

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4649728号  
(P4649728)

(45) 発行日 平成23年3月16日(2011.3.16)

(24) 登録日 平成22年12月24日(2010.12.24)

(51) Int.Cl.	F I
<b>H02M 3/155 (2006.01)</b>	H02M 3/155 R
<b>H05B 41/24 (2006.01)</b>	H02M 3/155 C
	H05B 41/24 J
	H05B 41/24 F

請求項の数 7 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2000-348756 (P2000-348756)	(73) 特許権者	000005832
(22) 出願日	平成12年11月15日(2000.11.15)		パナソニック電工株式会社
(65) 公開番号	特開2002-159171 (P2002-159171A)		大阪府門真市大字門真1048番地
(43) 公開日	平成14年5月31日(2002.5.31)	(74) 代理人	100087767
審査請求日	平成19年9月25日(2007.9.25)		弁理士 西川 恵清
		(72) 発明者	中村 俊朗
			大阪府門真市大字門真1048番地松下電 工株式会社内
		審査官	服部 俊樹
		(56) 参考文献	特開平04-325868 (JP, A)
		(58) 調査した分野(Int.Cl., DB名)	H02M 3/155 H05B 41/24

(54) 【発明の名称】 電源装置及び放電灯点灯装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源の電源電圧を所望の直流電圧に変換するDC/DC変換回路と、DC/DC変換回路の直流出力を調整して負荷に供給する負荷回路とを備え、DC/DC変換回路は、トランスと、直流電源からトランスの1次巻線に流れる電流を断続するスイッチング素子と、トランスの2次巻線に整流素子を介して接続される平滑コンデンサとを具備したバックブーストコンバータからなり、直流電源と1次巻線とスイッチング素子により1次側閉回路が形成され、少なくとも2次巻線と2次巻線の両端にそれぞれ接続される第1及び第2のダイオードと平滑コンデンサからなる直列回路を含む2次側閉回路が形成されるとともに、前記スイッチング素子がオフしているときは直流電源が切り離され、少なくとも1次巻線と第2のダイオードと第2のコンデンサからなる直列回路を含む第3の閉回路が形成され、第3の閉回路のインダクタンス成分をトランスの1次巻線のみとしてなることを特徴とする電源装置。

【請求項2】

前記2次側閉回路内にトランスの1次巻線を直列に接続してなることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項3】

前記第3の閉回路内に平滑コンデンサを直列に接続してなることを特徴とする請求項1又は2記載の電源装置。

【請求項4】

前記スイッチング素子をオン・オフ制御してDC/DC変換回路の直流出力を可変する制御回路を備えたことを特徴とする請求項1～3の何れかに記載の電源装置。

【請求項5】

請求項1～請求項4に記載された負荷を放電灯としたことを特徴とする放電灯点灯装置

【請求項6】

前記負荷回路は、DC/DC変換回路の直流出力を交番して放電灯に供給するインバータ回路を具備することを特徴とする請求項5記載の放電灯点灯装置。

【請求項7】

前記負荷回路は、放電灯に始動用の高電圧を印可する始動回路を具備することを特徴とする請求項5又は6記載の放電灯点灯装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直流電源を電圧変換して所望の直流出力を得る電源装置、並びにこのような電源装置を用いて放電灯を点灯する放電灯点灯装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来の電源装置の一例（以下、「従来例1」と呼ぶ）を図5に示す。この従来例1は、バッテリーのような直流電源1の出力を電圧変換するDC/DC変換回路2と、DC/DC変換回路2の出力を制御する出力制御回路61と、負荷50を含む負荷回路5とを備えている。DC/DC変換回路2は従来周知の昇圧コンバータ（ブーストコンバータ）で構成され、バッテリーのように低電圧の電源（直流電源1）から放電灯のような負荷50が必要とする電圧まで昇圧するものである。

【0003】

上記従来例1の出力は主にDC/DC変換回路2で調整され、出力電流及び出力電圧をDC/DC変換回路2の出力端で検出し、電力指令値発生回路601から出力される電力指令値に基づいて、負荷電圧（ランプ電圧）の検出値に応じた負荷電流（ランプ電流）の制御目標値を電流指令値演算部602で演算し、フィードバック制御を行っている。DC/DC変換回路2が具備するスイッチング素子22のオン・オフ制御信号は誤差増幅器603の出力と三角波発振器604の出力をコンパレータ605で比較する三角波比較方式により得ており、スイッチング信号は周波数一定でオンデューティ比を可変することで出力調整を行うPWM信号となる。

