

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2008年8月7日 (07.08.2008)

PCT

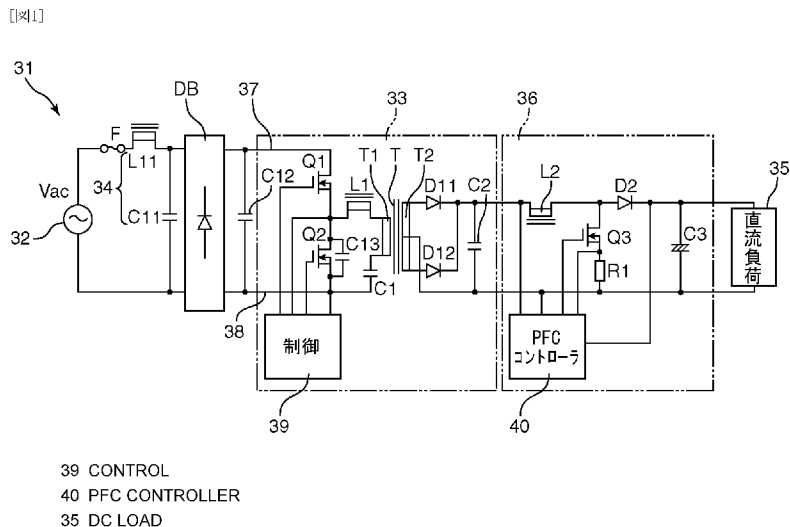
(10) 国際公開番号
WO 2008/093692 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01) H02M 7/21 (2006.01)
H02M 3/155 (2006.01) H05B 37/02 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2008/051340
- (22) 国際出願日: 2008年1月30日 (30.01.2008)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2007-019081 2007年1月30日 (30.01.2007) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電工株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC WORKS, LTD.) [JP/JP]; 〒5718686 大阪府門真市大字門真1048番地 Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 西野 博之 (NISHINO, Hiroyuki) [JP/JP]; 〒5718686 大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内 Osaka (JP). 塩濱 英二 (SHIOHAMA, Eiji) [JP/JP]; 〒5718686
- (74) 代理人: 小谷 悦司, 外 (KOTANI, Etsuji et al.); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島2丁目2番2号大阪中之島ビル2階 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG,

[続葉有]

(54) Title: INSULATION TYPE AC-DC CONVERTER AND LED DC POWER SUPPLY DEVICE USING THE SAME

(54) 発明の名称: 絶縁型AC-D Cコンバータおよびそれを用いるLED用直流電源装置



(57) Abstract: In an insulation type AC-DC converter which converts input current from a commercial power source into a high frequency so as to obtain insulated DC current, it is possible to increase the overall efficiency and simplify the structure. A half-bridge DC-DC converter of composite oscillation type having an insulation transformer T is used as a first converter. A boosting chopper circuit for improving the power factor is used as a second converter. Accordingly, even if the switching frequency is increased by a composite oscillation operation, it is possible to suppress the loss increase. Moreover, since the converter is the half-bridge circuit, the switching element may have a low voltage resistance, thereby enhancing the overall efficiency. Furthermore, it is possible to obtain voltage substantially similar to the full-wave rectified waveform of the power supply voltage at the input of the boost chopper circuit from the output capacitor. There is no need of a feed-forward circuit across the insulation transformer or an electrolytic capacitor which has been arranged conventionally at the input side of the converter. This is significantly advantageous for reducing the size and the thickness of the converter.

[続葉有]



WO 2008/093692 A1



CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU,
IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE,
SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ,
GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類：
— 国際調査報告書

(57) 要約： 商用電源からの入力電流を高周波に変換し、絶縁された直流電流を得る絶縁型AC-DCコンバータにおいて、総合効率を高めるとともに、構造を簡略化する。第1のコンバータとして絶縁トランスTを有する複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータを用い、第2のコンバータとして力率改善のための昇圧チョッパ回路を用いる。したがって、複合共振動作によって、スイッチング周波数を高めても損失の増大を抑制でき、またハーフブリッジ回路であるためにスイッチング素子などの低耐圧化が可能で、総合効率を高めることができる。さらに出力のコンデンサから昇圧チョッパ回路の入力には、電源電圧の全波整流波形と略相似の電圧が得られ、絶縁トランスをまたいでフィードフォワード回路も不要であるとともに、コンバータの入力側に設けていた電解コンデンサが不要であり、小型・薄型化に有利となる。

明 細 書

絶縁型AC-DCコンバータおよびそれを用いるLED用直流電源装置
技術分野

[0001] 本発明は、商用電源からの入力電流を高周波に変換し、絶縁された直流電流を得る絶縁型AC-DCコンバータおよびそれを用いるLED用直流電源装置に関し、特に力率改善型の高効率なコンバータに関する。

背景技術

[0002] 商用電源から所望の直流電力を得るAC-DCコンバータは、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の小型化が可能になるが、高周波化に伴い、スイッチング損失など回路損失の増大が課題となり、効率を上げるために、回路面での工夫が種々なされている。

[0003] そこで、前記高周波化に対してもスイッチング損失を抑えることができる絶縁型AC-DCコンバータの従来技術が、特許文献1などで示される電流共振(複合共振)型のAC-DCコンバータとして知られている。図10は、その複合共振型のAC-DCコンバータ1の電氣的構成を示すブロック図である。このコンバータ1は、大略的に、ダイオードブリッジdbおよび平滑コンデンサc1ならびにDC-DCコンバータ2を備えて構成される。商用電源3からの正弦波交流 V_{ac} は電流ヒューズfを介して前記ダイオードブリッジdbおよび平滑コンデンサc1に入力され、整流・平滑化された直流電圧が前記DC-DCコンバータ2の電源電圧となる。

[0004] DC-DCコンバータ2では、前記電源電圧が2段直列のスイッチング素子q1, q2に与えられ、一方のスイッチング素子q2と並列に、チョークコイル11、絶縁トランスtの1次巻線t1およびコンデンサc2から成る直列共振回路と、コンデンサc3とが接続される。前記絶縁トランスtの2次巻線t2は、両端がダイオードd1, d2をそれぞれ介して平滑コンデンサc4のハイ側端子に接続され、中間タップが前記平滑コンデンサc4のロー側端子に接続される。こうしてDC-DCコンバータ2によって整流・平滑化された所望の直流電圧が直流負荷4に供給される。

[0005] 図11は、上記従来回路の動作を説明するための各部波形図である。Vg1, Vg2は

、スイッチング素子であるMOSFET q_1 , q_2 に制御回路5から与えられるゲート信号を示す。このゲート信号 V_{g1} , V_{g2} にตอบสนองして、スイッチング素子 q_1 , q_2 は交互にON-OFF動作を行い、そのドレイン-ソース間電圧およびドレイン電流は、それぞれ V_{q1} , I_{q1} および V_{q2} , I_{q2} に示した波形となる。 V_{c2} はコンデンサ c_2 の印加電圧であり、スイッチング周波数に対して前記直列回路を適切なLC直列共振条件に設定することによって、略正弦波の電流共振状態となっている。

[0006] また I_{d1} , I_{d2} は、絶縁トランス t の二次側のダイオード d_1 , d_2 の電流波形を示すもので、絶縁トランス t の二次側誘起電圧と平滑コンデンサ c_4 の直流電圧との差異によって、図示したタイミングで導通・非導通期間が存在する。ダイオード d_1 または d_2 が導通する期間では、該絶縁トランス t の二次側がそれらのダイオード d_1 または d_2 を介して短絡された状態になっている。簡単のため、絶縁トランス t がノンギャップのトランス(1次巻線 t_1 と2次巻線 t_2 との間が密結合)とすると、絶縁トランス t の1次の励磁インダクタンスも略短絡となるので、インダクタ l_1 とコンデンサ c_3 との直列共振となる。これに対して、ダイオード d_1 , d_2 共非導通の期間は、絶縁トランス t の二次側は開放された状態となって、インダクタ l_1 およびトランス励磁インダクタンス(l_0)の合成値とコンデンサ c_3 との直列共振になる。

[0007] したがって、ダイオード d_1 または d_2 が導通する期間 W_1 での回路の共振周波数 f_1 は、 $1/2\pi(l_1 \cdot c_3)^{1/2}$ となり、非導通の期間 W_2 での共振周波数 f_2 は、 $1/2\pi((l_1 + l_0) \cdot c_3)^{1/2}$ となる。したがって、共振周波数 f_2 は、共振周波数 f_1 より、低くなる。図11において、 t_d はデッドオフタイムであり、 T は1周期である。

[0008] これらの動作波形から、スイッチング素子 q_1 または q_2 がONするタイミングでは、スイッチング電流は若干の負電流(MOSFETの内蔵ダイオードを流れる)となるので、ゼロ電流スイッチング(ZCS)動作が可能で、スイッチング損失は極めて小さくなっている。また、スイッチング素子 q_1 または q_2 がOFFするタイミングでは、デッドオフ期間中にスイッチング素子 q_2 と並列に接続したコンデンサ c_3 がインダクタ l_1 の共振エネルギーを吸収し、印加電圧は緩やかな傾斜をもって上昇することから、ソフトスイッチングによるゼロ電圧スイッチング(ZVS)動作が可能で、スイッチング損失は極めて小さくなっている。

- [0009] このように複合共振型のAC-DCコンバータ1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、このコンバータ1では、制御回路5は、フィードバック回路6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る。また、商用電源3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る。特に照明用途では、前記高調波歪みに対する規制が厳しい。
- [0010] そこで、このような問題を解決するために、力率改善を図った標準的なAC-DCコンバータ11を図12で示す。このコンバータ11は、大略的に、上述のAC-DCコンバータ1の構成において、ダイオードブリッジdbの入力側にインダクタ12およびコンデンサc5から成るフィルタ回路が挿入されるとともに、前記ダイオードブリッジdbで全波整流された脈流を、そのまま昇圧チョップ回路12で昇圧する。そして、平滑コンデンサで平滑化された直流電圧が降圧のDC-DCコンバータ2の電源電圧となっている。
- [0011] 前記昇圧チョップ回路12は、前記ダイオードブリッジdbからの脈流の出力電圧を、チョークコイル13、スイッチング素子(MOSFET)q3およびそのソース抵抗rの直列回路に与える。そして、前記スイッチング素子q3を制御回路13がスイッチングすることで、チョークコイル13とスイッチング素子q3との接続点から昇圧された電圧を取出し、ダイオードd3を介して前記平滑コンデンサc1に与えるようになっている。前記制御回路13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(チョークコイル13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、チョップ用のスイッチング素子q3を制御して、商用電源3側に設けたチョークコイル12およびコンデンサc5から成るフィルタ回路の効果も併せて正弦波の入力電流とする。
- [0012] このように構成することで、DC-DCコンバータ2への入力電圧を高くし、商用電源3からの入力交流Vacに対する高調波歪みを抑えた高力率のAC-DCコンバータ

