

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)公開番号

特開2022-176156

(P2022-176156A)

(43)公開日 令和4年11月25日(2022.11.25)

(51)国際特許分類

F I

テーマコード(参考)

H 0 2 M 3/28 (2006.01)

H 0 2 M 3/28

H

2 H 2 7 0

G 0 3 G 21/00 (2006.01)

G 0 3 G 21/00

3 9 8

5 H 7 3 0

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全12頁)

(21)出願番号 特願2022-78670(P2022-78670)  
 (22)出願日 令和4年5月12日(2022.5.12)  
 (31)優先権主張番号 特願2021-81568(P2021-81568)  
 (32)優先日 令和3年5月13日(2021.5.13)  
 (33)優先権主張国・地域又は機関  
 日本国(JP)

(71)出願人 000001007  
 キヤノン株式会社  
 東京都大田区下丸子3丁目30番2号  
 (74)代理人 100123559  
 弁理士 梶 俊和  
 (74)代理人 100177437  
 弁理士 中村 英子  
 (72)発明者 大島 光則  
 東京都大田区下丸子3丁目30番2号  
 キヤノン株式会社内  
 (72)発明者 小林 隼也  
 東京都大田区下丸子3丁目30番2号  
 キヤノン株式会社内  
 (72)発明者 稲垣 正己  
 東京都大田区下丸子3丁目30番2号  
 最終頁に続く

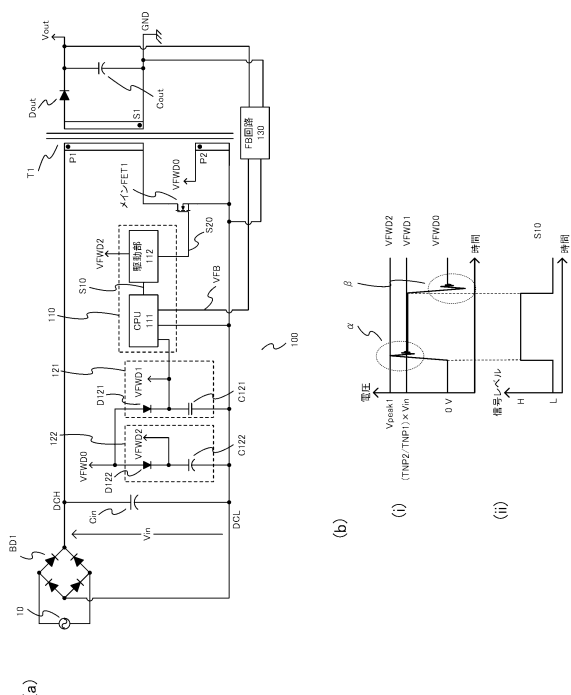
(54)【発明の名称】 電源装置及び画像形成装置

(57)【要約】

【課題】電力損失を増大させることなく電圧検知の精度を向上させること。

【解決手段】1次巻線P1、2次巻線S1及び補助巻線P2を有するトランスT1と、1次巻線P1に直列に接続されたメインFET1と、ダイオードD121及びコンデンサC121を有し、補助巻線P2に誘起される電圧を整流平滑するための整流平滑回路121と、ダイオードD122及びコンデンサC122を有し、整流平滑回路121と並列に接続され、補助巻線P2に誘起される電圧を整流平滑するための整流平滑回路122と、メインFET1を制御する制御部110と、を備え、制御部110は、整流平滑回路121の出力電圧に基づいて補助巻線P2に誘起される電圧を検知し、ダイオードD122の応答性がダイオードD121の応答性よりも良い。

【選択図】図2



10

20

## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

1 次巻線、2 次巻線及び補助巻線を有するトランスと、  
前記 1 次巻線に直列に接続されたスイッチング素子と、  
第 1 のダイオード及び第 1 のコンデンサを有し、前記補助巻線に誘起される電圧を整流平滑するための第 1 の整流平滑回路と、  
第 2 のダイオード及び第 2 のコンデンサを有し、前記第 1 の整流平滑回路と並列に接続され、前記補助巻線に誘起される電圧を整流平滑するための第 2 の整流平滑回路と、  
前記スイッチング素子を制御する制御部と、  
を備え、

10

前記制御部は、前記第 1 の整流平滑回路の出力電圧に基づいて前記補助巻線に誘起される電圧を検知し、

前記第 2 のダイオードの応答性が前記第 1 のダイオードの応答性よりも良いことを特徴とする電源装置。

## 【請求項 2】

前記補助巻線は、前記 1 次巻線と同極性であり、

前記制御部は、前記補助巻線に誘起される電圧に基づいて、前記 1 次巻線に入力される電圧を検知することを特徴とする請求項 1 に記載の電源装置。

## 【請求項 3】

前記 2 次巻線から出力される電圧を前記制御部にフィードバックするフィードバック手段を備えることを特徴とする請求項 2 に記載の電源装置。

20

## 【請求項 4】

前記 2 次巻線は、前記 1 次巻線と逆極性であり、

前記補助巻線は、前記 1 次巻線と逆極性であり、

前記制御部は、前記補助巻線に誘起される電圧に基づいて、前記 2 次巻線から出力される電圧を検知することを特徴とする請求項 1 に記載の電源装置。

## 【請求項 5】

前記第 2 のコンデンサは、前記第 1 のコンデンサよりも静電容量が大きいことを特徴とする請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

