

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3725378号  
(P3725378)

(45) 発行日 平成17年12月7日(2005.12.7)

(24) 登録日 平成17年9月30日(2005.9.30)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>

F I

HO2M 3/155

HO2M 3/155

F

HO2M 3/28

HO2M 3/28

H

請求項の数 2 (全 8 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平11-286710                  (22) 出願日 平成11年10月7日(1999.10.7)                  (65) 公開番号 特開2001-112240(P2001-112240A)                  (43) 公開日 平成13年4月20日(2001.4.20)                  審査請求日 平成16年4月12日(2004.4.12)</p>	<p>(73) 特許権者 392027944                  谷口 勝則                  奈良県北葛城郡上牧町桜ヶ丘3丁目28番地の6                  (73) 特許権者 000006688                  株式会社ユアサコーポレーション                  大阪府高槻市古曽部町二丁目3番21号                  (72) 発明者 谷口 勝則                  奈良県北葛城郡上牧町3丁目28番地の6                  (72) 発明者 平地 克也                  大阪府高槻市古曽部町二丁目3番21号                  株式会社 ユアサ コーポレーション内                  審査官 櫻田 正紀</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 単相昇降圧形高力率コンバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流入力電源からの交流電力を整流する整流回路と、この整流回路の交流側と交流入力電源との間に介挿されたフィルタと、前記整流回路の直流側に接続された転流用インダクタンスとスイッチング回路との直列接続回路と、前記転流用インダクタンスと並列に接続された平滑用コンデンサとダイオードとの直列接続回路と、前記スイッチング回路のオン、オフを制御する制御回路とを有し、前記平滑用コンデンサの端子間から直流出力を得る単相昇降圧形高力率コンバータにおいて、前記スイッチング回路は、第1スイッチング素子および第1ダイオードの直列接続回路と第2ダイオードおよび第2スイッチング素子の直列接続回路とが並列に接続され、前記第1スイッチング素子および第1ダイオードの直列接続点と第2ダイオードおよび第2スイッチング素子の直列接続点との間に転流用コンデンサが接続されてなり、第1スイッチング素子と2スイッチング素子の動作周期を $T_b$ 、オン時間を $T_{ON}$ とし、制御回路により、第1スイッチング素子と2スイッチング素子のデューティファクタ $d_F = T_{ON} / T_b$ を、

【化 1】

$$d_F = D_F \sqrt{|\sin \omega_s t|}$$

または

【化 2】

$$d_F = D_F |\sin \omega_s t|$$

10

のように制御（ $D_F$ は0～1の定数、 $\omega_s$ は交流電源の角周波数、 $t$ は時刻）する機能を備えたことを特徴とする単相昇降圧形高力率コンバータ。

【請求項 2】

請求項 1 記載の単相昇降圧形高力率コンバータにおいて、転流用インダクタンスは少なくとも 1 本の 2 次巻線を有するフライバックトランスであることを特徴とする単相昇降圧形高力率コンバータ。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は単相昇降圧形高力率コンバータに関するもので、さらに詳しく言えば、交流入力電流を正弦波状に近似させることができ、高周波ノイズの発生が抑制できる単相昇降圧形高力率コンバータに関するものである。

【0002】

【従来の技術】

単相昇降圧形高力率コンバータは、交流入力電源からの交流電力をフィルタを介して整流回路の交流側に入力し、この整流回路の直流側に接続された昇降圧チョッパによって交流入力電圧を任意の直流出力電圧に変換するとともに、交流入力電流を正弦波状に近似するようにしたものである。

30

【0003】

上記した単相昇降圧形高力率コンバータとしては図 7 に示したようなものがある。

【0004】

すなわち、図 7 において、交流入力電源 1 からの交流電力をフィルタ 2 を介して整流回路 3 の交流側に入力し、この整流回路 3 の直流側に接続された、リアクトル 4 とスイッチング素子 8 との直列接続回路と、前記リアクトル 4 と並列に接続された平滑用コンデンサ 5 とダイオード 7 との直列接続回路とからなる昇降圧チョッパによって交流入力電圧を任意の直流出力電圧に変換し、前記平滑用コンデンサ 5 の端子間に接続された負荷 6 に直流電力を供給するとともに、前記スイッチング素子 8 のデューティファクタ  $d_F$  を制御して交流入力電流を正弦波状に近似させるものである。

