

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5440979号  
(P5440979)

(45) 発行日 平成26年3月12日(2014.3.12)

(24) 登録日 平成25年12月27日(2013.12.27)

(51) Int.Cl.		F 1
<b>HO2M</b>	<b>7/12</b>	<b>(2006.01)</b>
<b>HO2M</b>	<b>7/219</b>	<b>(2006.01)</b>
<b>HO2M</b>	<b>1/12</b>	<b>(2006.01)</b>
	HO2M	7/12 Q
	HO2M	7/12 6O1B
	HO2M	7/219
	HO2M	1/12

請求項の数 3 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2009-270745 (P2009-270745)	(73) 特許権者	592091057
(22) 出願日	平成21年11月6日(2009.11.6)		大平電子株式会社
(65) 公開番号	特開2011-101571 (P2011-101571A)		埼玉県比企郡嵐山町大字菅谷496番地36
(43) 公開日	平成23年5月19日(2011.5.19)	(72) 発明者	佐藤 守男
審査請求日	平成24年10月26日(2012.10.26)		埼玉県比企郡嵐山町大字菅谷496番地36 大平電子株式会社内
		審査官	永田 和彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 AC-DCコンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源にリアクトルを直列に接続し、前記交流電源と前記リアクトルの直列回路両端にアノードを共通として互いに逆向きに接続された第1のダイオードと第2のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、前記第1のダイオードと前記第2のダイオードの直列回路両端にカソードを共通として互いに逆向きに接続された第3のダイオードと第4のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、前記第1のダイオードと前記第2のダイオードとの接続点と前記第3のダイオードと前記第4のダイオードとの接続点の間に第1のコンデンサを接続し、前記第1のコンデンサ両端に負荷を接続したAC-DCコンバータにおいて、前記第1のダイオードに並列に第1のスイッチ素子を接続し、前記第2のダイオードに並列に第2のスイッチ素子を接続し、前記第1のコンデンサに直列に第1の抵抗を挿入し、前記第1の抵抗両端の電圧が下降して所定の値になると信号を出力する検出回路を付加し、前記検出回路の出力する信号に同期して前記第1のスイッチ素子と前記第2のスイッチ素子を同時にターンオンさせ、かつ、前記交流電源の少なくとも1交流周期の間はオン期間を一定に保つ発振制御回路を付加したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

【請求項2】

交流電源にリアクトルを直列に接続し、前記交流電源と前記リアクトルの直列回路両端にアノードを共通として互いに逆向きに接続された第1のダイオードと第2のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、前記第1のダイオードと前記第2のダイオードの

直列回路両端にカソードを共通として互いに逆向きに接続された第3のダイオードと第4のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、前記第1のダイオードと前記第2のダイオードとの接続点と前記第3のダイオードと前記第4のダイオードとの接続点の間に第1のコンデンサを接続し、前記第1のコンデンサ両端に負荷を接続したAC-DCコンバータにおいて、前記第1のダイオードに並列に第1のスイッチ素子を接続し、前記第2のダイオードに並列に第2のスイッチ素子を接続し、前記第1のスイッチ素子に並列に第2のコンデンサと第2の抵抗からなる直列回路を接続し、前記第2のスイッチ素子に並列に第3のコンデンサと第3の抵抗からなる直列回路を接続し、前記第2の抵抗両端の電圧かまたは前記第3の抵抗両端の電圧のいずれかが下降して所定の値になると信号を出力する検出回路を付加し、前記検出回路の出力する信号に同期して前記第1のスイッチ素子と前記第2のスイッチ素子を同時にターンオンさせ、かつ、前記交流電源の少なくとも1交流周期の間はオン期間を一定に保つ発振制御回路を付加したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