【0004】

一方、図6に示すように負荷51を放電灯とし、DC/DC変換回路2をフライバックコンバータとして構成した従来例（以下、「従来例2」と呼ぶ）もある。この従来例2は、直流電源1、フライバックコンバータから構成されるDC/DC変換回路2並びに負荷回路5を備え、この負荷回路5はDC/DC変換回路2によって得られた直流電圧より放電灯51に交番電圧を供給するためのインバータ回路3、及び消灯状態の放電灯51を始動させるために高電圧を印可する始動回路4を具備する。ここで、放電灯51はランプ電圧が直流電源1の電源電圧に比べて低い条件から高い条件まで変化するものであるから、このような負荷に対応するにはDC/DC変換回路2をフライバックコンバータで構成することが望ましい。すなわち、このフライバックコンバータからなるDC/DC変換回路2では、スイッチング素子22がオンすると直流電源1からトランス21の1次巻線に電流I1が流れて、トランス21にエネルギーが蓄積される。スイッチング素子22がオフするとトランス21の蓄積エネルギーによる逆起電力によりダイオード23がオンとなり、2次巻線からコンデンサ24に電流I2が流れて、出力コンデンサ24が充電される。スイッチング素子22のオン期間とオフ期間を制御することにより、出力コンデンサ24の電圧は直流電源1の電源電圧に比べて低い条件から高い条件まで変化させることができる。なお、同様の機能を実現する昇降圧コンバータとして、バックブーストコンバータ（極性

10

20

30

40

50

反転型チョッパ回路)がある。

【0005】

ところで、従来例2の出力制御回路62は従来例1と同様に一定周波数のPWM制御でもよいが、電圧変動の大きいバッテリーなどを直流電源1を使用して放電灯51のように出力電圧変動の大きい負荷を駆動するために、出力制御回路6が以下のような制御を行っている。

【0006】

まず、電力指令値発生回路601は、DC/DC変換回路2の出力電力を決定するための電力指令値を発生し、電流指令値演算部602が電力指令値発生回路601から与えられた電力指令値とコンデンサ24の両端電圧とからDC/DC変換回路2の出力電流の制御目標となる電流指令値を演算する。そのために、DC/DC変換回路2のコンデンサ24の両端電圧は出力電圧検出手段により検出されて、アンプ607を介して電流指令値演算部602に入力される。電流指令値演算部602で演算された電流指令値は、誤差増幅器603の一方の入力となる。誤差増幅器603の他方の入力には、DC/DC変換回路2の出力とインバータ回路3の入力の間で設けられた出力電流検出手段により検出された出力電流がアンプ606を介して入力されている。誤差増幅器603では、電流指令値演算部602から与えられた電流指令値とアンプ606を介して入力された出力電流の検出値とから1次側ピーク電流指令を作成し、コンパレータ610の反転入力端子に入力する。

【0007】

DC/DC変換回路2のトランス21の1次側電流I1の検出値と2次側電流I2の検出値は、出力制御回路6に入力されている。1次側電流I1の検出値は、コンパレータ610の非反転入力端子に入力されており、その検出値が1次側ピーク電流指令よりも大きくなると、発振回路608のリセット端子にリセット信号を送る。また、2次側電流I2の検出値は、コンパレータ609の反転入力端子に入力されている。コンパレータ609の非反転入力端子は回路のグランドに接続されている。したがって、2次側電流I2の検出値が略ゼロになると、コンパレータ609から発振回路608のセット端子にセット信号が送られる。発振回路608はセット・リセットフリップフロップを含んで構成されており、そのQ出力によりDC/DC変換回路2のスイッチング素子22をオン・オフ制御する。