40

【0005】

図 7 に示した昇降圧型高力率コンバータは、スイッチング素子 8 をオン、オフさせることにより、スイッチング素子 8 のオン時にはリアクトル 4 に流れる電流が直線的に増加し、スイッチング素子 8 のオフ時にはリアクトル 4 に流れる電流が直線的に減少して、スイッチング時の電流のピーク値が正弦波状の包絡線を描くので、フィルタ 2 によって高周波分を除去することによって交流入力電流を正弦波状にすることができる。

【0006】

50

## 【発明が解決しようとする課題】

上記した従来の昇降圧型高力率コンバータでは、簡素な回路と簡単なスイッチング素子 8 のオン、オフ制御によって交流入力電流を正弦波状にすることができるが、スイッチング素子 8 のオンによって直線的に増加した電流のピーク値付近でスイッチング素子 8 をオフさせるため、スイッチング損失が増大するという問題や高周波ノイズが増大するという問題があった。

## 【0007】

## 【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するため、請求項 1 に記載の発明は、交流入力電源からの交流電力を整流する整流回路と、この整流回路の交流側と交流入力電源との間に介挿されたフィルタと、前記整流回路の直流側に接続された転流用インダクタンスとスイッチング回路との直列接続回路と、前記転流用インダクタンスと並列に接続された平滑用コンデンサとダイオードとの直列接続回路と、前記スイッチング回路のオン、オフを制御する制御回路とを有し、前記平滑用コンデンサの端子間から直流出力を得る単相昇降圧形高力率コンバータにおいて、前記スイッチング回路は、第 1 スwitchング素子および第 1 ダイオードの直列接続回路と第 2 ダイオードおよび第 2 スwitchング素子の直列接続回路とが並列に接続され、前記第 1 スwitchング素子および第 1 ダイオードの直列接続点と第 2 ダイオードおよび第 2 スwitchング素子の直列接続点との間に転流用コンデンサが接続されてなり、第 1 スwitchング素子と 2 スwitchング素子の動作周期を  $T_b$ 、オン時間を  $T_{ON}$  とし、制御回路により、第 1 スwitchング素子と 2 スwitchング素子のデューティファクタ  $d_F = T_{ON} / T_b$  を、

## 【化 3】

$$d_F = D_F \sqrt{|\sin \omega_s t|}$$

または

## 【化 4】

$$d_F = D_F |\sin \omega_s t|$$

のように制御 ( $D_F$  は 0  $<$   $D_F$   $<$  1 の定数、 $\omega_s$  は交流電源の角周波数、 $t$  は時刻) する機能を備えたことを特徴とするものであり、これにより、第 1 スwitchング素子および第 2 スwitchング素子のターンオンは第 1 スwitchング素子および第 2 スwitchング素子に電流が流れていない状態で行われ、第 1 スwitchング素子および第 2 スwitchング素子のターンオフは第 1 スwitchング素子および第 2 スwitchング素子に電圧が印加されていない状態で行われるので、スイッチング損失や高周波ノイズを増大させずに、交流入力電流の歪み率を小さくすることができる。

## 【0008】

また、請求項 2 に記載の発明は、請求項 1 に記載の単相昇降圧形高力率コンバータにおいて、転流用インダクタンスは少なくとも 1 本の 2 次巻線を有するフライバックトランスであることを特徴とするものであり、これにより、スイッチング損失や高周波ノイズを増大させずに、交流入力電流の総合歪み率 (THD) を小さくすることができる、複数の異なる直流出力電圧が出力できるコンバータを得ることができる。