10

### 【請求項3】

交流電源にリアクトルを直列に接続し、前記交流電源と前記リアクトルの直列回路両端にアノードを共通として互いに逆向きに接続された第1のダイオードと第2のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、前記第1のダイオードと前記第2のダイオードの直列回路両端にカソードを共通として互いに逆向きに接続された第3のダイオードと第4のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、前記第1のダイオードと前記第2のダイオードとの接続点と前記第3のダイオードと前記第4のダイオードとの接続点の間に第1のコンデンサを接続し、前記第1のコンデンサ両端に負荷を接続したAC-DCコンバータにおいて、前記第1のダイオードに並列に第1のスイッチ素子を接続し、前記第2のダイオードに並列に第2のスイッチ素子を接続し、前記第1のダイオードと前記第1のスイッチ素子の並列回路に直列に第4の抵抗を挿入し、前記第2のダイオードと前記第2のスイッチ素子の並列回路に直列に第5の抵抗を挿入し、前記第4の抵抗両端の電圧かまたは前記第5の抵抗両端の電圧が下降して所定の値になると信号を出力する検出回路を付加し、前記検出回路の出力する信号に同期して前記第1のスイッチ素子と前記第2のスイッチ素子を同時にターンオンさせ、かつ、前記交流電源の少なくとも1交流周期の間はオン期間を一定に保つ発振制御回路を付加したことを特徴とするAC-DCコンバータ。

20

### 【発明の詳細な説明】

30

### 【技術分野】

#### 【0001】

本発明は、スイッチング電源に関し、特に交流電流を直接スイッチングするAC-DCコンバータに関する。

### 【背景技術】

#### 【0002】

交流電流を直接スイッチングするAC-DCコンバータの従来手段として図5に示した回路例がある(特開2000-208290)。図5において、交流電源101より供給される正の半波に対してはMOSFET109とダイオード105がスイッチング手段を構成し、負の半波に対してはMOSFET110とダイオード106がスイッチング手段を構成する。リアクトル102とコンデンサ107は正負に関係なく共通の部品として働く。

40

#### 【0003】

交流の正の半波ではMOSFET109がオンとオフを繰り返してオンのときはリアクトル102に励磁エネルギーを蓄積し、オフのときはその励磁エネルギーを放出させてコンデンサ107を充電する。交流電源101には励磁電流と励磁エネルギーの放出による電流が流れる。それらの平均値がそのときの交流電圧の瞬時値に比例するようにオンとオフの幅を制御するので電流は電圧に比例する。すなわち高い力率が得られる。交流の負の半波でも同様にして高い力率が得られる。そして、交流電流を直接スイッチングすることにより、交流電流を整流するダイオードを省くことができ、効率が改善される。

50

## 【 0 0 0 4 】

しかし、交流の正の半波の電流と負の半波の電流が等しくないと高い力率が得られても偶数次の高調波電流が発生し、高調波電流規制の限度値をオーバーする。また、偶数次の高調波電流によってスイッチノイズを減衰する働きを担うコモンモードチョークコイルが飽和して減衰の効果が損なわれる。

図 5 に示した従来例には偶数次の高調波が生じやすい短所がある。

## 【 発明の概要 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 0 5 】

本発明は、交流の正の半波と負の半波の電流を一致させ、偶数次の高調波が発生しないように改善した、交流電流を直接スイッチングする A C - D C コンバータを提供することを目的としている。

## 【 課題を解決するための手段 】

## 【 0 0 0 6 】

そこで請求項 1 記載の発明は、交流電源にリアクトルを直列に接続し、交流電源とリアクトルの直列回路両端にアノードを共通として互いに逆向きに接続された第 1 のダイオードと第 2 のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、第 1 のダイオードと第 2 のダイオードの直列回路両端にカソードを共通として互いに逆向きに接続された第 3 のダイオードと第 4 のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、第 1 のダイオードと第 2 のダイオードとの接続点と第 3 のダイオードと第 4 のダイオードとの接続点の間に第 1 のコンデンサを接続し、第 1 のコンデンサ両端に負荷を接続した A C - D C コンバータにおいて、第 1 のダイオードに並列に第 1 のスイッチ素子を接続し、第 2 のダイオードに並列に第 2 のスイッチ素子を接続し、第 1 のコンデンサに直列に第 1 の抵抗を挿入し、第 1 の抵抗両端の電圧が下降して所定の値になると信号を出力する検出回路を付加し、検出回路の出力する信号に同期して第 1 のスイッチ素子と第 2 のスイッチ素子を同時にターンオンさせ、かつ、交流電源の少なくとも 1 交流周期の間はオン期間を一定に保つ発振制御回路を付加した。

