

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-140675

(P2010-140675A)

(43) 公開日 平成22年6月24日(2010.6.24)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
H05B 37/02 (2006.01)	H05B 37/02 J	3K073
H02M 3/28 (2006.01)	H02M 3/28 Q	5H730

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2008-313548 (P2008-313548)
 (22) 出願日 平成20年12月9日 (2008.12.9)

(71) 出願人 000005832
 パナソニック電工株式会社
 大阪府門真市大字門真1048番地
 (74) 代理人 100087767
 弁理士 西川 恵清
 (74) 代理人 100085604
 弁理士 森 厚夫
 (72) 発明者 西野 博之
 大阪府門真市大字門真1048番地 パナ
 ソニック電工株式会社内
 (72) 発明者 塩濱 英二
 大阪府門真市大字門真1048番地 パナ
 ソニック電工株式会社内

最終頁に続く

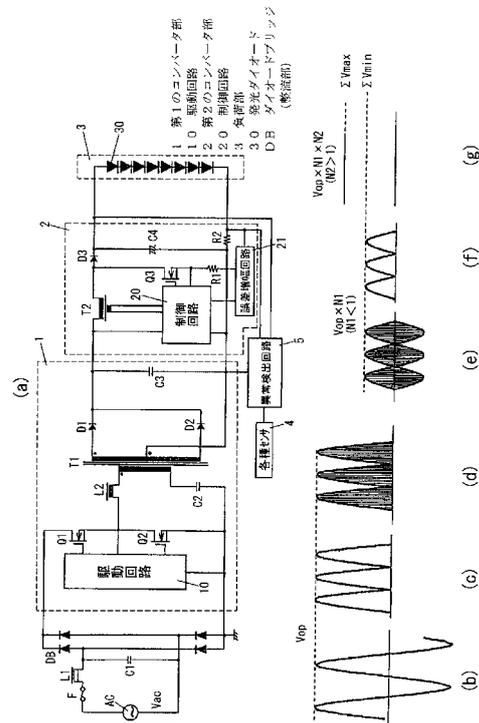
(54) 【発明の名称】 電源装置

(57) 【要約】

【課題】 高調波歪みの抑制及びスイッチング損失の低減を図りつつ回路構成を簡略化して小型化及びコストの低減を図ることができる電源装置を提供する。

【解決手段】 ダイオードブリッジDBと、複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータ回路から成る第1のコンバータ部1と、昇圧チョップ回路から成る第2のコンバータ部2とを備え、第1のコンバータ部1の降圧比を、商用電源ACの交流電圧の波高値との乗算値が負荷電流が実質的に流れていないとみなされる微小電流領域での各発光ダイオード30のオン電圧の総和よりも低くなるように設定し、且つ第2のコンバータ部2の昇圧比を、商用電源ACの交流電圧の波高値と第1のコンバータ部1の降圧比との乗算値が発光ダイオード30の最大出力時における電流領域での各発光ダイオード30のオン電圧の総和以上となるように設定した。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

商用電源からの交流電圧を整流する整流部と、整流部の後段に設けられて絶縁トランスを有する複合共振型のハーフブリッジ DC - DC コンバータ回路から成る第 1 のコンバータ部と、第 1 のコンバータ部の後段に設けられて所望の電圧又は電流で安定化された直流電力を一乃至複数の発光ダイオードから成る負荷部へ出力する昇圧チョッパ回路から成る第 2 のコンバータ部とを備え、第 1 のコンバータ部は、整流部からの電源ライン間に設けられる 2 つのスイッチング素子の直列回路と、2 つのスイッチング素子の何れか一方と並列に接続されるチョークコイル、絶縁トランスの 1 次巻線、及びコンデンサから成る直列共振回路と、絶縁トランスの 2 次側に設けられる複数の整流ダイオード及びコンデンサと、複合共振波形が維持できる範囲内の周波数又は単一周波数で前記 2 つのスイッチング素子のスイッチングを制御する駆動回路とから成り、第 2 のコンバータ部は、その入力電流が正弦波状で且つ出力電流又は出力電圧が一定値となるように制御する力率改善のための制御回路を備え、第 1 のコンバータ部の降圧比は、商用電源の交流電圧の波高値との乗算値が負荷電流が実質的に流れていないとみなされる微小電流領域での各発光ダイオードのオン電圧の総和よりも低くなるように設定され、且つ第 2 のコンバータ部の昇圧比は、商用電源の交流電圧の波高値と第 1 のコンバータ部の降圧比との乗算値が発光ダイオードの最大出力時における電流領域での各発光ダイオードのオン電圧の総和以上となるように設定されたことを特徴とする電源装置。

10

【請求項 2】

20

外部からの調光信号を処理する信号処理部を設け、第 2 のコンバータ部の制御回路は、調光信号のオン/オフに応じて信号処理部から出力される信号によって第 2 のコンバータ部を断続的に動作させることを特徴とする請求項 1 記載の電源装置。

【請求項 3】

前記負荷部と直列にスイッチング素子を設け、当該スイッチング素子は、調光信号のオン/オフに応じて信号処理部から出力される信号によってオン/オフされることを特徴とする請求項 2 記載の電源装置。

【請求項 4】

前記第 1 のコンバータ部の駆動回路は、調光信号のオン/オフに応じて信号処理部から出力される信号によって第 1 のコンバータ部を断続的に動作させることを特徴とする請求項 3 記載の電源装置。

30

【請求項 5】

外部からの調光信号を処理する信号処理部を設け、信号処理部は、調光信号のオンデューティに応じた直流電圧を基準として負荷部を流れる電流を制御するための信号を第 2 のコンバータ部の制御回路に出力することを特徴とする請求項 1 記載の電源装置。

【請求項 6】

外部からの調光信号を処理する信号処理部を設け、信号処理部は、調光信号のオン/オフに応じて直流電圧を切り替えるとともに、当該直流電圧を基準として負荷部を流れる電流を制御するための信号を第 2 のコンバータ部の制御回路に出力することを特徴とする請求項 1 記載の電源装置。

40

【請求項 7】

前記第 1 のコンバータ部の後段に第 2 のコンバータ部及び負荷部が複数並列に接続され、各負荷部は互いに異なる発光色を有する発光ダイオードから成ることを特徴とする請求項 1 乃至 6 の何れか 1 項に記載の電源装置。

【請求項 8】

第 1 のコンバータ部と第 2 のコンバータ部との間にチョークコイル及びコンデンサから成るフィルタ回路を設けたことを特徴とする請求項 1 乃至 7 の何れか 1 項に記載の電源装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】**

50

【0001】

本発明は、交流電力を高周波に変換し、絶縁された直流電圧を得る力率改善型の高効率の電源装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来から、商用電源から所望の直流電力を得るAC-DCコンバータ回路を有し、直流電力を負荷に供給する電源装置が知られている。AC-DCコンバータ回路は、スイッチング周波数を高くすることによってトランスやインダクタ等を小型化することができるが、高周波化に伴ってスイッチング損失や回路損失が増大する。このため、これらの損失を低減するために回路面で種々の工夫が為されている。

10

【0003】

図10(a)に示す従来の電源装置では、複合共振回路を利用してスイッチング素子のオン/オフ時における電圧及び電流の重なり(所謂、スイッチング損失)の低減を図っている(例えば、特許文献1参照)。この従来例は、図10(a)に示すように、ダイオードブリッジDB100及び平滑コンデンサC100、並びにDC-DCコンバータ回路100から構成される。商用電源ACからの交流電圧Vacは電流ヒューズFを介してダイオードブリッジDB100及び平滑コンデンサC100に入力され、整流・平滑化された直流電圧がDC-DCコンバータ回路100の電源電圧となる。

【0004】

DC-DCコンバータ回路100は、平滑コンデンサC100の両端間に接続されるスイッチング素子Q100、Q101の直列回路と、一方のスイッチング素子Q101と並列に接続されるチョークコイルL100、絶縁トランスT100の1次巻線、コンデンサC101から成る直列共振回路と、スイッチング素子Q101と並列に接続されるコンデンサC102と、絶縁トランスT100の2次巻線の両端にそれぞれ接続されるダイオードD100、D101と、ダイオードD100、D101の接続点と絶縁トランスT100の2次巻線の間タップとの間に接続される平滑コンデンサC103とから構成される。

