

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5355570号  
(P5355570)

(45) 発行日 平成25年11月27日(2013.11.27)

(24) 登録日 平成25年9月6日(2013.9.6)

(51) Int.Cl.		F I			
<b>HO2M</b>	<b>7/12</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2M	7/12	Q
<b>HO2P</b>	<b>27/06</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2M	7/12	S
			HO2P	7/63	303V

請求項の数 4 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2010-522573 (P2010-522573)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成20年8月1日(2008.8.1)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2008/063835		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87) 国際公開番号	W02010/013344	(74) 代理人	100085198
(87) 国際公開日	平成22年2月4日(2010.2.4)		弁理士 小林 久夫
審査請求日	平成22年12月21日(2010.12.21)	(74) 代理人	100098604
前置審査			弁理士 安島 清
		(74) 代理人	100087620
			弁理士 高梨 範夫
		(74) 代理人	100125494
			弁理士 山東 元希
		(74) 代理人	100141324
			弁理士 小河 卓
		(74) 代理人	100153936
			弁理士 村田 健誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流直流変換装置

(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、  
 前記整流器の出力端子間に直列接続された複数のコンデンサと、  
 前記整流器に接続されたスイッチング手段と、  
前記整流器の一方の入力端子と前記複数のコンデンサの接続点との間に接続された第1  
スイッチング手段と、  
前記整流器の他方の入力端子と前記複数のコンデンサの接続点との間に接続された第2  
スイッチング手段と、  
前記複数のコンデンサと逆並列に接続された複数のダイオードと、  
前記複数のコンデンサの両端電圧を検出する第1電圧検出器と、  
前記交流電源の電圧を検出する第2電圧検出器と、  
前記スイッチング手段を駆動制御する制御手段と、  
 を備え、  
 前記交流電源の半周期中に、前記整流器が、  
 全波整流状態、第1倍圧整流状態、第2倍圧整流状態、電源短絡状態の4つの整流状態  
 が略正弦波となるように、前記スイッチング手段を駆動制御し、  
前記制御手段は、  
前記第1電圧検出器と前記第2電圧検出器の検出結果に基づき、  
前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように、

10

20

前記スイッチング手段を駆動制御して前記整流器の入力端子間の電圧を制御し、  
前記整流器の入力端子間の電圧の振幅、  
または前記交流電源の電圧と前記整流器の入力端子間の電圧との位相差の、  
少なくとも一方を制御し、  
前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように制御し、  
前記整流器および前記スイッチング手段の電圧降下分を補正し、  
当該交流直流変換装置の動作開始時のみ、  
前記電圧降下分の補正値を、  
前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧より低くなるような値に設定する  
ことを特徴とする交流直流変換装置。

10

## 【請求項2】

交流電源にリアクタを介して接続される整流器と、  
前記整流器の出力端子間に直列接続された複数のコンデンサと、  
前記整流器に接続されたスイッチング手段と、  
前記整流器の一方の入力端子と前記複数のコンデンサの接続点との間に接続された第1  
スイッチング手段と、  
前記整流器の他方の入力端子と前記複数のコンデンサの接続点との間に接続された第2  
スイッチング手段と、  
前記複数のコンデンサと逆並列に接続された複数のダイオードと、  
前記複数のコンデンサの両端電圧を検出する第1電圧検出器と、  
前記交流電源の電圧を検出する第2電圧検出器と、  
前記スイッチング手段を駆動制御する制御手段と、  
を備え、  
前記交流電源の半周期中に、前記整流器が、  
全波整流状態、第1倍圧整流状態、第2倍圧整流状態、電源短絡状態の4つの整流状態  
が略正弦波となるように、前記スイッチング手段を駆動制御し、  
前記制御手段は、  
前記第1電圧検出器と前記第2電圧検出器の検出結果に基づき、  
前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように、  
前記スイッチング手段を駆動制御して前記整流器の入力端子間の電圧を制御し、  
前記整流器の入力端子間の電圧の振幅、  
または前記交流電源の電圧と前記整流器の入力端子間の電圧との位相差の、  
少なくとも一方を制御し、  
前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように制御し、  
当該交流直流変換装置の動作開始時のみ、  
前記交流電源の電圧と前記整流器の入力端子間の電圧との位相差を、  
前記整流器の入力端子間の電圧が進み位相となるように設定する  
ことを特徴とする交流直流変換装置。

