

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5701292号  
(P5701292)

(45) 発行日 平成27年4月15日(2015.4.15)

(24) 登録日 平成27年2月27日(2015.2.27)

(51) Int. Cl. F 1  
**HO2M 3/28 (2006.01)**  
 HO2M 3/28 C  
 HO2M 3/28 Q

請求項の数 10 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2012-511450 (P2012-511450)  
 (86) (22) 出願日 平成22年4月21日(2010.4.21)  
 (86) 国際出願番号 PCT/JP2010/057065  
 (87) 国際公開番号 W02011/132275  
 (87) 国際公開日 平成23年10月27日(2011.10.27)  
 審査請求日 平成25年4月22日(2013.4.22)

(73) 特許権者 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 100126240  
 弁理士 阿部 琢磨  
 (74) 代理人 100124442  
 弁理士 黒岩 創吾  
 (72) 発明者 鮫島 啓祐  
 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 福谷 隆之  
 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  
 審査官 鈴木 重幸

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電流共振電源

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直列に接続された二つのスイッチング素子と、前記二つのスイッチング素子の接続点と1次巻線の一端が接続されたトランスと、前記1次巻線の他端と接続された共振コンデンサと、前記二つのスイッチング素子を交互に動作することにより前記1次巻線と前記共振コンデンサを共振させて、前記トランスの2次巻線に交流電圧を誘起する電流共振電源であって、

前記1次巻線の他端と前記共振コンデンサとの間に接続され、前記トランスの1次側に流れる電流を検出する電流検出回路と、

前記1次巻線の一端と前記二つのスイッチング素子の前記接続点の間、及び前記電流検出回路に接続され、前記トランスの1次側の入力電圧の変化に応じて前記電流検出回路によって検出される電流を補正する電流補正回路と、を有し、

前記電流補正回路によって補正された電流に応じた値が閾値以上になると前記二つのスイッチング素子の動作を停止することを特徴とする電流共振電源。

【請求項2】

前記二つのスイッチング素子の動作を制御する制御部を有し、

前記制御部は、前記補正された電流に応じた値が閾値以上である場合に、前記二つのスイッチング素子の動作を停止することを特徴とする請求項1に記載の電流共振電源。

【請求項3】

前記トランスは、前記制御部に電圧を供給するための補助巻線を有し、

10

20

前記トランスの一次側の入力電圧のオフを検知して、前記補助巻線から前記制御部への電圧供給をオフする電圧供給制御部を有することを特徴とする請求項 2 に記載の電流共振電源。

【請求項 4】

前記トランスの一次側の入力電圧をオンオフし、且つ、前記電圧供給制御部の起動電圧の供給をオンオフするスイッチを有し、

前記電圧供給制御部は、前記スイッチのオフを検知して前記補助巻線から前記制御部への電圧の供給をオフすることを特徴とする請求項 3 に記載の電流共振電源。

【請求項 5】

前記電流検出回路は、二つのコンデンサと二つのダイオードと一つの抵抗素子を接続した回路であることを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれか 1 項に記載の電流共振電源。

10

【請求項 6】

前記電流補正回路は、一つのダイオードと一つの抵抗素子と一つのコンデンサを接続した回路であり、該一つのコンデンサは、前記電流検出回路の前記二つのコンデンサのうちの 1 つと共有されることを特徴とする請求項 5 項に記載の電流共振電源。

【請求項 7】

他の電源で生成した電圧を、前記制御部の電源電圧として供給するためのスイッチを有し、

外部からの信号に応じて、前記スイッチをオフして前記制御部への電源電圧を供給を停止することを特徴とする請求項 2 乃至 5 のいずれか 1 項に記載の電流共振電源。

20

【請求項 8】

前記電流検出回路は、前記電流共振電源に入力される交流電圧に反比例した第一の値を検出し、前記電流補正回路は、前記入力される交流電圧に比例した第二の値を検出し、前記第一の値と前記第二の値を加算した値を、前記補正された電流に応じた値として検出することを特徴とする請求項 1 乃至 7 のいずれか 1 項に記載の電流共振電源。

【請求項 9】

画像を形成するための画像形成装置において、

前記画像形成装置に電力を供給する電流共振電源を有し、

前記電流共振電源は、

直列に接続された二つのスイッチング素子と、前記二つのスイッチング素子の接続点と 1 次巻線の一端が接続されたトランスと、前記 1 次巻線の他端と接続された共振コンデンサと、前記二つのスイッチング素子を交互に動作することにより前記 1 次巻線と前記共振コンデンサを共振させて、前記トランスの 2 次巻線に交流電圧を誘起し、

30

前記 1 次巻線の他端と前記共振コンデンサとの間に接続され、前記トランスの 1 次側に流れる電流を検出する電流検出回路と、

前記 1 次巻線の一端と前記二つのスイッチング素子の前記接続点の間、及び前記電流検出回路に接続され、前記トランスの 1 次側の入力電圧の変化に応じて前記電流検出回路によって検出される電流を補正する電流補正回路と、を有し、

前記電流補正回路によって補正された電流に応じた値が閾値以上になると前記二つのスイッチング素子の動作を停止することを特徴とする画像形成装置。

40

【請求項 10】

前記画像形成装置の動作を制御する制御手段と、

前記画像形成装置を駆動する駆動手段を有し、

前記電流共振電源は、前記制御手段又は前記駆動手段に電力を供給することを特徴とする請求項 9 に記載の画像形成装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電流共振方式の電源装置に関する。

50

## 【背景技術】

## 【0002】

商用電源から入力される交流電圧（以下、AC入力電圧）を、整流及び平滑した電圧をスイッチング素子でスイッチングして絶縁型のトランスを介して、安定したDC電圧を出力する電源装置の一例として電流共振方式のスイッチング電源が知られている。

## 【0003】

この電流共振方式のスイッチング電源では、一般的に、トランスの一次側の過電流を検出する回路が設けられている。過電流を検出する目的は、スイッチング素子としてのFET、トランス、電流共振用のコンデンサ等の素子を、過電流状態から保護することである。商用電源からの入力AC電圧が低いほどトランスの二次側の出力を一定に維持するように動作するため、FETのオン時間が長くなり、トランスの一次側の電流が高くなって一次側が過電流状態になる。トランスの一次側が過電流状態になると一次側のFETを含む素子の定格（耐圧）を超えて電流が流れて素子が破壊する懸念がある、従って、過電流状態を監視及び検知してスイッチング動作を停止することによって1次側の素子を保護する必要がある。

10

## 【0004】

一次側の過電流を検出する方法として、特許文献1には、電流共振用のコンデンサと並列に接続された電流検出用のコンデンサを設けて、電流検出用のコンデンサに流れる電流を電圧に変換して過電流を検出する方法が提案されている。

## 【先行技術文献】

20

## 【特許文献】

## 【0005】

【特許文献1】特許第3013697号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0006】

しかしながら、特許文献1に記載の過電流検出方法では、トランスの1次側の電流を検出する方式であるため、入力されるAC電圧が変動した場合、過電流のために検出した電流が変動する。例えば、入力されるAC電圧が低くなると検出される電流値が大きくなる。つまり、電流検出用のコンデンサに流れる電流が大きくなる。また、別の方法として電流検出用の抵抗を設けて過電流を検出する構成が考えられるが、この方法でも電流検出抵抗に流れる電流が大きくなる。