## 【 0 0 0 7 】

第 1 のスイッチ素子と第 2 のスイッチ素子は同時にターンオンして少なくとも交流電源の 1 周期の間は一定のオン期間を保つので、交流の正の半周期と負の半周期ではオン期間の差はない。また、オフ期間に第 1 のコンデンサに流れる充電電流は、第 1 のコンデンサ両端の電圧と交流電源の電圧の瞬時値とリアクトルのインダクタンスによって決まる負の傾きを持った電流波形になる。交流電源の電圧は正弦波で正負同形であるため、第 1 の抵抗両端の電圧が所定の値になる時刻で第 1 のスイッチ素子と第 2 のスイッチ素子を同時にターンオンさせることによりオフ期間についても交流の正の半周期と負の半周期で差が生じないようにできる。

## 【 0 0 0 8 】

請求項 2 記載の発明は、交流電源にリアクトルを直列に接続し、交流電源とリアクトルの直列回路両端にアノードを共通として互いに逆向きに接続された第 1 のダイオードと第 2 のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、第 1 のダイオードと第 2 のダイオードの直列回路両端にカソードを共通として互いに逆向きに接続された第 3 のダイオードと第 4 のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、第 1 のダイオードと第 2 のダイオードとの接続点と第 3 のダイオードと第 4 のダイオードとの接続点の間に第 1 のコンデンサを接続し、第 1 のコンデンサ両端に負荷を接続した A C - D C コンバータにおいて、第 1 のダイオードに並列に第 1 のスイッチ素子を接続し、第 2 のダイオードに並列に第 2 のスイッチ素子を接続し、第 1 のスイッチ素子に並列に第 2 のコンデンサと第 2 の抵抗からなる直列回路を接続し、第 2 のスイッチ素子に並列に第 3 のコンデンサと第 3 の抵抗からなる直列回路を接続し、第 2 の抵抗両端の電圧かまたは第 3 の抵抗両端の電圧のいずれかが下降して所定の値になると信号を出力する検出回路を付加し、検出回路の出力する信号に同期して第 1 のスイッチ素子と第 2 のスイッチ素子を同時にターンオンさせ、かつ

、交流電源の少なくとも1交流周期の間はオン期間を一定に保つ発振制御回路を付加した。

【0009】

第1のスイッチ素子と第2のスイッチ素子は同時にターンオンして少なくとも交流電源の1交流周期の間は一定のオン期間を保つので、交流の正の半周期と負の半周期ではオン期間の差はない。

また、第1のスイッチ素子両端の電圧と第2のスイッチ素子両端の電圧は、オン期間はほぼゼロであるが、ターンオフすると一方のスイッチ素子には第1のコンデンサ両端の電圧にほぼ等しい電圧が他方には並列に接続されたダイオードのドロップ電圧がそれぞれ加わる。ターンオフした後に一方のスイッチ素子に加わる電圧はリアクトルの励磁エネルギーが放出し切ると交流電源の電圧の瞬時値まで下がるので、そのスイッチ素子に並列に接続されているコンデンサと抵抗の直列回路に流れる電流が変化し、抵抗両端の電圧は下がる。交流電源の電圧は正弦波で正負同形であるため、第2の抵抗両端の電圧が第3の抵抗両端の電圧が下降して所定の値になる時刻で第1のスイッチ素子と第2のスイッチ素子を同時にターンオンさせることによりオフ期間についても交流の正の半周期と負の半周期で差が生じないようにできる。すなわち、偶数次の高調波電流は生じない。

【0010】

請求項3記載の発明は、交流電源にリアクトルを直列に接続し、交流電源とリアクトルの直列回路両端にアノードを共通として互いに逆向きに接続された第1のダイオードと第2のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、第1のダイオードと第2のダイオードの直列回路両端にカソードを共通として互いに逆向きに接続された第3のダイオードと第4のダイオードからなる直列回路の両端を各々接続し、第1のダイオードと第2のダイオードとの接続点と第3のダイオードと第4のダイオードとの接続点の間に第1のコンデンサを接続し、第1のコンデンサ両端に負荷を接続したAC-DCコンバータにおいて、第1のダイオードに並列に第1のスイッチ素子を接続し、第2のダイオードに並列に第2のスイッチ素子を接続し、第1のダイオードと第1のスイッチ素子の並列回路に直列に第4の抵抗を挿入し、第2のダイオードと第2のスイッチ素子の並列回路に直列に第5の抵抗を挿入し、第4の抵抗両端の電圧が第5の抵抗両端の電圧が下降して所定の値になると信号を出力する検出回路を付加し、検出回路の出力する信号に同期して第1のスイッチ素子と第2のスイッチ素子を同時にターンオンさせ、かつ、交流電源の少なくとも1交流周期の間はオン期間を一定に保つ発振制御回路を付加した。