【0008】

すなわち、従来例2の出力制御回路6では、出力調整値として働く誤差増幅器603の出力をトランス21の1次側に流れる電流I1のピーク指令値とし、この指令値と1次側電流I1の検出値をコンパレータ610で比較し、検出値が指令値を越えると、発振回路608のQ出力はLレベルになり、スイッチング素子22をオフさせる。スイッチング素子22がオフした後、トランス21のエネルギーが全て2次側に吐き出され、2次側電流I2が略ゼロになったことをコンパレータ609で検出し、発振回路608の出力をHレベルにしてスイッチング素子22をオンさせる。つまり、図7に示すようにトランス21の2次側電流I2が略ゼロとなったときにトランス21の1次側電流I1を制御するスイッチング素子22をオンさせる動作モードを電流境界モードと呼び、この電流境界モードで動作させることによってトランス21の利用率を上げることができる。また、発振回路608においては、図8に示すようにスイッチング素子22の最大オフ期間に制限値を設けて2次側電流I2がゼロになる前にスイッチング素子22をオフさせる場合があり、例えば放電灯51が冷えている状態のようにランプ電圧が低く、2次側電流I2の波形の傾きが小さい場合にスイッチング素子22のスイッチング周波数低下に伴うピーク電流の上昇を防止するため、最大オフ期間の上記制限値を状態に応じて調整する機能を有している。なお、出力制御回路6では、スイッチング素子22をオフする1次側ピーク電流値を、従来例1と同様のフィードバック制御によって調整することで出力制御を行っている。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、従来例2のようなフライバックコンバータ、あるいは従来例1のようにトランス21を用いたチョップパ型のコンバータからなるDC/DC変換回路2では、図9に示すようにトランス21に存在する漏れインダクタンス $L_{1LK}$ 、 $L_{2LK}$ のためにスイッチング素子22のスイッチング動作時にスイッチング素子22にサージ電圧が発生する。通常、スイッチング素子22には上記サージ電圧に耐え得るような耐圧を有する素子を使用するとともに、トランス21やスイッチング素子22の両端には図10に示すようなスナバ回路29を設けている。しかしながら、このスナバ回路29はサージ電圧を損失としてしまうために回路効率の低下を招くという問題がある。

【0010】

本発明は上記事情に鑑みて為されたものであり、その目的とするところは、低損失でサージ電圧の抑制が可能な電源装置及び放電灯点灯装置を提供することにある。

10

【0011】

【課題を解決するための手段】

請求項1の発明は、上記目的を達成するために、直流電源の電源電圧を所望の直流電圧に変換するDC/DC変換回路と、DC/DC変換回路の直流出力を調整して負荷に供給する負荷回路とを備え、DC/DC変換回路は、トランスと、直流電源からトランスの1次巻線に流れる電流を断続するスイッチング素子と、トランスの2次巻線に整流素子を介して接続される平滑コンデンサとを具備したバックブーストコンバータからなり、直流電源と1次巻線とスイッチング素子により1次側閉回路が形成され、少なくとも2次巻線と2次巻線の両端にそれぞれ接続される第1及び第2のダイオードと平滑コンデンサからなる直列回路を含む2次側閉回路が形成されるとともに、前記スイッチング素子がオフしているときは直流電源が切り離され、少なくとも1次巻線と第2のダイオードと第2のコンデンサからなる直列回路を含む第3の閉回路が形成され、第3の閉回路のインダクタンス成分をトランスの1次巻線のみとしてなることを特徴とし、スイッチング素子がオフする際に発生するサージ電圧を第3の閉回路に含まれる第2のダイオード及び第2のコンデンサにてクランプするとともに、第2のコンデンサに蓄積されるサージエネルギーを2次側閉回路の平滑コンデンサに送り、最終的に負荷回路に供給することによって低損失でサージ電圧の抑制が可能となる。

20

【0012】

請求項2の発明は、請求項1の発明において、前記2次側閉回路内にトランスの1次巻線を直列に接続してなることを特徴とし、請求項1の発明と同様の作用を奏する。

30

【0013】

請求項3の発明は、請求項1又は2の発明において、前記第3の閉回路内に平滑コンデンサを直列に接続してなることを特徴とし、請求項1又は2の発明と同様の作用を奏する。

【0014】

請求項4の発明は、請求項1～請求項3の何れかの発明において、前記スイッチング素子をオン・オフ制御してDC/DC変換回路の直流出力を可変する制御回路を備えたことを特徴とし、請求項1～請求項3の何れかの発明と同様の作用を奏する。

【0015】

請求項5の発明は、上記目的を達成するために、請求項1～請求項4に記載された負荷を放電灯としたことを特徴とし、低損失でサージ電圧の抑制が可能な放電灯点灯装置が提供できる。

40

【0016】

請求項6の発明は、請求項5の発明において、前記負荷回路は、DC/DC変換回路の直流出力を交番して放電灯に供給するインバータ回路を具備することを特徴とし、請求項5の発明と同様の作用を奏する。