が実現可能となっている。しかしながら、2つのコンバータ(12, 2)を縦続に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および小型化メリットの縮小などの問題がある。なお、DC-DCコンバータ2の前段に昇圧チョップ回路12を設けることによって、入力電圧は安定化され、商用電源3の電圧変動に対する変動補償が不要になる分、制御回路5での制御は容易となる。

[0013] そこで図13は、上記の構成における2つのコンバータの縦続構成を入替えたAC-DCコンバータ21である。この従来技術は、特許文献2で示されたものである。このコンバータ21では、前段のコンバータ22は、その出力を平滑せずに2段目のコンバータ(昇圧チョップ回路)23に入力している。すなわち、このAC-DCコンバータ21は、商用電源3からの入力交流 V_{ac} をダイオードブリッジdb1で整流した脈流を、前記1段目のコンバータ22に入力し、スイッチング素子 $q_{11} \sim q_{14}$ によ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 t 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db2で再度整流した後、2段目のコンバータ23を介して直流出力を得るものである。そのコンバータ23の制御回路24は、交流入力電流 i_{ac} を入力交流 V_{ac} に対応した正弦波状に、また直流出力電圧 V_A を定電圧になるよう制御している。

[0014] コンバータ23は、前記ダイオードブリッジdb2からの高周波脈流出力電圧を、チョークコイル l_4 、スイッチング素子 q_3 の直列回路に与え、前記スイッチング素子 q_3 を制御回路24がスイッチングすることで、チョークコイル l_4 とスイッチング素子 q_3 との接続点から昇圧された電圧を取出し、ダイオード d_3 を介して前記コンデンサ c_6 から直流負荷4に与えるようになっている。

[0015] 図13で示すAC-DCコンバータ21では、高調波歪み対策とともに、入力側の高耐圧、大容量の平滑コンデンサ c_1 が削除できること、およびそれに伴い電源投入時の突入電流対策が不要なこと、ならびにチョークコイル l_4 およびコンデンサ c_6 が、1段目のコンバータ22の平滑フィルタと、2段目のコンバータ23の平滑フィルタとして共用されていることが特徴とされる。

[0016] しかしながら、1段目のフルブリッジのインバータ(22)には損失低減の工夫が見られず、2段目のコンバータ23との縦続接続によって総合効率が低下するという問題

がある。また、2段目のコンバータ23への入力電流を正弦波にするために、前記制御回路24は、絶縁トランス t の2次側の直流出力電圧 V_A とともに、1次側の交流入力電流 i_{ac} および入力交流 V_{ac} をモニタしなければならず、電流トランスや電圧トランスなどの絶縁手段が必要になり、コストや形状面の問題が生じる。

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

- [0017] 本発明の目的は、総合効率を高めることができるとともに、構造を簡略化することができる絶縁型AC-DCコンバータおよびそれを用いるLED用直流電源装置を提供することである。
- [0018] 本発明の一曲面に従う絶縁型AC-DCコンバータは、商用電源からの入力電流を全波整流する全波整流手段と、前記全波整流手段の後段に設けられ、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コンバータから成る第1のコンバータと、前記第1のコンバータの後段に設けられて所望の電圧または電流で安定化された直流電力を直流負荷へ出力し、力率改善のための制御手段を有する昇圧チョッパ回路から成る第2のコンバータとを含む。
- [0019] このように構成することで、第1のコンバータの複合共振動作によって、スイッチング周波数を高めても、スイッチングによる損失の増大を抑制することができる。また、商用電源の電圧変動に対して、基本的に出力側の昇圧チョッパ回路の入力部に電源電圧の全波整流波形と略相似の電圧が得られるように駆動することは容易であり、第2のコンバータでの力率改善動作を容易に行うことができる。さらにまた、ハーフブリッジ回路を用いることによって、絶縁トランスに入力される電圧は、シングルエンド回路などを用いる場合に比べて低くできるので、前記絶縁トランスの小型化に適し、また該第1のコンバータに用いるスイッチング素子も低耐圧化することができ、ON抵抗の小さいMOSFETなどの選定が可能になる。このような損失面の優位性によって、回路全体での効率を高めることができる。
- [0020] また、上述のような効率面の利点だけではなく、該第1のコンバータは複合共振波形が維持できる範囲内の周波数または単一周波数でスイッチング動作をすればよく

、絶縁トランスを介しての負荷側からのフィードバックは不要になる。これによって、第1のコンバータの制御機能を大幅に縮小して、たとえば自励駆動の可能性もあり、制御回路用電源の簡易化、省略によって損失低減が可能となる。

[0021] さらにまた、2段目のコンバータである昇圧チョップ回路の入力には、上述のように電源電圧の全波整流波形と略相似の電圧が得られ、高調波歪抑制のために必要な信号は総て1段目のコンバータの出力側、すなわち該2段目のコンバータの入力側で得られるので、絶縁トランスをまたいで該2段目のコンバータへの商用電源側からのフィードフォワード回路も不要である。これによって、該第2のコンバータの力率改善制御に関する回路構成を簡略化することができるとともに、該第2のコンバータの制御電源は第1のコンバータ出力から容易に得られるので、大きな損失にはならない。

[0022] さらにまた、従来では、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コンバータの入力側に設けていた高耐圧大容量の電解コンデンサが不要であり、小型・薄型化に有利となる。

[0023] さらにまた、本発明のLED用直流電源装置は、汎用性を有するだけでなく、特に入力高調波歪の低減が重要な照明器具用電源として好適な前記の絶縁型AC-DCコンバータから成り、負荷としては、直流点灯されるLED負荷を有する。

[0024] このように構成することで、小型・薄型のLED照明用としての効果が期待できる。

図面の簡単な説明

[0025] [図1]本発明の実施の第1の形態に係る絶縁型AC-DCコンバータの一例を示すブロック図である。

[図2]本発明の実施の第1の形態に係る絶縁型AC-DCコンバータの他の例を示すブロック図である。

[図3]前記AC-DCコンバータの動作を説明するための各部波形図である。

[図4]前記AC-DCコンバータにおけるハーフブリッジDC-DCコンバータの動作を説明するための各部波形図である。

[図5]前記AC-DCコンバータにおけるハーフブリッジDC-DCコンバータの動作を説明するための各部波形図である。

[図6]本発明の実施の第2の形態に係る絶縁型のAC-DCコンバータにおける昇圧チョッパ回路の電氣的構成を示すブロック図である。

[図7](a)～(c)は、図6で示す昇圧チョッパ回路の動作を説明するための波形図である。

[図8]本発明の実施の第3の形態に係る絶縁型のAC-DCコンバータにおけるハーフブリッジDC-DCコンバータの電氣的構成を示すブロック図である。

[図9]本発明の実施の第4の形態に係る絶縁型のAC-DCコンバータにおけるハーフブリッジDC-DCコンバータの電氣的構成を示すブロック図である。

[図10]典型的な従来技術の複合共振型のAC-DCコンバータの電氣的構成を示すブロック図である。

[図11]図10で示すAC-DCコンバータの動作を説明するための各部波形図である。

[図12]他の従来技術のAC-DCコンバータの電氣的構成を示すブロック図である。

[図13]さらに他の従来技術のAC-DCコンバータの電氣的構成を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

[0026] 以下、本発明に係る実施の一形態を図面に基づいて説明する。なお、各図において同一の符号を付した構成は、同一の構成であることを示し、その説明を省略する。

[0027] <実施例1>

図1および図2は、本発明の実施の第1の形態に係る絶縁型のAC-DCコンバータ31、31aの電氣的構成を示すブロック図である。コンバータ31は、大略的に、商用電源32からの入力電流を全波整流する全波整流手段であるダイオードブリッジDBと、前記ダイオードブリッジDBの後段に設けられ、絶縁トランスTを有し、第1のコンバータである複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータ33と、前記商用電源32とハーフブリッジDC-DCコンバータ33との間に介在され、高周波成分を含んだ入力電流を平滑化するフィルタ回路34と、前記ハーフブリッジDC-DCコンバータ33の後段に設けられて所望の電圧で安定化された直流電圧を直流負荷35へ出力し、第2のコンバータである力率改善のための昇圧チョッパ回路36とを備えて構成される