【0011】

第1のスイッチ素子と第2のスイッチ素子は同時にターンオンして少なくとも交流電源の1周期の間は一定のオン期間を保つので、交流の正の半周期と負の半周期ではオン期間の差はない。

オフ期間には、第1のダイオードか第2のダイオードを通過する電流が流れるので、第4の抵抗か第5の抵抗のいずれかの両端に電圧が生じる。

【0012】

その電流は、第1のコンデンサ両端の電圧と交流電源の電圧の瞬時値とリアクトルのインダクタンスによって決まる負の傾きを持った電流波形になる。交流電源の電圧は正負同形であるため、第1の抵抗両端の電圧が所定の値になる時刻で第1のスイッチ素子と第2のスイッチ素子を同時にターンオンさせることによりオフ期間についても交流の正の半周期と負の半周期で差が生じないようにできる。

【発明の効果】

【0013】

本発明によって、従来の交流電流をスイッチングして直流電圧を作るAC-DCコンバータにおいて生じやすかった偶数次高調波電流を抑えることができた。

高調波電流抑制ガイドライン(資源エネルギー庁発行)は照明機器に関して2次高調波を基本波成分の2%以下に抑えるように定めているので、本発明はガイドラインをクリアする上で有効な手段になり得る。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 4 】

また、偶数次高調波電流が抑えられることにより、コモンモードチョークコイルが飽和する従来の問題も解決できたので同問題に対する回路上の対策が不要になり、部品減による経済効果が期待できる。

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 1 5 】

【 図 1 】 請求項 1 記載の発明の実施例を示す回路図である。

【 図 2 】 請求項 2 記載の発明の実施例を示す回路図である。

【 図 3 】 請求項 3 記載の発明の実施例を示す回路図である。

【 図 4 】 図 2 の交流電源の電流波形を示す波形図である。

【 図 5 】 従来方式の一例を示す回路図である。

## 【 発明を実施するための形態 】

## 【 0 0 1 6 】

発明を実施するための最良の形態を実施例の図面を参照して説明する。

## 【 実施例 】

## 【 0 0 1 7 】

図 1 は請求項 1 記載の発明の実施例を示す回路図である。図において、第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 10 は発振制御回路 12 の出力パルスによって同時にオンになりまたオフになる。第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 10 がオン状態のときは交流電源 1 の電流はリアクトル 2 だけに流れ、リアクトル 2 に励磁エネルギーを蓄積する。オン期間は交流周期の少なくとも 1 周期は一定の値を保つので、交流の正の半波とそれに続く負の半波とでは同じオン期間である。

## 【 0 0 1 8 】

第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 10 がターンオフすると、リアクトル 2 の励磁エネルギーは交流電源 1 と第 1 のダイオード 3 から第 4 のダイオード 6 が構成するブリッジ整流回路のいずれか 2 つのダイオードと第 1 のコンデンサ 7 と、第 1 の抵抗 11 を通って流れて放出される。

## 【 0 0 1 9 】

この電流はターンオフ直前のリアクトル 2 の電流値をピーク値として、第 1 のコンデンサ 7 の両端の電圧と交流電源 1 の交流電圧の瞬時値の差をリアクトル 2 のインダクタンスで割った値を傾きとする下降する電流になる。

## 【 0 0 2 0 】

第 1 の抵抗 11 両端の電圧も下降する電圧になるが、その電圧が基準電源 13 の値より小さくなるとコンパレータ 14 の出力端子は吸い込みになり、その信号を受けた発振制御回路 12 は第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 10 をターンオンさせるパルスを出力する。

## 【 0 0 2 1 】

オン期間は交流電圧の正の半波と負の半波のいずれでも一定の値を保つのでターンオフ直前のリアクトル 2 のピーク電流は交流電圧の瞬時値に比例する。そして、ピーク電流から下降する傾きが第 1 のコンデンサ 7 の電圧と交流電圧の瞬時値の差に比例する。

## 【 0 0 2 2 】

交流電源の電圧は正弦波であるから、上の条件が成立すれば正の半波と負の半波では同じ波形の電流になる。すなわち偶数次の高調波電流は流れない。

## 【 0 0 2 3 】

図 2 は請求項 2 記載の発明の実施例を示す回路図である。図において、第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 10 は発振制御回路 12 の出力パルスによって同時にオンになりまたオフになる。第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 10 がオン状態のときは交流電源 1 の電流はリアクトル 2 だけに流れ、リアクトル 2 に励磁エネルギーを蓄積する。オン期間は交流周期の少なくとも 1 周期は一定の値を保つので、交流の正の半波とそれに続く負の半波とでは同じオン期間である。