## 【0012】

**【発明の実施の状態】**

以下、本発明をその実施の形態に基づいて説明する。

**【0013】**

図1は本発明の実施の形態に係る単相昇降圧形高力率コンバータの回路図である。

**【0014】**

本発明の実施の形態に係る単相昇降圧形高力率コンバータの特徴は、図7に示した従来の単相昇降圧形高力率コンバータのスイッチング素子8をスイッチング回路80とし、リアクトル4を転流用インダクタンス40とし、前記スイッチング回路は、第1スイッチング素子81および第1ダイオード82の直列接続回路と第2ダイオード84および第2スイッチング素子83の直列接続回路とを並列に接続し、前記第1スイッチング素子81および第1ダイオード82の直列接続点と第2ダイオード84および第2スイッチング素子83の直列接続点との間に転流用コンデンサ85を接続したことである。

10

**【0015】**

上記した単相昇降圧形高力率コンバータは、後述する動作モード1～4の如く、転流用コンデンサ85の放電により、その電圧がゼロの状態第1スイッチング素子81および第2スイッチング素子83を同時にターンオフさせるゼロ電圧スイッチングと、転流用コンデンサ85の充電により、その電圧が平滑用コンデンサ5の電圧に達した状態で第1スイッチング素子81および第2スイッチング素子83を同時にターンオンさせるゼロ電流スイッチングとを実現しているため、スイッチング損失と高周波ノイズの低減を図ることができる。

20

**【0016】**

(動作モード1)

転流用コンデンサ85の電圧がゼロで、第1スイッチング素子81および第2スイッチング素子83がオン時のモードである。この動作モード1では、転流用インダクタンス40を通して流れる電流が、第1スイッチング素子81および第1ダイオード82の直列接続回路と第2ダイオード84および第2スイッチング素子83の直列接続回路とに分流し、転流用インダクタンス40にエネルギーが蓄積される。この状態で第1スイッチング素子81および第2スイッチング素子83をターンオフさせると動作モード2に移行する。

**【0017】**

(動作モード2)

この動作モード2への移行は、整流回路3の直流側の電圧が転流用インダクタンス40に印加された状態で行われるので、ゼロ電圧スイッチングとなる。そして、この動作モード2では、転流用インダクタンス40に蓄積されたエネルギーによって第2ダイオード84、転流用コンデンサ85、第1ダイオード82なる経路に電流が流れ、転流用コンデンサ85の右側が正電位になるように充電され、転流用コンデンサ85の右側の電位が平滑用コンデンサ5の正側の電位に達すると動作モード3に移行する。

30

**【0018】**

(動作モード3)

この動作モード3では、転流用コンデンサ85に流れていた電流がダイオード7を流れて負荷6に流れ、転流用コンデンサ85には整流回路3の直流側の電圧が印加されている。この状態で第1スイッチング素子81および第2スイッチング素子83をターンオンさせると動作モード4に移行する。

40

**【0019】**

(動作モード4)

この動作モード4への移行は、第2ダイオード84、転流用コンデンサ85および第1ダイオード82に電流が流れていない状態で行われるので、ゼロ電流スイッチングとなる。そして、この動作モード4では、整流回路3の直流側の電圧と転流用コンデンサ85の電圧との和電圧が転流用インダクタンス40に印加され、転流用コンデンサ85と転流用インダクタンス40との共振によって第2スイッチング素子83、整流回路3、転流用インダクタンス40、第1スイッチング素子81なる経路で電流が流れ、転流用コンデンサ8

50

5はその電圧がゼロになるまで放電し、前述した動作モード1に戻る。

【0020】

次に、図1の実施の形態に係る単相昇降圧形高力率コンバータの変形例について説明する。

【0021】

図2に示した変形例は、図1の転流用インダクタンス40を、1本の2次巻線410を有するフライバックトランス41とした例であり、図1の実施の形態に対し、入出力間の電氣的絶縁が必要な場合に有効であるとともに、このフライバックトランス41の2次巻線410との巻数比を調整することにより、交流入力電圧に対し、任意に昇降圧させた直流出力電圧を得ることができる。