30

## 【0007】

つまり、特許文献1に記載の電流検出用のコンデンサによる検出方法、また、電流検出抵抗による検出方法では入力AC電圧が変化した場合、過電流でないにもかかわらず誤って過電流と検出してしまう。これは、トランスの2次側で負荷に対して一定の電力を出力するために、トランスの1次側の電力も一定になるようにスイッチング動作を制御する結果として生じる現象である。

## 【0008】

従って、本発明は、上記の点に鑑み、入力されるAC電圧が変動しても正しく過電流検出を行うことを目的とする。

40

## 【課題を解決するための手段】

## 【0009】

このような課題を解決するため、請求項1の発明では、直列に接続された二つのスイッチング素子と、前記二つのスイッチング素子の接続点と1次巻線の一端が接続されたトランスと、前記1次巻線の他端と接続された共振コンデンサと、前記二つのスイッチング素子を交互に動作することにより前記1次巻線と前記共振コンデンサを共振させて、前記トランスの2次巻線に交流電圧を誘起する電流共振電源であって、前記1次巻線の他端と前記共振コンデンサとの間に接続され、前記トランスの1次側に流れる電流を検出する電流検出回路と、前記1次巻線の一端と前記二つのスイッチング素子の前記接続点の間、及び

50

前記電流検出回路に接続され、前記トランスの1次側の入力電圧の変化に応じて前記電流検出回路によって検出される電流を補正する電流補正回路と、を有し、前記電流補正回路によって補正された電流に応じた値が閾値以上になると前記二つのスイッチング素子の動作を停止することを特徴とする。

【発明の効果】

【0010】

以上説明したように、本発明によれば、入力されるAC電圧が変動しても正しく過電流検出を行うことが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】実施例1の電流共振電源装置の回路図

【図2】実施例1の電流共振電源装置の回路の特徴部

【図3】実施例1の回路が動作した際の電圧波形

【図4】図3の電圧波形の関係を示す表

【図5】実施例2の電流共振電源装置の回路図と比較回路図

【図6】実施例3の電流共振電源装置の回路図と比較回路図

【図7】従来の電流共振電源装置の回路図の一例

【図8】従来の電流共振電源装置の回路図の一例

【発明を実施するための形態】

【0012】

次に、上述した課題を解決するための本発明の具体的な構成について、以下に実施例に基づき説明する。なお、以下に示す実施例は一例であって、この発明の技術的範囲をそれらに限定する趣旨のものではない。

【0013】

(電流共振方式の電源装置の動作)

まず、図7に示す回路図を用いて電流共振方式の電源装置(以下、電流共振電源装置という)の基本的な動作について説明する。図中の101はインレット、102はヒューズ、103はコモンモードコイル、104は整流ダイオードブリッジ、105は1次平滑コンデンサ、106と107はスイッチング素子としてのFETである。また、108は電流共振用のコンデンサ、109は電流検知用の抵抗、110は電源の動作を制御する制御IC、111は起動抵抗、112は抵抗、113はダイオード、114はコンデンサ、115はトランス、116はトランス115の1次巻線、117はトランス115の補助巻線、118と119はトランス115の2次巻線、120と121は整流ダイオード、122は平滑コンデンサ、123はフォトカプラ、124はシャントレギュレータ、125と126はレギュレーション抵抗、127は電圧出力部、128は電源装置に接続される負荷である。

【0014】

電源制御IC110は、電圧出力部127で出力する直流電圧が一定となるようにFET106及びFET107の各ゲート端子に付与する制御信号のオン・オフ期間を制御している。この電源制御IC110の駆動用の電源として、トランス115の補助巻線117を抵抗112とダイオード113とコンデンサ114からなる整流平滑回路により整流平滑した電圧が供給されている。

【0015】

この構成において、起動抵抗111を介して、電源制御IC110に電力が供給されると、電源制御IC110からFET106及び107の各ゲート端子に制御信号が出力され、FET106と107が交互にオン・オフ動作する。次に、1次平滑コンデンサ104の電圧がトランス115の1次巻線116に印加され、1次巻線116に交流電流が流れる。以下に、この1次巻線の交流電流の流れをFET106とFET107のオン・オフ状態に合わせて説明する。

【0016】

10

20

30

40

50

(状態1) F E T 1 0 6 がオン状態で F E T 1 0 7 がオフ状態  
1次平滑コンデンサ105 F E T 1 0 6 トランス115の1次巻線116 電流共振コンデンサ108 電流検出抵抗109 1次平滑コンデンサ105の経路で電流が流れる。

(状態2) F E T 1 0 6 がオン オフ状態で F E T 1 0 7 がオフ状態  
次に、F E T 1 0 6 がオン状態からオフ状態になっても、トランス115の1次巻線116を流れる電流を維持しようとするため、トランス115の1次巻線116 電流共振コンデンサ108 F E T 1 0 7 に内蔵の寄生ダイオードの経路で電流が流れる。

(状態3) F E T 1 0 6 がオフ状態で F E T 1 0 7 がオフ オン状態  
次に、状態2の状態では F E T 1 0 7 をオン状態にしても、引き続きトランス115の1次巻線116 電流共振コンデンサ108 F E T 1 0 7 の経路で電流が流れる。ただし、トランス115の漏洩インダクタンスと電流共振コンデンサ108との共振作用により、次第に電流の流れは、電流共振コンデンサ108 トランス115の1次巻線116 F E T 1 0 7 の経路に変化する。

(状態4) F E T 1 0 6 がオフ状態で F E T 1 0 7 がオフ状態  
次に、状態3のまま、F E T 1 0 7 をオフ状態にしても、トランス115の1次巻線116を流れる電流は維持しようとする働き、トランス115の1次巻線116 F E T 1 0 6 に内蔵の寄生ダイオード 1次平滑コンデンサ105の経路で電流が流れる。

(状態5) F E T 1 0 6 がオフ オン状態、 F E T 1 0 7 がオフ状態

#### 【0017】

次に、状態4から F E T 1 0 6 をオン状態にしても、引き続きトランス115の1次巻線116 F E T 1 0 6 1次平滑コンデンサ105の経路で電流が流れる。ただし、トランス115の漏洩インダクタンスと電流共振コンデンサ108との共振作用により、次第に電流の流れは、1次平滑コンデンサ105 F E T 1 0 6 トランス115の1次巻線116 電流共振コンデンサ108 電流検出抵抗109 1次平滑コンデンサ105の経路に変化する。

#### 【0018】

このようにして、トランス115の1次巻線116には、正方向と逆方向に交流の電流が交互に流れることによりトランス115の2次巻線118及び119に交流電圧が誘起される。誘起された電圧は2つの整流ダイオード120及び121と平滑コンデンサ122とからなる整流平滑回路により整流平滑されて電圧出力部127から直流電圧が出力される。

#### 【0019】

また、電圧出力部127の電圧は、レギュレーション抵抗125と126とで分圧され、この分圧された電圧がシャントレギュレータ124に入力される。そして、シャントレギュレータ124に入力される電圧に応じたフィードバック信号が生成され、フォトカプラ123を介して電源制御IC110のFB端子へフィードバックされる。そして、フィードバック信号に基づき電源制御IC110がF E T 1 0 6 及び107のスイッチング動作のタイミングを制御をして、安定した所望の直流電圧が電圧出力部127から出力される。