20

30

## 【請求項3】

交流電源にリアクタを介して接続される整流器と、  
前記整流器の出力端子間に直列接続された複数のコンデンサと、  
前記整流器の入力端子間に直列接続された複数のスイッチング手段と、  
前記複数のコンデンサと逆並列に接続された複数のダイオードと、  
前記複数のコンデンサの両端電圧を検出する第1電圧検出器と、  
前記交流電源の電圧を検出する第2電圧検出器と、  
前記複数のスイッチング手段を駆動制御する制御手段と、  
を備え、  
前記複数のコンデンサの接続点と前記複数のスイッチング手段の接続点を接続し、  
前記交流電源の半周期中に、前記整流器が、  
全波整流状態、第1倍圧整流状態、第2倍圧整流状態、電源短絡状態の4つの整流状態

40

50

が略正弦波となるように、前記複数のスイッチング手段を駆動制御し、

前記制御手段は、

前記第 1 電圧検出器と前記第 2 電圧検出器の検出結果に基づき、

前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように、

前記複数のスイッチング手段を駆動制御して前記整流器の入力端子間の電圧を制御し、

前記整流器の入力端子間の電圧の振幅、

または前記交流電源の電圧と前記整流器の入力端子間の電圧との位相差の、

少なくとも一方を制御し、

前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように制御し、

前記整流器および前記複数のスイッチング手段の電圧降下分を補正し、

当該交流直流変換装置の動作開始時のみ、

前記電圧降下分の補正值を、

前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧より低くなるような値に設定する

ことを特徴とする交流直流変換装置。

10

#### 【請求項 4】

交流電源にリアクタを介して接続される整流器と、

前記整流器の出力端子間に直列接続された複数のコンデンサと、

前記整流器の入力端子間に直列接続された複数のスイッチング手段と、

前記複数のコンデンサと逆並列に接続された複数のダイオードと、

前記複数のコンデンサの両端電圧を検出する第 1 電圧検出器と、

前記交流電源の電圧を検出する第 2 電圧検出器と、

前記複数のスイッチング手段を駆動制御する制御手段と、

を備え、

前記複数のコンデンサの接続点と前記複数のスイッチング手段の接続点を接続し、

前記交流電源の半周期中に、前記整流器が、

全波整流状態、第 1 倍圧整流状態、第 2 倍圧整流状態、電源短絡状態の 4 つの整流状態

が略正弦波となるように、前記複数のスイッチング手段を駆動制御し、

前記制御手段は、

前記第 1 電圧検出器と前記第 2 電圧検出器の検出結果に基づき、

前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように、

前記スイッチング手段を駆動制御して前記整流器の入力端子間の電圧を制御し、

前記整流器の入力端子間の電圧の振幅、

または前記交流電源の電圧と前記整流器の入力端子間の電圧との位相差の、

少なくとも一方を制御し、

前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように制御し、

当該交流直流変換装置の動作開始時のみ、

前記交流電源の電圧と前記整流器の入力端子間の電圧との位相差を、

前記整流器の入力端子間の電圧が進み位相となるように設定する

ことを特徴とする交流直流変換装置。

20

30

#### 【発明の詳細な説明】

40

##### 【技術分野】

##### 【0001】

本発明は、交流を直流に変換する装置に関する。

##### 【背景技術】

##### 【0002】

従来、『入力電流の高調波成分を低減し、力率を最適に改善することができる直流電源装置を得ること。』を目的とした技術として、『交流電源の交流電圧が零点を通過すると、その通過時点から予め設定された第 1 の遅延時間後にスイッチ手段を開動作させるとともに、その通過時点から予め設定された第 2 の遅延時間後にスイッチ手段を開動作させるようにしたものである。』というものが提案されている（特許文献 1）。

50

## 【 0 0 0 3 】

また、『スイッチングする回数を減らし必要最小限のスイッチング回数にすることによって制御での処理の速度を低下させ、力率を改善し、高調波を低減し、低コスト化を図る』ことを目的とした技術として、『交流電源 1 の電圧を整流する整流回路 2 と、整流回路 2 からの出力電圧を平滑する平滑コンデンサ 4 と、平滑コンデンサ 4 より交流電源 1 側に配置されたスイッチ手段 6 と、スイッチ手段 6 より電源側に配置されたリアクトル 3 と、平滑コンデンサ 4 に並列接続された負荷の負荷量を検出する負荷量検出手段 10 と、交流電源 1 の電源周期に同期して電源半周期に少なくとも 2 回、負荷量に応じた開閉時間にてスイッチ手段を開閉制御する制御手段 8 とを備える。』というものが提案されている（特許文献 2）。