## 【請求項 6】

前記第 1 の整流平滑回路は、前記第 1 のダイオードと前記第 1 のコンデンサとの間に、前記第 1 のダイオードと直列に接続された抵抗を有することを特徴とする請求項 1 から請求項 5 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

30

## 【請求項 7】

前記第 1 のダイオードの逆回復時間は、前記第 2 のダイオードの逆回復時間よりも長いことを特徴とする請求項 1 から請求項 6 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

## 【請求項 8】

前記第 1 のダイオードのターンオン時間は、前記第 2 のダイオードのターンオン時間よりも長いことを特徴とする請求項 1 から請求項 6 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

## 【請求項 9】

前記スイッチング素子を駆動する駆動部を備え、

前記第 2 の整流平滑回路は、前記駆動部に供給する電源電圧を生成することを特徴とする請求項 1 から請求項 8 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

40

## 【請求項 10】

前記第 2 の整流平滑回路は、前記制御部に供給する電源電圧を生成することを特徴とする請求項 1 から請求項 9 のいずれか 1 項に記載の電源装置。

## 【請求項 11】

記録材に画像を形成するための画像形成手段と、

前記画像形成手段に電力を供給する請求項 1 から請求項 10 のいずれか 1 項に記載の電源装置と、を備えることを特徴とする画像形成装置。

50

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、電源装置及び画像形成装置に関し、例えば、スイッチング電源の電圧検知機能に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

商用交流電源等の交流電圧を直流電圧に変換するスイッチング電源では、出力電圧の制御やスイッチング電源自体の保護のために、交流電源の電圧（以降、ＡＣ電圧とする）を検知する場合がある。ＡＣ電圧を検知するために、トランスに補助巻線を設け、補助巻線に誘起されるＡＣ電圧に比例した電圧を整流平滑して検知する方法がある。しかしながらトランスの補助巻線には、ＡＣ電圧に比例した電圧に、スイッチング素子のスイッチング動作時に生じるノイズ成分が重畳された電圧が誘起される。このため、補助巻線の電圧を整流平滑する方法では、ＡＣ電圧の検知結果に誤差が生じるという課題があった。

## 【0003】

スイッチング素子のスイッチング動作時に生じるノイズ成分によるＡＣ電圧の検知結果の誤差を低減するために、例えば、特許文献１のような方法が提案されている。すなわち、補助巻線の整流回路に使用するダイオードの逆回復時間を規定し、ノイズ成分を整流しないことによってＡＣ電圧の検知精度を上げるという方法が提案されている。

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0004】

【特許文献１】特開２００４－２７４８４７号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0005】

しかしながら、従来の方法によってノイズ成分を除去しようとする場合、一般的な整流用ダイオードよりも逆回復時間が大幅に長いダイオードを使用しなければならない。そのため、従来の方法では、ノイズ成分の電圧値や周波数次第では必ずしも十分な効果が得られない場合があるという課題がある。また、逆回復時間が長いダイオードを使用することで、ダイオードでの電力損失が増大するという課題も存在する。このため、電力損失を増大させることなく電圧検知の精度を向上させることが求められている。

## 【0006】

本発明は、このような状況のもとでなされたもので、電力損失を増大させることなく電圧検知の精度を向上させることを目的とする。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0007】

上述した課題を解決するために、本発明は、以下の構成を備える。

（１）１次巻線、２次巻線及び補助巻線を有するトランスと、前記１次巻線に直列に接続されたスイッチング素子と、第１のダイオード及び第１のコンデンサを有し、前記補助巻線に誘起される電圧を整流平滑するための第１の整流平滑回路と、第２のダイオード及び第２のコンデンサを有し、前記第１の整流平滑回路と並列に接続され、前記補助巻線に誘起される電圧を整流平滑するための第２の整流平滑回路と、前記スイッチング素子を制御する制御部と、を備え、前記制御部は、前記第１の整流平滑回路の出力電圧に基づいて前記補助巻線に誘起される電圧を検知し、前記第２のダイオードの応答性が前記第１のダイオードの応答性よりも良いことを特徴とする電源装置。

（２）記録材に画像を形成するための画像形成手段と、前記画像形成手段に電力を供給する前記（１）に記載の電源装置と、を備えることを特徴とする画像形成装置。

## 【発明の効果】

## 【0008】

本発明によれば、電力損失を増大させることなく電圧検知の精度を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】実施例1、2の画像形成装置を示す図

【図2】実施例1のスイッチング電源の概略図、ダイオードの応答性と整流平滑回路の出力電圧との関係を示すグラフ

【図3】実施例2のスイッチング電源の概略図、ダイオードの応答性と整流平滑回路の出力電圧との関係を示すグラフ

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下、本発明を実施するための形態を、実施例により図面を参照しながら詳しく説明する。