【0017】

請求項7の発明は、請求項5又は6の発明において、前記負荷回路は、放電灯に始動用の高電圧を印可する始動回路を具備することを特徴とし、請求項5又は6の発明と同様の

50

作用を奏する。

【 0 0 1 8 】

【 発明の実施の形態 】

以下、図面を参照して本発明の実施形態を詳細に説明する。但し、下記の各実施形態では負荷 5 1 を放電灯とした従来例 2 の負荷回路 5 と同一構成の負荷回路 5 を備えているが、負荷回路 5 並びに負荷 5 1 を実施形態のものに限定する趣旨ではなく、他の構成を有する負荷回路 5 や放電灯以外の負荷 5 1 を具備する負荷回路 5 を備える場合であっても本発明の技術的思想が適用可能である。

【 0 0 1 9 】

( 実施形態 1 )

図 1 に本実施形態の電源装置（放電灯点灯装置）の概略回路構成図を示す。本実施形態は、バッテリーのような直流電源 1 の電源電圧を所望の直流電圧に変換する DC / DC 変換回路 2 と、DC / DC 変換回路 2 の直流出力を調整して負荷（図示せず）に供給する負荷回路 5 とを備える。但し、本実施形態の基本構成は従来例 2 と共通であるから、共通する構成については同一の符号を付して説明を省略する。

【 0 0 2 0 】

DC / DC 変換回路 2 は、トランス 2 1 と、直流電源 1 からトランス 2 1 の 1 次巻線 L 1 に流れる電流 I 1 を断続するスイッチング素子 2 2 と、トランス 2 1 の 2 次巻線 L 2 に整流素子を介して接続される平滑コンデンサ 2 4 とを具備したトランス構成のバックブーストコンバータである。また、直流電源 1 の両端にトランス 2 1 の 1 次巻線 L 1 とスイッチング素子 2 2 を直列に接続して 1 次側閉回路を形成している。トランス 2 1 の 2 次巻線 L 2 の一端を第 1 のダイオード 2 3 のカソードに接続し、2 次巻線 L 2 の他端を第 2 のダイオード 2 8 を介してスイッチング素子 2 2 と 1 次巻線 L 1 の接続点に接続し、第 1 のダイオード 2 3 のアノードに平滑コンデンサ 2 4 の一端と負荷回路 5 の一方の入力端を接続するとともに、平滑コンデンサ 2 4 の他端を負荷回路 5 の他方の入力端とトランス 2 1 の 1 次巻線 L 1 の他端及び直流電源 1 の負極に接続して 2 次側閉回路を形成している。さらに、第 2 のダイオード 2 8 のアノードとトランス 2 1 の 1 次巻線 L 1 の他端及び平滑コンデンサ 2 4 の接続点との間にサージ吸収用の第 2 のコンデンサ 2 6 を接続して、トランス 2 1 の 1 次巻線 L 1 と第 2 のダイオード 2 8 と第 2 のコンデンサ 2 6 の直列回路からなる第 3 の閉回路を形成している。なお、第 3 の閉回路のインダクタンス成分はトランス 2 1 の 1 次巻線 L 1 のみとしてある。

【 0 0 2 1 】

また、制御回路 6 は例えば従来例 1 又は従来例 2 の制御回路と共通の回路構成を有するものであって、DC / DC 変換回路 2 の出力電流及び出力電圧を検出し、それらの検出値が所望の値となるようにスイッチング素子 2 2 のオンデューティ比を可変する PWM 制御（従来例 1 参照）や、あるいは定常時に電流境界モードで動作させる制御（従来例 2 参照）を行う。但し、制御回路 6 の構成はこれに限定されるものではなく、他の制御を行うものであっても良い。

【 0 0 2 2 】

ところで、トランス構成のバックブーストコンバータは、通常、第 2 のコンデンサ 2 6 及び第 2 のダイオード 2 8 を具備しておらず、トランス 2 1 の 1 次巻線 L 1 と 2 次巻線 L 2 を直接接続する構成が一般的であり、その回路動作は下記ようになる。