10

## 【 0 0 0 4 】

また、『簡易な構成で力率改善を行ないかつ高調波規制をクリアしつつ、全波整流による電圧から倍電圧整流による電圧以上までの広範囲な出力電圧を滑らかに調整できる電源装置を提供する。』ことを目的とした技術として、『電源装置において、整流回路 2 の一つの入力端と倍電圧整流用コンデンサ 4、5 間の接続点との間に接続されたスイッチ SW 1 と、整流回路 2 の他の入力端とコンデンサ 4、5 間の接続点との間に接続されたスイッチ SW 2 とを設けた。動作モード 1 においては、スイッチ SW 1 を電源電圧のゼロクロス時点から、出力電圧に応じて変化するオン期間の間だけ連続的にオンに制御し、かつ、スイッチ SW 2 を常時オフに制御する。動作モード 2 においては、スイッチ SW 1 を電源電圧のゼロクロス時点からオン期間の間だけ連続的にオンに制御し、かつ、スイッチ SW 2 を常時オンに制御する。』というものが提案されている（特許文献 3）。

20

## 【 0 0 0 5 】

また、『簡単な構成で高力率と高調波抑制と出力電圧の可変範囲の拡大による圧縮機の最高回転数増が実現できるインバ - タエアコンを提供する。』ことを目的とした技術として、『整流回路の 2 つの出力端間に接続されたコンデンサ回路と、整流回路の一方の入力端と前記コンデンサ回路内の一つの接続点との間に接続された第 1 のスイッチ手段 7 と、整流回路 2 の他方の入力端と前記コンデンサ回路内の接続点との間に接続された第 2 のスイッチ手段 8 を備え、前記第 1 および第 2 のスイッチ手段 7、8 を適切に切り替えることにより高力率と高調波抑制とを両立させ、かつエアコンの最大能力および効率を向上する。』というものが提案されている（特許文献 4）。

30

## 【 0 0 0 6 】

また、『交流電源 1 の出力電圧を変換するコンバータ回路において、リアクタや大容量のコンデンサを用いることなく、入力電圧以上の電圧を発生可能とする。』ことを目的とした技術として、『交流電源 1 の出力電圧を変換するコンバータ回路 100 において、交流電源 1 の出力電圧を整流する整流回路 20 と、該整流回路 20 の出力を平滑する直列接続の第 1 及び第 2 のコンデンサ 31 及び 32 と、該第 1 及び第 2 のコンデンサ 31 及び 32 に、交流電源 1 の出力電圧が該交流電源の周期より短い周期で交互に繰り返し印加されるよう、上記両コンデンサ 31 及び 32 と交流電源との接続を切り替えるスイッチ回路 40 とを備えた。』というものが提案されている（特許文献 5）。

40

## 【 0 0 0 7 】

また、『電源高調波規制を満足するとともに、電源装置の昇圧性能と入力力率を高いレベルで両立することが可能な電源装置を提供する。』ことを目的とした技術として、『整流回路と、直列に接続された複数のコンデンサからなり整流回路の 2 つの出力端間に接続されたコンデンサ回路と、整流回路の一方の入力端と、コンデンサ回路内のコンデンサ間の一つの接続点との間に接続された第 1 のスイッチング手段と、整流回路の他方の入力端と、コンデンサ回路内のコンデンサ間の一つの接続点との間に接続された第 2 のスイッチング手段と、交流電源のゼロクロス点を検出するゼロクロス検出手段とからなる電源装置において、交流電源の半周期毎に、交流電源のゼロクロス点以降に所定時間  $t_1$  だけ第 1 及び第 2 のスイッチング手段をともし、所定時間  $t_2$  だけ第 2 のスイッチング手段のみオフした後、第 1 及び第 2 のスイッチング手段 8 をオフする。』というものが提

50

案されている（特許文献6）。

【0008】

また、スイッチ手段を高周波のPWM（Pulse Width Modulation）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、力率改善を図る技術が提案されている（特許文献7）。

