

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4889697号  
(P4889697)

(45) 発行日 平成24年3月7日(2012.3.7)

(24) 登録日 平成23年12月22日(2011.12.22)

(51) Int.Cl. F I  
**HO2M 7/12 (2006.01)**  
 HO2M 7/12 P  
 HO2M 7/12 B  
 HO2M 7/12 S

請求項の数 18 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2008-229931 (P2008-229931)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成20年9月8日(2008.9.8)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2010-68552 (P2010-68552A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成22年3月25日(2010.3.25)	(74) 代理人	100085198
審査請求日	平成21年2月13日(2009.2.13)		弁理士 小林 久夫
		(74) 代理人	100098604
			弁理士 安島 清
		(74) 代理人	100061273
			弁理士 佐々木 宗治
		(74) 代理人	100070563
			弁理士 大村 昇
		(74) 代理人	100087620
			弁理士 高梨 範夫
		(74) 代理人	100141324
			弁理士 小河 卓

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流直流変換装置及び交流直流変換装置の制御方法並びにヒートポンプ式給湯器及び空気調和機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源にリアクタを介して接続される整流器と、  
 この整流器の出力端子間に直列に接続された2つのコンデンサと、  
 前記整流器の一方の入力端子と前記コンデンサ間の接続点との間に挿入された第1のスイッチ手段と、  
 前記整流器の他方の入力端子と前記コンデンサ間の接続点との間に挿入された第2のスイッチ手段と、  
 前記整流器の出力端子間の電圧が所定の値となるように前記第1のスイッチ手段と前記第2のスイッチ手段から成るスイッチ群をPWM制御する制御手段とを備え、  
 前記2つのコンデンサのそれぞれにダイオードを逆並列に接続し、  
 前記制御手段は、  
前記スイッチ群のオンオフの組合せの各々の時間比率及び発生順序を制御して、3レベルの略正弦波電圧を前記整流器の入力端子間に生成させる  
 ことを特徴とする交流直流変換装置。

【請求項2】

前記2つのコンデンサはそれぞれ複数のコンデンサを並列または直列に接続して構成される

ことを特徴とする請求項1に記載の交流直流変換装置。

【請求項3】

前記第 1 のスイッチと前記第 2 のスイッチはそれぞれ複数のスイッチを並列または直列に接続して構成される

ことを特徴とする請求項 1 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 4】

前記制御手段は、前記スイッチ群を 1 k H z ~ 5 k H z の低周波で P W M 制御する

ことを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれか 一項 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 5】

前記スイッチ群は、全波整流、第 1 の倍電圧整流、第 2 の倍電圧整流、電源短絡の 4 つの整流状態を生成するように動作し、

前記制御手段は、前記出力端子間の電圧が所定の値となるように前記 4 つの整流状態を組み合わせて前記スイッチ群を動作させる

ことを特徴とする請求項 1 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 6】

前記制御手段は、前記第 1 の倍電圧整流の出現率と前記第 2 の倍電圧整流の出現率が同一になるよう前記スイッチ群を制御する

ことを特徴とする請求項 1 又は請求項 5 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 7】

前記制御手段は、ユニポーラ変調又はダイポーラ変調の変調方式を P W M 制御に適用して前記略正弦波電圧を生成する

ことを特徴とする請求項 1、5、6 のいずれか 一項 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 8】

前記整流器の出力端子の直流電圧を検出する検出手段を備え、

前記制御手段は、前記検出手段の出力と予め設定された直流電圧指令に基づいて前記整流器の入力端子に生成すべき電圧の位相と振幅を演算し、算出された位相と振幅に基づいて前記スイッチ群のオン・オフタイミングを決定する

ことを特徴とする請求項 1 ~ 7 のいずれか 一項 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 9】

前記制御手段は、P W M のキャリアに対して、前記 P W M の 1 周期毎に予め設定された電圧のオフセット量を与える

ことを特徴とする請求項 1 ~ 8 のいずれか 一項 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 10】

前記制御手段は、P W M 周期と交流電源の周期を同期させた

ことを特徴とする請求項 1 ~ 9 のいずれか 一項 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 11】

前記制御手段は、交流電源のゼロクロス付近での P W M 周期をピーク付近での P W M 周期より低くさせた

ことを特徴とする請求項 10 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 12】

前記リアクタの空隙に樹脂製物質を挿入して前記リアクタを固定した

ことを特徴とする請求項 1 ~ 11 のいずれか 一項 に記載の交流直流変換装置。

【請求項 13】

請求項 1 ~ 12 のいずれかに記載の交流直流変換装置を備えた

ことを特徴とするヒートポンプ式給湯器。

【請求項 14】

前記交流直流変換装置の P W M 周波数の 2 倍成分を減衰させるフィルタを前記交流電源と前記交流直流変換装置との間に設けた

ことを特徴とする請求項 13 に記載のヒートポンプ式給湯器。

【請求項 15】

請求項 1 ~ 12 のいずれか 一項 に記載の交流直流変換装置を備えた

ことを特徴とする空気調和機。

10

20

30

40

50

## 【請求項 16】

前記交流直流変換装置のPWM周波数の2倍成分を減衰させるフィルタを前記交流電源と前記交流直流変換装置との間に設けた

ことを特徴とする請求項15記載の空気調和機。

## 【請求項 17】

交流電源にリアクタを介して接続される整流器と、  
この整流器の出力端子間に直列に接続された2つのコンデンサと、  
前記整流器の一方の入力端子と前記コンデンサ間の接続点との間に挿入された第1のスイッチ手段と、

前記整流器の他方の入力端子と前記コンデンサ間の接続点との間に挿入された第2のスイッチ手段と、

前記整流器の出力端子間の電圧が所定の値となるように前記第1のスイッチ手段と前記第2のスイッチ手段からなるスイッチ群をPWM制御する制御手段とを備え、

前記2つのコンデンサのそれぞれは、ダイオードが逆並列に接続され、  
全波整流、第1の倍電圧整流、第2の倍電圧整流、電源短絡の4つの整流状態の各々の時間比率及び発生順序を制御して3レベルの略正弦波電圧を前記整流器の入力端子間に生成させる

ことを特徴とする交流直流変換装置の制御方法。

## 【請求項 18】

前記第1の倍電圧整流と前記第2の倍電圧整流を同一の発生割合になるように前記スイッチ群を制御する

ことを特徴とする請求項17に記載の交流直流変換装置の制御方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、高調波電流を抑制し、直流電圧を制御する交流直流変換装置及び交流直流変換装置の制御方法並びにこの交流直流変換装置を用いたヒートポンプ式給湯器及び空気調和機に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

従来の交流直流変換装置として、電源電圧のゼロクロス信号などにより、電源に同期させながら半周期に1回だけリアクタを介して電源短絡を行ないリアクタに電流を流してエネルギーを蓄積させた後、この蓄積エネルギーにより充電電流を流すことで、高調波電流を抑制し力率を改善するものが知られている（例えば、特許文献1参照）。

## 【0003】

また、電源半周期に1回だけの電源短絡ではリアクタが大型化してしまう。そこで、電源半周期に2回以上短絡動作させることでリアクタを小型化するものが知られている（例えば、特許文献2参照）。

## 【0004】

さらに、全波整流と倍電圧整流を切替えるスイッチ手段と、電源短絡を行うためのスイッチ手段と、2つのスイッチ手段にて構成して、高調波電流を抑制し、力率改善するものが知られている（例えば、特許文献3、4参照）。