20

【0005】

スイッチング素子Q100、Q101は制御回路102によって高周波で交互にオン/オフされ、このスイッチング周波数に対して前記直列共振回路を適切なLC直列共振条件に設定することによって、高周波化に依らずスイッチング損失を大幅に低減することができる。絶縁トランスT100の2次側に出力された高周波電圧は、前記ダイオードD100、D101及び平滑コンデンサC103によって整流・平滑化され、所望の直流電圧が直流負荷101に供給される。尚、直流負荷101に供給される直流電圧を維持するために制御回路102にはフィードバック回路103が接続されている。

30

【0006】

このように複合共振型の電源装置では、スイッチングの高周波化において懸念されるスイッチング損失の増大が抑制され、小型化に好適である。しかしながら、この電源装置では、制御回路102はフィードバック回路103を介して出力電圧をモニタし、負荷変動が生じると複合共振の波形を維持しながら出力を一定化するために、スイッチング周波数を変えて変動補償を行う。このため、大幅な負荷変動や商用電源の電圧変動など広範囲の変動に対して出力を補償しようとする、複合共振波形の維持が極めて難しく、結局は複合共振を外れたところでの素子選定や放熱対策が不可欠であるという問題があった。また、商用電源ACからの入力電流に高調波歪みを与えてしまうという問題があった。

40

【0007】

そこで、上記従来例の問題の解決を図った電源装置の従来例について説明する。この従来例は、図10(b)に示すように、上述の電源装置の構成において、ダイオードブリッジDB100の入力側にインダクタL101及びコンデンサC104から成るフィルタ回路が挿入されるとともに、ダイオードブリッジDB100で全波整流された脈流を昇圧チョッパ回路104で昇圧し、平滑コンデンサC100で平滑化された直流電圧がDC-D

50

Cコンバータ回路100の電源電圧となっている。

【0008】

昇圧チョッパ回路104は、ダイオードブリッジDB100からの脈流電圧を、トランスT101、MOSFETから成るスイッチング素子Q102及びそのソース抵抗R100の直列回路に与え、スイッチング素子Q102を制御回路105がスイッチングすることで、トランスT101とスイッチング素子Q102との接続点から昇圧された電圧を取出し、ダイオードD103を介して平滑コンデンサC100に与えるようになっている。制御回路104は、入力電圧信号、出力電圧フィードバック信号、スイッチング電流信号、同期信号(トランスT101の補助巻線信号)を取込み、スイッチング電流値が入力電圧信号と出力電圧フィードバック信号との乗算値で得られる基準値と一致するようにスイッチング素子Q102を制御して、商用電源AC側に設けたフィルタ回路の効果も併せて正弦波の入力電流とする。

10

【0009】

このように構成することで、DC-DCコンバータ回路100への入力電圧を高くし、商用電源ACからの交流電圧Vacに対する入力電流の高調波歪みを抑えた電源装置が実現可能となっている。しかしながら、上記従来例では、2つの回路100, 104を縦続接続したことによる回路全体での損失の増加、部品点数増加に伴うコストアップ及び小型化メリットの縮小などの問題がある。尚、DC-DCコンバータ回路100の前段に昇圧チョッパ回路104を設けることによって、入力電圧は安定化され、商用電源ACの電圧変動に対する変動補償が不要になる分、制御回路102での制御は容易となる。

20

【0010】

次に、上記従来例における昇圧チョッパ回路、DC-DCコンバータ回路を互いに入れ替えた電源装置の従来例について説明する(例えば、特許文献2参照)。この従来例では、図10(c)に示すように、前段のコンバータ回路200は、その出力を平滑せずに後段のコンバータ回路(昇圧チョッパ回路)201に入力しているので、インバータとして機能している。本従来例では、商用電源ACからの交流電圧VacをダイオードブリッジDB200、インダクタL200及びコンデンサC200から成るフィルタ回路を介して整流した脈流電圧をコンバータ回路200に入力し、スイッチング素子Q200~Q203から成るフルブリッジ構成のインバータスイッチによって高周波交流電圧に変換し、絶縁トランスT200によって変圧された出力を得て、その出力をダイオードブリッジDB201で再度整流した後、後段のコンバータ回路201を介して直流出力を得る。

30

【0011】

コンバータ回路201は、前記ダイオードブリッジDB201からの高周波脈流出力電圧を、チョークコイルL201、スイッチング素子Q204の直列回路に与え、スイッチング素子Q204を制御回路203がスイッチングすることで、チョークコイルL201とスイッチング素子Q204との接続点から昇圧された電圧を取出し、ダイオードD200を介してコンデンサC201から直流負荷202に与えるようになっている。また、コンバータ回路201の制御回路203は、交流電流iacが交流電圧Vacと相似な正弦波状に、また直流負荷202に印加される出力電圧が定電圧になるように制御している。

40

【0012】

上記従来例では、入力側の高耐圧、大容量の平滑コンデンサが削除できること、及びそれに伴って電源投入時の突入電流対策が不要なこと、並びに高力率化が可能であることが特徴となる。

【特許文献1】特許第3371595号公報

【特許文献2】特許第2514885号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

しかしながら、上記後者の従来例では、後段のコンバータ回路201への入力電流を正弦波にするためには、制御回路203では、絶縁トランスT200の2次側において直流

50

負荷 202 に印加される直流電圧とともに、1次側の交流電流 i_{ac} 及び交流電圧 V_{ac} をモニタしなければならない。このため、電流トランスや電圧トランスなどの絶縁手段が別途必要になり、コストが増大したり寸法が大きくなるという問題があった。また、上記前者及び後者の何れの従来例においても損失低減の工夫が見られず、2つのコンバータ回路を縦続接続することにより回路全体での損失の増加、部品点数増加に伴うコストアップおよび小型化メリットの縮小などの問題があった。

【0014】

本発明は、上記の点に鑑みて為されたもので、高調波歪みの抑制及びスイッチング損失の低減を図りつつ回路構成を簡略化して小型化及びコストの低減を図ることができる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】

【0015】

請求項1の発明は、上記目的を達成するために、商用電源からの交流電圧を整流する整流部と、整流部の後段に設けられて絶縁トランスを有する複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータ回路から成る第1のコンバータ部と、第1のコンバータ部の後段に設けられて所望の電圧又は電流で安定化された直流電力を一乃至複数の発光ダイオードから成る負荷部へ出力する昇圧チョッパ回路から成る第2のコンバータ部とを備え、第1のコンバータ部は、整流部からの電源ライン間に設けられる2つのスイッチング素子の直列回路と、2つのスイッチング素子の何れか一方と並列に接続されるチョークコイル、絶縁トランスの1次巻線、及びコンデンサから成る直列共振回路と、絶縁トランスの2次側に設けられる複数の整流ダイオード及びコンデンサと、複合共振波形が維持できる範囲内の周波数又は単一周波数で前記2つのスイッチング素子のスイッチングを制御する駆動回路とから成り、第2のコンバータ部は、その入力電流が正弦波状で且つ出力電流又は出力電圧が一定値となるように制御する力率改善のための制御回路を備え、第1のコンバータ部の降圧比は、商用電源の交流電圧の波高値との乗算値が負荷電流が実質的に流れていないとみなされる微小電流領域での各発光ダイオードのオン電圧の総和よりも低くなるように設定され、且つ第2のコンバータ部の昇圧比は、商用電源の交流電圧の波高値と第1のコンバータ部の降圧比との乗算値が発光ダイオードの最大出力時における電流領域での各発光ダイオードのオン電圧の総和以上となるように設定されたことを特徴とする。

【0016】

請求項2の発明は、請求項1の発明において、外部からの調光信号を処理する信号処理部を設け、第2のコンバータ部の制御回路は、調光信号のオン/オフに応じて信号処理部から出力される信号によって第2のコンバータ部を断続的に動作させることを特徴とする。

【0017】

請求項3の発明は、請求項2の発明において、負荷部と直列にスイッチング素子を設け、当該スイッチング素子は、調光信号のオン/オフに応じて信号処理部から出力される信号によってオン/オフされることを特徴とする。

【0018】

請求項4の発明は、請求項3の発明において、第1のコンバータ部の駆動回路は、調光信号のオン/オフに応じて信号処理部から出力される信号によって第1のコンバータ部を断続的に動作させることを特徴とする。