【0009】

また、『単相交流電源とダイオードで構成された全波整流回路とリアクトルと、コンデンサ直列回路と、双方向スイッチと、負荷が、接続された構成において、双方向スイッチをスイッチングさせることにより、交流入力電流を高力率化する場合、直列接続されたコンデンサの電圧が半サイクル期間内で不均衡になる』ことを課題とした技術として、『単相交流電源とダイオードで構成された全波整流回路の一方の交流入力との間にリアクトルが、全波整流回路の直流出力間にコンデンサ直列回路が、コンデンサ直列回路の内部接続点と全波整流回路の各交流入力との間に双方向スイッチ10、11が、コンデンサ直列回路と並列に負荷14が、各々接続された構成において、直列接続されたコンデンサ12とコンデンサ13の電圧を検出して、この電圧が均等になるように、双方向スイッチ10および11を高周波でオン・オフ制御する。』というものが提案されている（特許文献8）。

10

【0010】

また、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技術が提案されている（非特許文献1）。

20

【0011】

【特許文献1】特開平7-7946号公報（要約）

【特許文献2】特開2000-125545号公報（要約）

【特許文献3】特開2003-9535号公報（要約）

【特許文献4】特開2004-129357号公報（要約）

【特許文献5】特開2005-110491号公報（要約）

【特許文献6】特開2008-99512号公報（要約）

【特許文献7】特許2140103号公報

【特許文献8】特開2008-22625号公報（要約）

【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

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

上記特許文献1に記載の技術では、高調波電流を規制値以下に抑制しようとする、リアクタが大型化する課題がある。

【0013】

上記特許文献2に記載の技術では、高調波抑制性能を代えることなくリアクタを小型化することができる。しかし、スイッチング回数を増加させるため、消費電力が増加する課題がある。また、入力電流が増加すると、インダクタンス値は同じでもリアクタが大型化する課題がある。

40

【0014】

上記特許文献7に記載の技術では、高調波を抑制することができるが、入力電流を検出して正弦波化する電流制御であるため、高速な制御処理を要し、高周波PWM制御が必要となる。高周波PWM制御は、発生するノイズが多いため、ノイズ対策のためのコストが増加してしまう。

また、高速な制御処理を行うために、処理性能の高いマイコンや専用IC（Integrated Circuit）を用いてアナログ制御を行うので、周辺回路構成が複雑となり、回路コストが増加する。

【0015】

50

上記特許文献3や特許文献4に記載の技術では、直流電圧の可変範囲は広がるが、低周波のスイッチングを行うため、リアクタが大型化する課題を解決することはできない。

【0016】

上記特許文献5に記載の技術では、電源周波数より高い周波数で相補的にスイッチングを行うことにより、コンデンサを小容量化することができる。しかし、コンデンサ小容量化のための相補的なスイッチングであるため、電源高調波電流を十分に低減することは難しい。

【0017】

上記特許文献6に記載の技術では、入力力率を向上させることができるが、リアクタを十分に小型化することは難しい。

【0018】

上記特許文献8に記載の技術は、特許文献7と同様に電流を検出して制御を行う電流制御であるため、高周波PWM制御が必要となり、コスト面で課題がある。

【0019】

上記非特許文献1に記載の技術は、GA（遺伝的アルゴリズム）を用いてスイッチ手段のON/OFFタイミングを求めておくものである。しかし、GAは最適解を求めるために長時間の演算を要するため、あらかじめ演算を実行して求めておいた各パラメータを記憶装置に格納しておく必要がある。

したがって、機種数の多い製品への適用するには、開発期間が長くかかり、また各パラメータを記憶するための容量も多く必要である。

【0020】

本発明は、上記のような課題を解決するためになされたものであり、安価に高調波電流を抑制して力率を改善するとともに、リアクタを小型化することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0021】