## 【0005】

さらに、2つのスイッチ手段を交互にスイッチングすることでコンデンサ容量を低減するものや、スイッチングのオンタイミングをずらし、所定のオン時間スイッチングすることで力率改善するものが知られている（例えば、特許文献5、6参照）。

## 【0006】

また、スイッチ手段を高周波のPWMにて動作させることにより、入力電流を略正弦波状に制御して高調波を抑制し、力率改善を図るものが知られている。（例えば、特許文献7参照）。

10

20

30

40

50

## 【0007】

さらに、2つのスイッチング素子を動作させることにより、高調波電流を抑制しようとするものが知られている（例えば、特許文献8、非特許文献1参照）。

## 【0008】

【特許文献1】特許第2763479号公報（第9頁～第10頁、図1～7）

【特許文献2】特許第3485047号公報（第3頁～第6頁、図1～7）

【特許文献3】特開2003-9535号公報（第4頁～第7頁、図1～図13）

【特許文献4】特許第3687641号公報（第7頁～第9頁、図1～図5）

【特許文献5】特開2005-110491号公報（第17頁～第25頁、図1～4）

【特許文献6】特開2008-99512号公報（第5頁～第10頁、図1～図15）

【特許文献7】特許第2140103号公報（第2頁、図4）

【特許文献8】特開2008-22625号公報（第4頁～第5頁、図1～4）

【非特許文献1】星伸一、大口國臣、「単相マルチレベル整流回路のスイッチングパターン決定法」、H17年度電気学会産業応用部門大会、No. 1-61（第2頁、図3）

## 【発明の開示】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0009】

特許文献1で示される従来の技術は、非常に単純な制御であり、電源半周期でのスイッチ手段の動作は、100Hzもしくは120Hzでの比較的低周波のスイッチングとなり、発生ノイズも少なく、安価に高調波電流抑制を実現できる方式として広く実用化されている。

## 【0010】

一方、電源から流入する入力電流に含まれる高調波電流には限度値が決められており、その限度値以下に抑制する必要がある。しかし、上記特許文献1に記載された技術によって限度値以下へ高調波電流を抑制しようとする場合、インピーダンスを所定値より大きくする必要があるが、スイッチング周波数は比較的低いため、インダクタンス値を大きくする必要があり、リアクタの大型化を招いてしまうという課題があった。

## 【0011】

そこで、特許文献2には、スイッチ手段の短絡動作の回数を増加させることで高調波抑制性能を変えることなく、リアクタを小型化する技術が示されているが、消費電力が増加し、入力電流が増加すると、インダクタンス値は同一でもリアクタの大型化を招いてしまうという課題があった。

## 【0012】

そこで、特許文献7に示す高周波のPWM（この文献には特に周波数に対しての記載はないが一般的には15～20kHz以上のスイッチング周波数にてスイッチ手段を動作させる技術）によれば、入力電流が略正弦波となり、高調波電流は激減する。また、出力される直流電圧をPWMのデューティを調整することで基準電圧（スイッチ手段がオフしている時の直流電圧）よりも高く昇圧することは、理論的に可能であり、リアクタが磁気飽和するまで昇圧可能である。

## 【0013】

しかしながら、この高周波のPWMは、入力電流を検出し、入力電流を略正弦波化する電流制御であるため、高速な制御処理を必要とし、高周波なPWM制御が必要となる。従って、発生ノイズが多く、ノイズ対策のためのコストが膨大となる。また、高速な制御が必要であるため、処理性能の高いマイコンや専用ICによるアナログ制御のための複雑な周辺回路を用いる必要がある、高価であるという課題があった。

## 【0014】

また、特許文献3および特許文献4で示される従来技術では、全波整流と倍電圧整流とを切替えるスイッチ手段と、電源短絡を行うスイッチ手段とを設けることにより、直流電圧の可変範囲は広がるが、比較的低周波のスイッチングであるため、リアクタの大型化を招くという課題は解決出来ない。

10

20

30

40

50

## 【0015】

さらに、特許文献5で示される従来技術では、電源周波数より高い周波数（文献では例えば、1/1000秒）にて相補的にスイッチングを行うことでコンデンサを小容量化することは可能となるが、コンデンサ小容量化のためのスイッチングであり、相補的なスイッチングでは電源高調波電流の低減には課題があった。

## 【0016】

また、特許文献6では特許文献1や2で示される技術に対し、スイッチング素子を2個にし、そのオン時間の組合せによって、リアクタから発生する磁気音を抑制するといった技術が示されているが、この技術でもリアクタの小型化には限界があった。

## 【0017】

さらに、特許文献8では特許文献7で示される高周波のPWMを2個のスイッチング素子を用いて行う技術が示されているが、これも電流を検出して制御内部に取込む電流制御であるため、高周波なPWM制御が必要となり、高価であるという課題は解決出来ない。

## 【0018】

非特許文献1では2つのスイッチ手段で整流器の入力電圧のレベルを増加させることで入力電流の高調波を抑制する技術が示されており、この技術によれば、比較的low周波のスイッチングでもリアクタを小型化することが可能である。この技術は、直流電圧を制御したり消費電力が変化したりするなどの動作条件が変化することを想定して、GA（遺伝的アルゴリズム）によりスイッチ手段のオン・オフタイミングを演算しておくというものである。しかしながら、GAは複雑な演算と世代交代を繰返した後になければ、パラメータが決定されないと言う点でマイコンなどの制御CPUに搭載することに課題があり、予め演算したパラメータをメモリなどに記憶させておく必要があり、機種数の多い製品への実用は開発期間が長くかかり、また、記憶量も多く、実用上の難があった。

## 【0019】

この発明は、上記のような課題を解決するためになされたもので、第1の目的は、高周波PWMよりも安価に高調波電流を抑制し、力率改善を図ることができる交流直流変換装置及び交流直流変換装置の制御方法並びにこの交流直流変換装置を用いたヒートポンプ式給湯器及び空気調和機を得ることにある。

## 【0020】

また、第2の目的はリアクタの小型化を図ることができる交流直流変換装置及び交流直流変換装置の制御方法並びにこの交流直流変換装置を用いたヒートポンプ式給湯器及び空気調和機を得ることにある。

## 【0021】

また、第3の目的は、動作条件が異なる複数の機種でも適用可能な交流直流変換装置及び交流直流変換装置の制御方法並びにこの交流直流変換装置を用いたヒートポンプ式給湯器及び空気調和機を得ることにある。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0022】

本発明に係る交流直流変換装置は、交流電源にリアクタを介して接続される整流器と、この整流器の出力端子間に直列に接続された2つのコンデンサと、整流器の一方の入力端子とコンデンサ間の接続点との間に挿入された第1のスイッチ手段と、整流器の他方の入力端子とコンデンサ間の接続点との間に挿入された第2のスイッチ手段と、整流器の出力端子間の電圧が所定の値となるように第1のスイッチ手段と第2のスイッチ手段から成るスイッチ群をPWM制御する制御手段とを備え、2つのコンデンサのそれぞれにダイオードを逆並列に接続し、制御手段は、スイッチ群のオンオフの組合せの各々の時間比率及び発生順序を制御して、3レベルの略正弦波電圧を整流器の入力端子間に生成させるものである。

## 【発明の効果】

## 【0023】

本発明の交流直流変換装置によれば、交流電源にリアクタを介して接続される整流器と

10

20

30

40

50

、この整流器の出力端子間に直列に接続された2つのコンデンサと、整流器の一方の入力端子とコンデンサ間の接続点との間に挿入された第1のスイッチ手段と、整流器の他方の入力端子とコンデンサ間の接続点との間に挿入された第2のスイッチ手段と、整流器の出力端子間の電圧が所定の値となるように第1のスイッチ手段と第2のスイッチ手段から成るスイッチ群をPWM制御する制御手段とを備え、2つのコンデンサのそれぞれにダイオードを逆並列に接続し、制御手段は、スイッチ群のオンオフの組合せの各々の時間比率及び発生順序を制御して、3レベルの略正弦波電圧を整流器の入力端子間に生成させることにより、従来の電源半周期に1回もしくは数回だけスイッチ手段を動作させる方式よりもリアクタ5を小型化することが可能となる。

【0024】

また、1kHz～5kHz程度の低周波によるPWM信号にて動作させることが可能となり、高周波PWMによるノイズ対策でのコストアップがなく、安価に実用化することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

実施の形態1.