- 。
- [0028] 前記商用電源32からの正弦波交流 V_{ac} は、電流ヒューズFから、インダクタL11およびコンデンサC11から成る前記フィルタ回路34を介して前記ダイオードブリッジDBに入力され、全波整流された後、脈流が電源ライン37, 38間に出力され、回生電流ループ確保用のコンデンサC12を介して、電源電圧として前記ハーフブリッジDC-DCコンバータ33に入力される。
- [0029] 前記ハーフブリッジDC-DCコンバータ33は、前記電源ライン37, 38間に設けられ、図示しない逆並列のダイオードをそれぞれ有する第1および第2のスイッチング素子Q1, Q2の直列回路と、前記第1および第2のスイッチング素子Q1, Q2の一方(図1および図2ではQ2)と並列に接続され、第1のチョークコイルL1、前記絶縁トランスTの1次巻線T1、および第1のコンデンサC1から成る直列共振回路と、前記第1および第2のスイッチング素子Q1, Q2の一方(図1および図2ではQ2)と並列に接続されるコンデンサC13と、前記絶縁トランスTの2次巻線T2の両端にそれぞれにアノードが接続され、第1の整流手段である2つのダイオードD11, D12と、前記ダイオードD11, D12のカソードに一端が接続され、前記2次巻線T2の中間タップに他端が接続され、前記ダイオードD11, D12からの脈流出力を包絡線検波する第2のコンデンサC2と、前記第1および第2のスイッチング素子Q1, Q2のスイッチングを制御するための第1の制御手段である制御回路39とを備えて構成される。
- [0030] 前記絶縁トランスTの2次側は、上述のような2つのダイオードD11, D12を用いた中間タップを使用した取出しではなく、4つのダイオードを使用した全波整流による取出しであってもよい。その場合、二次巻線T2の中間タップが不要となる。
- [0031] 前記第2のコンデンサC2の端子電圧が与えられる昇圧チョップ回路36は、前記脈流出力が与えられる第2のチョークコイルL2、第3のスイッチング素子Q3および前記第3のスイッチング素子Q3を流れる電流を検知する電流検知抵抗R1から成る直列回路と、前記第3のスイッチング素子Q3および電流検知抵抗R1の直列回路と並列に配置され、第2の整流手段であるダイオードD2および平滑コンデンサC3の直列回路と、前記第3のスイッチング素子Q3のスイッチングを制御し、第2の制御手段であり、PFCコントローラから成る制御回路40とを備えて構成される。制御回路40には、前

記電流検知抵抗R1で得られる前記第3のスイッチング素子Q3を流れる電流の電流値、および第2のコンデンサC2の端子電圧が入力されるとともに、負荷電圧が入力される。前記平滑コンデンサC3と並列に直流負荷35が接続される。

[0032] これに対して、図2で示すAC-DCコンバータ31aでは、昇圧チョップ回路36aにおいて、前記負荷電圧に代えて、負荷ラインに直列に挿入される電流検知抵抗R2によって検知される負荷電流が制御回路40aに入力されるだけで、他は図1で示すAC-DCコンバータ31と同様である。

[0033] 図3は、上述のように構成されるAC-DCコンバータ31、31aの動作を説明するための各部波形図である。商用電源32からの正弦波交流 V_{ac} をダイオードブリッジDBで全波整流すると、コンデンサC12から電源ライン37、38間へは、VC12で示す脈動した電圧が、ハーフブリッジDC-DCコンバータ33の非平滑電源電圧として出力される。VQ2、IQ2はスイッチング素子Q2の電圧・電流包絡線を示したもので、VQ2包絡線がVC12と一致し、また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し、かつ複合共振波形が維持できる範囲内の周波数または単一周波数でスイッチング素子Q1、Q2を動作させれば、スイッチング電流波形IQ2包絡線もVC12と相似形となる。

[0034] そして、図4および図5には、ハーフブリッジDC-DCコンバータ33の入力電圧VC12の山部と谷部とにおけるスイッチング素子Q1、Q2のドレイン-ソース間電圧VQ1、VQ2、電流IQ1、IQ2、およびコンデンサC1の端子電圧VC1、2次側ダイオードD1、D2の電流ID1、ID2を示している。これらの図4および図5で示すように、絶縁トランスTの2次側に設けられるダイオードD1、D2を流れる電流が、高周波動作の1周期毎に非導通期間を有するように制御回路39によって制御されていると、スイッチング素子Q1またはQ2がONするタイミングでは、スイッチング電流は若干の負電流(MOSFETの内蔵ダイオードを流れる)となるので、ゼロ電流スイッチング(ZCS)動作が可能である。そのため、スイッチング損失は極めて小さくなっている。また、スイッチング素子Q1またはQ2がOFFするタイミングでは、デッドオフ期間中にスイッチング素子Q2と並列に接続したコンデンサC13がインダクタL1の共振エネルギーを吸収し、印加電圧は緩やかな傾斜をもって上昇することから、ソフトスイッチングによるゼロ電

圧スイッチング(ZVS)動作が可能である。そのため、スイッチング損失は極めて小さくなっている。なお、コンデンサC13の容量値は、動作周波数が高い程小さくできる。このコンデンサC13を、スイッチング素子Q1, Q2の接合容量で代用して、該コンデンサC13を省略することも可能である。

[0035] また、上述のようにハーフブリッジDC-DCコンバータ33が共振状態にあると、前記コンデンサC2によってダイオードD1, D2からの電圧を包絡線検波した電圧VC2には、図3で示すように、入力交流電圧Vacに相似の正弦波電圧が現れる。さらに、第3のスイッチング素子Q3を流れる電流はIQ3となり、したがって平滑コンデンサC3の出力電圧は整流・平滑化された所望の直流電圧VC3となる。これらの結果、商用電源32からの入力電流Iacは正弦波となり高調波歪が抑制できる。

[0036] そして、制御回路40は、前記電圧VC2に、負荷電圧または負荷電流(検出手段は図示していない)を検出し、それらの負荷電圧または負荷電流を予め定める基準値と比較したエラーアンプ出力に前記電圧VC2の検出結果を乗算した結果に基づいて、第3のスイッチング素子Q3のスイッチング電流値を設定し、電流検知抵抗R1で検出された電流値がその電流値となるように、前記第3のスイッチング素子Q3のスイッチングを制御するPFCコントローラを構成する。

[0037] こうして、第1段目の複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータ33によって、スイッチング周波数を高めても、スイッチングによる損失の増大を抑制することができる。また、商用電源32の電圧Vacの変動に対しては、たとえば入力電圧Vac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昇圧チョッパ回路36の入力部に電源電圧Vacの全波整流波形VC12と相似の電圧VC2が得られるように駆動することによって、第1および第2のスイッチング素子Q1, Q2のスイッチング損失を抑制できるとともに、前記絶縁トランスTの2次側に設けられるダイオードD1, D2によって整流され、コンデンサC3で包絡線検波された電圧波形は、商用電源32の全波整流電圧波形と略相似形とすることができる。さらにまた、ハーフブリッジ回路を用いることによって、絶縁トランスTに入力される電圧VQ1, VQ2をシングルエンド回路などを用いる場合に比べて低くできるので、トランスTの小型化に適し、また該コンバータ33に用いるスイッチング素子Q1, Q2も低耐

圧化することができ、ON抵抗の小さいMOSFETなどの選定が可能になる。こうして、総合効率を高めることができる。

[0038] また、上述のようにコンバータ33を低耐圧化することができるとともに、該コンバータ33は複合共振波形が維持できる範囲内の周波数または単一周波数でスイッチング動作をすればよく、絶縁トランスTを介しての負荷35側からのフィードバックは不要になる。これによって、制御回路39の機能を大幅に縮小して、たとえば自励駆動の可能性もあり、該制御回路39用電源の簡易化、省略によって一層の損失低減が可能となる。

[0039] さらにまた、第2段目のコンバータである昇圧チョップ回路36の入力には、上述のように電源電圧 V_{ac} の全波整流波形VC12と略相似の電圧VC2を得ることができる。そして、高調波歪抑制のために必要な信号は総て第1段目のコンバータ33の出力側、すなわち該昇圧チョップ回路36の入力側で得られるので、絶縁トランスをまたいで該昇圧チョップ回路36への商用電源側からのフィードフォワード回路も不要である。これによって、該昇圧チョップ回路36における制御回路40の力率改善制御に要する回路構成を簡略化することができるとともに、該制御回路40の電源はコンバータ33の出力から容易に得られるので、大きな損失にはならない。

[0040] さらにまた、図10や図12で示す従来技術では、絶縁トランスTを有する複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータ2の入力側に高耐圧大容量の電解コンデンサc1を設けているのに対して、本AC-DCコンバータ31, 31aでは不要であり、小型・薄型化に有利となる。

[0041] なお、上述のような絶縁型AC-DCコンバータ31, 31aは、汎用電源としての有用性は当然ながら、特に入力高調波歪低減が重要な照明器具用電源として最適であり、小型・薄型のLED照明用としてこの効果が期待できる。その場合、図1で示す定電圧制御と、図2で示す定電流制御とでは、輝度を一定にできる定電流制御の方が好適である。

[0042] <実施例2>

図6は、本発明の実施の第2の形態に係る絶縁型のAC-DCコンバータにおける昇圧チョップ回路46の電氣的構成を示すブロック図である。このAC-DCコンバー

タにおいて、昇圧チョップ回路46以外の構成は、前述の図1や図2で示すAC-DCコンバータ31, 31aと同一であり、省略している。また、昇圧チョップ回路46は、前述の昇圧チョップ回路36に類似し、対応する部分には同一の参照符号を付して示し、その説明を省略する。注目すべきは、この昇圧チョップ回路46では、前記第2のチョークコイルL2がトランスT10の1次巻線T101から成り、その補助巻線T102への誘起電圧が制御回路50に入力されることである。そして、制御回路50は、第2のチョークコイルである該1次巻線T101を流れる電流I101を検知し、前記電流I101が略0となったタイミングで前記第3のスイッチング素子Q3をONする。

[0043] 図7(a)は第3のスイッチ素子Q3のソースドレイン電圧VQ3を示し、拡大すると図7(b)や図7(c)のようになる。図7(b)は実施例1におけるチョークコイルL2の巻線電流を示しており、連続した電流となるのに対して、図7(c)は実施例2における巻線電流I101を示しており、不連続な電流となっている。後者は比較的小さい負荷、たとえば150~300Wまでを駆動するのに好適である。図7(b)および図7(c)において、斜線部分が第3のスイッチング素子Q3のON時に流れる電流量である。

[0044] また、スイッチング電流検出用の検知抵抗R1を入力部に変更しているが、該検知抵抗R1の位置は、制御回路50として用いる汎用のPFCコントローラICの仕様に応じて決定すればよい。

[0045] <実施例3>

図8は、本発明の実施の第3の形態に係る絶縁型のAC-DCコンバータにおけるハーフブリッジDC-DCコンバータ53の電氣的構成を示すブロック図である。このAC-DCコンバータにおいて、DC-DCコンバータ53以外の構成は、前述の図1や図2で示すAC-DCコンバータ31, 31aと同一であり、省略している。また、DC-DCコンバータ53は、前述のDC-DCコンバータ33に類似し、対応する部分には同一の参照符号を付して示し、その説明を省略する。注目すべきは、このDC-DCコンバータ53では、前記第1のチョークコイルL1および絶縁トランスTを、1つの漏洩型トランスT'で形成することである。