## 【 0 0 2 4 】

第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 1 0 がターンオフすると、リアクトル 2 の励磁エネルギーは交流電源 1 と第 1 のダイオード 3 から第 4 のダイオード 6 が構成するブリッジ整流回路のいずれか 2 つのダイオードと第 1 のコンデンサ 7 とを流れて放出される。

## 【 0 0 2 5 】

リアクトル 2 の励磁エネルギーが放出している間は、第 1 のスイッチ素子 9 の両端かまたは第 2 のスイッチ素子 1 0 の両端に第 1 のコンデンサ 7 の両端の電圧にほぼ等しい電圧が加わる。放し切ると交流電源 1 の交流電圧の瞬時値まで下がる。その電圧の下降は第 2 のコンデンサ 1 8 と第 2 の抵抗 2 0 の直列回路かまたは第 3 のコンデンサ 1 9 と第 3 の抵抗 2 1 の直列回路によってとらえられる。下降する電圧が基準電源 1 3 の値より小さくなるとコンパレータ 1 4 かまたはコンパレータ 1 5 は吸い込みになり、その信号を受けた発振制御回路 1 2 は第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 1 0 をターンオンさせるパルスを出力する。

10

## 【 0 0 2 6 】

交流電源 1 を流れる電流は、リアクトル 2 の励磁エネルギーがゼロになってから第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 1 0 がターンオンするのでオン期間の電流はゼロアンペアから立ち上がり、また、励磁エネルギーの放出が終わるとターンオンが同時刻であるので、図 4 に示した波形になる。

## 【 0 0 2 7 】

図 4 の波形のように励磁エネルギーが毎サイクルゼロになり、励磁エネルギーがゼロの期間の時間がゼロというスイッチングを臨界モードと呼んでいるが、臨界モードのときは交流電流と交流電圧とは相似形になり力率は 1 になる。

20

## 【 0 0 2 8 】

図 1 及び後述する図 3 の実施例においても基準電源 1 3 の電圧をなるべくゼロに近い値を選ぶことにより臨界モードに近い状態にすることが可能である。

## 【 0 0 2 9 】

図 3 は請求項 3 記載の発明の実施例を示す回路図である。  
図において、第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 1 0 は発振制御回路 1 2 の出力パルスによって同時にオンになりまたオフになる。第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 1 0 がオン状態のときは交流電源 1 の電流はリアクトル 2 だけに流れ、リアクトル 2 に励磁エネルギーを蓄積する。オン期間は交流周期の少なくとも 1 周期は一定の値を保つので、交流の正の半波とそれに続く負の半波とでは同じオン期間である。

30

## 【 0 0 3 0 】

第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 1 0 がターンオフすると、リアクトル 2 の励磁エネルギーは交流電源 1 と第 1 のダイオード 3 から第 4 のダイオード 6 が構成するブリッジ整流回路のいずれか 2 つのダイオードと第 1 のコンデンサ 7 と、第 4 の抵抗 1 6 か第 5 の抵抗 1 7 のいずれかを流れて放出される。

この電流はターンオフ直前のリアクトル 2 の電流値をピーク値として、第 1 のコンデンサ 7 の両端の電圧と交流電源 1 の交流電圧の瞬時値の差をリアクトル 2 のインダクタンスで割った値を傾きとする下降する電流になる。

40

第 4 の抵抗 1 6 両端の電圧かまたは第 5 の抵抗 1 7 両端の電圧の電圧も下降する電圧になるが、その電圧が基準電源 1 3 の値より小さくなるとコンパレータ 1 4 の出力端子は吸い込みになり、その信号を受けた発振制御回路 1 2 は第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 1 0 がターンオンするパルスを出力する。

## 【 0 0 3 1 】

オン期間は交流電圧の正の半波を負の半波のいずれでも一定の値を保つのでターンオフ直前のリアクトル 2 のピーク電流は交流電圧の瞬時値に比例する。そして、ピーク電流から下降する傾きが第 1 のコンデンサ 7 の電圧と交流電圧の瞬時値の差に比例する。