図1は、本発明の実施の形態1を示す回路ブロック図である。図1において、交流直流電源装置は、交流電源1の交流を整流するための整流器2と、整流器2の入力端子に一方が接続される第1のスイッチ手段3と、整流器2の他方の入力端子に一方が接続される第2のスイッチ手段4と、交流電源1と第1のスイッチ手段3または第2のスイッチ手段4の間に挿入されたリアクタ5と、整流器2の出力端子に一方が接続された第1のコンデンサ6と、整流器2の他方の出力端子に一方が接続された第2のコンデンサ7と、整流器2の出力に接続される直流負荷8とから構成されている。第1のスイッチ手段3、第2のスイッチ手段4、第1のコンデンサ6、第2のコンデンサ7、これらの各々の他端は共に接続されている。また、第1のコンデンサ6と並列にダイオード10と抵抗12が、第2のコンデンサ7と並列にダイオード11と抵抗13が接続され、ダイオード10およびダイオード11は第1のコンデンサ6と第2のコンデンサ7と極性が逆極性となっている。また、第1のコンデンサ6は複数のコンデンサを並列または直列に接続して構成しても良い。第2のコンデンサ7についても同様である。また、第1のスイッチ手段3は複数のスイッチを並列または直列に接続して構成しても良い。第2のスイッチ手段4についても同様である。

【0026】

さらに、第1のスイッチ手段は、例えばIGBT3aとダイオード整流器3bから構成される双方向スイッチ手段、第2のスイッチ手段も例えばIGBT4aとダイオード整流器4bから構成される双方向スイッチ手段であり、直流電圧を検出する電圧検出器21の出力と交流電源1の位相角を検出するゼロクロス検出器22の出力とに基づいてこれらのスイッチ手段を動作させる制御手段20が具備されている。

本発明の交流直流変換装置は、図2に示すような仮想交流電源として表されるように、2つのスイッチ手段3および4が相互的に動作することで実現される。

【0027】

そこで、本発明の交流直流変換装置について図2を用いて説明する。交流電源1およびリアクタ5は図1に示すものと同様であり、交流直流変換装置を仮想交流電源9とする。交流電源1の両端電圧を $V_s$ 、仮想交流電源9の両端電圧を $V_c$ 、リアクタ5に流れる電流を $I$ とする点も図1と同様である。

【0028】

交流電源1と仮想交流電源9との差電圧によって、リアクタ5に流れる電流 $I$ が決まる。リアクタ電流 $I$ は交流量であるため、リアクタ5の両端電圧を $j \omega L I$ とおくと、交流電源1と仮想交流電源9との差電圧は下記の式(1)で表される。

$$j \omega L I = V_s - V_c \cdots (1)$$

ここで、 $\omega$ は角周波数、 $L$ はリアクタ5のインダクタンス、 $j$ は虚数を示す。

10

20

30

40

50

## 【0029】

また、交流電源1の電圧実効値を $V_1$ とおくと、交流電源1の電圧 $V_s$ は、下記の式(2)で表される。

$$V_s = \sqrt{2} \cdot V_1 \cdot \sin(\omega t) \cdots (2)$$

仮想交流電源9の電圧実効値を $V_2$ とおくと、仮想交流電源9の電圧 $V_c$ は、下記の式(3)で表される。

$$V_c = \sqrt{2} \cdot V_2 \cdot \sin(\omega t - \theta) \cdots (3)$$

但し、 $\theta$ は $V_s$ と $V_c$ の位相差である。

ここで、 $V_1 = V_2$ と仮定すると、リアクタ5に流れる電流 $I$ は、式(1)~(3)より演算により下記の式(4)で表すことができる。

$$I = \frac{\sqrt{2} \cdot V_1}{j\omega L} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t / 2) \cdot \cos(\omega t - \omega t / 2) \cdots (4)$$

$V_s$ と $V_c$ の位相差が変動しなければ、 $\sin(\omega t / 2)$ は定数となるので、定数をひとくりに $K$ とおくと、電流 $I$ は、下記の式(5)で表される。

$$I = -j \cdot K \cdot \cos(\omega t - \omega t / 2) \cdots (5)$$

ここで、 $\cos(\omega t - \omega t / 2)$ は $\sin(\omega t - \omega t / 2 + \pi / 2)$ と表すことができるため、電流 $I$ の波形は正弦波であることが容易に分かる。

## 【0030】

このように、仮想交流電源9より出力される電圧 $V_c$ が、正弦波状に出力されれば、リアクタ5に流れる電流、言い換えると入力電流は、交流電源1の周波数と同じ周波数を有する正弦波化された電流が流れ、高調波電流が抑制される。また、この電流と交流電源1との位相差がゼロとなると、電源力率は100%となることから、仮想交流電源9における振幅 $V_2$ と交流電源1との位相差 $\theta$ を適切に制御して正弦波電圧を出力すれば、入力電流の高調波を抑制し、力率向上を実現できる。

## 【0031】

そこで、図1における整流器2の入力端子間にコンバータ電圧 $V_c$ として図3に示すような3レベルの略正弦波状の電圧を出力するための第1のスイッチ手段3および第2のスイッチ手段4を動作について説明する。図3において、 $V_o$ は負荷8に印加される出力直流電圧である。

## 【0032】

図3に示す略正弦波状の電圧を整流器2の入力端子間に出力するための第1のスイッチ手段3および第2のスイッチ手段4の動作について図4を用いて説明する。第1のスイッチ手段3と第2のスイッチ手段4の2つのスイッチについて、そのオンとオフの組合せは $2 \times 2 = 4$ 通りある。2つのスイッチ手段3および4が同時にオンする時、整流器2の入力端子間が短絡されたこととなる。この時の回路動作を図4(a)に示す。尚、図4では、第1のスイッチ手段3および第2のスイッチ手段4をそれぞれ理想スイッチ $S_a$ 、 $S_b$ と記載してある。第1のスイッチ手段3と第2のスイッチ手段4が同時にオンしている場合、整流器2の入力端子間は短絡されているため、コンバータ電圧 $V_c$ は、 $V_c = 0$ となり、図3において、領域Aに相当する。

## 【0033】

第1のスイッチ手段3がオン、第2のスイッチ手段4がオフの場合、図4(b)に示すように、整流器2の入力端子間は第2のコンデンサ7の両端電圧と等しいため、出力直流電圧 $V_o$ の $1/2$ が出力され、コンバータ電圧 $V_c$ は、 $V_c = V_o / 2$ となり図3において、領域イに相当する。