【 0 0 2 3 】

まず、スイッチング素子 2 2 がオンすると直流電源 1 からトランス 2 1 の 1 次巻線 L 1 に電流 I 1 が流れてトランス 2 1 にエネルギーが蓄積される。スイッチング素子 2 2 がオフするとトランス 2 1 に蓄積されたエネルギーが 1 次巻線 L 1 と 2 次巻線 L 2 の直列回路で整流用のダイオード（第 1 のダイオード）2 3 を介して平滑コンデンサ 2 4 に放電される。すなわち、スイッチング素子 2 2 のオン・オフを繰り返すことにより、DC / DC 変換回路 2 にて直流電源 1 の電源電圧を所望のレベルの直流電圧に変換して負荷回路 5 に供給する。

10

20

30

40

50

## 【0024】

ここで、スイッチング素子22がオフするときに発生するサージ電圧は、トランス21の1次側の漏れインダクタンスに蓄積されたサージエネルギーの行き場がないことに加え、トランス21に蓄積したエネルギーを2次側に放出する際に2次側の漏れインダクタンスによって2次側電流I2が急には増加しないことに起因している。

## 【0025】

そこで、本発明はトランス21の1次側の漏れインダクタンスに蓄積されたサージエネルギーをバイパスする経路を設けるとともにサージエネルギーをコンデンサに蓄積し、このコンデンサに蓄積したエネルギーを平滑コンデンサに送り、最終的に負荷回路5に供給することによって、低損失でサージ電圧の抑制を可能としている。

10

## 【0026】

而して、本実施形態においては、トランス21の両端に第2のダイオード28と第2のコンデンサ26を直列に接続してなる第3の閉回路によって上記経路を形成しており、スイッチング素子22をオフするときに発生するサージ電圧を第2のダイオード28を介して第2のコンデンサ26にクランプし、2次側電流I2が流れるときに第2のコンデンサ26に蓄積されたサージエネルギーを第1のダイオード23と2次巻線L2を介して平滑コンデンサ24に放電する。これにより、サージ電圧を抑制することができるとともにスナバ回路による損失を回避することができる。

## 【0027】

なお、図2に示すように第2のダイオード28と第2のコンデンサ26とを入れ換え、トランス21の1次巻線L1と2次巻線L2を第2のコンデンサ26を介して接続するとともに、2次巻線L2の極性を反転しても同様の作用効果を奏する。この場合、平滑コンデンサ24の両端電圧(出力電圧)の極性は図1の回路構成と逆になる。

20

## 【0028】

また、図3に示すように第2のコンデンサ26を第1及び第2のダイオード23、28のアノード間に接続することで第3の閉回路内に平滑コンデンサ24を直列に接続したり、さらには、図4に示すように第2のダイオード28と第2のコンデンサ26とを入れ換え、トランス21の1次巻線L1と2次巻線L2を第2のコンデンサ26を介して接続するとともに、2次巻線L2の極性を反転しても同様の作用効果を奏する。

## 【0029】

## 【発明の効果】

請求項1の発明は、直流電源の電源電圧を所望の直流電圧に変換するDC/DC変換回路と、DC/DC変換回路の直流出力を調整して負荷に供給する負荷回路とを備え、DC/DC変換回路は、トランスと、直流電源からトランスの1次巻線に流れる電流を断続するスイッチング素子と、トランスの2次巻線に整流素子を介して接続される平滑コンデンサとを具備したバックブーストコンバータからなり、直流電源と1次巻線とスイッチング素子により1次側閉回路が形成され、少なくとも2次巻線と2次巻線の両端にそれぞれ接続される第1及び第2のダイオードと平滑コンデンサからなる直列回路を含む2次側閉回路が形成されるとともに、前記スイッチング素子がオフしているときは直流電源が切り離され、少なくとも1次巻線と第2のダイオードと第2のコンデンサからなる直列回路を含む第3の閉回路が形成され、第3の閉回路のインダクタンス成分をトランスの1次巻線のみとしてなることを特徴とし、スイッチング素子がオフする際に発生するサージ電圧を第3の閉回路に含まれる第2のダイオード及び第2のコンデンサにてクランプするとともに、第2のコンデンサに蓄積されるサージエネルギーを2次側閉回路の平滑コンデンサに送り、最終的に負荷回路に供給することによって低損失でサージ電圧の抑制が可能となるという効果がある。