#### 【0020】

なお、このとき、トランス115の補助巻線117にも交流電圧が誘起され、この誘起電圧が抵抗112、ダイオード113及びコンデンサ114により整流平滑されて、電源制御IC110の駆動用の電源電圧として供給される。このように、電源制御IC110の駆動用電源として、トランス115の補助巻線117から電源が供給されると、起動抵抗111から電源供給されなくなる。

#### 【0021】

なお、図7の電流共振電源においては、前述した電流検出抵抗109を設けて過電流を検出する構成である。また、過電流を検出する構成として特許文献1に記載されている電流検出用のコンデンサ201を設けて検出する構成は図8に示すとおりである。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 2 2 】

次に、上記の電流共振電源の動作をふまえ、以下に各実施例に基づいて本発明における過電流検出の回路構成及びその動作について詳細に説明する。

## 【 実施例 1 】

## 【 0 0 2 3 】

図 1 は実施例 1 の電流共振方式の電源装置（以下、電流共振電源装置という）の回路図を示したものである。上記で説明した図 8 に比べて、過電流検出回路を以下で説明する電流検出回路と入力 A C 電圧補正回路の 2 つの回路で構成される点が異なる。なお、本実施例における電流共振電源装置は、図 8 と同様にトランスの 1 次側に接続される二つの F E T を交互に動作して、トランスの 1 次巻線と共振コンデンサを共振させて、その 2 次側に交流電圧を誘起する電源である。なお、図 8 と共通する構成については説明を省略する。

10

## 【 0 0 2 4 】

電流検出回路は、図 1 のコンデンサ 2 0 1 とダイオード 2 0 2 及び 2 0 3 とコンデンサ 2 0 4 からなる回路で構成され、トランスの 1 次側の電流検出部として機能する。トランス 1 1 5 の 1 次側の 1 次巻線の一端（共振コンデンサ 1 0 8 が接続される側）にコンデンサ 2 0 1 が接続され、更にダイオード 2 0 2、2 0 3 とコンデンサ 2 0 4 が接続されており、電源制御 I C の O C P 端子に検出した値が入力される。また、入力 A C 電圧補正回路は、ダイオード 3 0 1 と抵抗 3 0 2 及び 2 0 5 とコンデンサ 2 0 4（電流検出回路と共用）からなる回路で構成され、電流検出回路で検出した電流の電流補正部として機能する。トランスの 1 1 5 の 1 次側の 1 次巻線の他端（直列に配置された F E T 1 0 6、1 0 7 と接続される側）にダイオード 3 0 1 と抵抗 3 0 2 が接続され、電流検出回路から電源制御 I C の O C P 端子との間に接続される。なお、電流制御 I C は、図 8 と同様、F E T 1 0 6、1 0 7 のオン・オフ動作を制御する制御部として機能する。

20

## 【 0 0 2 5 】

ここで、過電流検出回路として、入力 A C 電圧補正回路を無視し、電流検出回路だけで動作する場合を考える。この場合は、負荷 1 2 8 の電流と電圧出力部 1 2 7 の電圧が一定の条件であれば、電源制御 I C 1 1 0 の O C P 端子の電圧は、入力 A C 電圧と反比例の関係が成り立つ。これは、1 次側と 2 次側間の変換効率が同じで、2 次側で一定の電力を出力する場合、1 次側の電力も一定になるように、電源制御 I C 1 1 0 が F E T 1 0 6 と 1 0 7 のスイッチング周波数を制御するためである。つまり、入力 A C 電圧が高ければ、1 次側に流れる電流、主に、F E T 1 0 6 及び 1 0 7、トランス 1 1 5 の 1 次巻線 1 1 6、コンデンサ 2 0 1 に流れる電流は少なくなり、その結果、電源制御 I C 1 1 0 の O C P 端子の電圧は低くなる。逆に、入力 A C 電圧が低ければ、1 次側に流れる電流は多くなり、その結果、電源制御 I C 1 1 0 の O C P 端子の電圧は高くなる。このように、1 次側の電力を制御しているのである。

30

## 【 0 0 2 6 】

一方、過電流検出回路として、電圧検出回路を無視し、入力 A C 補正回路だけで動作する場合を考える。この場合は、電源制御 I C 1 1 0 の O C P 端子の電圧は、入力 A C 電圧と比例の関係が成り立つ。これは、電源制御 I C の O C P 端子の電圧が、入力 A C 電圧に依存するためである。

40

## 【 0 0 2 7 】

図 2 は図 1 における電流共振電源装置の電流共振コンバータ部分を示す図である。図 2 において、F E T 1 0 6 を介しトランス 1 1 5 の 1 次巻線 1 1 6 より流れ出る電流を I、トランス 1 1 5 の 1 次巻線 1 1 6 から流れ出て、共振コンデンサ 1 0 8 に流れる電流を I<sub>r</sub>、トランス 1 1 5 の 1 次巻線 1 1 6 から流れ出てコンデンサ 2 0 1 に流れる電流を I<sub>c d</sub> とする。I<sub>c d</sub> は以下の式 1 で示される。

$$I_{c d} = (C_{c d} / (C_{c d} + C_r)) \times I \quad \dots \quad \text{式 1}$$

C<sub>r</sub> : 電流共振コンデンサ 1 0 8 の静電容量

C<sub>c d</sub> : コンデンサ 2 0 1 の静電容量

そして、過電流検出回路として、入力 A C 電圧補正回路を無視し、電流検出回路だけの

50

動作を考えた場合には、この電流  $I_{cd}$  によって、抵抗 205 の両端に発生する電圧を  $V_{cd}$  は、以下の式 2 で示される。

$$V_{cd} = I_{cd} \times R_{cd} \quad \dots \text{式 2}$$

$R_{cd}$  : 抵抗 205 の抵抗値

(ただし、OCP 端子以降の抵抗成分を無視した場合。)

なお、電流  $I$  のピーク値を  $I_{peak}$  とした場合、 $I_{peak}$  は以下の式 3、式 4、式 5 で表すことができる。

$$I_{peak} = V_{dch} / X \quad \text{式 (3)}$$

$V_{dch}$  :  $V_{dch}$  : 1 次電解コンデンサ 105 の + 端子電圧

$X$  : トランス 115 の漏洩インダクタンスと電流共振コンデンサ 108 の合成リアクタンス

そして、

$$X = 2 \times \omega \times L_r - 1 / (2 \times \omega \times C_r) \quad \dots \text{式 (4)}$$

$\omega$  : 電源制御 IC 110 で制御されるスイッチング FET 106、107 のスイッチング周波数

$L_r$  : トランス 115 の漏洩インダクタンス

$C_r$  : 電流共振コンデンサ 108 の容量

つまり、

$$I_{peak}$$

$$= V_{dch} / (2 \times \omega \times L_r - 1 / (2 \times \omega \times C_r)) \quad \dots \text{式 5}$$

となる。

#### 【0028】

ここで、 $I_{peak}$  は、 $I_{peak} = 1 / V_{dch}$  つまり、 $I_{peak} = 1 /$  入力 AC 電圧 となるように、電源制御 IC 110 は FET 106 と 107 のスイッチング周波数を制御する。これは、上述したように、2 次側で一定の電力を出力する場合、1 次側の電力も一定になるように、電源制御 IC 110 が FET 106 及び 107 のスイッチング周波数を制御するためである。例えば、入力 AC 電圧が高ければスイッチング FET 106 及び 107 のスイッチング周波数を制御して、1 次側に流れる電流を少なくする。また、入力 AC 電圧が低ければスイッチング FET 106 及び 107 のスイッチング周波数を制御して、1 次側に流れる電流を多くするように制御する。このことから、 $I = 1 /$  入力 AC 電圧という関係も成り立つため、式 1 により  $I_{cd} = 1 /$  入力 AC 電圧、 $V_{cd} = 1 /$  入力 AC 電圧という関係が成り立つのである。