## 【0034】

逆に、第1のスイッチ手段3がオフ、第2のスイッチ手段がオンの場合は、図4(c)に示すように、整流器2の入力端子間の電圧は、コンデンサ6の両端電圧に等しいため、出力直流電圧 $V_o$ の $1/2$ であり、この場合もコンバータ電圧 $V_c$ は、 $V_c = V_o / 2$ となる。よって、図3において、領域イに相当する。

## 【0035】

10

20

30

40

50

次に、第1のスイッチ手段3がオフ、第2のスイッチ手段4がオフの場合、図4(d)に示すように、全波整流状態となるので、整流器2の入力端子間の電圧は、コンデンサ6とコンデンサ7の両端電圧である $V_o$ と等しくなり、 $V_c = V_o$ となる。これが図3における領域ウである。

【0036】

制御手段20が図3の領域ア～ウの発生する時間比率や発生順序を適切に制御することによって、コンバータ電圧 $V_c$ として3レベルの正弦波電圧を出力することが可能である。

【0037】

図4における(e)～(h)も上述と同じ動作で、交流電源1の極性が異なるだけの違いであり、また、同図において、 $V_c$ の矢印の方向を図4の(a)～(d)と同じ方向にとっているから、図3ではマイナスの値になっている。

よって、図3における領域も $V_c = -V_o / 2$ の逆極性となる領域イ'、 $V_c = -V_o$ となる領域ウ'を発生させることができる。

【0038】

さらに、図4の(b)、(c)、(f)、(g)の状態は、第1のコンデンサ6および第2のコンデンサ7の接続点と交流電源1の一端が接続されるので、所謂、倍電圧整流と同構成の回路となる。このような2つのスイッチ手段のうち、片側だけがオンする状態の出現率、いいかえると、 $V_o / 2$ がコンバータ電圧 $V_c$ として出力される割合を適切に制御することにより、出力直流電圧 $V_o$ の値を全波整流で得られる直流電圧値以上の値に制御できることを意味する。

【0039】

次に、2つのスイッチ手段のオン・オフタイミングの決定方法について説明する。本発明では、予め、演算によりオン・オフのタイミングを探索するのではなく、フィードバック制御により、2つのスイッチ手段のオン・オフタイミングを決定しようとするものである。

【0040】

図5により、本発明のフィードバック制御について説明する。図5(a)は、図2における原理回路構成から導いたベクトル関係を表すベクトル図であり、教科書にも記載される一般的なものである。交流電源1の電圧 $V_s$ に対し、リアクタ5で電流 $I$ が遅れ位相となる。この電流 $I$ に直交するようにリアクタ5での電圧降下 $jLI$ が発生し、整流器2の入力端子間のコンバータ電圧となる $V_c$ とのベクトル加算で交流電源1の電圧 $V_s$ と一致する。

【0041】

そこで、力率が1となるようにコンバータ電圧 $V_c$ を出力するには、電流 $I$ の遅れ位相が0となるようにすればよい。即ち、図5の三角形が $V_s$ と $jLI$ が直交する直角三角形となる図5(b)のような状態になればよい。従って、コンバータ電圧 $V_c$ の交流電源1の電圧 $V_s$ に対する遅れ位相差 $\theta$ が、下記の式(6)となるように位相差 $\theta$ を制御すればよい。

$$\theta = \tan^{-1}(LI / V_1) \cdots \cdots (6)$$

また、コンバータ電圧 $V_c$ の振幅 $V_2$ が、下記の式(7)となるようにコンバータ電圧 $V_c$ を出力すればよい。

【0042】

【数1】

$$V_2 = \sqrt{V_1^2 + (\omega LI)^2} \quad (7)$$

【0043】

10

20

30

40

50

コンバータ電圧 $V_c$ と交流電源1の電圧 $V_s$ との位相差 および振幅 $V_2$ が一意に決まるようにフィードバック制御系を構築すれば、公知であるノコギリ波変調や三角波変調、空間ベクトル変調、ダイポラ変調などの変調方式を適用することでスイッチ手段3および4を動作させるべき動作信号を生成できる。

【0044】

以上の動作原理に基づき、制御手段20は以下のように動作する。

制御手段20は、まず、交流直流変換装置の出力直流電圧を制御するため、直流電圧フィードバック制御により、交流電源1の電圧 $V_s$ とコンバータ電圧 $V_c$ との位相差を導出する。

【0045】

図6に位相差の制御のための制御ブロックの一例を示す。直流電圧指令値と直流電圧検出値(ここでは $V_o$ )とを比較し、その差分をPI制御器に入力する。PI制御器の出力は電流指令になるように構成されており、PI制御器からの出力値として電流が得られる。なお、このPI制御器はソフトウェアによって実現されているが、ハードウェアにより実現してもよいことはいうまでもない。制御手段20は、PI制御器の出力である電流指令 $I^*$ をこの位相差の数式(6)の電流 $I$ に入力することで、位相角を得る。また、制御手段20は、位相差の導出の際に同時にコンバータ電圧 $V_c$ の振幅 $V_2$ を式(7)(即ち、図5(b)の直角三角形のピタゴラス定理)により算出する。

【0046】

次に、制御手段20はコンバータ電圧 $V_c$ を式(3)により生成する。コンバータ電圧 $V_c$ から第1のスイッチ手段3および第2のスイッチ手段4への分配は、一般的なユニポーラ変調で実現できる。そのユニポーラ変調の波形図を図7に示す。図7の(a)、(b)に示す正弦波波形は式(3)によって生成されたコンバータ電圧 $V_c$ である。また、図7(a)が第1のスイッチ手段3のための変調信号、図7(b)が第2のスイッチ手段4のための変調信号である。

【0047】

図7(a)の波形について説明する。制御手段20は正極性と負極性にて反転した三角波(搬送波)と式(3)により生成されたコンバータ電圧 $V_c$ とを比較する。負極側の絶対値をとれば、正極側と一致するのでユニポーラ変調である。コンバータ電圧 $V_c$ が搬送波である三角波より大きい場合にオフすることで、第1のスイッチ手段3の動作信号、図7(c)の波形(Hi側がオン)が得られる。

【0048】

同じように、図7(b)の波形であるが、第2のスイッチ手段4はコンバータ電圧 $V_c$ に対し負側となるので、変調波形は図7(a)に対し180度位相を反転した正弦波の $-V_c$ となる。さらに搬送波である三角波も図7(a)に対し180度位相を反転させている。制御手段20はこの変調波と搬送波を前述と同様に、比較し、第2のスイッチ手段4の動作信号、図7(d)の波形が得られる。

【0049】

次に、制御手段20は図7の(c)と(d)の波形にて、第1のスイッチ手段3と第2のスイッチ手段4を動作させる。これにより、図7の(c)と(d)の波形が足し合わされることで3レベルのコンバータ電圧 $V_c$ が得られる。しかし、図7の(c)、(d)はHiがスイッチ手段のオンであるため、判り易い説明のため、Hiを0、Loを1として加算すると、図7(e)で示されるようなチョッピングされたコンバータ電圧 $V_c$ が得られる。制御手段20は、このユニポーラ変調により得られた3レベルのコンバータ電圧 $V_c$ をPWM信号として第1のスイッチ手段3および第2のスイッチ手段4へ出力する。

【0050】

ここで、図4における(b)、(c)は交流電源1が同一極性であり、 $V_o/2$ を出力する同一回路形態(所謂倍電圧整流の構成)であるが、同一極性中に異なる $V_o/2$ を出力する回路構成を設ける必要がある。コンデンサを直列に2個設けて出力電圧 $V_o$ の1/2を出力しているが、 $V_o/2$ を出力している時は倍電圧整流であるため、第1のコンデ