10

【0022】

図3に示した変形例は、図2のフライバックトランス41を、3本の2次巻線411, 412, 413を有するフライバックトランス41とし、各2次巻線411, 412, 413にダイオード71, 72, 73、平滑用コンデンサ51, 52, 53、負荷61, 62, 63を接続した例であり、図1の実施の形態に対し、入出力間の電氣的絶縁が必要な場合に有効であるとともに、このフライバックトランス41の各2次巻線411, 412, 413との巻数比を調整することにより、交流入力電圧に対し、任意に昇降圧させた複数の直流出力を得ることができる。

【0023】

次に、図1の実施の形態および図2、図3の変形例に適用できる第1スイッチング素子81および第2スイッチング素子83の制御回路について説明する。

20

【0024】

上記制御回路の一つは、第1スイッチング素子81および第2スイッチング素子83を、一定の周期、一定のデューティファクタで同時にオン、オフさせるものである。この制御回路によれば、転流用コンデンサ85の充電による方形波電流が正弦波に重畳されて交流入力電流の歪み率はやや高くなるが、図4に示したように、従来のコンバータ(ハードスイッチング)に対して本発明のコンバータ(ソフトスイッチング)では転流用コンデンサ85の容量を調整することによって直流出力電圧のリップルを低減することができるので、交流入力電流の歪み率が許容できる用途に対して簡素な制御回路で適用することができる。

30

【0025】

上記制御回路の他の一つは、第1スイッチング素子81と第2スイッチング素子83の動作周期を $T_b$ 、オン時間を $T_{ON}$ とし、第1スイッチング素子81と第2スイッチング素子83のデューティファクタを $d_F = T_{ON} / T_b$ を、

【化5】

$$d_F = D_F \sqrt{|\sin \omega_s t|}$$

のように制御( $D_F$ は0  $D_F$  1の定数、 $\omega_s$ は交流電源の角周波数、 $t$ は時刻)するものである。この制御回路によれば、デューティファクタ $d_F$ は交流入力電圧のゼロクロス付近ではデューティファクタを小さくし、交流入力電圧のピーク値付近ではデューティファクタを大きくするもので、ルートサイン制御と称することができ、図5に示したように、前述の一定デューティ制御に対して交流入力電流の総合歪み率(THD)を大きく改善できることがわかる。

40

【0026】

上記制御回路のさらに他の一つは、第1スイッチング素子81と第2スイッチング素子83の動作周期を $T_b$ 、オン時間を $T_{ON}$ とし、第1スイッチング素子81と第2スイッチング素子83のデューティファクタを $d_F = T_{ON} / T_b$ を、

【化6】

50

$$d_F = D_F |\sin \omega_s t|$$

のように制御（ $D_F$  は 0 から 1 の定数、 $\omega_s$  は交流電源の角周波数、 $t$  は時刻）するものである。この制御回路によれば、デューティファクタ  $d_F$  は交流入力電圧のゼロクロス付近ではデューティファクタを小さくし、交流入力電圧のピーク値付近ではデューティファクタを大きくするもので、正弦全波制御と称することができ、図 6 に示したように、前述したルートサイン制御ほどではないが、ルートサイン制御では必要であった関数波を出力する回路を必要としない、簡素な制御回路によって交流入力電流の総合歪み率（THD）を改善できることがわかる。

10

【0027】

【発明の効果】

上記した如く、本発明の単相昇降圧型高力率コンバータは交流入力電流を正弦波状に近似させ、その総合歪み率（THD）を改善することができるとともに、ソフトスイッチングにより、スイッチング損失を増大させることなく、高周波ノイズの発生を抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態に係る単相昇降圧型高力率コンバータの回路図である。