【0019】

請求項5の発明は、請求項1の発明において、外部からの調光信号を処理する信号処理部を設け、信号処理部は、調光信号のオンデューティに応じた直流電圧を基準として負荷部を流れる電流を制御するための信号を第2のコンバータ部の制御回路に出力することを特徴とする。

【0020】

請求項6の発明は、請求項1の発明において、外部からの調光信号を処理する信号処理部を設け、信号処理部は、調光信号のオン/オフに応じて直流電圧を切り替えるとともに

10

20

30

40

50

、当該直流電圧を基準として負荷部を流れる電流を制御するための信号を第2のコンバータ部の制御回路に出力することを特徴とする。

【0021】

請求項7の発明は、請求項1乃至6の何れか1項の発明において、第1のコンバータ部の後段に第2のコンバータ部及び負荷部が複数並列に接続され、各負荷部は互いに異なる発光色を有する発光ダイオードから成ることを特徴とする。

【0022】

請求項8の発明は、請求項1乃至7の何れか1項の発明において、第1のコンバータ部と第2のコンバータ部との間にチョークコイル及びコンデンサから成るフィルタ回路を設けたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0023】

請求項1の発明によれば、複合共振型のハーフブリッジから成る第1のコンバータ部では、出力側からのフィードバック回路を設けずに複合共振波形を維持するとともに、絶縁トランスを介して2次側の信号を伝達する必要がないので、フィードバック系を簡略化することができる。また、商用電源の交流電圧変動に対しては、例えば交流電圧の谷部で複合共振波形を維持するための多少の補正を加えることはあっても、基本的には出力側の第2のコンバータ部の入力に交流電圧の全波整流波形と相似の電圧が得られるように駆動することによって、スイッチング素子のスイッチング損失を抑制することができる。また、第2のコンバータ部の入力には、交流電圧の全波整流波形と相似の電圧が得られるので、高調波歪みを抑制するための信号は全て第1のコンバータ部の出力側で得られ、したがって絶縁トランスを跨いで商用電源側から信号を得る必要が無く制御回路を簡略化することができる。また、第1のコンバータ部の降圧比及び第2のコンバータ部の昇圧比を設定することで、第1のコンバータ部を制御することなく第2のコンバータ部のみで負荷部の最大負荷の状態から実質的に無負荷の状態まで出力を制御することができる。結果として、高調波歪みの抑制及びスイッチング損失の低減を図りつつ回路構成を簡略化して小型化及びコストの低減を図ることができる。

【0024】

請求項2の発明によれば、外部からの調光信号に応じて第2のコンバータ部を断続的に動作することで、負荷部の各発光ダイオードを交互にオン/オフさせて調光することができる。比較的簡単な回路構成で調光機能を得ることができる。

【0025】

請求項3の発明によれば、調光信号がオンの場合には、第2のコンバータ部が動作するとともに第2のコンバータ部と負荷部との間が接続されて負荷部に第2のコンバータ部の出力電圧が印加され、調光信号がオフの場合には、第2のコンバータ部の動作が停止するとともに第2のコンバータ部と負荷部との間が開放されて負荷部に第2のコンバータ部の出力電圧が印加されないので、調光信号に忠実な調光特性を得ることができる。

【0026】

請求項4の発明によれば、第2のコンバータ部の動作が停止している状態において第1のコンバータ部の動作も停止するため、無効電力を低減することができる。

【0027】

請求項5, 6の発明によれば、簡単な回路構成で調光機能を得ることができる。

【0028】

請求項7の発明によれば、負荷部毎に個別に調光することができるので、比較的容易に調色機能を実現するとともに調光の応用範囲を広げることができる。

【0029】

請求項8の発明によれば、第1のコンバータ部の共振電流における変調を抑制して第2のコンバータ部の入力電流によって受ける影響を除去することができ、電源装置の動作が不安定になるのを防ぐことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

10

20

30

40

50

【0030】

(実施形態1)

以下、本発明に係る電源装置の実施形態1について図面を用いて説明する。本実施形態は、図1(a)に示すように、電流ヒューズFとチョークコイルL1及びコンデンサC1から成るフィルタ回路とを介して商用電源ACからの交流電圧Vacを整流する整流部であるダイオードブリッジDBと、ダイオードブリッジDBの後段に設けられて絶縁トランスT1を有する複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータから成る第1のコンバータ部1と、第1のコンバータ部1の後段に設けられて所望の電圧又は電流で安定化された直流電力を複数(図示では8個)の発光ダイオード30を直列接続して成る負荷部3へ出力する昇圧チョッパ回路から成る第2のコンバータ部2とから構成される。

10

【0031】

第1のコンバータ部1は、ダイオードブリッジDBの両端間に接続されるスイッチング素子Q1、Q2の直列回路と、一方のスイッチング素子Q2と並列に接続されるチョークコイルL2、絶縁トランスT1の1次巻線、コンデンサC2から成る直列共振回路と、絶縁トランスT1の2次巻線の両端にそれぞれアノードが接続されるダイオードD1、D2と、ダイオードD1、D2のカソードの接続点と絶縁トランスT1の2次巻線の間タップとの間に接続される平滑コンデンサC3と、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチングを制御するための駆動回路10とから構成される。

【0032】

第2のコンバータ部2は、平滑コンデンサC3の両端間電圧が与えられるトランスT2、スイッチング素子Q3及びスイッチング素子Q3を流れる電流を検出する電流検出抵抗R1から成る直列回路と、スイッチング素子Q3及び電流検出抵抗R1の直列回路と並列に接続されるダイオードD3及び平滑コンデンサC4の直列回路と、負荷部3を流れる電流を検出する負荷電流検出抵抗R2と、スイッチング素子Q3のスイッチングを制御するPFCコントローラから成る制御回路20と、負荷電流検出抵抗R2における電圧降下を増幅して制御回路20にフィードバックする誤差増幅回路21とから構成される。

20

【0033】

以下、本実施形態の動作について説明する。商用電源ACからの交流電圧Vac(図1(b)参照)は、ダイオードブリッジDBで全波整流されて第1のコンバータ部1に入力される(図1(c)参照)。第1のコンバータ部1は、複合共振波形を維持できる範囲内の周波数又は単一周波数で駆動回路10によって駆動され、スイッチング周波数に対して前記直列共振回路を適切なLC直列共振条件に設定することでダイオードブリッジDBから出力される全波整流波形を包絡線とした高周波電圧を出力する(図1(d)参照)。前記高周波電圧は絶縁トランスT1で降圧されて2次側に出力され(図1(e)参照)、ダイオードD1、D2及び平滑コンデンサC3を介して包絡線検波される。ここで、平滑コンデンサC3の容量を高周波成分のみを平滑化できる程度の容量値に設定することで、平滑コンデンサC3の両端間にはダイオードブリッジDBから出力される全波整流波形と相似な非平滑電圧が出力され、この非平滑電圧が第2のコンバータ部2の入力電圧となる(図1(f)参照)。そして、前記非平滑電圧が第2のコンバータ部2において昇圧されるとともにダイオードD3及び平滑コンデンサC4を介して平滑化され、負荷部3に直流電圧が印加される(図1(g)参照)。

30

40

【0034】

尚、第2のコンバータ部2では、平滑コンデンサC3の両端間電圧(即ち、入力電圧信号)、電流検出抵抗R1における電圧降下(即ち、スイッチング電流信号)、負荷電流検出抵抗R2における電圧降下(即ち、負荷電流信号)、トランスT2の補助巻線信号(即ち、同期信号)を取り込み、制御回路20が、負荷電流信号の電流値と予め定める基準値とを比較した誤差増幅回路21の出力に前記平滑コンデンサC3の両端間電圧を乗算した結果に基づいて、スイッチング素子Q3のスイッチング電流値を設定し、電流検出抵抗R1で検出された電流値が設定された電流値となるようにスイッチング素子Q3のスイッチングを制御する。而して、第2のコンバータ部2の入力電流が略正弦波状となり、高調波