[0046] すなわち、前述の絶縁トランスTの巻線結合を疎として漏洩インダクタンスを発生させることで、前記直列共振回路を形成するにあたって、該漏洩型トランスT'の1次巻

線T1'が前記第1のチョークコイルL1の機能を併せて実現することができる。これによって、第1のチョークコイルL1を省略することができる。

[0047] <実施例4>

図9は、本発明の実施の第4の形態に係る絶縁型のAC-DCコンバータにおけるハーフブリッジDC-DCコンバータ63の電氣的構成を示すブロック図である。このAC-DCコンバータにおいて、DC-DCコンバータ63以外の構成は、前述の図1や図2で示すAC-DCコンバータ31, 31aと同一であり、省略している。また、DC-DCコンバータ63は、前述のDC-DCコンバータ33に類似し、対応する部分には同一の参照符号を付して示し、その説明を省略する。注目すべきは、このDC-DCコンバータ63では、前記第1および第2のダイオードD11, D12に代えて、MOSFETQ11, Q12が用いられ、同期整流が行われることである。

[0048] 具体的には、前記絶縁トランスT'の2次巻線T2'の中間タップを2次側回路のGNDとし、2次巻線T2'の両端を前記MOSFETQ11, Q12のソース端子にそれぞれ接続し、ドレイン端子を一括して前記2次側GNDとの間に前記第2のコンデンサC2を接続する。また、前記MOSFETQ11, Q12のゲート端子は、それぞれ駆動抵抗R11, R12を介して、前記2次巻線T2'から巻き足した巻線T31'', T32''に接続される。そして、これら巻線T31'', T32''の誘起電圧が、それぞれMOSFETQ11, Q12のソース-ゲート間を順バイアスすると同期して、該MOSFETQ11, Q12がONする。前記MOSFETQ11, Q12としてON抵抗の小さいものを用いれば、前記ダイオードD11, D12を用いる場合に比べて、整流に伴う損失を大幅に低減することができる。

[0049] 本発明の一曲面に従う絶縁型AC-DCコンバータは、商用電源からの入力電流を全波整流する全波整流手段と、前記全波整流手段の後段に設けられ、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コンバータから成る第1のコンバータと、前記第1のコンバータの後段に設けられて所望の電圧または電流で安定化された直流電力を直流負荷へ出力し、力率改善のための制御手段を有する昇圧チョッパ回路から成る第2のコンバータとを含む。

[0050] 上記の構成によれば、商用電源からの入力電流を高周波に変換し、絶縁された直

流電流を得る絶縁型AC-DCコンバータにおいて、先ず第1のコンバータとして、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コンバータを用い、さらに第2のコンバータとして、力率改善のための昇圧チョッパ回路を用いる。

[0051] したがって、第1のコンバータの複合共振動作によって、スイッチング周波数を高めても、スイッチングによる損失の増大を抑制することができる。また、商用電源の電圧変動に対しては、たとえば入力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昇圧チョッパ回路入力部に電源電圧の全波整流波形と略相似の電圧が得られるように駆動することは容易であり、第2のコンバータでの力率改善動作を容易に行うことができる。さらにまた、ハーフブリッジ回路を用いることによって、絶縁トランスに入力される電圧は、シングルエンド回路などを用いる場合に比べて低くできるので、前記絶縁トランスの小型化に適し、また該第1のコンバータに用いるスイッチング素子も低耐圧化することができ、ON抵抗の小さいMOSFETなどの選定が可能になる。このような損失面の優位性によって、回路全体での効率を高めることができる。

[0052] また、上述のような効率面の利点だけではなく、該第1のコンバータは複合共振波形が維持できる範囲内の周波数または単一周波数でスイッチング動作をすればよく、絶縁トランスを介しての負荷側からのフィードバックは不要になる。これによって、第1のコンバータの制御機能を大幅に縮小して、たとえば自励駆動の可能性もあり、制御回路用電源の簡易化、省略によって損失低減が可能となる。

[0053] さらにまた、2段目のコンバータである昇圧チョッパ回路の入力には、上述のように電源電圧の全波整流波形と略相似の電圧が得られ、高調波歪抑制のために必要な信号は総て1段目のコンバータの出力側、すなわち該2段目のコンバータの入力側で得られるので、絶縁トランスをまたいで該2段目のコンバータへの商用電源側からのフィードフォワード回路も不要である。これによって、該第2のコンバータの力率改善制御に関する回路構成を簡略化できるとともに、該第2のコンバータの制御電源は第1のコンバータ出力から容易に得られるので、大きな損失にはならない。

[0054] さらにまた、従来では、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

コンバータの入力側に設けていた高耐圧大容量の電解コンデンサが不要であり、小型・薄型化に有利となる。

[0055] また、本発明の一曲面に従う絶縁型AC-DCコンバータでは、前記第1のコンバータは、前記全波整流手段からの電源ライン間に設けられる第1および第2のスイッチング素子の直列回路と、前記第1および第2のスイッチング素子の一方と並列に接続され、第1のチョークコイル、前記絶縁トランスの1次巻線、および第1のコンデンサから成る直列共振回路と、前記絶縁トランスの2次側に設けられる複数の第1の整流手段と、前記第1の整流手段からの出力を包絡線検波する第2のコンデンサと、前記複合共振波形が維持できる範囲内の周波数または単一周波数で前記第1および第2のスイッチング素子のスイッチングを制御する第1の制御手段とを備えて構成される前記複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータから成る。

[0056] さらにまた、本発明の一曲面に従う絶縁型AC-DCコンバータでは、前記第2のコンバータは、前記第2のコンデンサの端子間に接続され、第2のチョークコイルおよび第3のスイッチング素子から成る直列回路と、前記第3のスイッチング素子の端子間に接続され、並列に直流負荷が接続される平滑コンデンサおよび第2の整流手段から成る直列回路と、前記第3のスイッチング素子の電流を検出する第1の検出手段と、前記第2のコンデンサの端子電圧を検出する第2の検出手段と、負荷電圧または電流を検出する第3の検出手段と、前記第3の検出手段によって検出される負荷電圧または電流が予め定める基準値となるように、前記第2の検出手段の検出結果と第3の検出手段の検出結果とに基づいて第3のスイッチング素子のスイッチング電流値を設定し、前記第1の検出手段の検出結果がその設定値となるように前記第3のスイッチング素子を制御する第2の制御手段とを備えて構成される前記力率改善機能を有する昇圧チョッパ回路から成る。

[0057] 上記の構成において、第1のコンバータに入力される商用電源の全波整流波形の位相角または電圧谷部の局所を除く概ね全位相角で、第1のチョークコイル、絶縁トランスの1次巻線、および第1のコンデンサから成る直列共振回路による共振状態が維持できるように(絶縁トランスの2次側に設けられる前記第1の整流手段の電流が高周波動作の1周期毎に非導通期間を有するように)第1のコンバータを動作させること

によって、第1および第2のスイッチング素子によるスイッチング損失を抑制できるとともに、前記絶縁トランスの2次側に設けられる複数の第1の整流手段によって整流され、第2のコンデンサによって包絡線検波された電圧波形は、商用電源の全波整流電圧波形と略相似形とすることができる。そこで、第2の検出手段によるこの第2のコンデンサの端子電圧の検出結果を、第3の検出手段による負荷電圧または電流の検出結果を予め定める基準値と比較したエラーアンプ出力と乗算して第3のスイッチング素子の電流値を設定し、第1の検出手段で検出されるその第3のスイッチング素子の電流値が設定値と一致するように、第2の制御手段がスイッチングを制御することで、第2のコンバータへの入力電流の包絡線をその入力電圧である第2のコンデンサの端子電圧、すなわち前記商用電源の全波整流電圧波形に合わせながら、所望とする直流出力を得ることができる。こうして、商用電源からの入力電流波形を概ね正弦波にすることによって、入力電流高調波歪みを抑制できる。

- [0058] また、商用電源の全波整流波形と略相似の電圧波形が第2のコンデンサの端子間電圧に現れることで、第2のコンバータの力率改善制御に必要な信号が絶縁トランスの2次側で得られ、該絶縁トランスの1次側から信号を送る場合に必要な信号用トランスやフォトカプラなどの絶縁手段が不要であり、形状的、コスト的に有利である。
- [0059] また、本発明の一曲面に従う絶縁型AC-DCコンバータでは、前記第2のチョークコイルはトランスであり、その補助巻線から、前記第2の制御手段は、前記第2のチョークコイルを流れる電流を検知し、前記電流が略0となったタイミングで前記第3のスイッチング素子をONする。
- [0060] 上記の構成によれば、比較的容量の小さい負荷を駆動するのに好適な不連続式の駆動を行うことができる。
- [0061] さらにまた、本発明の一曲面に従う絶縁型AC-DCコンバータは、前記第1のチョークコイルおよび絶縁トランスを、1つの漏洩型トランスで形成する。
- [0062] 上記の構成によれば、絶縁トランスの巻線結合を疎として漏洩インダクタンスを発生させることで、前記直列共振回路を形成するにあたって該絶縁トランスの1次巻線に直列の第1のチョークコイルを省略することができる。
- [0063] また、本発明の一曲面に従う絶縁型AC-DCコンバータでは、前記第1の整流手

段は、MOSFETを有する同期整流回路から成る。

[0064] 上記の構成によれば、ダイオードを用いる場合に比べて、該第1の整流手段による損失を大幅に削減することができる。

[0065] さらにまた、本発明の一曲面に従うLED用直流電源装置は、前記の絶縁型AC-DCコンバータから成り、負荷として直流点灯されるLED負荷を有する。

[0066] 上記の構成によれば、上述のような絶縁型AC-DCコンバータは汎用電源としての有用性は当然ながら、特に入力高調波歪低減が重要な照明器具用電源として最適であり、小型・薄型のLED照明用としての効果が期待できる。

[0067] なお、本願明細書の中で、何らかの機能を達成する手段として記載されているものは、それらの機能を達成する明細書記載の構成に限定されず、それらの機能を達成するユニット、部分等の構成も含むものである。