【実施例1】

【0011】

〔画像形成装置〕

図1に画像形成装置の概略構成の一例を示す。レーザビームプリンタ1100（以下、プリンタ1100という）は、感光ドラム1101、帯電部1102、現像部1103を備えている。感光ドラム1101は、静電潜像が形成される像担持体である。帯電部1102は、感光ドラム1101を一様に帯電する。現像部1103は、感光ドラム1101に形成された静電潜像をトナーにより現像することでトナー像を形成する。感光ドラム1101上（像担持体上）に形成されたトナー像をカセット1104から供給された記録材としてのシートPに転写部1105によって転写し、シートPに転写した未定着のトナー像を定着器1106によって定着する。この感光ドラム1101、帯電部1102、現像部1103、転写部1105が画像形成部（画像形成手段）である。定着されたシートPはトレイ1107に排出される。また、プリンタ1100は電源装置1108を備え、電源装置1108からモータ等の駆動部と制御部1109へ電力を供給している。制御部1109は、CPU（不図示）を有しており、画像形成部による画像形成動作やシートPの搬送動作等を制御している。なお、本発明の電源装置を適用することができる画像形成装置は、図1に例示された構成に限定されない。

【0012】

〔電源装置〕

実施例1のスイッチング電源100は、補助巻線P2に誘起される電圧V<sub>FWD0</sub>を整流平滑するための整流平滑回路を2つ設け、それぞれの整流平滑回路で応答性の異なるダイオードを使用することが特徴である。なお、スイッチング電源100は、プリンタ1100が備える電源装置1108に含まれる。以下でスイッチング電源100の回路構成を説明した後に、補助巻線P2に誘起される電圧V<sub>FWD0</sub>と2つの整流平滑回路の出力電圧V<sub>FWD1</sub>及び出力電圧V<sub>FWD2</sub>について説明する。

【0013】

初めに、図2（a）を用いてスイッチング電源100の回路構成を説明する。スイッチング電源100は、1次側に入力平滑コンデンサC<sub>in</sub>と、絶縁型のトランスT1と、スイッチング素子である電界効果トランジスタ1（以下、メインFET1という）と、制御部110と、を有している。また、スイッチング電源100は、第1の整流平滑回路121（以下、単に整流平滑回路121という）及び第2の整流平滑回路122（以下、単に整流平滑回路122という）を有している。また、2次側には、ダイオードD<sub>out</sub>と、コンデンサC<sub>out</sub>と、を有しており、2次側の電圧である出力電圧V<sub>out</sub>の電圧値を1次側の制御部110にフィードバックするためのフィードバック手段として、FB回路130を有している。スイッチング電源100は、交流電源10から絶縁された2次側へ出力電圧V<sub>out</sub>を出力し、出力電圧V<sub>out</sub>が一定の電圧になるようにメインFET1を制御している。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 4 】

交流電源 1 0 の交流電圧はダイオードブリッジ B D 1 によって整流され、入力平滑コンデンサ C i n に充電される。入力平滑コンデンサ C i n の低い側の電位を D C L 、高い側の電位を D C H とする。スイッチング電源 1 0 0 の入力電圧 V i n は、D C H と D C L との差である。

## 【 0 0 1 5 】

トランス T 1 は、1 次側に 1 次巻線 P 1 及び補助巻線 P 2 、2 次側に 2 次巻線 S 1 を備えた絶縁型の変圧器である。2 次巻線 S 1 には、トランス T 1 の 1 次巻線 P 1 から、メイン F E T 1 のスイッチング動作によってエネルギーを供給している。1 次巻線 P 1 と同極性の巻線である補助巻線 P 2 から出力されるフォワード電圧 V F W D 0 は、整流平滑回路 1 2 1 及び整流平滑回路 1 2 2 によって整流平滑される。1 次巻線 P 1 の巻数は T N P 1 、2 次巻線 S 1 の巻数は T N S 1 、補助巻線 P 2 の巻数は T N P 2 である。なお、実施例 1 のスイッチング電源 1 0 0 はフライバック方式のため 2 次巻線 S 1 の極性は 1 次巻線 P 1 と逆極性になっているが、スイッチング電源の方式をフォワード方式として 2 次巻線 S 1 の極性を 1 次巻線 P 1 と同極性にしてもよい。

## 【 0 0 1 6 】

制御部 1 1 0 は、メイン F E T 1 を駆動するための回路であり、C P U 1 1 1 と駆動部 1 1 2 から構成される。C P U 1 1 1 は、例えばクロックで動作する演算部を備えた一体型汎用マイクロコンピュータである。C P U 1 1 1 は、整流平滑回路 1 2 1 から出力される出力電圧 V F W D 1 、及び、F B 回路 1 3 0 の出力電圧 V F B に基づいて、P W M 信号である制御信号 S 1 0 の設定値（例えば制御開始タイミング、周期、オンデューティ）を制御する。制御信号 S 1 0 は駆動部 1 1 2 に入力される。なお、実施例 1 のスイッチング電源 1 0 0 では、C P U 1 1 1 及び駆動部 1 1 2 によってメイン F E T 1 を制御しているが、C P U 1 1 1 の代わりにアナログ制御 I C 等を用いてもよい。駆動部 1 1 2 は、メイン F E T 1 を駆動するための回路である。駆動部 1 1 2 は、入力された制御信号 S 1 0 に従い、メイン F E T 1 のゲート端子に対して駆動信号 S 2 0 を出力する。