50

歪みを抑制することができる。

【0035】

ここで、図1(a)に示すように、例えば温度センサ等の各種センサ4や、負荷電圧及び負荷電流に基づいて各回路や負荷部3の異常を検出する異常検出回路5を設ける場合には、異常発生時に負荷部3や各回路を保護する観点から第2のコンバータ部2の動作停止に伴って負荷電流が実質的に流れないように(即ち、実質的に無負荷)にする必要がある。仮に、第2のコンバータ部2の動作停止に伴って実質的に無負荷にすることができない場合、実質的に無負荷にするために第1のコンバータ部1も制御する必要がある。

【0036】

そこで、商用電源ACからの交流電圧 V_{ac} の波高値を V_{op} 、第1のコンバータ部1の降圧比を $N_1 (< 1)$ 、実質的に負荷電流が流れていないと見做される微小電流領域における各発光ダイオード30のオン電圧の総和を V_{min} とすると、第2のコンバータ部2の動作停止時に実質的に無負荷にするためには次式の条件を満たす必要がある。

【0037】

$$V_{op} \times N_1 < V_{min} \quad \dots (1)$$

即ち、上記の条件式(1)を満たすことで、第2のコンバータ部2の動作を停止させれば第1のコンバータ部1を制御することなく実質的に無負荷の状態にすることができる。また、上記の条件式(1)より、発光部3の各発光ダイオード30を点灯させるためには、第2のコンバータ部2を制御して少なくとも V_{min} 以上の電圧まで昇圧させる必要があることがわかる。

【0038】

また、第2のコンバータ部2のみの制御で負荷部3の各発光ダイオード30を最大出力で点灯させるためには、第2のコンバータ部2の昇圧比を N_2 、発光ダイオード30の最大出力時の電流領域におけるオン電圧の総和を V_{max} として次式の条件を満たす必要がある。

【0039】

$$V_{op} \times N_1 \times N_2 > V_{max} \quad \dots (2)$$

即ち、上記の条件式(1)、(2)を満たすことで、第1のコンバータ部1を制御することなく第2のコンバータ部2のみで実質的に無負荷の状態から各発光ダイオード30を最大出力で点灯させる状態(即ち、最大負荷の状態)まで出力を制御することができる。例えば、交流電源ACの電源電圧を100V(±6V)(V_{op} では130~147V)、負荷部3が白色発光ダイオード30を12灯直列接続した構成、発光ダイオード30の最大電流が500mA、最大電流時の発光ダイオード30のオン電圧が3.5V、微小電流が0.1mA、微小電流時の発光ダイオード30のオン電圧が2.5Vであると仮定すると、この場合の V_{max} 、 V_{min} はそれぞれ42V、30Vとなる。而して、これらの値を上記の条件式(1)、(2)に代入して計算すると、 $N_1 < 0.204$ 、 $N_2 > 1.62$ を満たすことで第2のコンバータ部2のみで出力制御が可能となる。

【0040】

上述のように、複合共振型のハーフブリッジから成る第1のコンバータ部1では、出力側からのフィードバック回路を設けずに複合共振波形を維持するとともに、絶縁トランスT1を介して2次側の信号を伝達する必要がないので、フィードバック系を簡略化することができる。また、商用電源ACの電圧変動に対しては、例えば交流電圧 V_{ac} の谷部で複合共振波形を維持するための多少の補正を加えることはあっても、基本的には出力側の第2のコンバータ部2の入力に交流電圧 V_{ac} の全波整流波形と相似の電圧が得られるように駆動することによって、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング損失を抑制することができる。また、第2のコンバータ部2の入力には、交流電圧 V_{ac} の全波整流波形と相似の電圧が得られるので、高調波歪みを抑制するための信号は全て第1のコンバータ部1の出力側で得られ、したがって絶縁トランスT1を跨いで商用電源AC側から信号を得る必要が無く制御回路20を簡略化することができる。

【0041】

10

20

30

40

50

また、第1のコンバータ部1の降圧比及び第2のコンバータ部2の昇圧比を前記2つの条件式(1)、(2)を満たすように設定することで、第1のコンバータ部1を制御することなく第2のコンバータ部2のみで負荷部3の最大負荷の状態から実質的に無負荷の状態まで出力を制御することができる。結果として、高調波歪みの抑制及びスイッチング損失の低減を図りつつ回路構成を簡略化して小型化及びコストの低減を図ることができる。

【0042】

尚、本実施形態の制御回路20は、第2のコンバータ部2の入力電流が正弦波状になるように制御することを特徴とする臨界モード型のPFCコントローラで構成されているが、入力電流がゼロ点まで下らずに連続して流れることを特徴とする連続モード型のPFCコントローラで構成しても構わない。

10

【0043】

ところで、本実施形態では、絶縁トランスT1の2次側の平滑コンデンサC3の両端間に商用電源ACからの交流電圧Vacの全波整流波形と相似な電圧が得られることを利用して、平滑コンデンサC3の後段に力率改善用の第2のコンバータ部2を設けているが、その入力電流は概ね第1のコンバータ部1の共振電流となるため、共振電流は図2(b)に示すように波高値Iopが高い変調された波形となり、動作不安定の原因となり得る。そこで、図2(a)に示すように、チョークコイルL3及びコンデンサC5から成るフィルタ回路6を平滑コンデンサC3と第2のコンバータ部2との間に設けることで、共振電流における変調を抑制することができる。したがって、図2(c)に示すように、共振電流波形の波高値IopをIop'に低減して第2のコンバータ部2の入力電流によって受ける影響を除去することができ、電源装置の動作が不安定になるのを防ぐことができる。

20

【0044】

(実施形態2)

以下、本発明に係る電源装置の実施形態2について図面を用いて説明する。但し、本実施形態の基本的な構成は実施形態1と共通であるので、共通する部位には同一の番号を付して説明を省略するものとする。本実施形態は、図3(a)に示すように、外部からの調光信号であるPWM信号を処理する信号処理部7を設け、制御回路20が、PWM信号のオン/オフに応じて信号処理部7から出力される信号によって第2のコンバータ部2を断続的に動作させることに特徴がある。以下、信号処理部7、誤差増幅回路21、制御回路20について説明する。

30

【0045】

誤差増幅回路21は、非反転入力端子に抵抗R9を介して負荷電流検出抵抗の電圧降下分が入力されるとともに、反転入力端子に基準電圧Vrefが入力されるコンパレータ21aから成る。尚、非反転入力端子と出力端子との間には、抵抗R10及びコンデンサC10の直列回路から成る位相補償回路が挿入されている。コンパレータ21aからの出力信号は、抵抗R11を介して後述するPFCコントローラIC20aのFB端子に入力される。

【0046】

制御回路20は、図3(b)に示すようにPFCコントローラIC20aから成り、本実施形態ではON Semiconductor社のMC33262を用いている。尚、PFCコントローラIC20aは周知であるので、ここではICの有する各端子の詳細な説明を省略するものとする。以下、制御回路20の動作について説明する。第2のコンバータ部2の入力電圧によって抵抗R3を介してコンデンサC9が充電され、Vcc端子に制御回路20の動作に必要な電圧が入力されると、Drv端子からスイッチング素子Q3に起動信号が出力されて第2のコンバータ部2が起動する。起動後はトランスT2の補助巻線からダイオードD4を介して電源がVcc端子に供給される。第2のコンバータ部2の入力電圧は抵抗R4、R5によって分圧されてMult端子に供給され、FB端子には誤差増幅回路21の出力(負荷部3の負荷電流信号)が供給される。また、ZCD端子にはトランスT2の補助巻線の出力が抵抗R6を介して供給され、CS端子には電流検出抵抗R1における電圧降下分(スイッチング素子Q3のスイッチング電流信号)が供給され

40

50

る。PFCコントローラIC20aは、Mult端子に入力された第2のコンバータ部2の入力電圧信号と、FB端子に入力された負荷部3の負荷電流信号とを乗算した結果から制御指令値を設定する。そして、CS端子に入力されたスイッチング電流信号の電流値が当該制御指令値となるようにスイッチング素子Q3を制御することで、第2のコンバータ部2の入力電流波形が入力電圧波形と相似な波形、即ち正弦波状の波形となる。

【0047】

信号処理部7は、抵抗R7を介して外部からのPWM信号が入力されるフォトダイオードPdと、コレクタ端子に制御電圧源Vccが接続されるフォトトランジスタPtとから成るフォトプラPCを備える。また、フォトトランジスタPtのエミッタ端子は、抵抗R8を介してスイッチング素子Q4のソース端子に接続されるとともに、反転素子70を介してスイッチング素子Q4のゲート端子に接続されている。