10

20

30

40

50

ンサ6もしくは第2のコンデンサ7の何れかが充電されることとなる。片側のコンデンサだけ充電するとコンデンサ両端間の出力電圧の1/2と成らなくなり、コンバータ電圧 $V_c$ が歪むことにより、入力電流も歪んでしまい、高調波電流を抑制出来ない。

【0051】

したがって、交流電源1の同一極性中に第1のコンデンサ6および第2のコンデンサ7が充電され、出力電圧 $V_o$ の1/2のバランスが保たれるように第1のスイッチ手段3と第2のスイッチ手段4をバランス良く動作させる必要がある。

【0052】

図7のユニポーラ変調であれば、第1のスイッチ手段3のみオンの状態と、第2のスイッチ手段4のみオンの状態と、この2つの $V_c = V_o / 2$ となる動作モードが交互に発生する点でバランス良く動作するので本発明の回路構成に非常に適している変調方式といえる。

10

【0053】

尚、本発明の実施の形態1では、ユニポーラ変調として説明しているが、ユニポーラ変調でなくとも2つのスイッチ手段にてコンバータ電圧 $V_c$ が出力されるようにバランス良く分配できれば、例えば、バイポーラ変調やダイポーラ変調、ノコギリ波変調など、どのような変調方法でも同等効果を有することは言うまでもない。

【0054】

以上のように、第1のスイッチ手段3と第2のスイッチ手段4をバランスよく動作させ、整流器2の入力端子間にコンバータ電圧 $V_c$ として3レベルの正弦波電圧を出力することにより、リアクタ5に流れる電流を正弦波化することができる。これにより、従来の電源半周期に1回もしくは数回だけスイッチ手段を動作させて電源短絡を行う方式よりもリアクタ5を小型化することが可能となる。

20

【0055】

また、例えば、1kHz~5kHz程度の低周波のPWMにて動作することが可能となり、高周波PWMによるノイズ対策でのコストアップがなく、安価に実用化することができる。

【0056】

これは、コンバータ電圧を正弦波化するように出力するだけで入力電流の制御無しで入力電流を略正弦波に実現可能なためであり、これにより低周波のPWMにて動作可能となる。

30

【0057】

さらに、コンバータ電圧を例えばユニポーラ変調などの変調方式を用い、直流電圧をフィードバック制御することにより、所望の出力電圧を得るために必要なパラメータを探索することなく、機種数や仕様の異なる製品群に容易に適用することが可能となる。

【0058】

本実施の形態におけるPWMキャリア周波数による変調であるが、上述のユニポーラ変調の場合、搬送波となる2つの三角波キャリアが互いに180度の位相差を持っているので、等価的にキャリア周波数の2倍の周波数成分(以下、2倍成分と呼ぶこともある)が入力電流に重畳される。

40

【0059】

このキャリア周波数の2倍成分が重畳された入力電流は、リアクタ5に流れる。リアクタ5は流れた電流によって、磁束が発生するが、キャリア周波数の2倍成分の磁束がリアクタ5で電磁加振力となり、リアクタ5より発生する振動によって、キャリア周波数の2倍成分による電磁音が発生する。

【0060】

なお、本発明の交流直流変換装置において、低周波のPWM周波数にて動作可能であるが、例えば、5kHzとしても、その2倍の10kHzは可聴領域の周波数であり、周波数が高い分だけ、耳に残る音となる。

【0061】

50

そこで、このPWM周波数に起因するリアクタ5の電磁音の抑制方法について説明する。

図8の波形図は、図7で示す変調方式の三角波キャリアと2個のスイッチング信号を抜き出したものである。図8(a)は電源ゼロクロス付近、図8(b)は電源ピーク付近での波形である。

【0062】

図8(a)において、Aのスイッチングの状態は、他方のスイッチがオン、もう一方のスイッチがオフであるため、この状態を図4(c)に対応させると、Bのスイッチングの状態は図4(a)に対応し、Cのスイッチングの状態は図4(b)に対応する。これより、コンバータ電圧 $V_c$ としては、 $V_o/2$ の状態が2回出現することでバランスよく、2個のコンデンサ6および7への充電が実現できる。さらに、三角波の半分で対称にスイッチングされるため、キャリア周波数の2倍成分が発生することとなる。

10

【0063】

また、図8(b)も同様に、図4(b)に対応するCのスイッチング状態、図4(d)に対応するDのスイッチング状態、図4(c)に対応するAのスイッチング状態へ変化し、コンバータ電圧 $V_c$ としては、 $V_o/2$ の状態が2回出現することで、2個のコンデンサ6および7へバランスよく充電できる。

【0064】

また、半分の三角波で対称性を有しているため、キャリア周波数の2倍成分を抑制するのであれば、三角波の1周期間での出現率を一定にして、非対称となるようにPWMを補正すればキャリア周波数の2倍成分での電磁音ピークを抑制できる。例えば、Aの出現率が三角波1周期の30%であるならば、対称の時、15%ずつ、三角波の半分ずつに分配されているが、それを20%と10%に分配し直す。

20

【0065】

しかしながら、非対称にする場合、三角波の半キャリア毎にPWMを生成する必要が生じるため、その分、制御に関する処理負荷が増大する。本発明は、制御の処理負荷を軽減することができる制御で有るため、との特長をいかすために、キャリア周期毎のPWM生成、換言すると、対称性を維持したまま、キャリア周波数の2倍成分の電磁音ピークを抑制することを目的とする。

【0066】

図8(a)、(b)において、それぞれ3つのスイッチング状態が出現しているが、そのうち2つはどちらの場合も、倍電圧整流、換言すると、 $V_o/2$ を出力する状態である。そこで、この2つの倍電圧整流の状態の出現比率を操作することで、対称性を維持したまま、キャリア周波数の2倍成分を抑制する。一方、前述の通り、2つの倍電圧整流の状態はバランスよく出現させないと、2つのコンデンサの電圧バランスが崩れ、入力電流も歪んでしまい、高調波電流を抑制できなくなる。よって、2つの倍電圧整流の状態の出現比率をバランスよく操作する。

30

【0067】

倍電圧整流の状態の出現比率をバランスよく操作するための方法として、例えば偶数のキャリアを単位として、その中の半分のキャリアにおいてパルス幅を従来のものとは異なるように変え、残りの半分のキャリアでは偶数キャリア全体におけるパルス幅が従来のものとほぼ同じになるように補正したパルス幅を生成する。例えば、2つのキャリアを単位として、最初のキャリアでは、倍電圧整流ではその出現比率を拡大させ、次のキャリア即ち残りのキャリアでは上記一方の倍電圧整流の出現比率を縮小させるように操作する。

40

具体的な操作方法を図9に示す。図9(a)、(b)は図8(a)、(b)と対比する波形図であり、図9中の1点鎖線のスイッチング信号は図8に示すスイッチング信号を表す。図9の三角波キャリアは、キャリア1周期ごとにHi、Loとなる方形波が重畳された波形である。この方形波は、キャリア1周期ごとに変化するため、キャリアの半分の周波数で対称性が維持される波形となる。この三角波と比較されるため、スイッチング信号は、1キャリア中の対称性は確保され、かつ、1キャリアを一つの纏まりと考えると、隣

