起されていることにより主スイッチング素子Q 1はゲートがL o wレベルに維持されてOFF状態のままである。

【0036】

整流出力側でエネルギーの放出が終了すると、1次側補助巻線N 2にリンギングが発生し、1次側補助巻線N 2のエネルギーが放出されて1次側補助巻線N 2に上向きの起電力が発生する。このときの電圧がリンギングパルスとしてコンデンサC 1および抵抗R 2を介して主スイッチング素子Q 1のゲートに印加される。リンギングパルスは主スイッチング素子Q 1のしきい値以上の電圧となるように設定されているため、主スイッチング素子Q 1はON状態となり、再び1次側巻線N 1に直流電圧V i nが印加される。以上の発振動作が繰り返されることにより、出力端子Bからは直流電圧V o u tが出力され続ける。

30

【0037】

ここで、直流電圧V o u tの制御について述べる。直流電圧V o u tが設定値よりも高い場合は、電圧検出回路の分圧抵抗R 4・R 5によって分圧されてシャントレギュレータI C 1のR端子に入力された電圧がシャントレギュレータI C 1内部の基準電圧よりも高いため、シャントレギュレータS Rは発光ダイオードL E Dに流す電流を増加させる。これにより発光ダイオードL E Dの発光量が増加し、受光側のフォトトランジスタP T 1のインピーダンスが減少する。

40

【0038】

従って、主スイッチング素子Q 1のON期間中にコンデンサC 2への充電電流が増加し、トランジスタQ 2のベース・エミッタ間電圧は早くしきい値以上となって、主スイッチング素子Q 1のON期間がそれだけ短くなるように、すなわち直流電圧V o u tが低下するように調整される。直流電圧V o u tが設定値よりも低い場合は上記と逆の動作が行われて、主スイッチング素子Q 1のON期間が長くなるように、すなわち直流電圧V o u tが上昇するように調整される。

【0039】

次に、高入力電圧時および低入力電圧時における発振動作について述べる。本実施例では

50

従来技術に特有の過電流保護回路のツェナーダイオードを有していないため、高入力電圧時は主スイッチング素子Q1のON期間が短くなり、それだけ電流制限動作への移行が遅れることとなり、使用する素子の定格上好ましくない。そのために1次側巻線N1のインダクタンスは、高入力電圧時および軽負荷時に主スイッチング素子Q1の定格を超えない範囲で、予め大きな値に設定されている。従って、高入力電圧時および低入力電圧時においても主スイッチング素子Q1の損失が過大となって定格を超えることがない。

【0040】

また、低入力電圧時および重負荷時には、入力電圧が高入力電圧時に比べて、負荷に対する出力電圧を取り出すのに要する主スイッチング素子Q1のON期間が長くなり、発振が不安定となる。そのために、1次側補助巻線N2のインダクタンスおよび抵抗R2とコンデンサC1の値は、低入力電圧時および重負荷時に発振が不安定にならない範囲で、予め小さな値に設定されている。従って、低入力電圧時および重負荷時においても発振が不安定になることはない。

10

【0041】

なお、上記実施例においては、主スイッチング素子Q1としてパワーMOS FETを用いた場合について説明したが、主スイッチング素子Q1にトランジスタを用いたRCC方式のスイッチング電源回路にも本発明を適用することができるものである。また、低入力電圧と高入力電圧の例として交流電源の交流電圧をワールドワイド対応の場合について説明したが、交流電圧が100V系や200V系に限らず、スイッチング電源回路に入力される直流電圧が変動するものであれば本発明を適用することができるものである。また、低負荷と重負荷として、待機状態と動作状態を例にあげたが、スイッチング電源回路の負荷が変動するものであれば本発明を適用することができるものである。

20

【0042】

【発明の効果】

本発明の形態のスイッチング電源によれば、入力電圧の大小による過電流保護動作点がシフトするにもかかわらず安定した発振がおこなうことが可能なワールドワイド対応のRCC方式のスイッチング電源を提供することができるという効果を奏する。

また、過電流保護回路にツェナーダイオード等の過電流保護動作点がシフトするのを調整する部品が不要となり、部品点数を削減してコストダウンを図ることができ、実装スペースをも減らすことが可能になるという効果を奏する。

30

【0043】

【図面の簡単な説明】

【図1】図1は、本発明の実施の一形態に係るスイッチング電源の構成を示す構成図である。

【図2】図2は、交流電源によって動作する電子機器の概略構成図の一例を示すものである。

【図3】図3は、従来のスイッチング電源の構成を示す構成図である。

【符号の説明】

- 1 スwitchング電源
- C2 コンデンサ
- C3 平滑コンデンサ
- D2 ダイオード
- D3 ツェナーダイオード
- LED 発光ダイオード（発光素子）
- Q1 主スイッチング素子
- N1 1次巻線
- N2 補助巻線
- N3 2次側巻線
- PT フォトトランジスタ（受光素子）
- R1、R2、R3、R4、R5、R6 抵抗

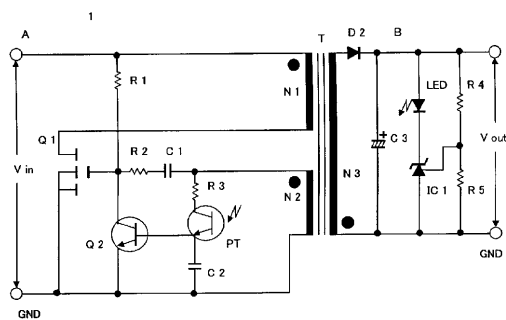
40

50

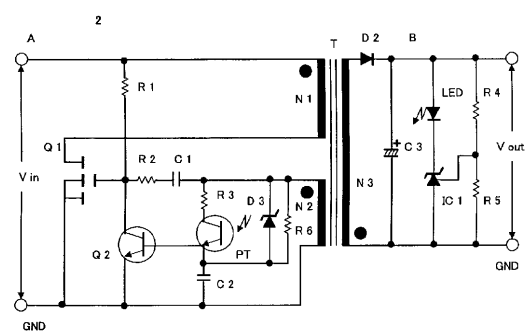
T トランス
 V_{in} 直流電圧
 V_{out} 直流電圧
 V_{ac} 交流電圧
 D10 整流用ダイオード
 C10 整流用コンデンサ
 11 交流電源
 12 整流部
 13 電子装置
 14 制御部
 15 スイッチ
 16 電子回路

10

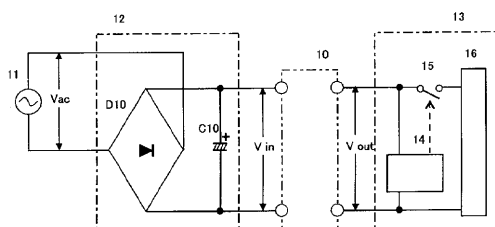
【図 1】



【図 3】



【図 2】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/338