## 【 0 0 1 7 】

（整流平滑回路 1 2 1 ：入力電圧検知用）

整流平滑回路 1 2 1 は、入力電圧検知用の出力電圧 V F W D 1 を出力するための回路である。整流平滑回路 1 2 1 は、補助巻線 P 2 に誘起される電圧 V F W D 0 を整流平滑するための第 1 のダイオード D 1 2 1 （以下、単にダイオード D 1 2 1 という）、第 1 のコンデンサ C 1 2 1 （以下、コンデンサ C 1 2 1 という）によって構成される。整流平滑回路 1 2 1 は、メイン F E T 1 がスイッチング動作した際に補助巻線 P 2 に誘起されるフォワード電圧 V F W D 0 を整流平滑した出力電圧 V F W D 1 を出力する。補助巻線 P 2 に誘起される電圧 V F W D 0 と入力電圧 V i n との関係は、1 次巻線 P 1 の巻数 T N P 1 と補助巻線 P 2 の巻数 T N P 2 とを用いた式（1）の関係を持つ。そのため、制御部 1 1 0 は、電圧 V F W D 0 を整流平滑した電圧である出力電圧 V F W D 1 を検知することで、入力電圧 V i n の電圧値を検知することができる。

$$V F W D 0 = (T N P 2 / T N P 1) \times V i n \cdots (1)$$

## 【 0 0 1 8 】

（整流平滑回路 1 2 2 ：電源電圧用）

整流平滑回路 1 2 2 は、整流平滑回路 1 2 1 と同じく電圧 V F W D 0 を整流平滑するための回路であり、駆動部 1 1 2 の電源電圧である出力電圧 V F W D 2 を出力する。整流平滑回路 1 2 2 は整流平滑回路 1 2 1 と同じく第 2 のダイオード D 1 2 2 （以下、単にダイオード D 1 2 2 という）及び第 2 のコンデンサ C 1 2 2 （以下、単にコンデンサ C 1 2 2 という）から構成される。しかし、ダイオード D 1 2 2 の応答性がダイオード D 1 2 1 の応答性よりも良いという点で整流平滑回路 1 2 1 と異なる。ダイオードの応答性と整流平滑回路の出力電圧との関係については図 2 （b）を用いて説明する。なお、実施例 1 のスイッチング電源 1 0 0 では、整流平滑回路 1 2 2 の出力電圧 V F W D 2 は直接、駆動部 1 1 2 に供給されているが、整流平滑回路 1 2 2 と駆動部 1 1 2 との間に電圧調整のための

10

20

30

40

50

レギュレータ回路などが接続されてもよい。

#### 【 0 0 1 9 】

なお、実施例 1 のスイッチング電源 1 0 0 では、整流平滑回路 1 2 1 と整流平滑回路 1 2 2 で同様の回路構成となっている。しかし、整流平滑回路 1 2 1 の出力電圧  $V_{FWD1}$  が CPU 1 1 1 の入力電圧の定格を超えないようにするために、整流平滑回路 1 2 1 において、出力電圧  $V_{FWD1}$  を分圧するための抵抗を設けてもよい。また、整流平滑回路 1 2 1 において、コンデンサ C 1 2 1 の充電にかかる時定数を増加させてノイズ成分を除去しやすくするために、ダイオード D 1 2 1 とコンデンサ C 1 2 1 との間に、ダイオード D 1 2 1 と直列に抵抗を設けてもよい。さらに、コンデンサ C 1 2 2 の静電容量をコンデンサ C 1 2 1 の静電容量よりも大きくすることで、整流平滑回路 1 2 2 でノイズ成分を吸収しやすくしてもよい。ノイズ成分については、図 2 ( b ) を用いて説明する。

FB 回路 1 3 0 は、2 次側の電圧であるスイッチング電源 1 0 0 の出力電圧  $V_{out}$  を、1 次側の制御部 1 1 0 へフィードバックするための回路であり、出力電圧  $V_{out}$  を一定に保つために用いている。なお、図 2 ( a ) ではグラウンドを GND と表している。

#### 【 0 0 2 0 】

[ ダイオードの応答性と整流平滑回路の出力電圧との関係 ]

次に、図 2 ( b ) を用いてダイオードの応答性と整流平滑回路の出力電圧との関係について説明する。図 2 ( b ) は、制御信号 S 1 0 と、補助巻線 P 2 に誘起される電圧  $V_{FWD0}$  と、整流平滑回路 1 2 1 の出力電圧  $V_{FWD1}$  と、整流平滑回路 1 2 2 の出力電圧  $V_{FWD2}$  を示した図である。図 2 ( b ) ( i ) のグラフには、横軸に時間、縦軸に電圧を示し、電圧  $V_{FWD0}$ 、出力電圧  $V_{FWD1}$ 、出力電圧  $V_{FWD2}$  をそれぞれ実線で示している。また、図 2 ( b ) ( i i ) のグラフには、横軸に時間、縦軸に制御信号 S 1 0 の信号レベル ( ハイレベル ( H )、ローレベル ( L ) ) を示している。