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、前記整流器の出力端子間に直列接続された複数のコンデンサと、前記整流器に接続されたスイッチング手段と、前記整流器の一方の入力端子と前記複数のコンデンサの接続点との間に接続された第1スイッチング手段と、前記整流器の他方の入力端子と前記複数のコンデンサの接続点との間に接続された第2スイッチング手段と、前記複数のコンデンサと逆並列に接続された複数のダイオードと、前記複数のコンデンサの両端電圧を検出する第1電圧検出器と、前記交流電源の電圧を検出する第2電圧検出器と、前記スイッチング手段を駆動制御する制御手段と、を備え、前記交流電源の半周期中に、前記整流器が、全波整流状態、第1倍圧整流状態、第2倍圧整流状態、電源短絡状態の4つの整流状態が略正弦波となるように、前記スイッチング手段を駆動制御し、前記制御手段は、前記第1電圧検出器と前記第2電圧検出器の検出結果に基づき、前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように、前記スイッチング手段を駆動制御して前記整流器の入力端子間の電圧を制御し、前記整流器の入力端子間の電圧の振幅、または前記交流電源の電圧と前記整流器の入力端子間の電圧との位相差の、少なくとも一方を制御し、前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧となるように制御し、前記整流器および前記スイッチング手段の電圧降下分を補正し、当該交流直流変換装置の動作開始時のみ、前記電圧降下分の補正値を、前記複数のコンデンサの両端電圧が所望電圧より低くなるような値に設定するものである。

【発明の効果】

【0022】

本発明に係る交流直流変換装置によれば、第1スイッチング手段と第2スイッチング手段のON/OFFタイミングを制御することにより、3つのレベルのコンバータ電圧を時間幅制御しながら出力し、正弦波状のコンバータ電圧を出力することができる。

これにより、リアクタに流れる電流を正弦波状に制御することができるので、リアクタを小型化することができる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 2 3 】

また、3レベルのコンバータ電圧を時間幅制御しながら出力するので、低周波でスイッチング動作を行うことができ、高周波ノイズ対策のためのコストを削減して安価に実用化することができる。

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 2 4 】

【 図 1 】 実施の形態 1 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の回路図である。

【 図 2 】 従来技術における電源電圧、入力電流、スイッチング手段の動作の関係を示す図である。

【 図 3 】 交流直流変換装置 1 0 0 の動作を等価的に表した回路図である。

10

【 図 4 】 整流器 2 の入力端子間電圧  $V_c$  の波形を示す図である。

【 図 5 】 第 1 スwitching 手段 3 と第 2 スwitching 手段 4 の動作を説明するものである。

【 図 6 】 図 3 で説明した回路のベクトル関係を示す図である。

【 図 7 】 制御手段 2 0 の制御ブロック図である。

【 図 8 】 交流電源 1 の電圧が変動することによる力率の変動を示す図である。

【 図 9 】 各スイッチング手段の ON / OFF タイミングを定める変調信号の波形図である。

【 図 1 0 】 実施の形態 3 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の回路図である。

【 図 1 1 】 実施の形態 4 における制御手段 2 0 の制御ブロック図である。

20

【 図 1 2 】 実施の形態 5 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の回路図である。

【 図 1 3 】 実施の形態 6 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の回路図である。

【 図 1 4 】 実施の形態 6 における制御手段 2 0 の制御ブロック図である。

【 図 1 5 】 実施の形態 7 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の回路図である。

## 【 符号の説明 】

## 【 0 0 2 5 】

1 交流電源、2 整流器、3 第 1 スwitching 手段、4 第 2 スwitching 手段、5 リアクタ、6 第 1 コンデンサ、7 第 2 コンデンサ、8 直流負荷、1 0 第 1 ダイオード、1 1 第 2 ダイオード、1 2 第 1 抵抗、1 3 第 2 抵抗、1 4 ダイオード整流器、1 7 永久磁石モータ、1 8 インバータ、1 9 電圧クランプ部、2 0 制御手段、2 1 第 1 電圧検出器、2 2 第 2 電圧検出器、2 3 実効値演算部、2 4 電流検出器、2 5 ゼロクロス検出器、2 6 インバータ制御部。

30

## 【 発明を実施するための最良の形態 】

## 【 0 0 2 6 】

実施の形態 1 .