10

【0048】

以下、信号処理部7の動作について説明する。PWM信号のオン信号がフォトダイオードPdに入力されると、フォトダイオードPdが発光し、その光を受光してフォトトランジスタPtがオンになる。そして、抵抗R8の両端間に制御電圧源Vccの電源電圧が印加され、PFCコントローラIC20aのcomp端子に接続されたスイッチング素子Q4のゲート端子に反転素子70を介して供給される。而して、PWM信号のオン/オフに応じてスイッチング素子Q4がオン/オフすることで、第2のコンバータ部2を断続的に動作させることができる。

20

【0049】

ここで、図3(c)、(d)に示すように、第2のコンバータ部2が動作している状態では、負荷部3に第2のコンバータ部2の入力電圧を昇圧した電圧が印加され、各発光ダイオード30が点灯するとともに点灯に応じた負荷電流が流れる。また、第2のコンバータ部2の動作が停止している状態では、負荷部3に第2のコンバータ部2の入力電圧が昇圧されずに印加されるため、各発光ダイオード30は点灯せずに微小電流が流れる。したがって、PWM信号に応じて第2のコンバータ部2を断続的に動作させることで、負荷部3の各発光ダイオード30を交互にオン/オフさせて調光することができる。尚、本実施形態では負荷電圧波形及び負荷電流波形は何れも立ち下りに傾斜を有し、平滑コンデンサC4の容量値に応じて台形波又は三角波状になる。このため、PWM信号に忠実な調光は難しいものの比較的簡単な回路構成で調光機能を得ることができる。

30

【0050】

ところで、本実施形態では第2のコンバータ部2及び負荷部3を各々1回路ずつ設けた構成であるが、図4(a)に示すように、第2のコンバータ部2及び負荷部3を1組として第1のコンバータ部1に3組並列接続した構成であっても構わない。この場合の信号処理部7は、図4(b)に示すように、各組に与えるPWM信号に対応して図3(b)で示した前記信号処理部7の回路を3回路設けた構成となっている。而して、例えば各負荷部3の発光ダイオード30をRGBの3原色に対応した互いに異なる発光色を有する発光ダイオード30で構成する等して、負荷部3毎に個別に調光することができるので、比較的容易に調色機能を実現するとともに調光の応用範囲を広げることができる。尚、第1のコンバータ部1の出力側に並列接続する第2のコンバータ部2及び負荷部3の組数は3組に限定される必要は無いことは言うまでもない。

40

【0051】

(実施形態3)

以下、本発明に係る電源装置の実施形態3について図面を用いて説明する。但し、本実施形態の基本的な構成は実施形態2と共通であるので、共通する部位には同一の番号を付して説明を省略するものとする。本実施形態は、図5(a)に示すように、負荷部3と直列にスイッチング素子Q5を設け、当該スイッチング素子Q5に信号処理部7からPWM信号のオン/オフに応じた信号を与えることで、当該スイッチング素子Q5をオン/オフさせることに特徴がある。

【0052】

50

本実施形態の信号処理部 7 は、図 5 (b) に示すように、抵抗 R 8 両端間に印加される制御電圧源 V_{cc} の電源電圧を反転素子 7 0 を介してスイッチング素子 Q 4 のゲート端子に供給するとともに、更に反転素子 7 1 を介してスイッチング素子 Q 5 のゲート端子にも供給する。このため、PWM 信号のオン/オフに応じてスイッチング素子 Q 4 , Q 5 がオン/オフするので、PWM 信号がオンの場合には、第 2 のコンバータ部 2 が動作するとともに第 2 のコンバータ部 2 と負荷部 3 との間が接続されて負荷部 3 に第 2 のコンバータ部 2 の出力電圧が印加される。また、PWM 信号がオフの場合には、第 2 のコンバータ部 2 の動作が停止するとともに第 2 のコンバータ部 2 と負荷部 3 との間が開放されて負荷部 3 には第 2 のコンバータ部 2 の出力電圧が印加されない。

【 0 0 5 3 】

而して、負荷部 3 の負荷電圧及び負荷電流は、図 5 (c) , (d) に示すように、平滑コンデンサ C 4 の容量値に依らず何れも PWM 信号のオン/オフに応じた矩形波状となるため、実施形態 2 と比較して調光信号に忠実な調光特性を得ることができる。

【 0 0 5 4 】

ところで、本実施形態では第 2 のコンバータ部 2 及び負荷部 3 を各々 1 回路ずつ設けた構成であるが、図 6 (a) に示すように、第 2 のコンバータ部 2 及び負荷部 3 を 1 組として第 1 のコンバータ部 1 に 3 組並列接続した構成であっても構わない。この場合の信号処理部 7 は、図 6 (b) に示すように、各組に与える PWM 信号に対応して図 5 (b) で示した前記信号処理部 7 の回路を 3 回路設けた構成となっている。而して、例えば各負荷部 3 の発光ダイオード 3 0 を RGB の 3 原色に対応した互いに異なる発光色を有する発光ダイオード 3 0 で構成する等して、負荷部 3 毎に個別に調光することができるので、比較的容易に調色機能を実現するとともに調光の応用範囲を広げることができる。尚、第 1 のコンバータ部 1 の出力側に並列接続する第 2 のコンバータ部 2 及び負荷部 3 の組数は 3 組に限定される必要は無いことは言うまでもない。

【 0 0 5 5 】

(実施形態 4)

以下、本発明に係る電源装置の実施形態 4 について図面を用いて説明する。但し、本実施形態の基本的な構成は実施形態 3 と共通であるので、共通する部位には同一の番号を付して説明を省略するものとする。本実施形態は、第 1 のコンバータ部 1 の駆動回路 1 0 が、PWM 信号のオン/オフに応じて信号処理部 7 から出力される信号によって第 1 のコン

【 0 0 5 6 】

本実施形態の信号処理部 7 は、図 7 に示すように、第 1 のフォトダイオード P d 1 及び第 1 のフォトトランジスタ P t 1 から成る第 1 のフォトカプラ P C 1、抵抗 R 7 , R 8、反転素子 7 0 , 7 1 を有する実施形態 3 と同様の回路を備えるとともに、抵抗 R 7 を介して外部からの PWM 信号が入力される第 2 のフォトダイオード P d 2 と、コレクタ端子に制御電圧源 V_{cc}' が接続される第 2 のフォトトランジスタ P t 2 とから成る第 2 のフォトカプラ P C 2 を備える。また、第 2 のフォトトランジスタ P t 2 のエミッタ端子は、抵抗 R 1 2 を介して第 1 のコンバータ部 1 の駆動回路 1 0 に接続されるとともに、反転素子 7 2 を介して駆動回路 1 0 の E n a b l e 端子に接続されている。

【 0 0 5 7 】

以下、信号処理部 7 における第 2 のフォトカプラ P C 2 側の回路の動作について説明する。PWM 信号のオン信号が第 2 のフォトダイオード P d 2 に入力されると、第 2 のフォトダイオード P d 2 が発光し、その光を受光して第 2 のフォトトランジスタ P t 2 がオンになる。そして、抵抗 R 1 2 の両端間に制御電圧源 V_{cc}' の電源電圧が印加され、駆動回路 1 0 の E n a b l e 端子に反転素子 7 0 を介して供給される。

【 0 0 5 8 】

而して、PWM 信号のオン/オフに応じて第 1 のコンバータ部 1 も断続的に動作させることができるので、PWM 信号がオフの場合には第 2 のコンバータ部 2 のみならず第 1 のコンバータ部 1 も動作を停止させることができ、無効電力の低減を図ることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 9 】

(実施形態 5)

以下、本発明に係る電源装置の実施形態 5 について図面を用いて説明する。但し、本実施形態の基本的な構成は実施形態 1 と共通であるので、共通する部位には同一の番号を付して説明を省略するものとする。本実施形態では、図 8 (a) に示すように、前記信号処理部 7 と誤差増幅回路 2 1 とを 1 回路に纏めて構成しており、P W M 信号のオンデューティに応じた直流電圧を基準として第 2 のコンバータ部 2 を制御することに特徴がある。