#### 【 0 0 2 1 】

メイン FET 1 のオン状態・オフ状態の切替えは制御部 1 1 0 の CPU 1 1 1 から出力される制御信号 S 1 0 によって制御される。メイン FET 1 は、制御信号 S 1 0 がローレベルのときはオフ状態に、ハイレベルのときはオン状態になる。補助巻線 P 2 は 1 次巻線 P 1 と同極性であるため、補助巻線 P 2 に誘起される電圧  $V_{FWD0}$  は、メイン FET 1 がオン状態のとき ( 制御信号 S 1 0 がハイレベルのとき ) は式 ( 1 ) に表される値になる。一方、電圧  $V_{FWD0}$  は、メイン FET 1 がオフ状態のとき ( 制御信号 S 1 0 がローレベルのとき ) は 0 V になる。

#### 【 0 0 2 2 】

なお、図 2 ( b ) ( i ) において、破線で囲まれた箇所、のように、電圧  $V_{FWD0}$  が式 ( 1 ) で表される値、又は、0 V ではない期間が存在するが、これはメイン FET 1 のスイッチング動作によって発生するノイズが原因である。一般にスイッチング電源では、メイン FET がスイッチング動作をした際に基板のパターンや素子の寄生成分によってサージ電圧等のノイズが生じる。メイン FET のスイッチング動作によって発生したノイズは、パターンの共通インピーダンスや、パターン及び部品間の電磁界結合により基板の広い範囲にわたって伝播する。スイッチング電源 1 0 0 においても、メイン FET であるメイン FET 1 がオン状態からオフ状態に切り替わる際、及び、オフ状態からオン状態に切り替わる際にサージ電圧が生じ、補助巻線 P 2 に誘起される電圧  $V_{FWD0}$  にもノイズ成分が重畳される。そのため、電圧  $V_{FWD0}$  が式 ( 1 ) に表される値、又は、0 V のどちらでもない期間が存在する。

#### 【 0 0 2 3 】

ところで、スイッチング電源 1 0 0 において、同様の回路構成であるにもかかわらず整流平滑回路 1 2 1 と整流平滑回路 1 2 2 で出力電圧が異なるのは、応答性が異なるダイオードを使用しているためである。一般にスイッチング電源では低消費電力化を実現するために、ダイオードは応答性が良いことが望まれる。これは、応答性が良いダイオードは逆回復特性が優れているため、ダイオードが導通状態から非導通状態に切り替わった際の逆回復電流による損失が小さく、ダイオードでの消費電力が小さいためである。一方で、応

答性が良いダイオードはターンオン特性にも優れるため、サージ電圧のように周波数が非常に高いノイズ成分も整流できてしまうという課題がある。

【 0 0 2 4 】

ノイズ成分が重畳している電圧源に接続された整流回路において、低消費電力化を実現するために応答性が良いダイオードを用いるとノイズ成分も整流するため、整流平滑回路の出力電圧はノイズの分だけ高くなる。このようなノイズ成分によって出力電圧が増加すると電圧検知の誤差につながるため、出力電圧を電圧検知のために用いる整流平滑回路においては、ノイズ成分は整流されないことが望ましい。そこで、スイッチング電源 1 0 0 では、整流平滑回路 1 2 1 と整流平滑回路 1 2 2 で使用するダイオードの応答性を変えることで、整流平滑回路 1 2 1 がノイズ成分を整流することを避け、制御部 1 1 0 での電圧誤検知を防いでいる。すなわち、ダイオード D 1 2 1 の逆回復時間は、ダイオード D 1 2 2 の逆回復時間よりも長く、ダイオード D 1 2 1 のターンオン時間は、ダイオード D 1 2 2 のターンオン時間よりも長い。

10

【 0 0 2 5 】

スイッチング電源 1 0 0 では、整流平滑回路 1 2 2 のダイオード D 1 2 2 の応答性を、整流平滑回路 1 2 1 のダイオード D 1 2 1 よりも良くすることで、整流平滑回路 1 2 2 によって電圧 V F W D 0 のノイズ成分を吸収する。整流平滑回路 1 2 1 に並列に接続された整流平滑回路 1 2 2 によってノイズ成分が吸収されることで、整流平滑回路 1 2 1 ではノイズ成分が重畳されず、入力電圧 V i n に比例した電圧のみを整流し、出力することができる。一方、整流平滑回路 1 2 2 ではノイズ成分も整流するため、整流平滑回路 1 2 2 の出力電圧 V F W D 2 は、整流平滑回路 1 2 1 の出力電圧 V F W D 1 よりも高い電圧 V p e a k 1 となる ( V F W D 2 = V p e a k 1 > V F W D 1 )。入力電圧 V i n の検知のために用いられる出力電圧 V F W D 1 とは異なり、出力電圧 V F W D 2 は駆動部 1 1 2 の電源電圧として用いられるため、駆動部 1 1 2 の電圧定格を超えない範囲であれば出力電圧 V F W D 2 は高くなっても影響がない。また、ダイオード D 1 2 2 に応答性の良いダイオードを用いることで、ダイオード D 1 2 1 に応答性の低いダイオードを用いる必要がないため、電圧検知のための整流平滑回路での電力損失を増加させることなく電圧検知の精度を向上させることができる。すなわち、ダイオード D 1 2 1 は、ダイオード D 1 2 2 に比較して相対的に応答性が低ければよい。