#### 【0029】

次に、同じく図 2 において、過電流検出回路として、電流検出回路を無視して、入力 AC 補正回路だけで動作することを考えた場合、抵抗 205 の両端に発生する電圧を  $V_{acr}$  とすると、 $V_{acr}$  は以下の式 6 で示す電圧となる。

$$V_{acr} = ( (R_{205} / (R_{205} + R_{302})) \times V_{dch} \times \text{オン\_DUTY} ) / ( \text{オン\_DUTY} + R / R_{205} \times \text{オフ\_DUTY} ) \quad \dots \text{式 6}$$

$R_{205}$  : 抵抗 205 の抵抗値

$R_{302}$  : 抵抗 302 の抵抗値

$R$  : 抵抗 205 と抵抗 302 の合成抵抗

$V_{dch}$  : 1 次電解コンデンサ 105 の + 端子電圧

オン\\_DUTY : スwitching FET 107 がオン状態のときの DUTY 比

オフ\\_DUTY : スwitching FET 107 がオフ状態のときの DUTY 比 (ただし、ダイオード 301 の順方向電圧は無視した場合。)

#### 【0030】

以下に、式 6 について説明する。もし、ダイオード 301 がなく、抵抗 302 だけで回路が構成されている場合、 $V_{acr}$  は以下の式 7 に示す電圧となる。

$$V_{acr} = ( (R_{205} / (R_{205} + R_{302})) \times V_{dch} \times \text{オン\_DUTY} ) / ( \text{オン\_DUTY} + \text{オフ\_DUTY} ) \quad \dots \text{式 7}$$

## 【0031】

ところが、ダイオード301が有る場合、スイッチングFET107が、オフ状態のときに、コンデンサ201から放電する電位が、比率： $R/R205$ （抵抗205と抵抗302の合成抵抗/抵抗205の抵抗値）分減少してしまう。そこで、式7のオフDUTYに、 $R/R205$ を掛けて、式6とした。ここで、 $V_{dch}$  入力AC電圧であるため、 $V_{acr}$  入力AC電圧という関係が成り立っている。

## 【0032】

そして、これまで示してきたように、電流共振電源装置が動作中にかかる電源制御ICのOCP端子の電圧を、 $V_{ocp}$ とすると、 $V_{ocp}$ は以下の式8に示す電圧となる。

$$V_{ocp} = V_{cd} + V_{acr} \quad \dots \text{式8}$$

10

## 【0033】

この電圧は、 $V_{cd}$ が入力AC電圧に反比例し、 $V_{acr}$ が入力AC電圧に比例することを示している。このため、負荷128の電流が一定の場合に、入力AC電圧の変化によらず一定になるように、コンデンサ201、204と抵抗302、205の定数を調整して $V_{cd}$ と $V_{acr}$ の電圧を調整する。このようにすれば、入力AC電圧の変化によらず $V_{ocp}$ を正しく検出することができ過電流検出の誤動作がなく過電流保護動作が可能となる。なお、過電流保護動作とは、OCP端子に入力された電流値が予め設定された閾値以上（回路保護のための電流値）以上になったらFET106、107の動作を停止する動作である。

## 【0034】

20

この動作を図3の波形図を用いて説明する。図3は、負荷128の電流が同じで、入力AC電圧が異なる場合、並びに、上記の入力AC電圧補正回路の有り/無しの夫々の場合における、電源制御ICのOCP端子の電圧 $V_{ocp}$ を示している。

## ・波形401

入力AC電圧が高く、入力AC電圧補正回路有りの場合の $V_{ocp}$ の波形である。

## ・波形402

入力AC電圧が高く、入力AC電圧補正回路無しの場合の $V_{ocp}$ の波形である。

## ・波形403

入力AC電圧が低く、入力AC電圧補正回路有りの場合の $V_{ocp}$ の波形である。

## ・波形404

入力AC電圧が低く、入力AC電圧補正回路無しの場合の $V_{ocp}$ の波形である。

30

## 【0035】

なお、これらの波形401～404は図4の表に示す関係になっている。

波形401は、波形402に入力AC補正電圧が加算された波形となっている。この際の補正量は、入力AC電圧が高いため大きくなる。一方、波形403は、波形404に入力AC補正電圧が加算された波形となっている。この際の補正量は、入力AC電圧が低いため小さくなる。そして、入力AC補正電圧が加算された波形401と波形403の電圧は同じ値になる。このように、 $V_{ocp}$ が入力AC電圧によらず一定になるようにすることで負荷128の電流が常に一定で過電流保護動作をかけることが可能となるのである。

## 【0036】

40

なお、本実施例では、図1にもあるように入力AC電圧補正回路が入力AC補正を行うもとなる電圧は、1次平滑コンデンサ105の+端子の電圧である。この電圧は、FET106がオン状態になってはじめてあらわれる。このために、電流共振電源装置が動作してはじめてAC電圧補正回路が、電力を消費することになることも特徴である。

## 【実施例2】

## 【0037】

図5は実施例2の電流共振電源装置の回路図を示した図である。本実施例は、過電流検知回路に対して、実施例1で説明したAC電圧補正する機能を持たせつつ、さらに省電力化を実現した例である。なお、実施例1と共通の電流共振電源装置については構成及び動作が同じであるため説明を省略する。

50



## 【0038】

図5(a)において、501は常夜電源部であり、その主要部を示したものである。常夜電源部とは、入力AC電圧が供給されている間、停止することなく動き続ける常時オン状態の電源である。506は常夜電源部の動作を制御する電源IC、507はスイッチング素子であり電源IC506によってスイッチング動作が制御される。508はトランスの1次巻線、509は補助巻線、510は2次巻線である。また、本実施例では、常夜電源部501のトランスの補助巻線509から、非常夜電源部である電流共振電源505の電源制御IC110の電源端子であるVcc端子への電力を供給している。非常夜電源部とは、オン状態とオフ状態に切り換え可能な電源である。そして、コントロールユニット502によって、電源制御IC110のVcc端子への電力供給をコントロールすること  
10

## 【0039】

つまり、コントロールユニット502への電力供給は、常夜電源部501が制御しているので、電流共振電源部505の動作が不要である場合に、常夜電源部501のみを動作させて、電流共振電源部505の出力動作を停止させることができる。これにより省電力動作を実現できる。このような省電力動作の状態(モード)は一般的にスリープモードと呼ばれている。図5(a)に示す電源装置においてスリープモード時に、可能な限り消費電力を抑えることができるため、更なる省電力化につながるのである。  
20

## 【0040】

本実施例で示す電流共振電源部505では、実施例1と同様に、電流検出回路と入力AC電圧補正回路をもつ過電流検出回路を搭載している。そして、スリープモード時には、電流共振電源部505を停止させるため、FET106がオンしなくなる。従って、入力AC電圧補正回路による電力消費がなくなるのである。つまり、図5に示すように入力AC電圧補正回路を構成すれば、スリープモード時の消費電力を上げることなく、かつ、電流共振電源部501が動作しているときには、過電流検知回路に対して、AC電圧補正をかけることができる。