【 0 0 6 0 】

信号処理部 7 は、図 8 (b) に示すように、抵抗 R 1 4 を介して外部からの P W M 信号が入力されるフォトダイオード P d と、コレクタ端子に抵抗 R 1 5 を介して制御電圧源 V c c が接続されるフォトトランジスタ P t とから成るフォトカプラ P C を備える。また、フォトトランジスタ P t のエミッタ端子は、コンパレータ 7 3 の非反転入力端子に接続されるとともに抵抗 R 1 6 及びコンデンサ C 1 1 から成る並列回路に接続されている。コンパレータ 7 3 の反転入力端子は自身の出力端子と接続され、ボルテージフォロウ回路を構成している。コンパレータ 7 3 の出力端子には、コンデンサ C 1 2 及び抵抗 R 1 7 , R 1 8 の直列回路から成る並列回路が接続され、抵抗 R 1 7 , R 1 8 の分圧がコンパレータ 7 4 の反転入力端子に入力される。コンパレータ 7 4 の非反転入力端子には、抵抗 R 1 9 を介して負荷電流検出抵抗 R 2 の電圧降下分が入力される。尚、非反転入力端子と出力端子との間には、抵抗 R 2 0 及びコンデンサ C 1 3 の直列回路から成る位相補償回路が挿入されている。

【 0 0 6 1 】

以下、信号処理部 7 の動作について説明する。P W M 信号がオンの場合には、フォトトランジスタ P t がオンになり、制御電圧源 V c c の電源電圧が抵抗 R 1 5 を介してコンデンサ C 1 1 に供給されてコンデンサ C 1 1 が充電される。P W M 信号がオフの場合には、フォトトランジスタ P t がオフになり、コンデンサ C 1 1 に蓄積された電荷が抵抗 R 1 6 で放電される。このため、コンパレータ 7 3 の非反転入力端子には、P W M 信号のオンデューティに比例した直流電圧が入力される。この直流電圧はインピーダンス変換されてコンパレータ 7 3 の出力端子から出力され、抵抗 R 1 7 , R 1 8 で分圧されてコンパレータ 7 4 の反転入力端子に入力される。コンパレータ 7 4 では、この直流電圧を基準として負荷電流検出抵抗 R 2 の電圧降下分と比較し、その比較結果を第 2 のコンバータ部 2 の制御回路 2 0 に出力することで定電流制御を行う。

【 0 0 6 2 】

而して、P W M 信号のオンデューティに応じた直流電圧を基準として第 2 のコンバータ部 2 を制御することで、簡単な回路構成で調光機能を得ることができる。

【 0 0 6 3 】

ところで、本実施形態では、上述のように P W M 信号のオンデューティに応じた直流電圧を基準として第 2 のコンバータ部 2 を制御しているが、P W M 信号のオン / オフに応じた直流電圧を基準として第 2 のコンバータ部 2 を制御しても構わない。この場合の信号処理部 7 は、図 8 (c) に示すように、フォトトランジスタ P t のエミッタ端子は、コンパレータ 7 3 の反転入力端子に接続されるとともに抵抗 R 1 6 に接続され、非反転入力端子には基準電圧源 V 1 が接続される。コンパレータ 7 3 の出力端子は、スイッチング素子 Q 6 のゲート端子に接続され、スイッチング素子 Q 6 のドレイン端子には、抵抗 R 2 1 , R 2 2 を介して基準電圧源 V 1 が接続されている。また、抵抗 R 2 2 及びスイッチング素子 Q 6 の直列回路と並列に抵抗 R 2 3 が接続され、抵抗 R 2 1 と抵抗 R 2 3 との接続点がコンパレータ 7 4 の反転入力端子に接続されている。その他の構成は図 8 (b) に示す信号処理部 7 の構成と同様である。

【 0 0 6 4 】

以下、信号処理部 7 の動作について説明する。P W M 信号がオンの場合には、制御電圧源 V c c の電源電圧を抵抗 R 1 5 , R 1 6 で分圧した電圧がコンパレータ 7 3 の反転入力端子に入力され、基準電圧源 V 1 の電圧値よりも大きいためにスイッチング素子 Q 6 がオ

フになる。PWM信号がオフの場合には、基準電圧源V1の電圧値の方が大きくなるためにスイッチング素子Q6がオンになる。スイッチング素子Q6がオンの場合には、基準電圧源V1の電圧値を抵抗R21, R22で分圧した直流電圧がコンパレータ74の反転入力端子に入力され、スイッチング素子Q6がオフの場合には、前記基準電圧源V1の電圧値を抵抗R21, R23で分圧した直流電圧がコンパレータ74の反転入力端子に入力される。即ち、PWM信号のオン/オフに応じてコンパレータ74において基準となる直流電圧が切り替わるようになっている。この直流電圧を基準として負荷電流検出抵抗R2の電圧降下分と比較し、その比較結果を第2のコンバータ部2の制御回路20に出力することで定電流制御を行う。而して、簡単な回路構成で調光機能を得ることができる。

【0065】

尚、本実施形態では第2のコンバータ部2及び負荷部3を各々1回路ずつ設けた構成であるが、図9に示すように、第2のコンバータ部2及び負荷部3を1組として第1のコンバータ部1に3組並列接続した構成であっても構わない。而して、例えば各負荷部3の発光ダイオード30をRGBの3原色に対応した互いに異なる発光色を有する発光ダイオード30で構成する等して、負荷部3毎に個別に調光することができるので、比較的容易に調色機能を実現するとともに調光の応用範囲を広げることができる。尚、第1のコンバータ部1の出力側に並列接続する第2のコンバータ部2及び負荷部3の組数は3組に限定される必要は無いことは言うまでもない。

【図面の簡単な説明】

【0066】

【図1】本発明に係る電源装置の実施形態1を示す図で、(a)はブロック図で、(b)~(g)は各部における電圧波形図である。

【図2】同上のフィルタ回路を設けた場合を示す図で、(a)はブロック図で、(b)はフィルタ回路を設けていない場合の共振電流の波形図で、(c)はフィルタ回路を設けた場合の共振電流の波形図である。

【図3】本発明に係る電源装置の実施形態2を示す図で、(a)はブロック図で、(b)は要部の回路図で、(c)は負荷部の入力電圧の波形図で、(d)は負荷部の入力電流の波形図である。

【図4】同上の負荷を並列に接続した場合を示す図で、(a)はブロック図で、(b)は信号処理回路の回路図である。

【図5】本発明に係る電源装置の実施形態3を示す図で、(a)はブロック図で、(b)は要部の回路図で、(c)は負荷部の入力電圧の波形図で、(d)は負荷部の入力電流の波形図である。

【図6】同上の負荷を並列に接続した場合を示す図で、(a)はブロック図で、(b)は信号処理回路の回路図である。

【図7】本発明に係る電源装置の実施形態4を示すブロック図である。

【図8】本発明に係る電源装置の実施形態5を示す図で、(a)はブロック図で、(b)は誤差増幅回路の回路図で、(c)は別構成の誤差増幅回路の回路図である。

【図9】同上の負荷を並列に接続した場合を示すブロック図である。

【図10】(a)~(c)は従来電源装置を示すブロック図である。

【符号の説明】

【0067】

- 1 第1のコンバータ部
- 2 第2のコンバータ部
- 20 制御回路
- 3 負荷部
- 30 発光ダイオード
- DB ダイオードブリッジ(整流部)