【図 2】図 1 の単相昇降圧型高力率コンバータの変形例の回路図である。

20

【図 3】図 1 の単相昇降圧型高力率コンバータの変形例の回路図である。

【図 4】本発明の単相昇降圧型高力率コンバータを一定デューティ制御したときの直流出力電圧のリップルを、従来のハードスイッチングのものと比較した図である。

【図 5】本発明の単相昇降圧型高力率コンバータをルートサイン制御したときの交流入力電流の総合歪み率を、一定デューティ制御したときのものと比較した図である。

【図 6】本発明の単相昇降圧型高力率コンバータを正弦全波制御したときの交流入力電流の総合歪み率を、一定デューティ制御したときのものと比較した図である。

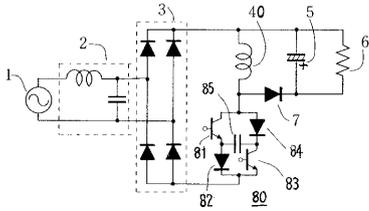
【図 7】従来の単相昇降圧型高力率コンバータの回路図である。

【符号の説明】

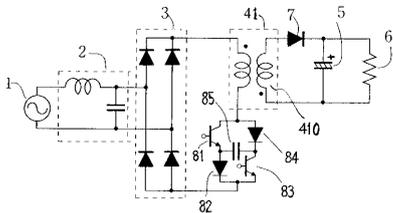
- 1 交流入力電源
- 2 フィルタ
- 3 整流回路
- 5 平滑用コンデンサ
- 6 負荷
- 40 転流用インダクタンス
- 80 スwitching回路

30

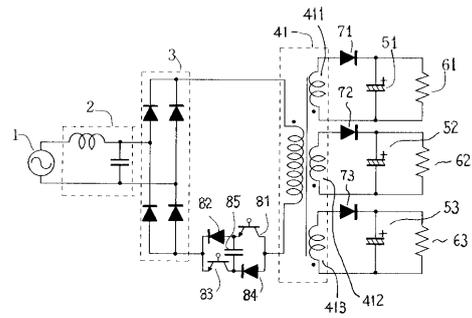
【図1】



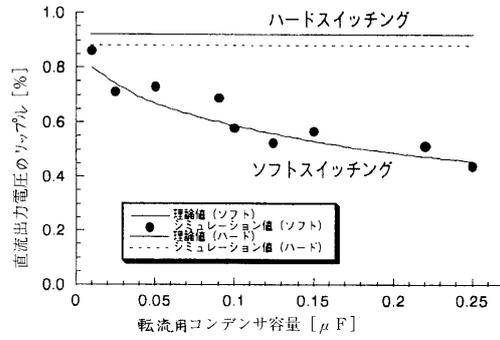
【図2】



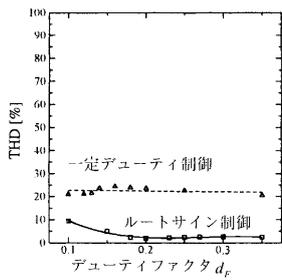
【図3】



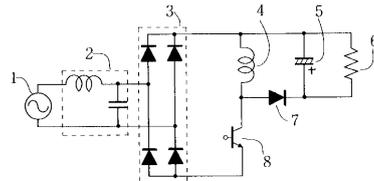
【図4】



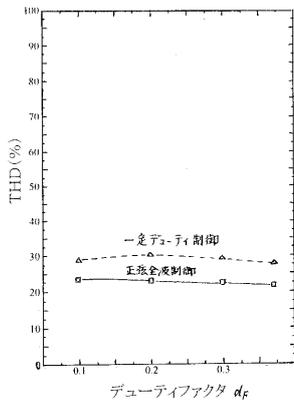
【図5】



【図7】



【図6】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開昭61-132071(JP,A)  
特開平10-304670(JP,A)  
特開平09-047024(JP,A)  
特開平07-143755(JP,A)  
特開平11-098828(JP,A)  
特開平08-182329(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>7</sup>, DB名)

H02M 3/00-3/44

H02M 7/00-7/40