## 【0041】

なお、図5(a)に示す構成の入力AC電圧補正回路以外にも、入力AC電圧補正を行う構成は考えられる。例えば、図5(b)で示す構成がその一例である。しかし、図5(b)の構成では、入力AC電圧補正機能を持たせるために消費電力が上昇するという課題が生じる。つまり、図5(b)の構成では、1次平滑コンデンサ105の+端子から、抵抗601と抵抗205で構成された入力AC電圧補正回路を有しており、動作としては、これまで説明してきた過電流検知回路と同等の効果をもつ。しかし、この入力AC電圧補正回路は常に、1次平滑コンデンサ105の+端子の電圧を電源として、抵抗601と抵抗205の合成抵抗により電力を消費してしまうことになる。  
30

## 【0042】

このように、図5(a)に示す本実施例の構成によれば、消費電力を上昇させることなく、入力AC電圧補正を行うことが可能となる。  
40

## 【実施例3】

## 【0043】

図6は実施例3の電流共振電源装置というの回路図を示した図である。本実施例では、過電流検知回路に対して実施例1で説明したAC電圧補正機能をもたせつつ、電源スイッチのオフ時に省電力化を実現した例である。

## 【0044】

図6(a)において、701は電源スイッチ、702は起動抵抗、703はトランジスタ、704はフォトカプラ、705はコントロールユニットである。図7に示す電源装置では、電源スイッチ701をオンすることで、起動抵抗702を通じ、電源制御IC110のVH端子に起動電圧が供給されて電源装置は起動を開始する。  
50

## 【 0 0 4 5 】

電源スイッチ 701 をオフすると、不図示の電源スイッチのオン・オフを検知する手段により、電源スイッチ 701 がオフされたことをコントロールユニット 705 が検知する。電源スイッチ 701 のオフを検知すると、コントロールユニット 705 は、フォトカプラ 704 を動作させて電源装置を停止する。この構成であれば、電源スイッチ 701 が突然オフにされたとしても、コントロールユニット 705 が電源装置の停止の決定を行うことができるので、電源装置の停止時に種々の処理を行ってから電源装置の停止することができる利点がある。

## 【 0 0 4 6 】

なお、図 6 ( a ) に示す電源装置において、電源スイッチ 701 のオフ時の消費電力を抑えることができれば、更なる省電力化が実現できる。図 6 ( a ) の構成であれば、電源スイッチ 701 のオフ時には、F E T 106 はオフ状態のため、入力 A C 電圧補正回路は、実施例 1 で説明したように電力を消費することがない。さらに、電源装置が動作時には、実施例 1 で説明したように、F E T 107 のドレイン - ソース間の電圧を利用して、過電流検知回路に入力 A C 電圧に応じて補正をかけることができる。

## 【 0 0 4 7 】

なお、図 6 ( a ) で示した入力 A C 電圧補正回路以外にも、入力 A C 電圧補正を行う構成は考えられる。例えば、図 6 ( b ) に示す構成がその一例である。しかし、図 6 ( b ) の構成では、上記の機能を持たせるために消費電力が上がってしまうという課題が生じる。具体的には、図 6 ( b ) の構成であれば、1 次平滑コンデンサ 105 の + 端子の電圧を電源として、抵抗 801、抵抗 205 で分圧した電圧を使用して過電流検知回路に入力 A C 電圧補正をかけることができる。ところが、電源スイッチがオフ時にも抵抗 801 と抵抗 205 によって、1 次平滑コンデンサ 105 の + 端子の電圧を電源として電力を消費してしまうのである。

## 【 0 0 4 8 】

つまり、図 6 で示す本実施例の電源装置によれば、電源スイッチオフ時における消費電力を抑えながら、入力 A C 電圧の補正を行うことが可能になる。

## 【 0 0 4 9 】

( 電流共振電源の適用例 )

上記の実施例 1 乃至実施例 3 で説明した電流共振電源を例えば、レーザービームプリンタ、複写機、ファクシミリ等の画像形成装置における低電圧電源として適用することができる。画像形成装置における制御部としてのコントローラへの電力供給、また、各種駆動部としてのモータに電力供給するための電源として適用可能である。

## 【 0 0 5 0 】

なお、上記実施例で説明した電流共振電源は、画像形成装置に限らず他の電子機器における低電圧電源としても適用可能である。

## 【 0 0 5 1 】

本発明は上記実施の形態に制限されるものではなく、本発明の精神及び範囲から離脱することなく、様々な変更及び変形が可能である。従って、本発明の範囲を公にするために以下の請求項を添付する。

## 【 符号の説明 】

## 【 0 0 5 2 】

- 105 1 次平滑コンデンサ
- 106、107 F E T
- 108 電流共振コンデンサ
- 109 電流検知抵抗
- 110 電源制御 I C
- 115 トランス
- 116 トランス 115 の 1 次巻線
- 117 トランス 115 の補助巻線