産業上の利用可能性

[0068] 本発明によれば、絶縁型AC-DCコンバータにおいて、総合効率を高められ、かつ構造を簡略化できるとともに、汎用性を有し、かつ入力高調波歪も低減できるので、照明器具用電源として最適であり、小型・薄型のLED照明用としての効果が期待できる。

請求の範囲

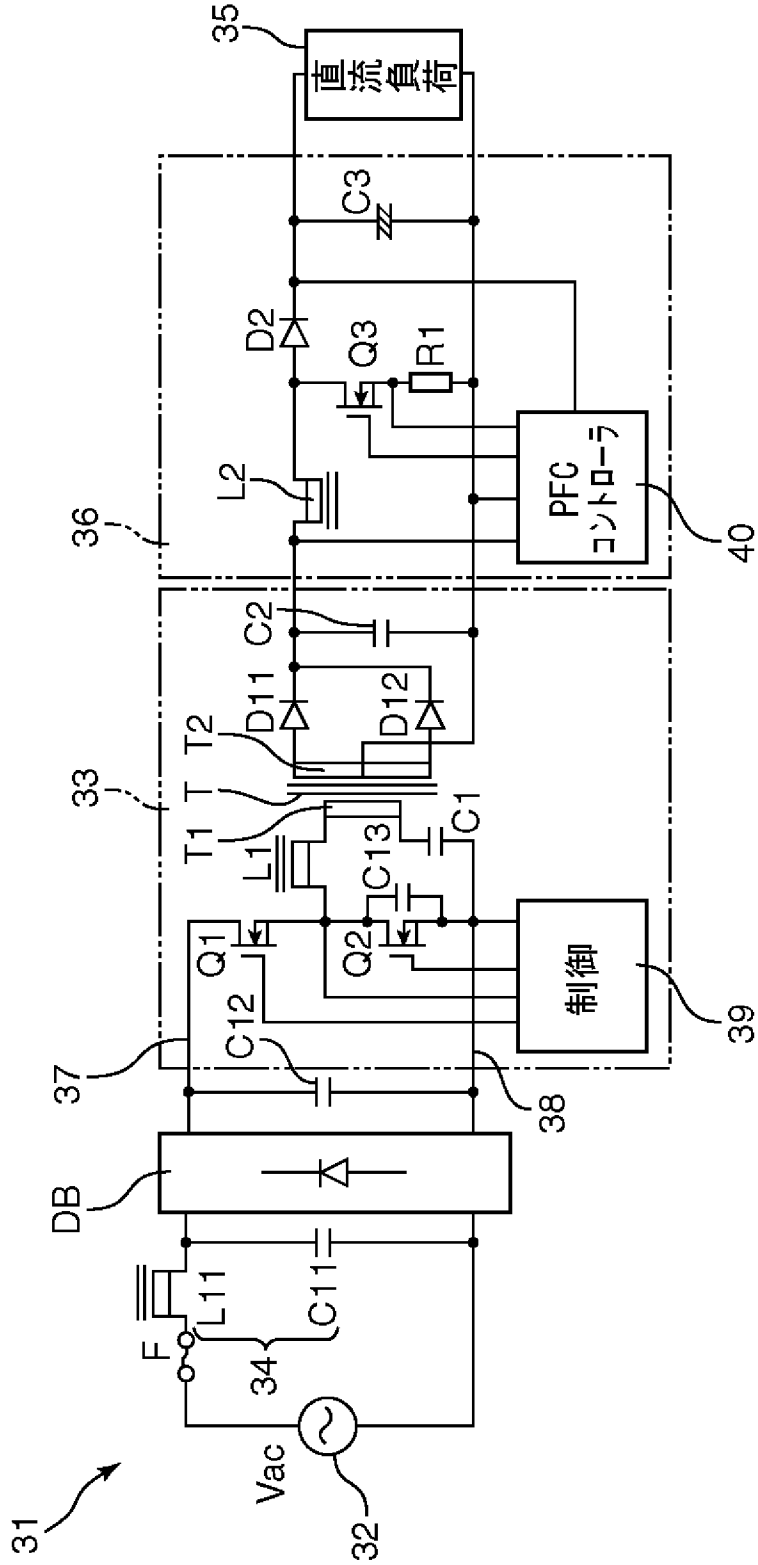
- [1] 商用電源からの入力電流を全波整流する全波整流手段と、
前記全波整流手段の後段に設けられ、絶縁トランスを有する複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータから成る第1のコンバータと、
前記第1のコンバータの後段に設けられて所望の電圧または電流で安定化された直流電力を直流負荷へ出力し、力率改善のための制御手段を有する昇圧チョップ回路から成る第2のコンバータとを含むことを特徴とする絶縁型AC-DCコンバータ。
- [2] 前記第1のコンバータは、
前記全波整流手段からの電源ライン間に設けられる第1および第2のスイッチング素子の直列回路と、
前記第1および第2のスイッチング素子の一方と並列に接続され、第1のチョークコイル、前記絶縁トランスの1次巻線、および第1のコンデンサを備える直列共振回路と、
前記絶縁トランスの2次側に設けられる複数の第1の整流手段と、
前記第1の整流手段からの出力を包絡線検波する第2のコンデンサと、
前記複合共振波形が維持できる範囲内の周波数または単一周波数で前記第1および第2のスイッチング素子のスイッチングを制御する第1の制御手段と、
を備えて構成される前記複合共振型のハーフブリッジDC-DCコンバータによって構成されることを特徴とする請求項1記載の絶縁型AC-DCコンバータ。
- [3] 前記第2のコンバータは、
前記第2のコンデンサの端子間に接続され、第2のチョークコイルおよび第3のスイッチング素子を備える直列回路と、
前記第3のスイッチング素子の端子間に接続され、並列に直流負荷が接続される平滑コンデンサおよび第2の整流手段を備える直列回路と、
前記第3のスイッチング素子の電流を検出する第1の検出手段と、
前記第2のコンデンサの端子電圧を検出する第2の検出手段と、
負荷電圧または電流を検出する第3の検出手段と、

前記第3の検出手段によって検出される負荷電圧または電流が予め定める基準値となるように、前記第2の検出手段の検出結果と第3の検出手段の検出結果とに基づいて第3のスイッチング素子のスイッチング電流値を設定し、前記第1の検出手段の検出結果がその設定値となるように前記第3のスイッチング素子を制御する第2の制御手段と、

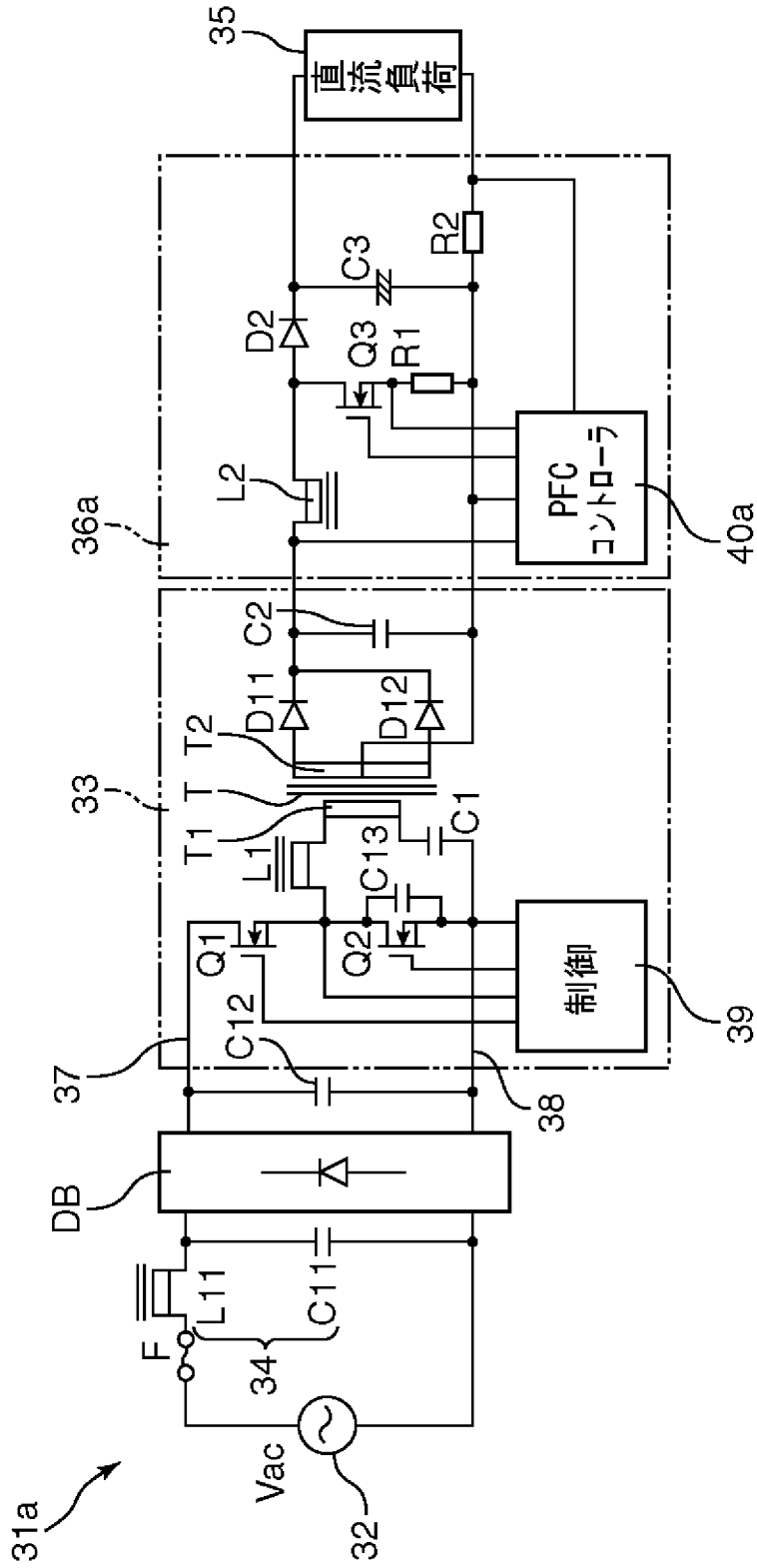
を備えて構成される前記力率改善機能を有する昇圧チョッパ回路によって構成されることを特徴とする請求項1または2記載の絶縁型AC-DCコンバータ。