図 1 は、本発明の実施の形態 1 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の回路図である。

図 1 の回路は、交流電源 1、整流器 2、第 1 スwitching 手段 3、第 2 スwitching 手段 4、リアクタ 5、第 1 コンデンサ 6、第 2 コンデンサ 7、直流負荷 8、第 1 ダイオード 1 0、第 2 ダイオード 1 1、第 1 抵抗 1 2、第 2 抵抗 1 3、制御手段 2 0、第 1 電圧検出器 2 1、第 2 電圧検出器 2 2、実効値演算部 2 3 を備える。

40

## 【 0 0 2 7 】

交流電源 1 は、交流直流変換装置 1 0 0 の外部から交流電力を供給する。

整流器 2 は、交流電源 1 の交流電力を直流に整流する。

第 1 スwitching 手段 3 は、一端が整流器 2 の一方の入力端子に接続され、もう一端が第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 の接続点に接続されている。

第 2 スwitching 手段 4 は、一端が整流器 2 の他方の入力端子に接続され、もう一端が第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 の接続点に接続されている。

## 【 0 0 2 8 】

リアクタ 5 は、交流電源 1 と第 1 スwitching 手段 3 または第 2 スwitching 手段 4 の間に接続されており、高調波電流を抑制する機能を持つ。

50

第1コンデンサ6は、整流器2の一方の出力端子に接続されている。

第2コンデンサ7は、整流器2の他方の出力端子に接続されている。

直流負荷8は、整流器2の出力に接続されている。

第1ダイオード10は第1コンデンサ6と並列に、第2ダイオード11は第2コンデンサ7と並列に接続されている。

第1抵抗12は第1コンデンサ6と並列に、第2抵抗13は第2コンデンサ7と並列に接続されている。

第1ダイオード10および第2ダイオード11は、第1コンデンサ6および第2コンデンサ7と極性が逆になっており、いわゆる逆並列状態で接続されている。

【0029】

第1スイッチング手段3は、例えばIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)3aとダイオード整流器3bから構成される双方向スイッチング手段である。

第2スイッチング手段4は、同様に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ング手段である。

【0030】

制御手段20は、第1スイッチング手段3と第2スイッチング手段4を駆動制御する。

制御手段20は、その機能を実現する回路デバイスのようなハードウェアで構成することもできるし、マイコンやCPU(Central Processing Unit)のような演算装置とその動作を規定するソフトウェアで構成することもできる。

【0031】

第1電圧検出器21は、整流器2の出力端電圧を検出し、検出結果を制御手段20に出力する。

第2電圧検出器22は、交流電源1の電圧を検出し、検出結果を制御手段20に出力する。

【0032】

実効値演算部23は、後述の図6で説明する実効値を算出し、算出結果を制御手段20に出力する。

実効値演算部23は、その機能を実現する回路デバイスのようなハードウェアで構成することもできるし、マイコンやCPUのような演算装置とその動作を規定するソフトウェアで構成することもできる。

【0033】

以上、本実施の形態1に係る交流直流変換装置100の構成を説明した。

次に、本実施の形態1に係る交流直流変換装置100の動作を、従来技術と比較しながら説明する。

【0034】

図2は、従来技術における電源電圧、入力電流、スイッチング手段の動作の関係を示す図である。

ここでは、上記特許文献3に記載のように、第1スイッチング手段3は電源半周期毎に1パルスの短絡動作を行い、第2スイッチング手段4は全波整流と倍電圧整流を切り替えるために配置されている場合の例を示した。

図2(a)は電源電圧波形、図2(b)は入力電流波形、図2(c)は第1スイッチング手段3の動作波形である。

【0035】

電源半周期毎に1パルスの短絡動作を行うと、図2(b)のような尖った入力電流波形となる。

これは、電源電圧のゼロクロス点(図2(a)の黒点)から所定の遅延時間 $T_{d1}$ が経過した後に、所定の時間幅 $T_{on}$ だけ第1スイッチング手段3をONさせることにより、第1スイッチング手段3に電流が流れ、尖った電流が加算されることによる。

【0036】

10

20

30

40

50

第2スイッチング手段4は、全波整流と倍電圧整流を切り替える目的で配置されているため、リレーのような機械式スイッチでも構成することができる。

第2スイッチング手段4により、交流直流変換装置は、直流負荷8に印加される出力直流電圧の電圧値を、全波整流による電圧を基準にするか、それとも倍電圧整流による電圧を基準にするかの基準レベルを2つ持つことができる。これにより、出力電圧の制御範囲を広くすることができる。

【0037】

以上、図2を用いて、従来技術における電源電圧、入力電流、スイッチング手段の動作の関係を説明した。

一方、本実施の形態1に係る交流直流変換装置では、第1スイッチング手段3と第2スイッチング手段4の動作目的は同じである。以下、本実施の形態1に係る交流直流変換装置の動作について説明する。