50

り合うスイッチング信号とは異なる波形となる。

【0068】

従って、入力電流波形には、キャリア周波数の2倍成分と2倍成分に対して方形波に起因して発生するキャリア周波数の1/2成分のサイドバンドが発生することとなる。例えば、キャリアを5kHzとすると、その2倍の10kHzを中心に、5kHzの半分の2.5kHzのサイドバンドとなり、ピークで表れるのは、10kHzの他に7.5kHzおよび12.5kHzとなる。所謂、ピーク周波数が他の周波数にエネルギーを分散することとなり、単純にPWM制御するよりは、キャリア周波数の2倍成分のピークが低減される。

【0069】

また、 $V_o/2$ ではないスイッチング条件、図9(a)では、Bのスイッチング状態(図9(b)では、Dのスイッチング状態)が図8と図9で同一比率に維持されているため、出力するコンバータ電圧 $V_c$ には影響せず、また、 $V_o/2$ の出現率は、隣り合うスイッチング信号で相殺されている(即ち、図8(a)のAの幅よりも図9(a)のAの幅の方が大きい)、図8(a)のCの幅よりも図9(a)のCの幅がその分小さくなるため、 $V_o/2$ の出現率であるAの幅とCの幅との和は図8と図9では等しくなる)ため、コンデンサ電圧のアンバランスも発生せず、入力電流波形が改善し、高調波電流を抑制できる。

【0070】

また、キャリアの1/2となる周波数の方形波を三角波に重畳しているが、なにもキャリア周波数の1/2に限ったことではなく、1/3でも1/4でも、制御処理能力を増加させることなく、1キャリア周波数毎にPWM生成すればよい方法であれば、同等効果を有することは言うまでも無い。更に言えば、乱数的に出現率を操作することも考え得るが、0~1までが発生する乱数の平均値が0.5となるように乱数を発生させないとコンデンサ電圧のバランスが崩れることから、乱数よりも処理負荷を軽減できるものである。

【0071】

また、方形波を重畳するように説明しているが、なにも方形波でなく、正弦波や三角波などでも上述と同様な効果を有することは言うまでも無い。さらに、搬送波である三角波キャリアに重畳することで説明していたが、変調波側に重畳させても同様な効果があることは言うまでも無い。

【0072】

次に、図1におけるダイオード10および11の効果について説明する。ダイオード10および11は、並列接続されたコンデンサ6またはコンデンサ7が電荷を有して正の電圧を持つ通常状態であれば、不通流となり、オフしているため、接続されていないことと同義である。

【0073】

しかし、交流電源1からの電圧供給が無くなり、負荷8での電力消費が0で無い場合、コンデンサ6および7は電荷がなくなる(すなわち、直流電圧が0になる)まで放電する。この時、負荷8は直列に接続されたコンデンサ6および7から一様に電荷を消費するが、コンデンサ6および7の容量にばらつきがあると、他方のコンデンサの電荷が消費されても、もう一方のコンデンサに電荷が残ってしまい、直流電圧は0とならない。

【0074】

負荷8は直流電圧が0になるまで消費するため、電荷が消費されたコンデンサは帯電量が負となり、負電圧が印加されることとなる。

【0075】

そこで、ダイオードを逆並列に接続することにより、負電圧の印加がダイオードの順方向電圧降下以下になることを抑制できる。これにより、電圧極性を有する電解コンデンサを使用した場合であっても、コンデンサの故障を防ぎ、コンデンサの信頼性を向上させることができる。

【0076】

10

20

30

40

50

実施の形態 2 .

リアクタ 5 からの電磁音抑制方法について、別の実施の形態の一例を図 10 にて説明する。図 10 ( a ) の波形は、上述までの一定の周波数を搬送波として用いた図、図 10 ( b ) の波形は、この実施の形態 2 にて説明する電源に同期して変化する周波数を搬送波として用いた図である。

【 0 0 7 7 】

図 10 ( a ) に示すような一般的なキャリア周波数が一定の場合には、キャリア周波数を基底にした電磁音が発生する。本発明の交流直流変換装置では、キャリア周波数の 2 倍成分が発生する。また、交流電源 1 のゼロクロス付近では電源電圧 0 であるため、いくらスイッチングしても電流は流れず、無駄にスイッチングしていることとなる。

10

【 0 0 7 8 】

ゼロクロス付近はスイッチングを減らしても電流波形改善効果が損なわれることなく、高調波電流が増加する訳ではない。そこで、図 10 ( b ) に示すように、ゼロクロス付近はキャリア周波数を低下させる。また、電源のピークに向かってキャリア周波数を上昇させ、ピーク後よりゼロクロスへの移行により、再び、キャリア周波数を低下させる。

【 0 0 7 9 】

ここで重要であるのが、キャリア周波数と電源周波数が同期している点である。非同期の場合、時間経過とともにズレが大きくなり、低くなったキャリア周波数が電源のピーク付近になることも想定できる。

【 0 0 8 0 】

20

図 10 ( b ) のような搬送波を用いると、電源半周期毎に複数のキャリア周波数が発生し、複数のピーク周波数に電磁音が分散される。更に言えば、ゼロクロス付近の無駄なスイッチングが無くなり、スイッチング損失の低減によって、回路効率の向上が実現できる。また、キャリア周波数の管理ができているため、入力電流に発生するピーク周波数を意図的に設定できるため、例えば、電源高調波電流（例えば、電源周波数の n 倍高調波）に重ならないようにピーク周波数をずらして設定することができ、高次高調波電流の増加を抑制することもできる。

【 0 0 8 1 】

また、図 10 ( b ) のように交流電源 1 に PWM キャリア周波数を同期させて、さらに、図 9 のようにキャリア周波数より低い周期の信号を重畳させて、2 つの方法を併用して PWM 生成を実現することは可能であり、前述までと同等効果を有することは言うまでも無い。

30

【 0 0 8 2 】

実施の形態 3 .

実施の形態 2 では、キャリア周波数の 2 倍成分のピーク電磁音の制御による抑制について説明したが、本実施の形態 3 ではリアクタ 5 の機械的なピーク電磁音の抑制方法について説明する。

【 0 0 8 3 】

図 11 は、本発明の交流直流変換装置に使用するリアクタの構造図である。

中央部に巻線が施されている形状のリアクタは、中央部のコアが電磁石となり、頭上の横向きに配置されたコアを引き寄せ、ここが振動するために電磁騒音の原因となる。中央部の電磁石と上側のコアとの間には空隙（所謂ギャップ）が介在しており、空気層を形成している。そこで、このギャップに例えば非磁性物質の柔軟性を有する樹脂 41 を挿入することで、上側のコアの撓み振動を抑制し、リアクタ 40 からの電磁騒音を抑制できる。コアから発生する電磁騒音であるため、巻線がアルミ線、銅線、その他の素材であっても同等効果を有することは言うまでも無い。

40

【 0 0 8 4 】

ギャップ部に樹脂製の物質を挿入するとしているが、なにも樹脂製のもので無くとも良く、リアクタからの電磁騒音を抑制することが可能な材質あるいはリアクタからの電磁騒音を抑制することが可能な構造であれば、どのようなものを用いてもなんら問題は無い。

50

## 【 0 0 8 5 】

さらに、コイル同士の反発力が図 1 1 の側面のコアを振動させ、電磁騒音の原因となっている。そこで、コイル自体を側面のコアに固定させるような構造を採用する。例えば、コイル自体に樹脂材を含浸させる、または樹脂で固定するなどの方法でもよい。このような機械的な抑制方法と制御的な抑制方法を併用することによって、耳障りな数 k H z 帯の電磁騒音を抑制できる。

## 【 0 0 8 6 】

実施の形態 4 .