## 【 0 0 3 2 】

交流電源の電圧は正弦波であるから、上の条件が成立すれば正の半波と負の半波では同

50

じ波形の電流になる。すなわち偶数次の高調波電流は流れない。

【 0 0 3 3 】

図 1 から図 3 の実施例において、第 1 のスイッチ素子 9 と第 2 のスイッチ素子 1 0 に M O S F E T を応用しているので第 1 のダイオード 3 と第 2 のダイオード 4 を M O S F E T のボディダイオードで代用することも可能である。

【 0 0 3 4 】

図 1 から図 3 の実施例において、基準電源 1 3 とコンパレータ 1 4 及び 1 5 が下降する電圧の検出回路をはたしているが、同等の回路をトランジスタで構成しても良い。

【産業上の利用可能性】

【 0 0 3 5 】

交流電流を直接スイッチングする方式はダイオードによる損失を小さくできるが、従来  
の方式の場合は偶数次高調波電流に対する対策が弱かった。本発明の、偶数次高調波電流  
を抑える交流電流スイッチング方式の A C - D C コンバータは産業上の利用の可能性は高  
い。

【符号の説明】

【 0 0 3 6 】

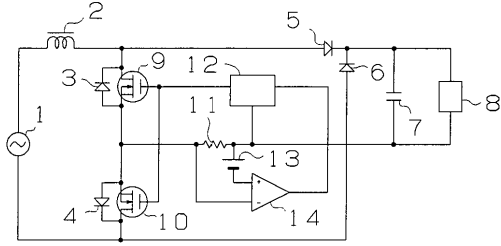
- 1、1 0 1 交流電源
- 2、1 0 2 リアクトル
- 3、4、5、6、1 0 5、1 0 6 ダイオード
- 7、1 0 7 コンデンサ
- 8、1 0 8 負荷
- 9、1 0、1 0 9、1 1 0 M O S F E T
- 1 1 抵抗
- 1 2 発振制御回路
- 1 3 基準電源
- 1 4、1 5 コンパレータ
- 1 6、1 7 抵抗
- 1 8、1 9 コンデンサ
- 2 0、2 1 抵抗
- 1 0 3、1 0 4 発振制御回路

10

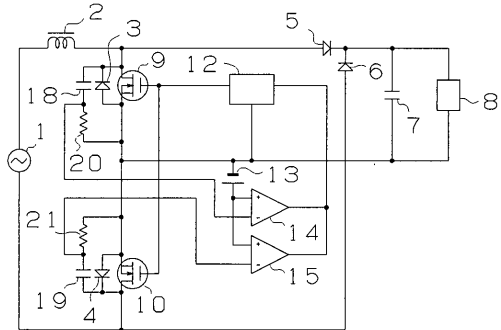
20

30

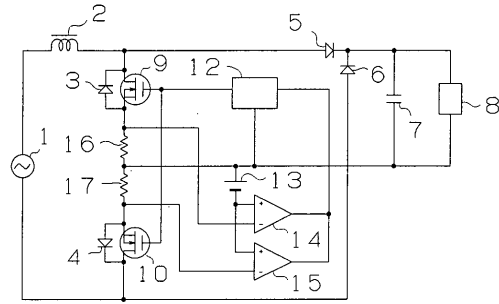
【図1】



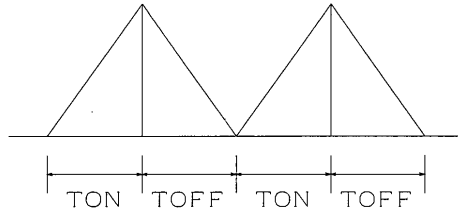
【図2】



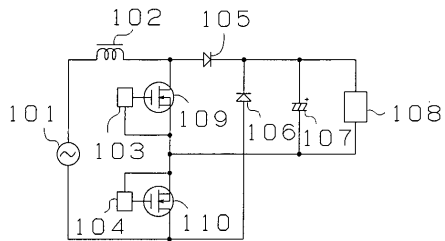
【図3】



【図4】



【図5】





---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2000-208290(JP,A)  
特開平7-115774(JP,A)  
特開2003-348849(JP,A)  
特開2001-286149(JP,A)  
特開2003-333855(JP,A)  
特開2002-51563(JP,A)  
特開2011-19323(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/06 - 7/25, 3/08 - 3/158, 1/12