20

【 0 0 2 6 】

なお、本発明の回路構成とは異なり、補助巻線に 2 つ目の整流平滑回路を設けず、補助巻線に誘起される電圧を入力電圧の検知のためだけに用いる構成も可能である。このような回路構成の場合、唯一の整流平滑回路のダイオードに応答性が低いダイオードを使用することでメイン F E T のスイッチングノイズによる電圧検知の誤差を低減することができる。しかし、本発明のように整流平滑回路を 2 つ設ける構成よりも電圧検知の誤差が増えてしまう。これは、本発明のように整流平滑回路 1 2 1 と整流平滑回路 1 2 2 とを並列に接続することでダイオードの応答性が良い整流平滑回路 1 2 2 によって補助巻線 P 2 に誘起される電圧 V F W D 0 のノイズ成分が吸収されるためである。ダイオードの応答性が低い整流平滑回路が 1 つの場合と比べ、整流平滑回路が 2 つの場合は応答性が良いダイオードを使用した整流平滑回路によってメイン F E T のスイッチング動作時の補助巻線に誘起される電圧の跳ね上がりを抑えることができる。したがって、本発明のように整流平滑回路を 2 つ並列に接続し、一方の整流平滑回路に応答性の良いダイオードを用いる方が、整流平滑回路を 1 つだけ設けて応答性の低いダイオードを使用する回路構成よりも電圧検知の精度が向上する。さらに、一般にダイオードは応答性が良い方が良いダイオードであると判断されるため、応答性が良いほど種類が豊富である一方、応答性が低いダイオードを使用するという方法では使用できるダイオードの種類が制限されてしまう。そのため、整流平滑回路を 1 つだけ設けて応答性が低いダイオードを用いる方式と比べて、ダイオードの応答性が異なる 2 つの整流平滑回路を備える構成とした方が、使用できるダイオードの種類が多くなる。

30

40

【 0 0 2 7 】

50

よって、実施例 1 によれば、第 2 の整流平滑回路によってノイズ成分が吸収されることで整流平滑回路が 1 つの場合よりも高い電圧検知の精度が得られるとともに、電力損失を増やすことなく高い精度の電圧検知が可能なスイッチング電源を実現できる。  
以上、実施例 1 によれば、電力損失を増大させることなく電圧検知の精度を向上させることができる。

#### 【 0 0 2 8 】

なお、上記の実施例 1 において、整流平滑回路 1 2 2 から出力される電圧  $V_{FWD2}$  は駆動部 1 1 2 の電源電圧として使用されていたが、これに限定されない。例えば、電圧  $V_{FWD2}$  をそのまま  $CPU111$  へ供給し、 $CPU111$  の電源電圧として使用してもよい。または電圧  $V_{FWD2}$  を駆動部 1 1 2 の電源電圧として使用しつつ、さらに電圧  $V_{FWD2}$  をレギュレータ回路などの降圧部を介して下げることで  $CPU111$  の電源電圧として使用してもよい。電圧  $V_{FWD2}$  の使用用途としてはこれらに限定されず、電圧  $V_{FWD2}$  は駆動部 1 1 2、 $CPU111$  以外の個所へ供給されてもよい。

10

#### 【実施例 2】

#### 【 0 0 2 9 】

実施例 2 のスイッチング電源 2 0 0 は、トランスの補助巻線の極性、及び、出力電圧  $V_{out}$  のフィードバック手段が実施例 1 のスイッチング電源 1 0 0 と異なる。なお、スイッチング電源 2 0 0 は、プリンタ 1 1 0 0 が備える電源装置 1 1 0 8 に含まれる。以下で実施例 2 のスイッチング電源 2 0 0 の回路構成を説明した後に、補助巻線 P 3 に誘起される電圧  $V_{FLB0}$  と、2 つの整流平滑回路の出力電圧  $V_{FLB1}$  及び出力電圧  $V_{FLB2}$  の関係について説明する。なお、スイッチング電源 1 0 0 と同様の回路構成については同様の符号を用い、説明は省略する。

20

#### 【 0 0 3 0 】

##### [ 電源装置 ]

初めに、図 3 ( a ) を用いてスイッチング電源 2 0 0 の回路構成を説明する。トランス T 2 は、1 次側に 1 次巻線 P 1 及び補助巻線 P 3、2 次側に 2 次巻線 S 1 を備えた絶縁型の変圧器である。トランス T 2 は、補助巻線 P 3 が 1 次巻線 P 1 と逆極性という点で実施例 1 のトランス T 1 と異なる。補助巻線 P 3 に誘起される電圧  $V_{FLB0}$  は、第 1 の整流平滑回路 2 2 1 ( 以下、単に整流平滑回路 2 2 1 という ) 及び第 2 の整流平滑回路 2 2 2 ( 以下、単に整流平滑回路 2 2 2 という ) によって整流平滑される。1 次巻線 P 1 の巻数は T N P 1、2 次巻線 S 1 の巻数は T N S 1、補助巻線 P 3 の巻数は T N P 3 である。なお、実施例 2 のスイッチング電源 2 0 0 において 2 次巻線 S 1 は 1 次巻線 P 1 と逆極性、補助巻線 P 3 と同極性である。