実施の形態 1 では、図 1 のような構成にて説明したが、図 1 2 に示すような回路構成であっても実施の形態 1 と同様な制御が適用できる。図 1 2 の基本回路は、スイッチ素子である I G B T 3 a、4 a の動作は図 1 と図 1 2 では変わらず、ダイオード整流器 1 4 が単方向通流スイッチ素子の I G B T 3 a、4 a を等価的に双方向スイッチ手段に変換していることから、上述と同等効果を有することは言うまでも無い。

10

## 【 0 0 8 7 】

また、図 1 2 のような回路構成をとることにより、I G B T 3 a、4 a のオン動作時に、電流が流れる経路のダイオードの数が、図 1 の半分となり、ダイオードによる損失が図 1 の回路構成に対して、1 / 2 に低減できる。これにより、交流直流変換装置の変換効率を向上させることができるという効果を有する。

## 【 0 0 8 8 】

さらに、上述までは、双方向スイッチ手段として、I G B T とダイオード整流器にて構成しているが、I G B T 2 つを直列で逆向きに接続する図 1 3 のような構成であっても、前述までと同等効果を有することは言うまでも無い。

20

## 【 0 0 8 9 】

実施の形態 5 .

図 1 4 は、本発明の実施の形態 5 を示す回路ブロック図である。1 は交流電源、5 0 は電力を供給する送電線による系統インピーダンス、5 1 は本発明の交流直流変換装置を採用した製品、5 2 は電源ラインに接続される他の製品、5 3 は交流直流変換装置を採用した製品の電圧歪みを抑制する電圧歪み抑制部、5 4 は一般的な世帯の電力供給配線範囲である。

## 【 0 0 9 0 】

本発明の交流直流変換装置は、スイッチング動作時にキャリア周波数の 2 倍成分がコンバータの入力電流に重畳する。また、低周波のスイッチングにて動作可能であるから、動作周波数が低く、低い周波数のエネルギーは強いいため、系統インピーダンス 5 0 が大きいような住宅やビルでは、本発明の交流直流変換装置によるスイッチングがキャリア周波数に起因した電圧歪みを発生させる。

30

## 【 0 0 9 1 】

この電圧歪みの周波数が、キャリア周波数の数倍程度の周波数の場合、この電源ラインに接続される他の製品 5 2 などが、この電圧歪みの影響を受ける。具体的に言えば、他の製品 5 2 が例えば、IHクッキングヒーターであった場合、IHクッキングヒーターで調理している鍋からこの電圧歪みの周波数帯域の音が聞こえたり、照明器具の場合、電圧歪みの周波数のチラツキが発生したり、換気扇の場合、換気扇の動作中に、この電圧歪みの周波数の音が聞こえたりする。

40

## 【 0 0 9 2 】

このような影響は、系統インピーダンス 5 0 によって変わるため、一般的な世帯ではほとんど発生しないが、ごく稀に、高圧送電線から変電所、柱上変圧器などを經由することで、系統インピーダンスが非常に大きい場合があり、上述のような影響が発生することもある。

## 【 0 0 9 3 】

その場合には、電圧歪みを抑制する電圧歪み抑制部 5 3 を挿入する。挿入する位置は、図 1 および図 1 2 に記載してある A 点と B 点のところになる。本発明の交流直流変換装置

50

での電圧歪みは、前述の通り、キャリア周波数の2倍成分であり、その周波数にピークが集中している。そこで、LCによるバンドパス型フィルタや型フィルタ、共振フィルタなどでキャリア周波数の2倍成分に特定して電圧歪みを引き起こす入力電流のキャリア周波数成分を減衰させる。

【0094】

製品51の消費電力が大きい場合、単純なノーマルフィルタのような構成では、サイズが増大となり、実用的ではない。よって、このキャリア周波数の2倍成分に特定させることで、小型で実用的なフィルタを構成することができる。

【産業上の利用可能性】

【0095】

本発明の活用例として、直流で電力消費を行う負荷向けの電源装置に利用可能である。特に、直流交流変換装置であるインバータの電源装置として利用でき、永久磁石電動機を駆動するインバータに適用することによる省エネの実現、安価でノイズの少ない交流直流変換装置の構成などから、ヒートポンプ式給湯機、空気調和機や冷凍機、洗濯乾燥機のほか、冷蔵庫、除湿器、ショーケース、掃除機など家電製品全般に適用可能であり、ファンモータや換気扇、手乾燥機などへの適用も可能である。

【図面の簡単な説明】

【0096】

【図1】本発明の実施の形態1を示す回路ブロック図である。

【図2】本発明の実施の形態1を説明する理想状態での回路構成図である。

【図3】本発明の実施の形態1を説明する原理動作波形図である。

【図4】本発明の実施の形態1を説明する動作モードを示す回路ブロック図である。

【図5】本発明の実施の形態1を説明する交流電圧・電流のベクトル図である。

【図6】本発明の実施の形態1を説明するフィードバック制御ブロック図である。

【図7】本発明の実施の形態1を説明する動作信号の変調波形図である。

【図8】本発明の実施の形態1を説明する動作信号のPWM波形図である。

【図9】本発明の実施の形態1を説明する動作信号のPWMの変調波形図である。

【図10】本発明の実施の形態2を説明するPWMキャリア波形図である。

【図11】本発明の実施の形態3を説明するリアクタの構造図である。

【図12】本発明の実施の形態4を説明する他の回路ブロック図である。

【図13】本発明の実施の形態における他の双方向スイッチ手段のブロック図である。

【図14】本発明の実施の形態5を示す回路ブロック図である。

【符号の説明】

【0097】

1 電源、2 整流器、3 第1のスイッチ手段、3a IGBT、3b ダイオード整流器、4 第2のスイッチ手段、4a IGBT、4b ダイオード整流器、5 リアクタ、6 第1のコンデンサ、7 第2のコンデンサ、8 負荷、9 仮想交流電源、10 第1のダイオード、11 第2のダイオード、12 抵抗、13 抵抗、20 制御手段、21 電圧検出器、22 ゼロクロス検出器、40 リアクタ、41 樹脂、50 送電線による系統インピーダンス、51 本発明の交流直流電源装置を採用した製品、52 他の製品、53 電圧歪み抑制部、54 一般的な世帯の電力供給配線範囲。