- [4] 前記第2のチョークコイルはトランスであり、その補助巻線から、前記第2の制御手段は、前記第2のチョークコイルを流れる電流を検知し、前記電流が略0となったタイミングで前記第3のスイッチング素子をONすることを特徴とする請求項3記載の絶縁型AC-DCコンバータ。
- [5] 前記第1のチョークコイルおよび絶縁トランスを、1つの漏洩型トランスで形成することを特徴とする請求項2~4のいずれか1項に記載の絶縁型AC-DCコンバータ。
- [6] 前記第1の整流手段は、MOSFETを有する同期整流回路によって構成されることを特徴とする請求項2~5のいずれか1項に記載の絶縁型AC-DCコンバータ。
- [7] 前記請求項1~6のいずれか1項に記載の絶縁型AC-DCコンバータによって構成され、負荷として直流点灯されるLED負荷を有することを特徴とするLED用直流電源装置。

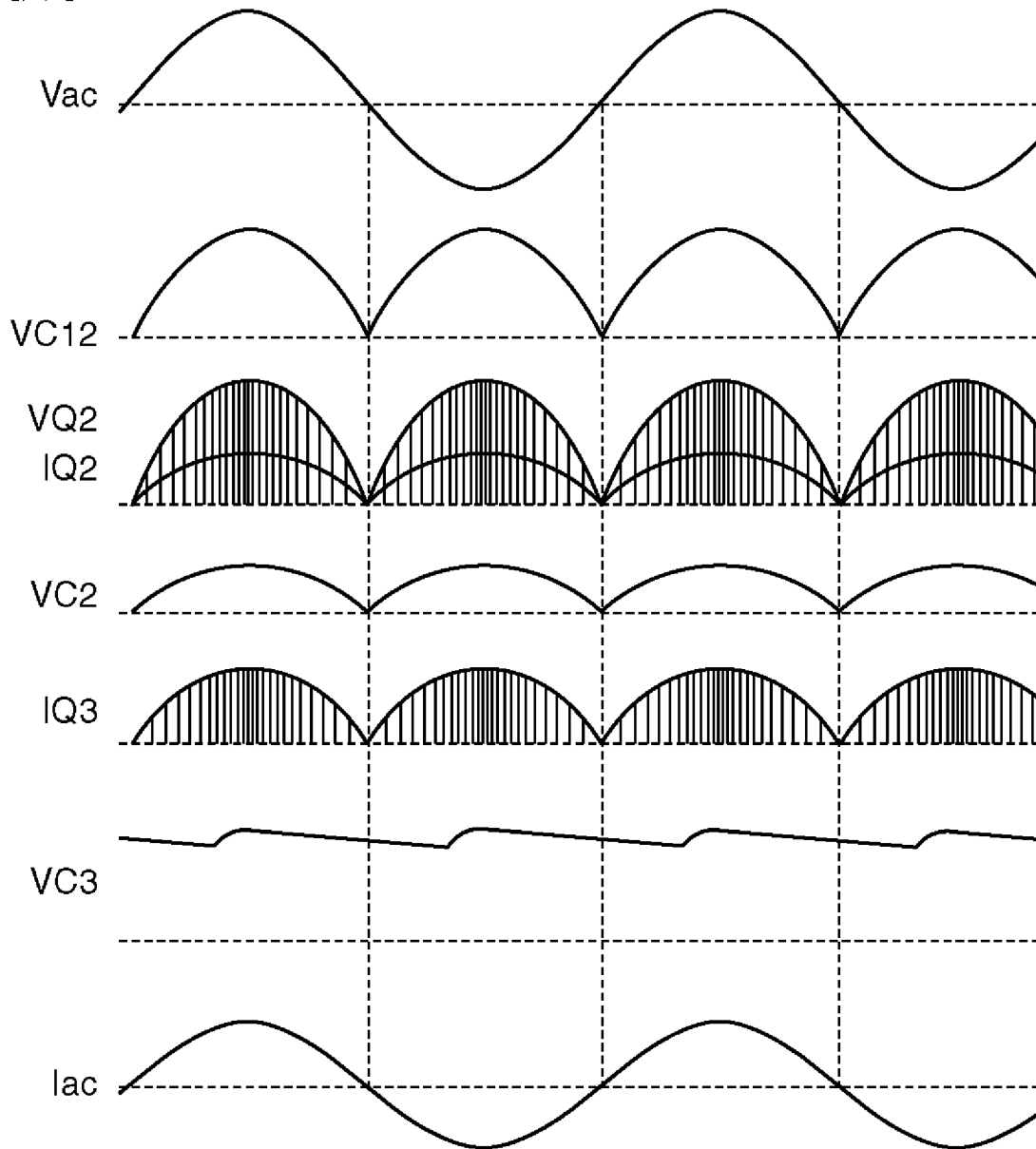
[図1]



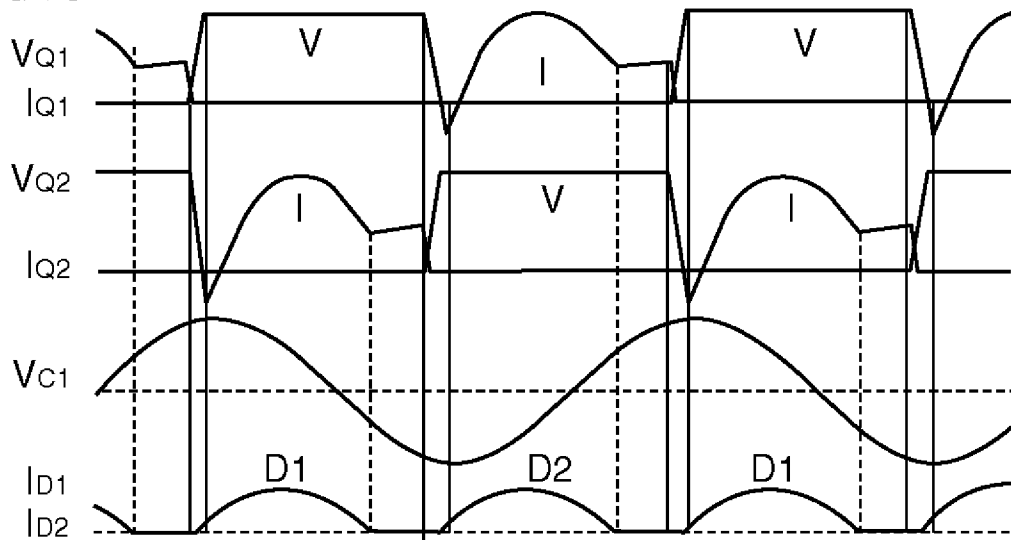
[図2]



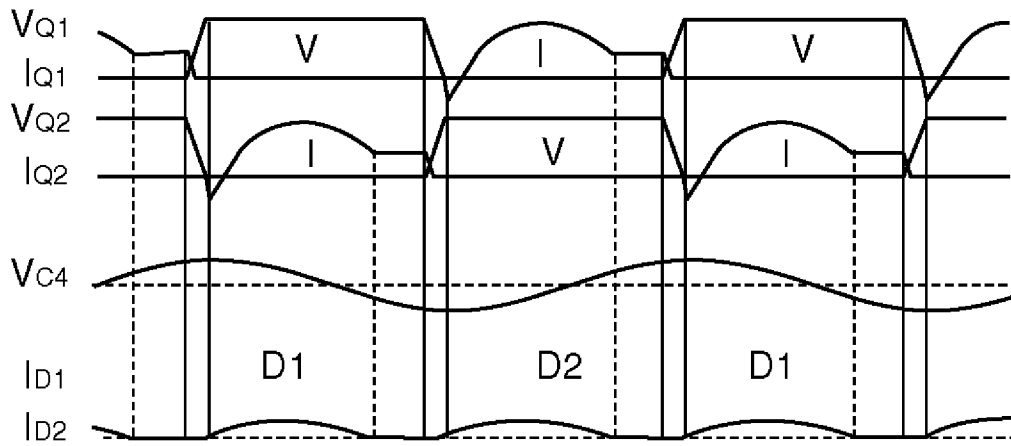
[図3]



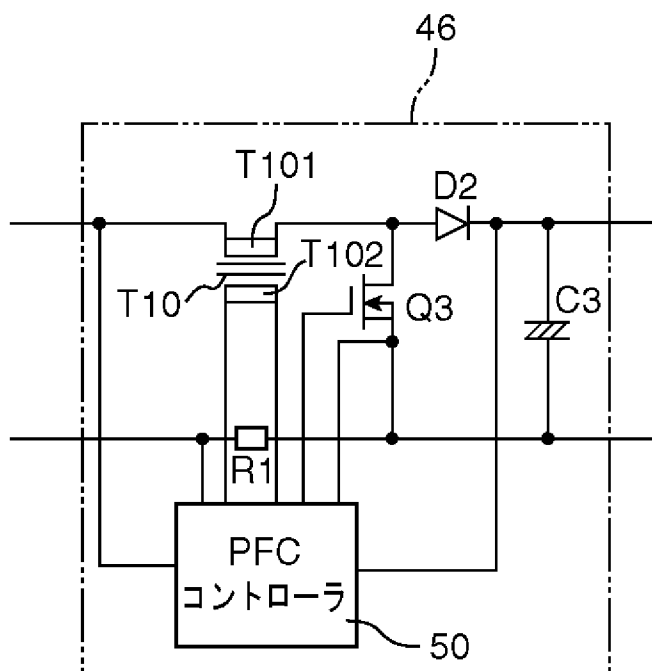
[図4]