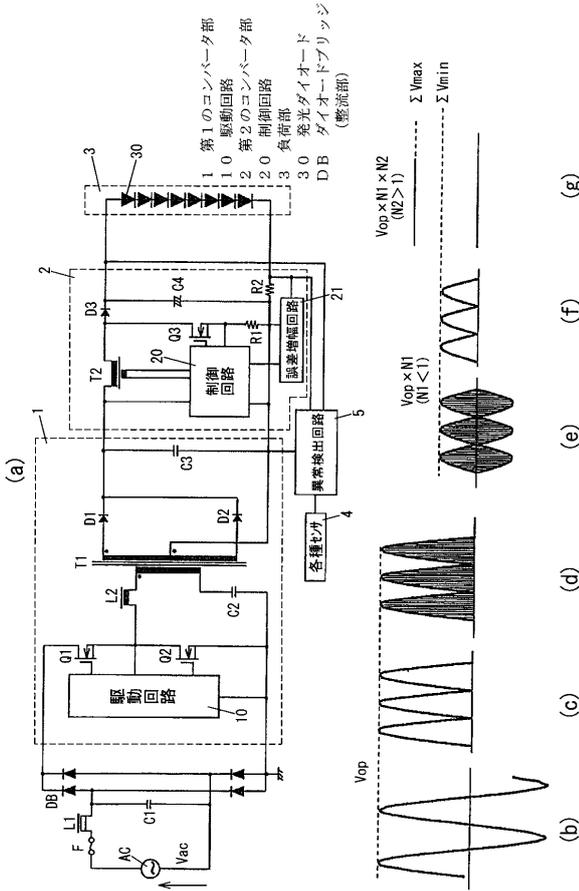
10

20

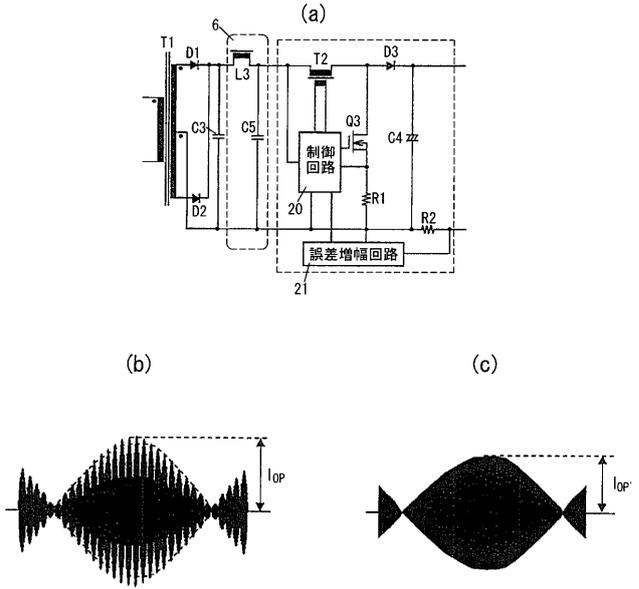
30

40

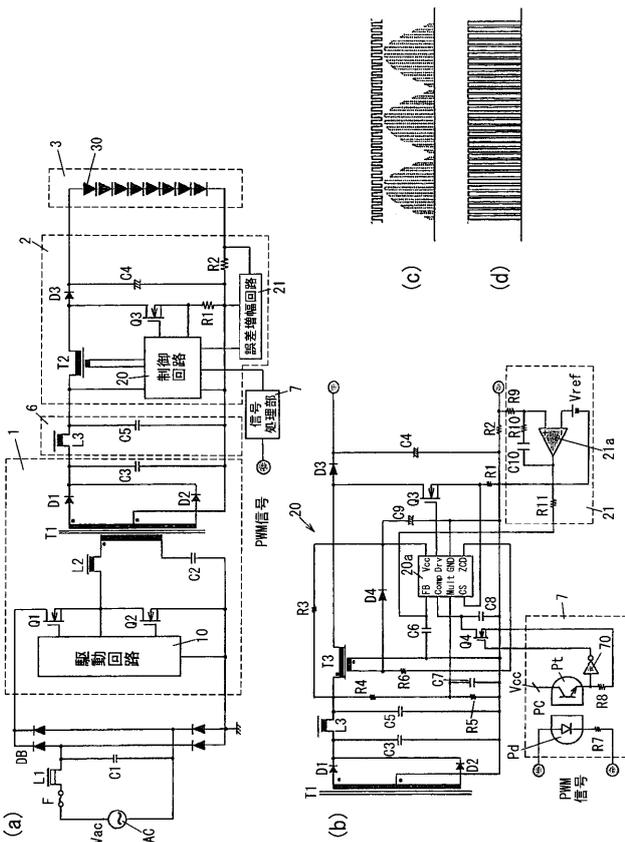
【図 1】



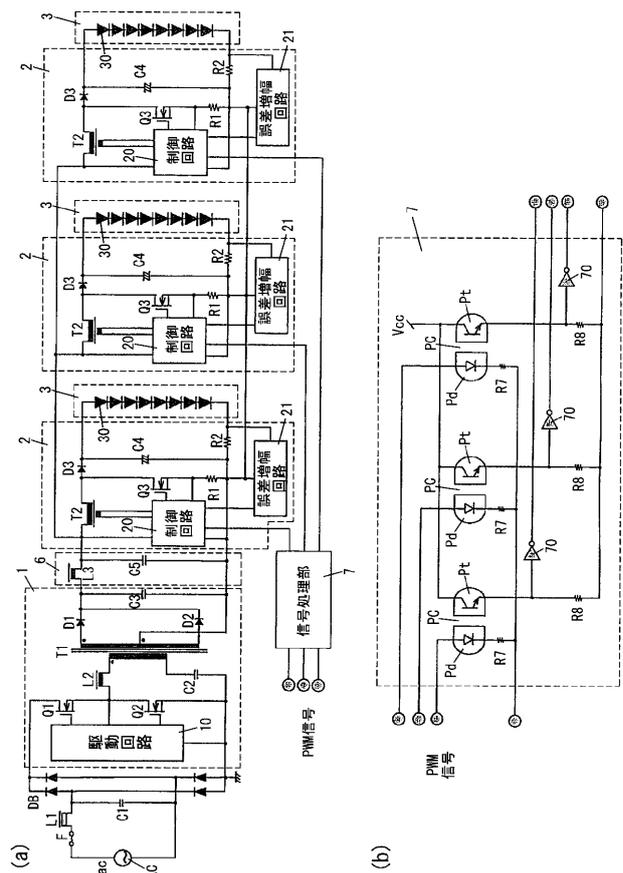
【図 2】



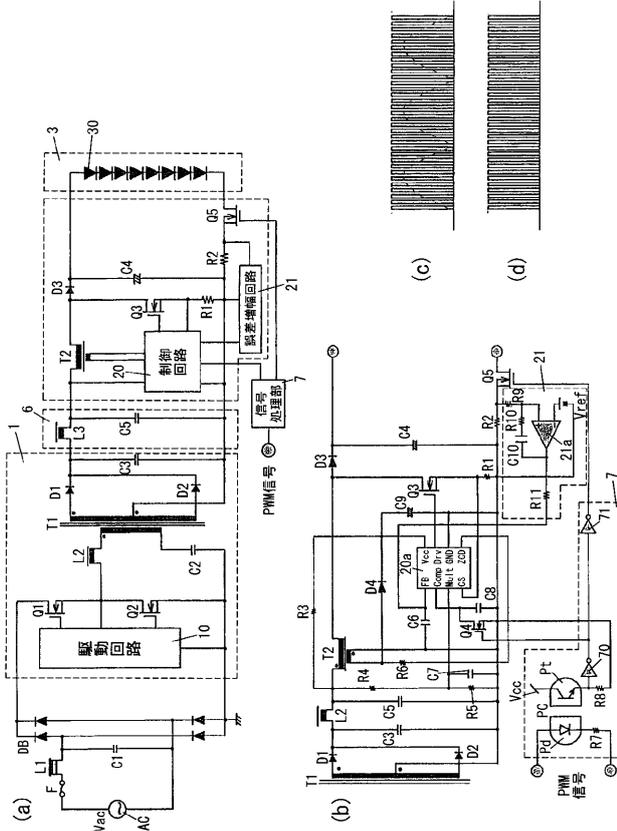
【図 3】



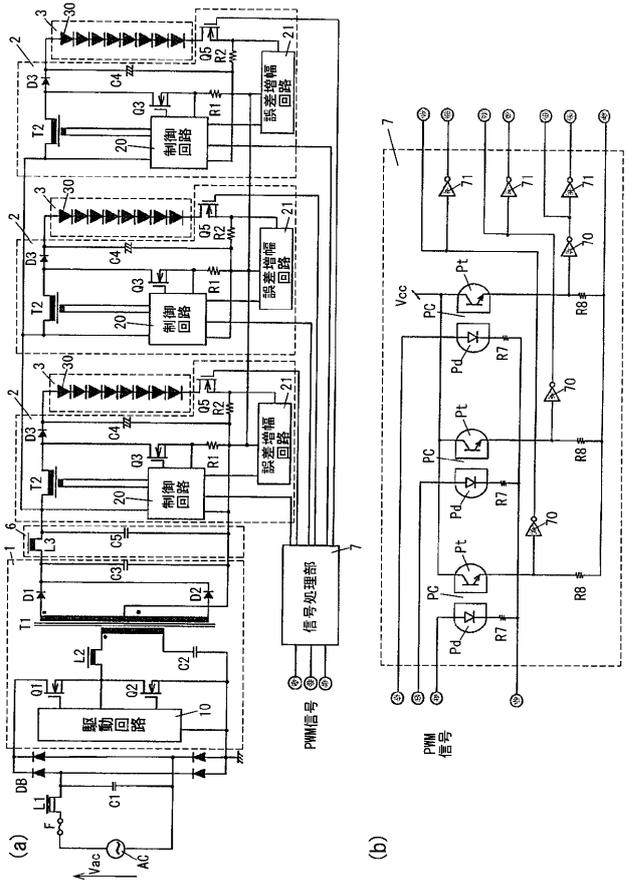
【図 4】



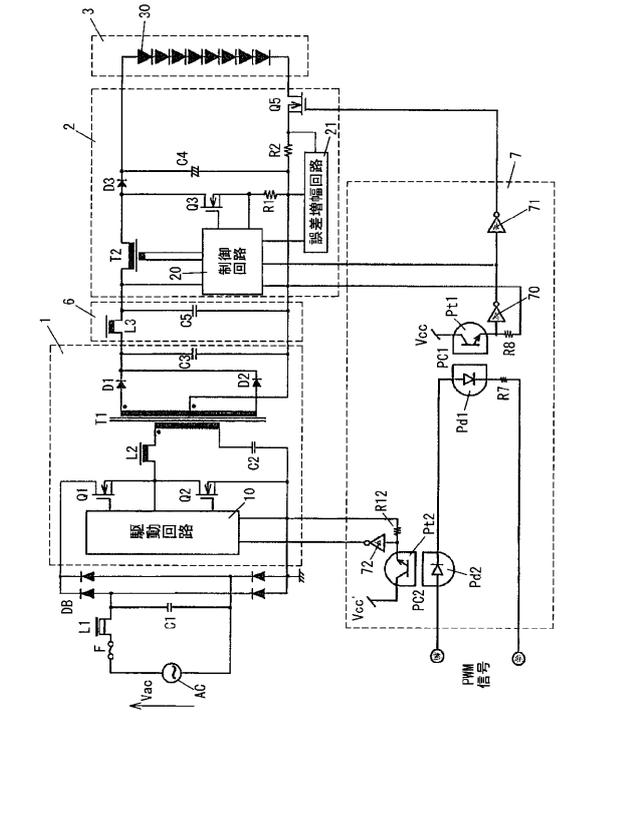
【図 5】



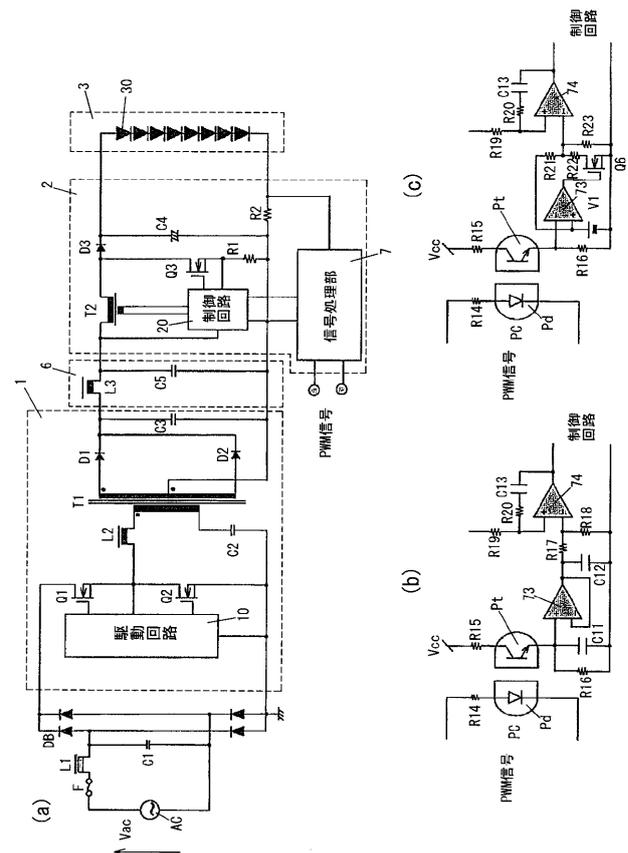
【図 6】



【図 7】