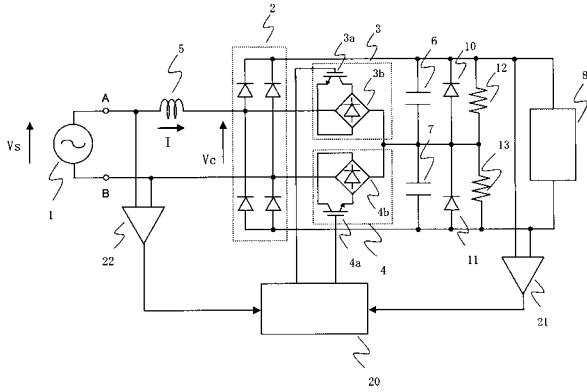
10

20

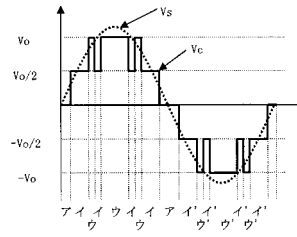
30

40

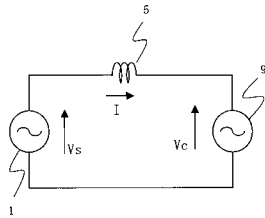
【図1】



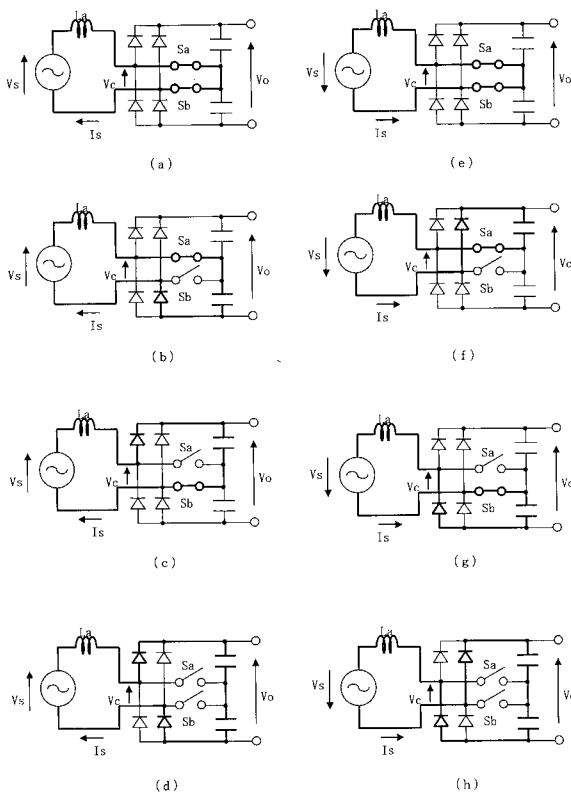
【図3】



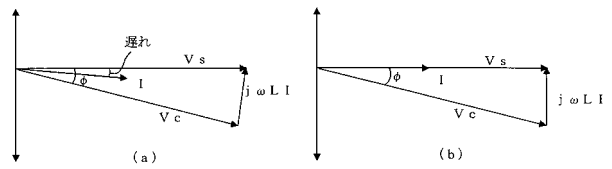
【図2】



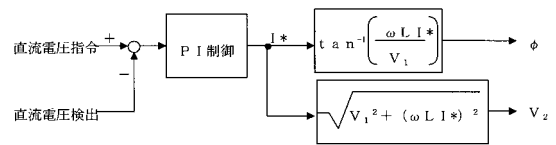
【図4】



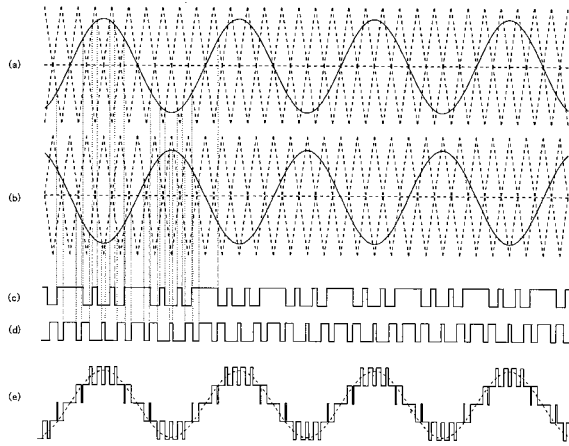
【図5】



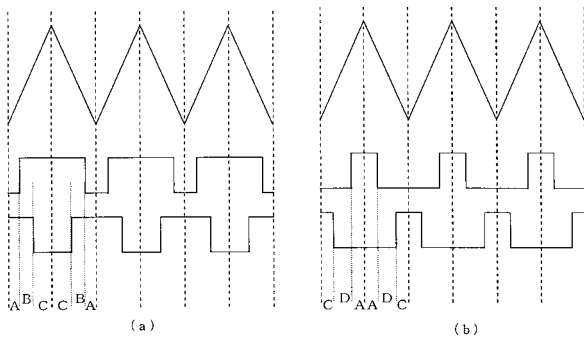
【図6】



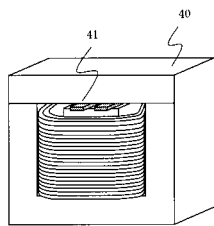
【 7 】



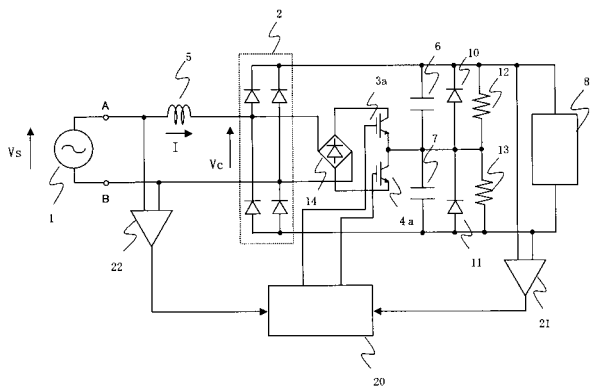
【 8 】



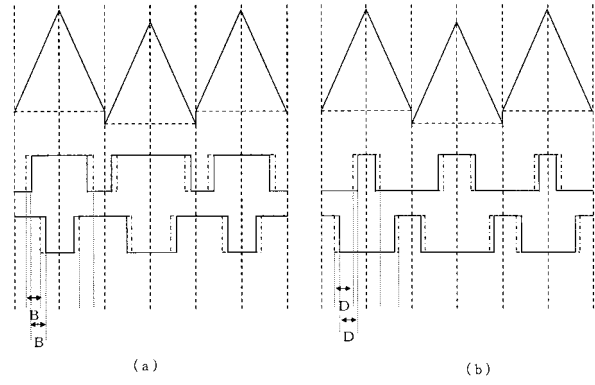
【 11 】



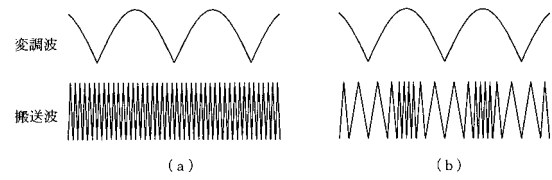
【 12 】



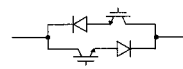
【 9 】



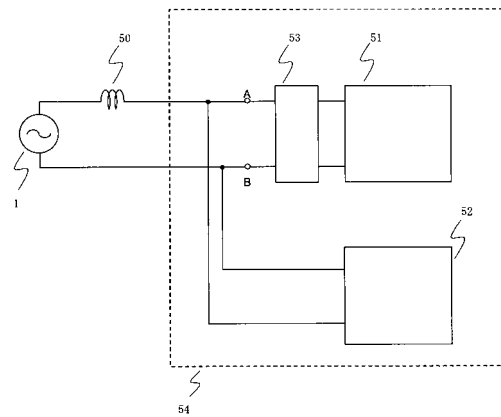
【 10 】



【 13 】



【 14 】



## フロントページの続き

- (72)発明者 篠本 洋介  
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 高原 英樹  
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 鹿嶋 美津夫  
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 天坂 康種

- (56)参考文献 特開2008-022625(JP,A)  
特開2008-172999(JP,A)  
特許第3687641(JP,B2)  
特開平09-285105(JP,A)  
特開2008-099512(JP,A)  
特開平09-201056(JP,A)  
特開平05-300746(JP,A)  
特開2001-136750(JP,A)  
実開昭63-090980(JP,U)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H02M 7/12