10

20

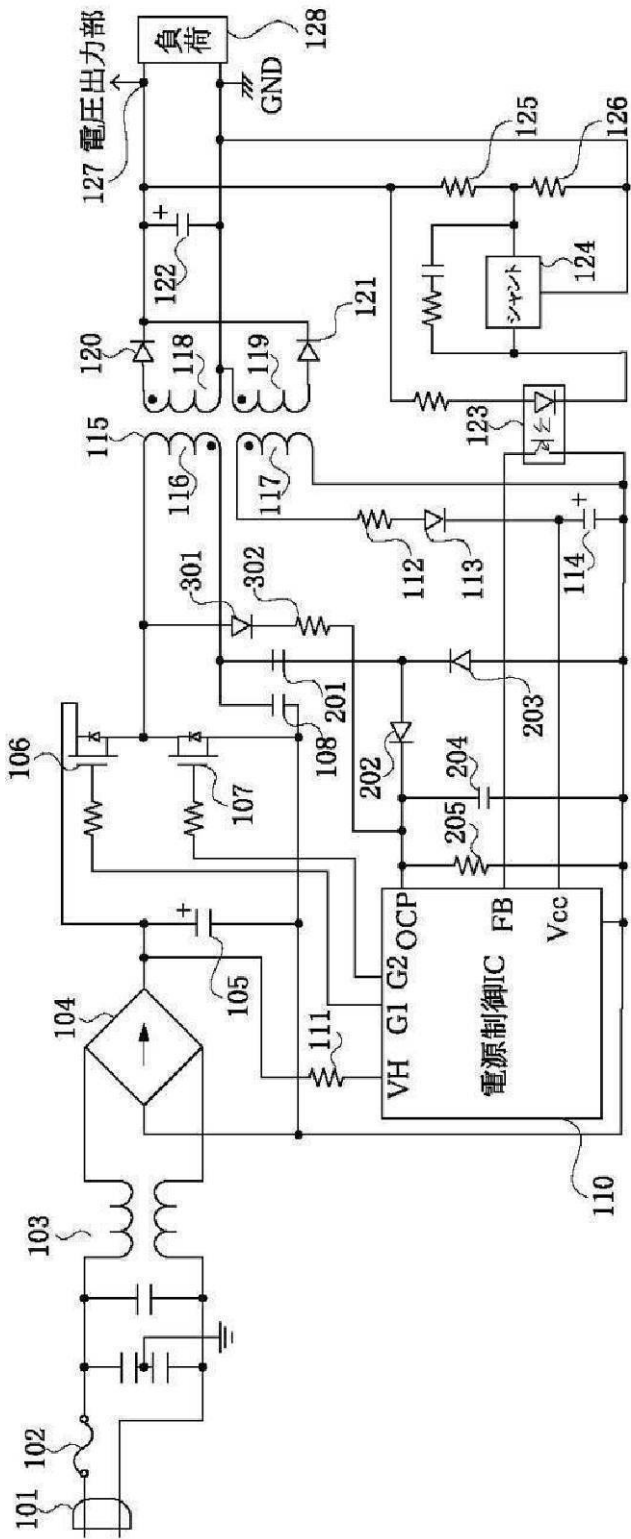
30

40

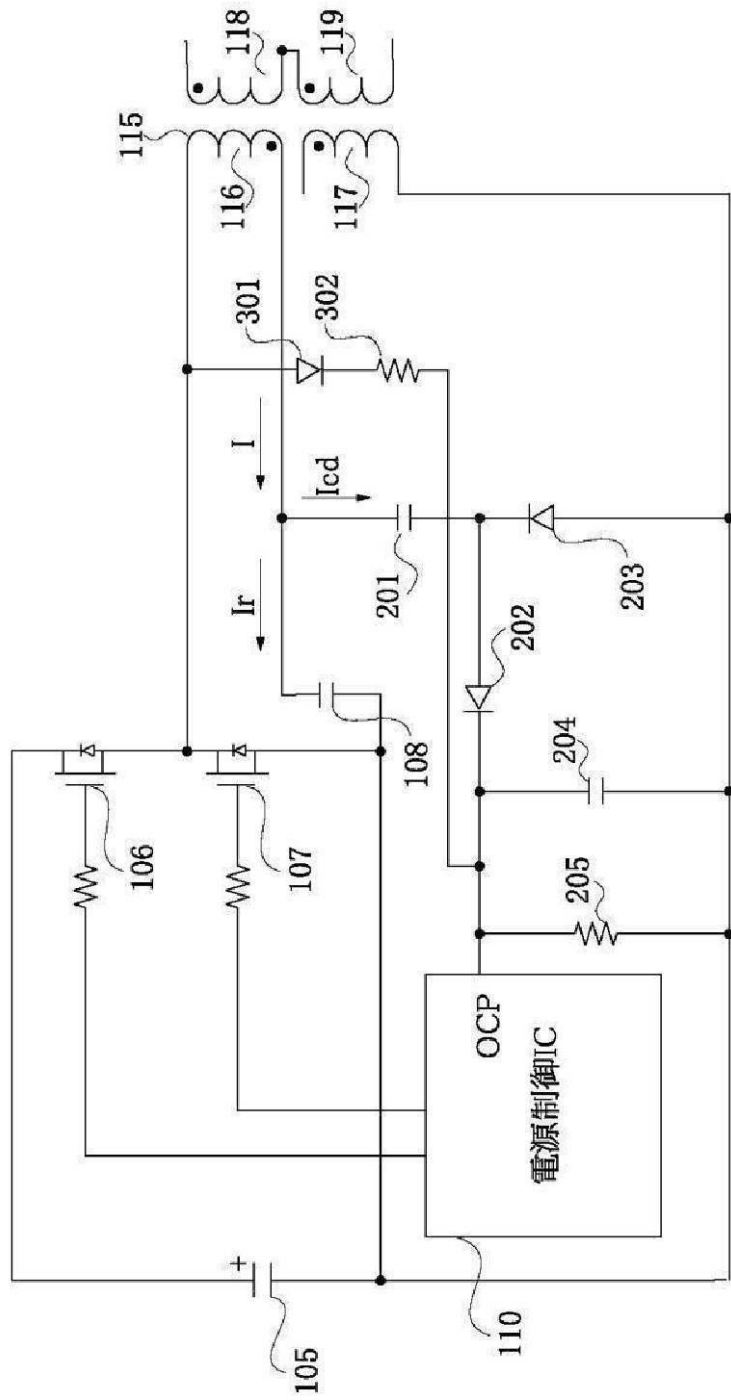
50

- 1 1 8、1 1 9 トランス 1 1 5 の 2 次 巻 き 線
- 1 2 0、1 2 1 整 流 ダイ オ ー ド
- 1 2 7 電 圧 出 力 部
- 1 2 8 負 荷
- 2 0 1 電 流 検 出 コ ン デ ン サ
- 2 0 2、2 0 3、3 0 1 ダイ オ ー ド
- 2 0 4 コ ン デ ン サ
- 2 0 5、3 0 2 抵 抗