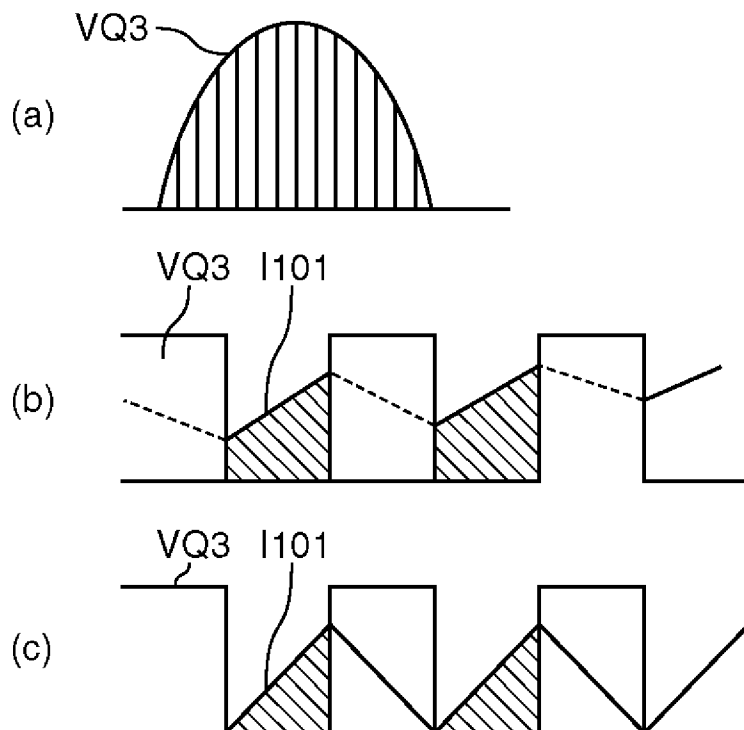
[図5]



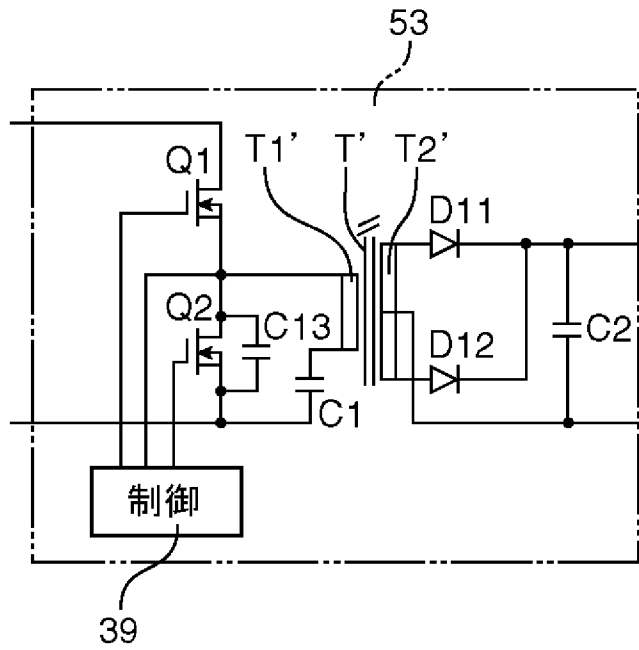
[図6]



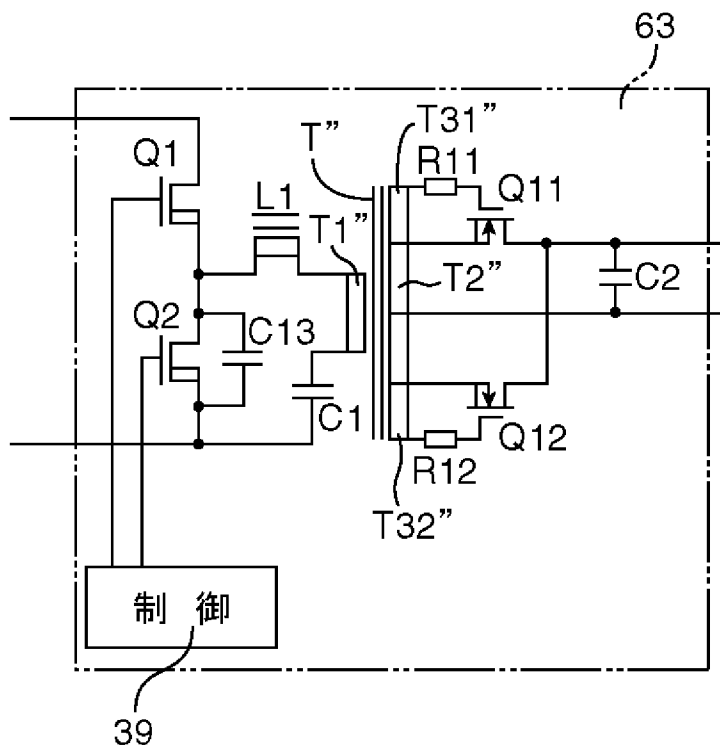
[図7]



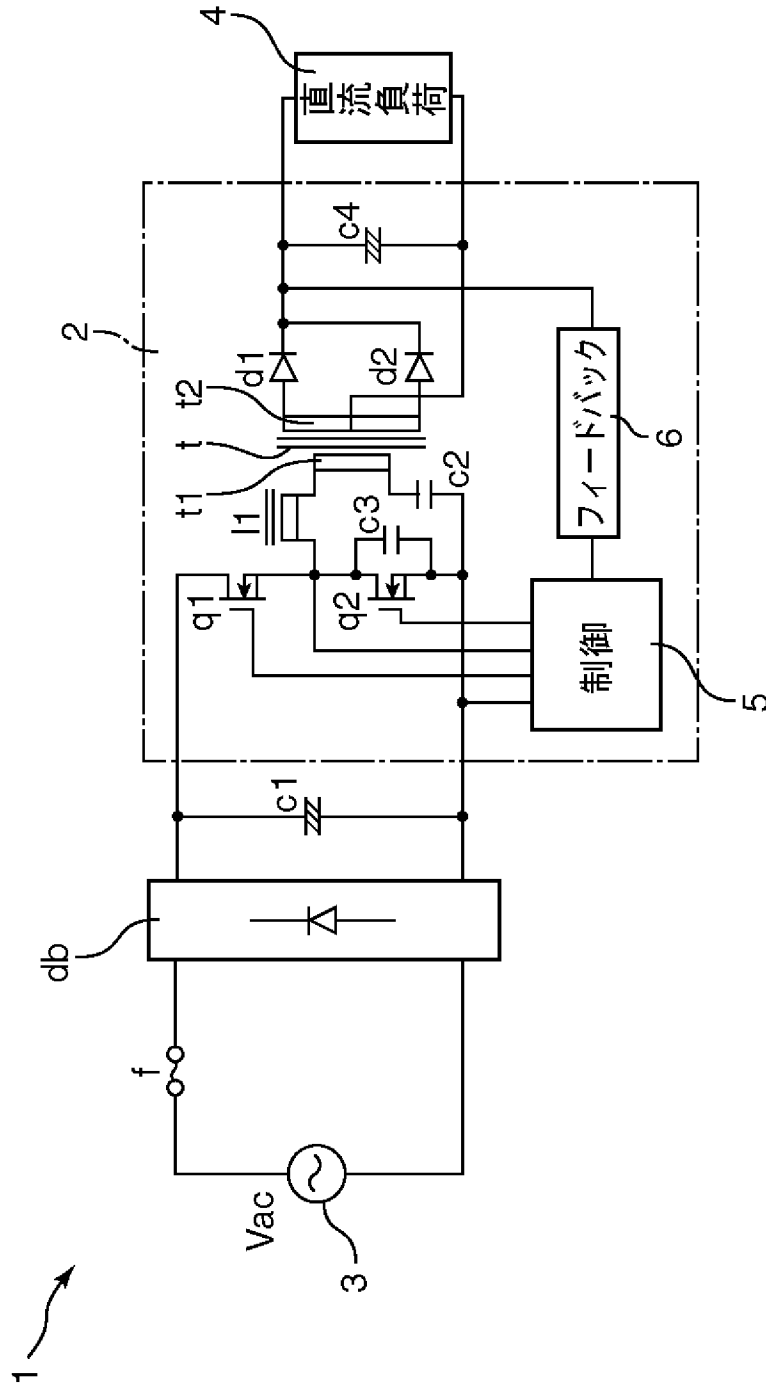
[図8]



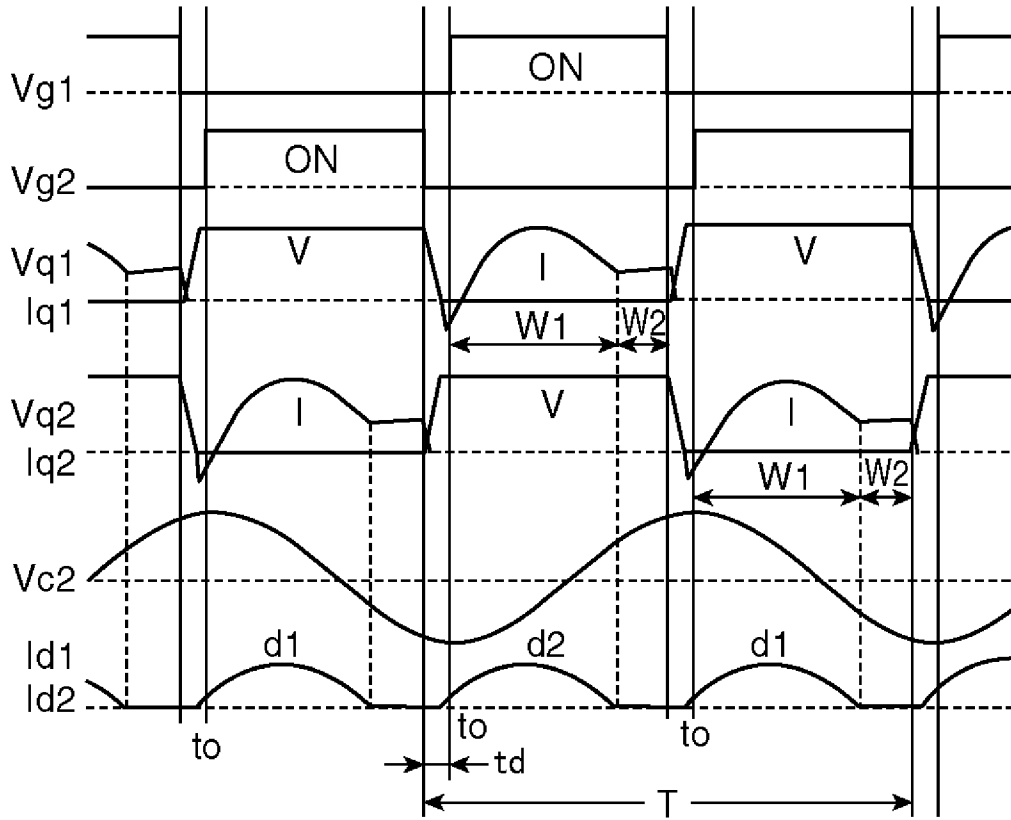
[図9]