30

#### 【 0 0 3 1 】

制御部 2 1 0 は、メイン FET 1 を駆動するための回路であり、 $CPU211$  と駆動部 1 1 2 から構成される。 $CPU211$  は例えばクロックで動作する演算部を備えた一体型汎用マイクロコンピュータである。 $CPU211$  は、整流平滑回路 2 2 1 から出力される電圧  $V_{FLB1}$  に基づいて、PWM 信号である制御信号 S 1 0 の設定値 ( 例えば制御開始タイミング、周期、オンデューティ ) を制御する。制御信号 S 1 0 は駆動部 1 1 2 に入力される。なお、実施例 1 の  $CPU111$  と同様に、 $CPU211$  の代わりにアナログ制御 IC 等を用いてもよい。

40

#### 【 0 0 3 2 】

##### ( 整流平滑回路 2 2 1 : 出力電圧検知用 )

整流平滑回路 2 2 1 は、出力電圧検知用の電圧  $V_{FLB1}$  を出力するための回路である。整流平滑回路 2 2 1 は、補助巻線 P 3 に誘起される電圧  $V_{FLB0}$  を整流平滑するための第 1 のダイオード D 2 2 1 ( 以下、単にダイオード D 2 2 1 という )、第 1 のコンデンサ C 2 2 1 ( 以下、単にコンデンサ C 2 2 1 という ) によって構成される。整流平滑回路 2 2 1 は、メイン FET 1 がスイッチング動作した際に補助巻線 P 3 に誘起されるフライバック電圧  $V_{FLB0}$  を整流平滑した出力電圧  $V_{FLB1}$  を出力する。補助巻線 P 3 に誘起される電圧  $V_{FLB0}$  と出力電圧  $V_{out}$  とは、2 次巻線 S 1 の巻数 T N S 1 と補助巻

50

線 P 3 の巻数 T N P 3 とを用いた式 ( 2 ) の関係を持つ。そのため、制御部 1 1 0 は、電圧 V F L B 0 を整流平滑した電圧である出力電圧 V F L B 1 を検知することで、出力電圧 V o u t の電圧値を検知することができる。

$$V F L B 0 = ( T N P 3 / T N S 1 ) \times V o u t \cdots ( 2 )$$

#### 【 0 0 3 3 】

( 整流平滑回路 2 2 2 : 電源電圧用 )

整流平滑回路 2 2 2 は、整流平滑回路 2 2 1 と同じく電圧 V F L B 0 を整流平滑するための回路であり、駆動部 1 1 2 の電源電圧である出力電圧 V F L B 2 を出力する。整流平滑回路 2 2 2 は整流平滑回路 2 2 1 と同じく第 2 のダイオード D 2 2 2 ( 以下、単にダイオード D 2 2 2 という ) 及び第 2 のコンデンサ C 2 2 2 ( 以下、単にコンデンサ C 2 2 2 という ) から構成される。しかし、ダイオード D 2 2 2 の応答性がダイオード D 2 2 1 の応答性よりも良いという点で整流平滑回路 2 2 1 と異なっている。ダイオードの応答性と出力電圧の関係の詳細については後述する。なお、実施例 2 のスイッチング電源 2 0 0 では、整流平滑回路 2 2 2 の出力電圧 V F L B 2 は、直接、駆動部 1 1 2 に供給されているが、整流平滑回路 2 2 2 と駆動部 1 1 2 との間に電圧調整のためのレギュレータ回路などが接続されてもよい。また、実施例 1 と同様に、整流平滑回路 2 2 1 に出力電圧 V F L B 1 の分圧抵抗や、時定数変更のための抵抗を設けてもよく、さらに、コンデンサ C 2 2 2 の静電容量をコンデンサ C 2 2 1 の静電容量より大きくしてもよい。

10

#### 【 0 0 3 4 】

[ ダイオードの応答性と整流平滑回路の出力電圧との関係 ]

20

次に、図 3 ( b ) を用いてダイオードの応答性と整流平滑回路の出力電圧の関係について説明する。図 3 ( b ) は、制御信号 S 1 0 と、補助巻線 P 3 に誘起される電圧 V F L B 0 と、整流平滑回路 2 2 1 の出力電圧 V F L B 1 と、整流平滑回路 2 2 2 の出力電圧 V F L B 2 を示した図である。図 3 ( b ) ( i ) のグラフには、横軸に時間、縦軸に電圧を示し、電圧 V F L B 0 、出力電圧 V F L B 1 、出力電圧 V F L B 2 を示している。また、図 3 ( b ) ( i i ) のグラフには、横軸に時間、縦軸に信号レベル ( ハイレベル ( H ) 、ローレベル ( L ) ) を示している。

#### 【 0 0 3 5 】

メイン F E T 1 のオン状態・オフ状態の切替えは制御部 2 1 0 の C P U 2 1 1 から出力される制御信号 S 1 0 によって制御される。メイン F E T 1 は、制御信号 S 1 0 がローレベルのときはオフ状態に、ハイレベルのときはオン状態になる。補助巻線 P 3 は 1 次巻線 P 1 と逆極性であるため、補助巻線 P 3 に誘起される電圧 V F L B 0 は、メイン F E T 1 がオフ状態のとき ( 制御信号 S 1 0 がローレベルのとき ) は式 ( 2 ) に表される値になる。一方、電圧 V F L B 0 は、メイン F E T 1 がオン状態のとき ( 制御信号 S 1 0 がハイレベルのとき ) は 0 V になる。なお、図 3 ( b ) の電圧 V F L B 0 においても、電圧が 0 V 、又は、式 ( 2 ) で表される値のどちらでもない期間が存在するが、図 2 ( b ) で説明した電圧 V F W D 0 と同様に、メイン F E T 1 のスイッチングノイズが原因である。図 3 ( b ) ( i ) では、メイン F E T 1 のスイッチングノイズによるノイズ成分を、破線円、で示している。