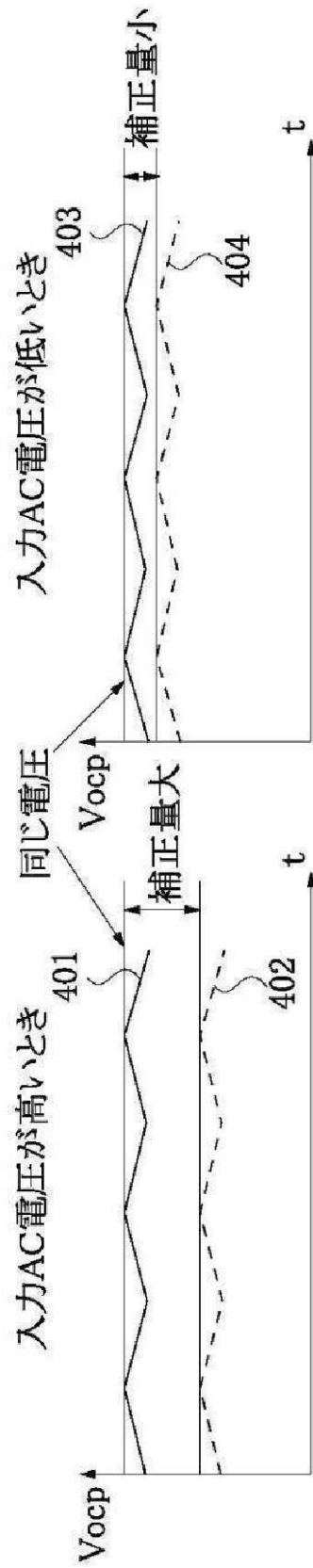
【 図 1 】



【図2】



電源制御ICのOCP端子電圧比較

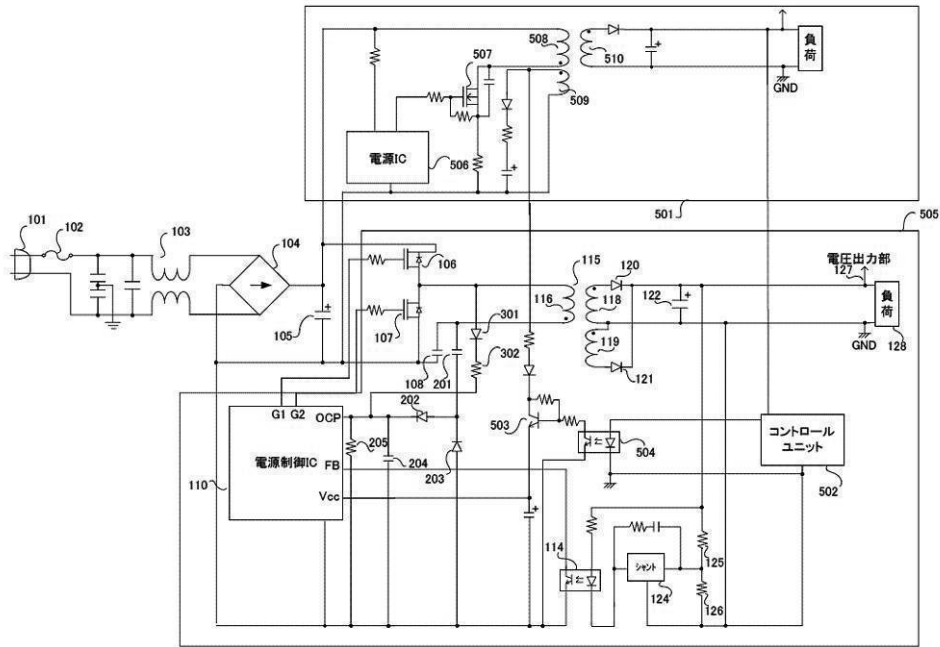


【 図 4 】

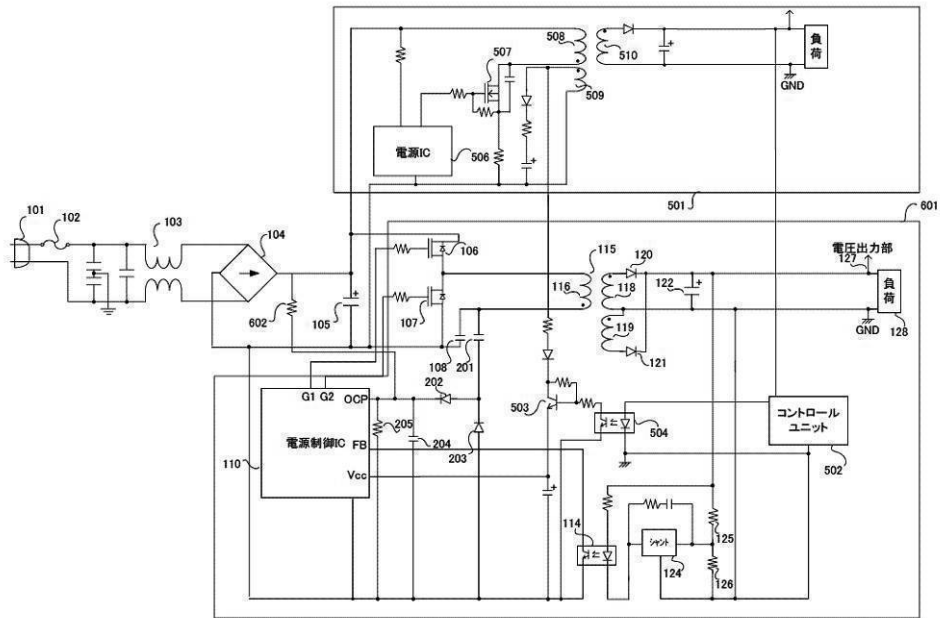
波形	入力AC電圧	電圧補正(量)
401	高	補正有 補正量大
402	高	補正無
403	低	補正有 補正量小
404	低	補正無

【図5】

(a)



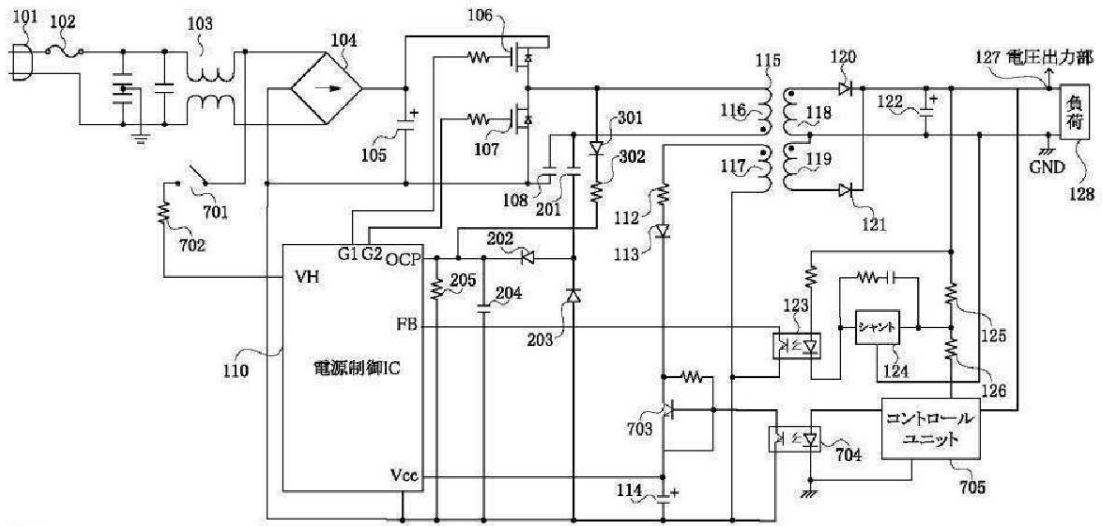
(b)