30

40

## 【0030】

請求項2の発明は、請求項1の発明において、前記2次側閉回路内にトランスの1次巻線を直列に接続してなることを特徴とし、請求項1の発明と同様の効果を奏する。

## 【0031】

50

請求項3の発明は、請求項1又は2の発明において、前記第3の閉回路内に平滑コンデンサを直列に接続してなることを特徴とし、請求項1又は2の発明と同様の効果を奏する。

【0032】

請求項4の発明は、請求項1～請求項3の何れかの発明において、前記スイッチング素子をオン・オフ制御してDC/DC変換回路の直流出力を可変する制御回路を備えたことを特徴とし、請求項1～請求項3の何れかの発明と同様の効果を奏する。

【0033】

請求項5の発明は、請求項1～請求項4に記載された負荷を放電灯としたことを特徴とし、低損失でサージ電圧の抑制が可能な放電灯点灯装置が提供できるという効果がある。

10

【0034】

請求項6の発明は、請求項5の発明において、前記負荷回路は、DC/DC変換回路の直流出力を交番して放電灯に供給するインバータ回路を具備することを特徴とし、請求項5の発明と同様の効果を奏する。

【0035】

請求項7の発明は、請求項5又は6の発明において、前記負荷回路は、放電灯に始動用の高電圧を印可する始動回路を具備することを特徴とし、請求項5又は6の発明と同様の効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施形態1を示す概略回路構成図である。

20

【図2】同上の他の構成を示す概略回路構成図である。

【図3】同上のさらに他の構成を示す概略回路構成図である。

【図4】同上のさらにまた他の構成を示す概略回路構成図である。

【図5】従来例1を示す概略回路構成図である。

【図6】従来例2を示す概略回路構成図である。

【図7】同上の電流境界モードの場合における動作波形図である。

【図8】同上の電流連続モードの場合における動作波形図である。

【図9】同上におけるトランスの概略構成図である。

【図10】同上におけるDC/DC変換回路の他の構成を示す概略回路構成図である。

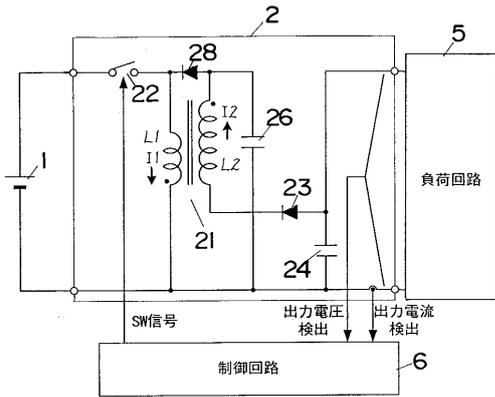
30

【符号の説明】

- 1 直流電源
- 2 DC/DC変換回路
- 5 負荷回路
- 21 トランス
- L1 1次巻線
- L2 2次巻線
- 22 スwitchング素子
- 23 第1のダイオード
- 24 平滑コンデンサ
- 26 第2のコンデンサ
- 28 第2のダイオード

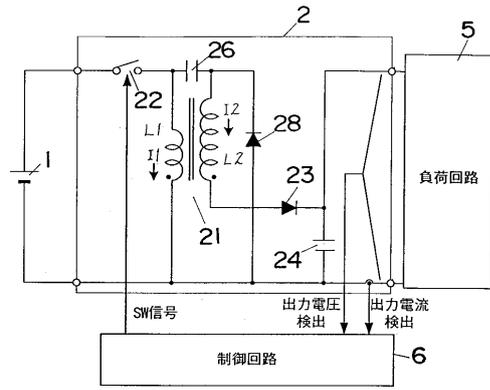
40

【図1】

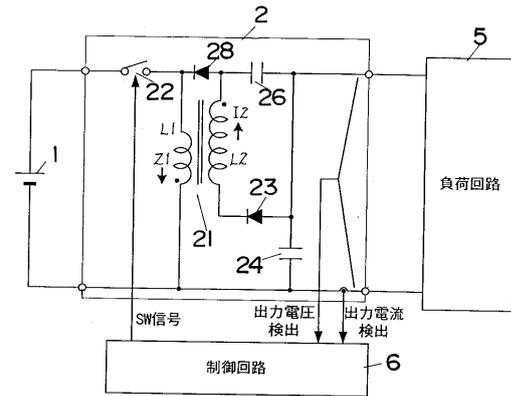


- 1 直流電源
- 2 DC/DC変換回路
- 5 負荷回路
- 21 トランス
- L1 1次巻線
- L2 2次巻線
- 22 スwitching素子
- 23 第1のダイオード
- 24 平滑コンデンサ
- 26 第2のコンデンサ
- 28 第2のダイオード