30

#### 【 0 0 3 6 】

40

ところで、スイッチング電源 2 0 0 において、整流平滑回路 2 2 1 と整流平滑回路 2 2 2 で出力電圧が異なるのは、応答性が異なるダイオードを使用しているためであり、実施例 1 のスイッチング電源 1 0 0 と同様の理由である。すなわち、整流平滑回路 2 2 2 においても、応答性のよいダイオード D 2 2 2 はノイズ成分も整流する。このため、整流平滑回路 2 2 2 の出力電圧 V F L B 2 は、整流平滑回路 2 2 1 の出力電圧 V F L B 1 よりも高い電圧 V p e a k 2 となる ( V F L B 2 = V p e a k 2 > V F L B 1 ) 。

#### 【 0 0 3 7 】

整流平滑回路 2 2 1 で精度よく電圧を検知したい理由は、基板の小型化及び低コスト化を実現するためである。商用交流電源から直流電圧を生成するスイッチング電源において、出力電圧を一定に保つために出力電圧を 1 次側にフィードバックする必要があるが、 1

50

次側と２次側は絶縁しなければならない。このため、スイッチング電源には、絶縁型トランス、又は、フォトカプラ等の素子が必要となる。一方で、一般にスイッチング電源には基板の小型化と低コスト化が求められているため、不要な素子は設けないことが望ましい。商用交流電源から直流電圧を生成するスイッチング電源において、電力を１次側から２次側へ伝達するための手段として絶縁型トランスは不可欠である。一方で、フォトカプラ等の光を用いた絶縁素子は１次側と２次側の情報伝達手段にすぎないため、使用せずに済めば基板の小型化、低コスト化の面で有利となる。したがって、基板の小型化、低コスト化のために、フォトカプラ等を用いた専用のフィードバック回路を省き、電力を伝達するための絶縁型トランスの補助巻線によって出力電圧をフィードバックする場合がある。ただし、専用のフィードバック回路を省いた場合であっても、出力電圧の精度は落とすことが許されない場合が多いため、補助巻線での電圧検知の精度を向上する必要がある。

10

#### 【００３８】

実施例２のスイッチング電源２００はＦＢ回路を持たないため、専用のＦＢ回路を持つ実施例１のスイッチング電源１００と比べて基板の小型化を実現できる。さらに、出力電圧 $V_{out}$ の検知用の整流平滑回路２２１に対して、フォトカプラ等の素子よりも安価かつ小型な応答性の良いダイオードを用いた整流平滑回路２２２を並列に接続する。これにより、スイッチング電源２００では、整流平滑回路による電力損失を増やさずに、高精度な電圧検知を実現できる。また、整流平滑回路２２２の出力電圧 $V_{FLB2}$ を駆動部１１２の電源電圧として用いることで、１次側回路の電源電圧生成回路も省くことができ、さらなる基板小型化が見込まれる。

20

#### 【００３９】

よって、実施例２によれば、第２の整流平滑回路２２２によってノイズ成分が吸収されることで整流平滑回路が１つの場合よりも高い電圧検知精度が得られる。これとともに、電力損失を増やすことなく高い精度の電圧検知が可能なスイッチング電源を実現できる。以上、実施例２によれば、電力損失を増大させることなく電圧検知の精度を向上させることができる。

#### 【００４０】

なお、上記の実施例２において、整流平滑回路２２２から出力される電圧 $V_{FLB2}$ は駆動部１１２の電源電圧として使用されていたが、これに限定されない。例えば、電圧 $V_{FLB2}$ をそのままＣＰＵ２１１へ供給し、ＣＰＵ２１１の電源電圧として使用してもよい。または電圧 $V_{FLB2}$ を駆動部１１２の電源電圧として使用しつつ、さらに電圧 $V_{FLB2}$ をレギュレータ回路などの降圧部を介して下げることでＣＰＵ２１１の電源電圧として使用してもよい。電圧 $V_{FLB2}$ の使用用途としてはこれらに限定されず、電圧 $V_{FLB2}$ は駆動部１１２、ＣＰＵ２１１以外の個所へ供給されてもよい。

30

#### 【符号の説明】

#### 【００４１】

１１０	制御部
１２１	整流平滑回路
１２２	整流平滑回路
Ｃ１２１	コンデンサ
Ｃ１２２	コンデンサ
Ｄ１２１	ダイオード
Ｄ１２２	ダイオード
Ｔ１	トランス

40



---

フロントページの続き

キヤノン株式会社内

F ターム ( 参考 )    2H270   KA46 MG01

5H730   AA14 BB43 BB57 CC01 DD04 EE02 EE07 EE58 EE59 FD01

FD24 FF09 FG05 VV03