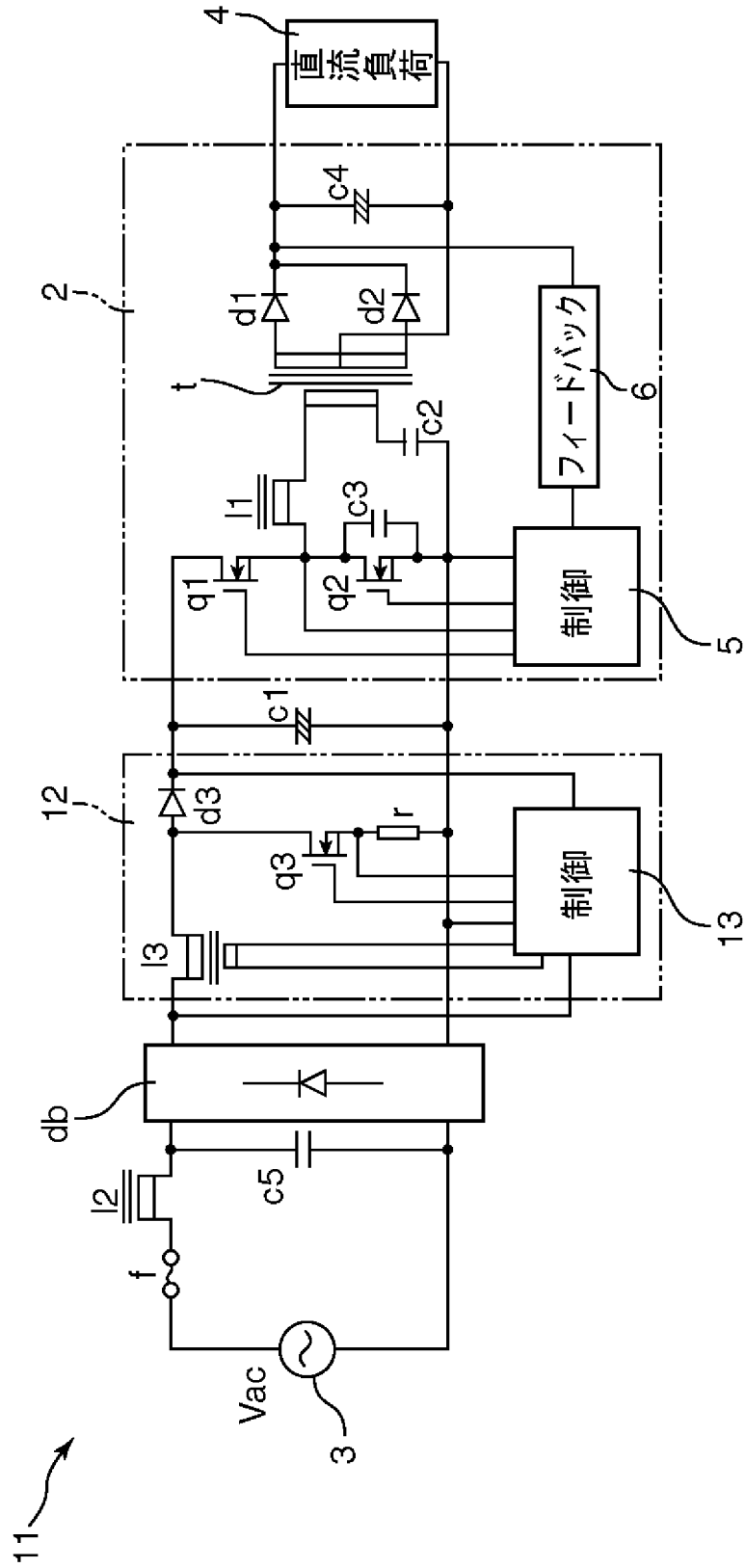
[図10]



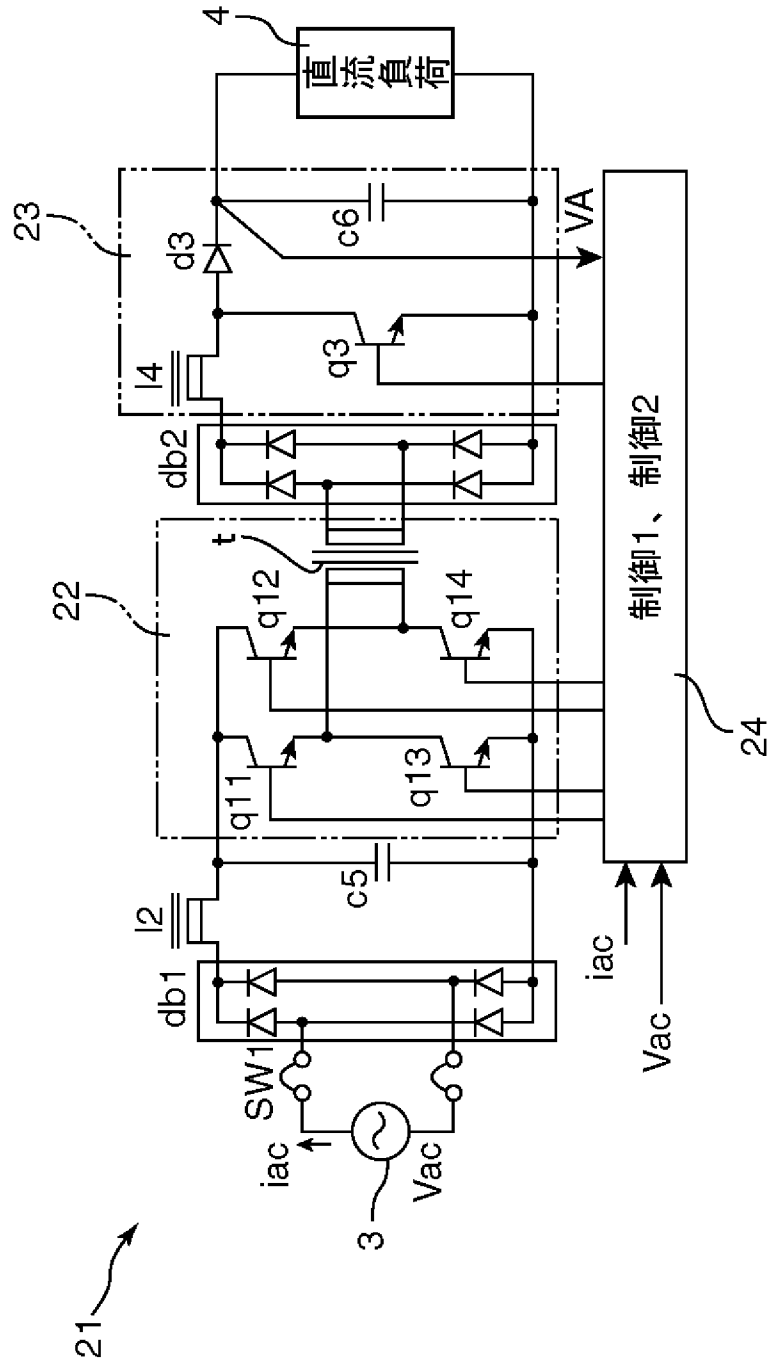
[図11]



[図12]



[図13]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2008/051340

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M3/28(2006.01) i, H02M3/155(2006.01) i, H02M7/21(2006.01) i, H05B37/02(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M3/28, H02M3/155, H02M7/21, H05B37/02

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2008
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2008	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2008

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 7-327361 A (Mitsubishi Electric Corp.), 12 December, 1995 (12.12.95), Par. Nos. [0014] to [0022]; Figs. 1, 2 (Family: none)	1-7
Y	JP 2001-359279 A (Sony Corp.), 26 December, 2001 (26.12.01), Par. Nos. [0024] to [0027]; Fig. 1 (Family: none)	1-7
Y	JP 2006-296158 A (Shindengen Electric Mfg. Co., Ltd.), 26 October, 2006 (26.10.06), Par. No. [0034]; Fig. 1 (Family: none)	4-7

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 14 April, 2008 (14.04.08)	Date of mailing of the international search report 22 April, 2008 (22.04.08)
--	---

Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2008/051340

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2006-230135 A (Mitsumi Electric Co., Ltd.), 31 August, 2006 (31.08.06), Par. Nos. [0005], [0006]; Fig. 1 (Family: none)	5-7

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02M3/28(2006.01)i, H02M3/155(2006.01)i, H02M7/21(2006.01)i, H05B37/02(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02M3/28, H02M3/155, H02M7/21, H05B37/02

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2008年
日本国実用新案登録公報	1996-2008年
日本国登録実用新案公報	1994-2008年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	J P 7 - 3 2 7 3 6 1 A (三菱電機株式会社)、1995. 12. 12、段落【0014】-【0022】、第1, 2図 (ファミリーなし)	1-7
Y	J P 2 0 0 1 - 3 5 9 2 7 9 A (ソニー株式会社)、2001. 12. 26、段落【0024】-【0027】、第1図 (ファミリーなし)	1-7
Y	J P 2 0 0 6 - 2 9 6 1 5 8 A (新電元工業株式会社)、2006. 10. 26、段落【0034】、第1図 (ファミリーなし)	4-7

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

14. 04. 2008

国際調査報告の発送日

22. 04. 2008

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

服部 俊樹

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

3V

3736

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP2006-230135A (ミツミ電機株式会社)、2006.08.31、段落【0005】、【0006】、第1図 (ファミリーなし)	5-7