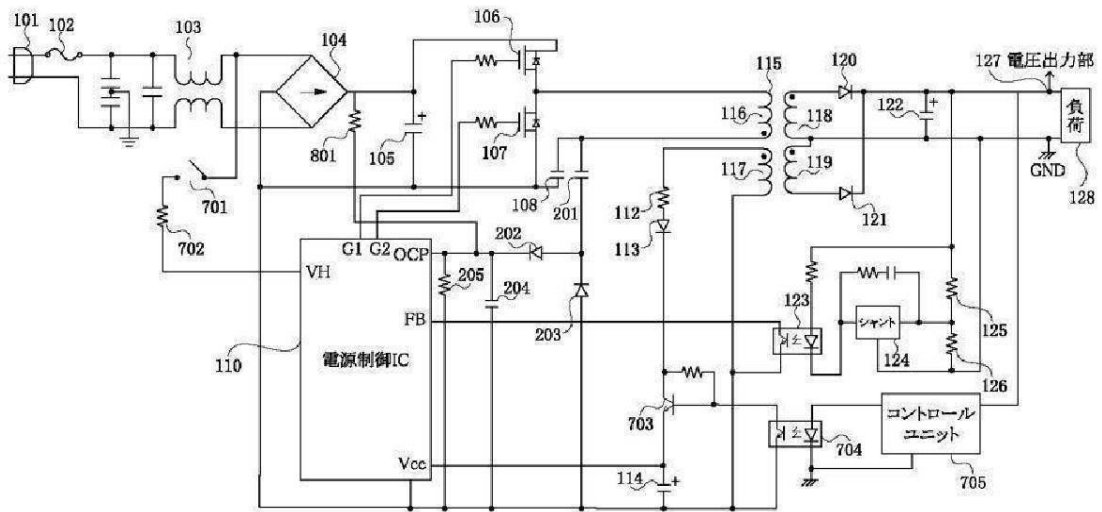


【図6】

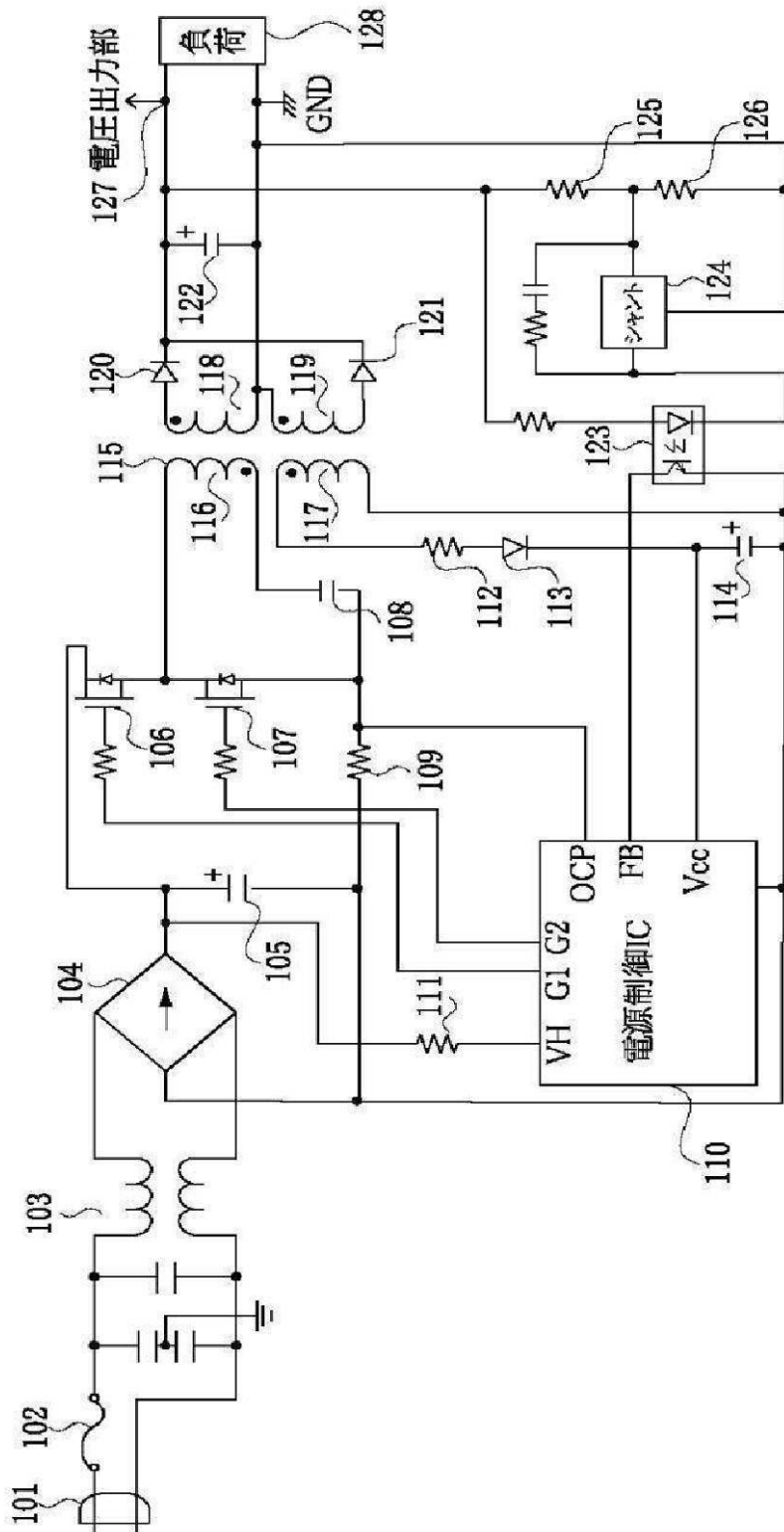
(a)



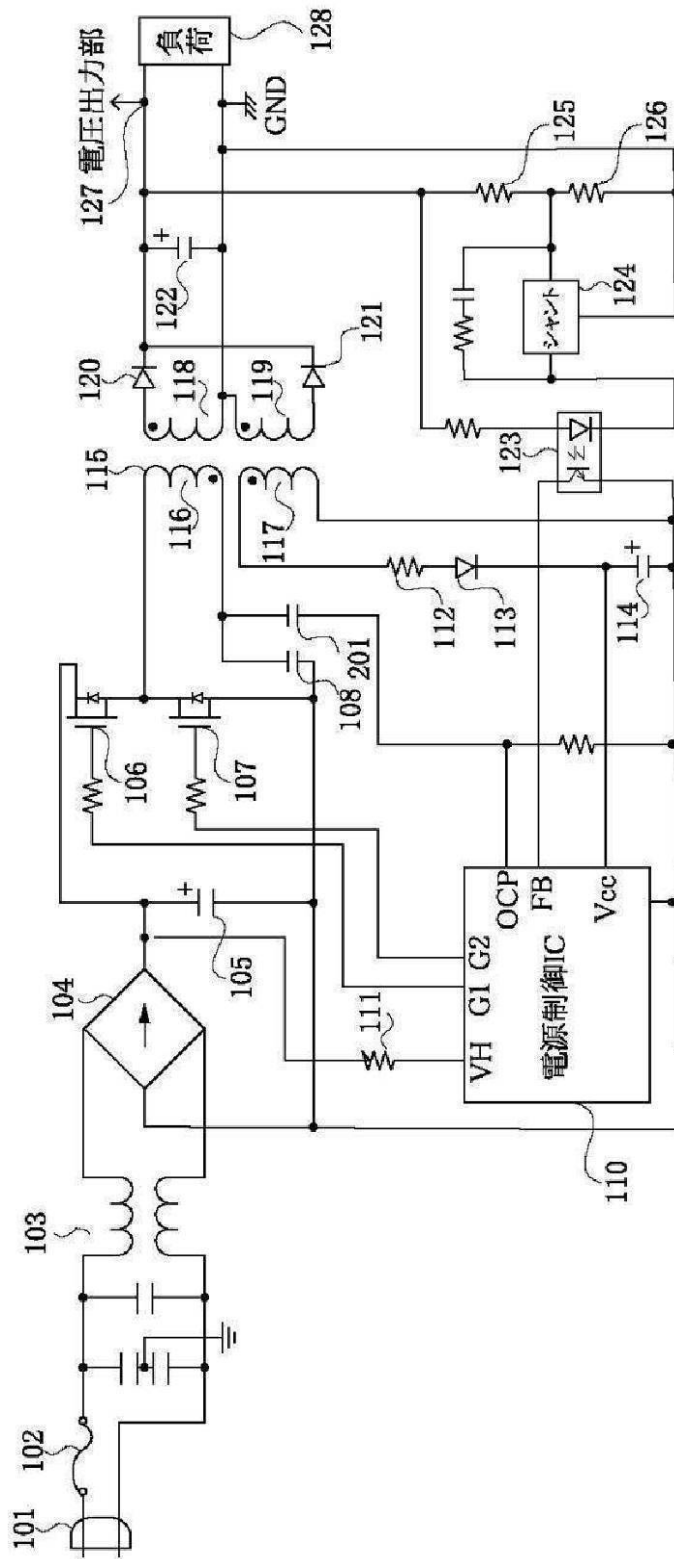
(b)



【図7】



【 図 8 】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平07 - 274499 (JP, A)  
特開2007 - 195287 (JP, A)  
特開2009 - 261100 (JP, A)  
特開平08 - 111977 (JP, A)

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