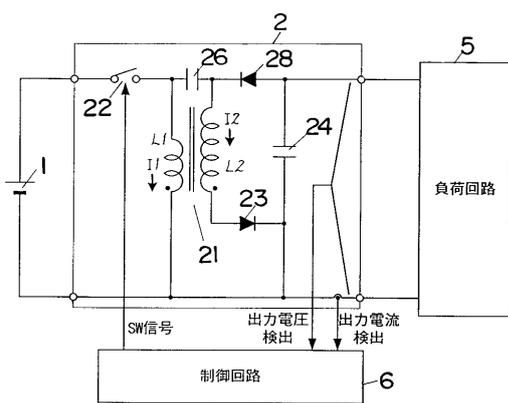
【図2】



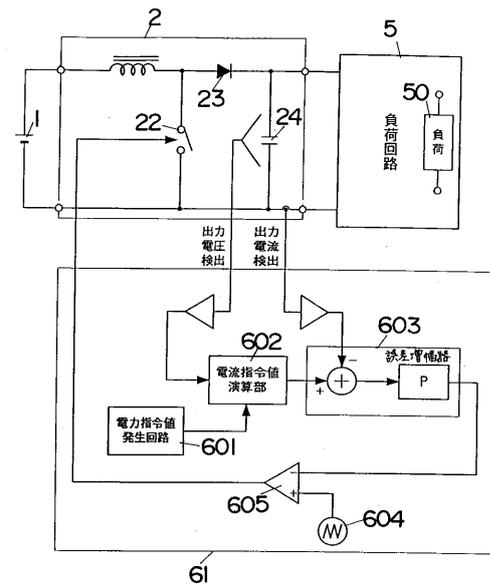
【図3】



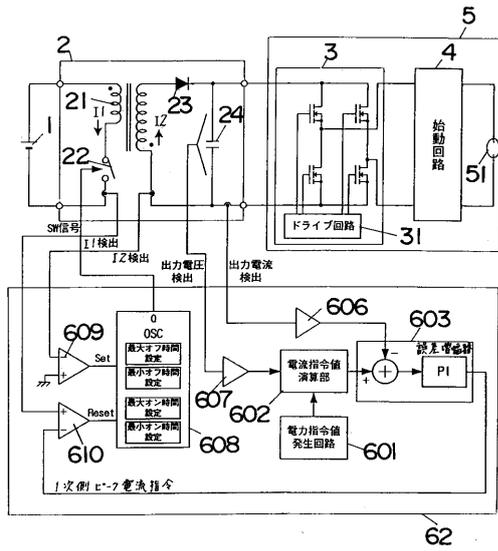
【図4】



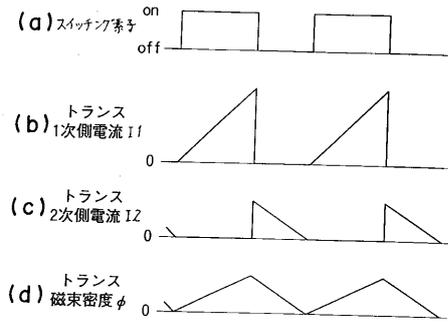
【図5】



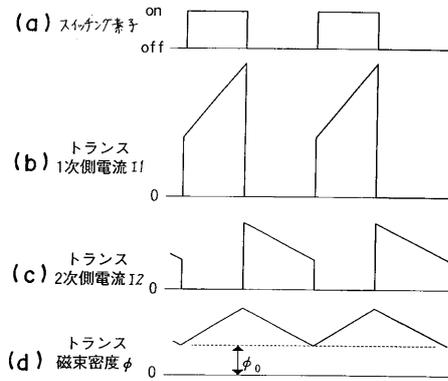
【図 6】



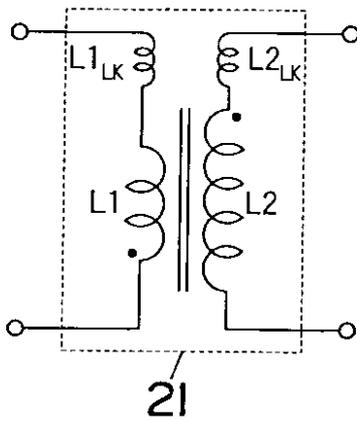
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【図 10】