【図 8】



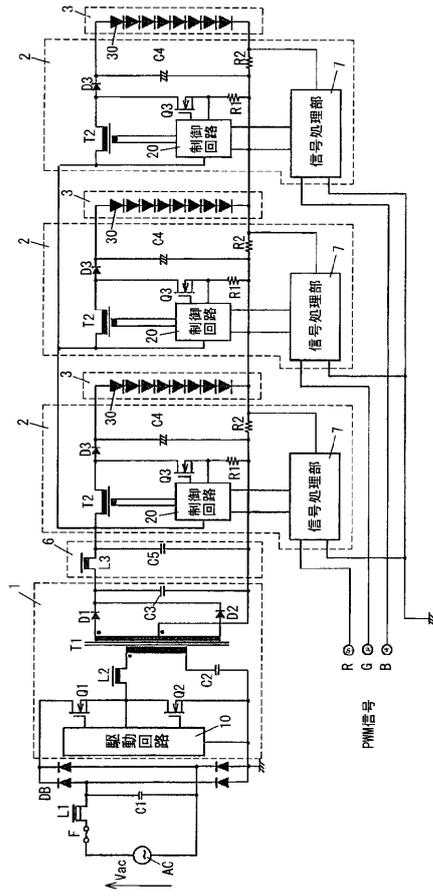
【図 9】



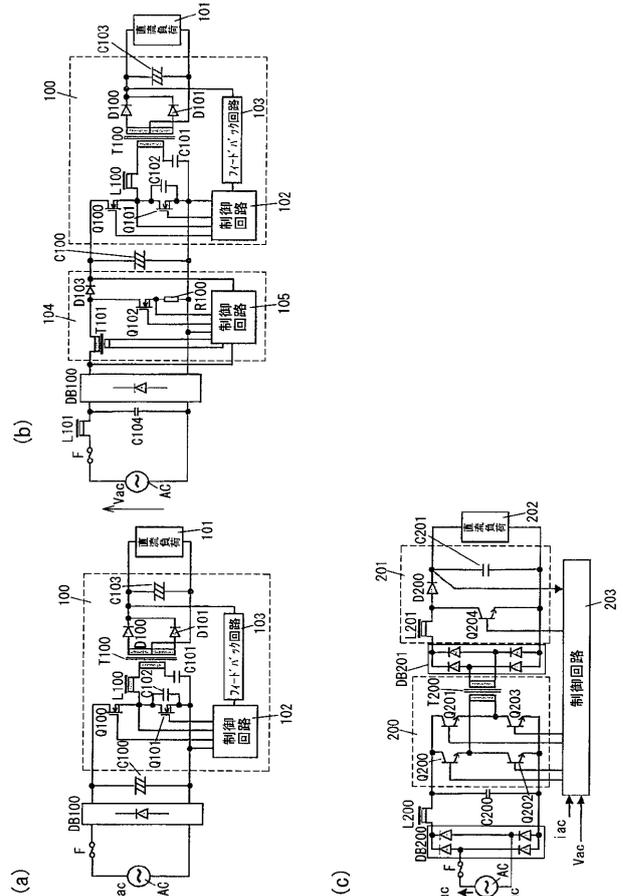
【図 10】



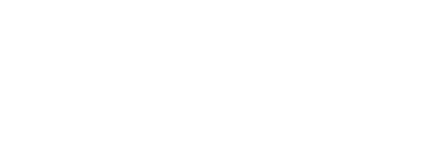
【図9】



【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

Fターム(参考) 3K073 AA16 AA29 AA52 AB01 AB04 BA01 BA09 CG01 CG13 CG14
CG45 CG54 CJ17 CL11 CL15
5H730 AA14 AA15 AS15 BB26 BB62 CC01 CC28 DD04 DD12 DD16
DD22 EE04 EE07 EE13 EE59 FD01 FD31 FG05 XX23