【0038】

図3は、交流直流変換装置100の動作を等価的に表した回路図である。

交流直流変換装置100の動作は、図3の仮想交流電源9がリアクタ5に直列接続されているものとして等価的に取り扱うことができる。即ち、第1スイッチング手段3と第2スイッチング手段4は、交流直流変換装置100が仮想交流電源9と等価となるように動作する。

【0039】

次に、仮想交流電源9の動作について説明する。

【0040】

リアクタ5に流れる電流Iは、交流電源1と仮想交流電源9の電圧差によって定まる。

リアクタ電流Iは交流量であるため、図3の回路方程式は下記(式1)で表される。

【数1】

$$j\omega LI = V_s - V_c \quad \dots (式1)$$

ただし、

$\omega$  : 角周波数

L : リアクタ5のインダクタンス

j : 虚数

$V_s$  : 交流電源1の電圧

$V_c$  : 仮想交流電源9の電圧

【0041】

交流電源1の電圧 $V_s$ 、および仮想交流電源9の電圧 $V_c$ は、それぞれ正弦波状であるものと仮定し、下記(式2)~(式3)のように表す。

10

20

30

40

【数 2】

$$V_s = \sqrt{2} \cdot V_1 \cdot \sin(\omega t) \quad \dots (式 2)$$

$$V_c = \sqrt{2} \cdot V_2 \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad \dots (式 3)$$

ただし、

$\phi$  :  $V_s$  と  $V_c$  の位相差

10

【0042】

$V_1 = V_2$  と仮定すると、リアクタ電流  $I$  は下記(式 4)で表される。

【数 3】

$$I = \frac{1}{j\omega L} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\phi}{2}\right) \quad \dots (式 4)$$

20

【0043】

$V_s$  と  $V_c$  の位相差  $\phi$  が変化しなければ、 $\cos(\phi/2)$  は定数となる。(式 4)の定数部分をまとめて  $K$  とすると、リアクタ電流  $I$  は下記(式 5)で表される。

【数 4】

$$I = -j \cdot K \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\phi}{2}\right) \quad \dots (式 5)$$

30

【0044】

以上、仮想交流電源 9 の電圧  $V_c$  を用いて図 3 の回路方程式を表した。

上記(式 5)から、以下のことが言える。

【0045】

即ち、仮想交流電源 9 の電圧  $V_c$  が、(式 3)で表されるように正弦波状で出力されると、リアクタ電流  $I$ 、換言すると入力電流は正弦波状となる。これにより、高調波電流が抑制される。

また、入力電流と交流電源 1 の位相差がゼロとなると、電源力率は 100% となる。

したがって、仮想交流電源の電圧振幅  $V_2$  と位相差  $\phi$  を適切に制御して正弦波状の電圧  $V_c$  を出力することにより、入力電流の高調波を抑制するとともに、力率を向上することができるのである。

40

【0046】

そこで、本実施の形態 1 では、整流器 2 の入力端子間電圧  $V_c$  を略正弦波状とするように、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 を駆動制御する。

以下、電圧  $V_c$  を略正弦波状とするための第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 の動作について説明する。

【0047】

図 4 は、整流器 2 の入力端子間電圧  $V_c$  の波形を示す図である。

電圧  $V_c$  は、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 の動作により、図 4 に示す電圧 0、 $V_0/2$ 、 $V_0$  の 3 レベルの出力状態をとる。逆極性も同様である。なお、

50

$V_0$  は直流負荷 8 に印加される出力直流電圧である。

この 3 レベルの出力状態をとる際の第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 の動作について、次の図 5 で説明する。

【 0 0 4 8 】

図 5 は、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 の動作を説明するものである。以下、図 5 の各スイッチング状態について説明する。

【 0 0 4 9 】

( a ) 第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 を同時に ON

図 5 ( a ) の状態では、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 が同時に ON されている。この状態では、整流器 2 の入力端子間が短絡されたことになり、電圧  $V_c = 0$  となる。図 4 ( 1 ) の区間がこれに相当する。

【 0 0 5 0 】

( b ) 第 1 スイッチング手段 3 を ON、第 2 スイッチング手段 4 を OFF

図 5 ( b ) の状態では、第 1 スイッチング手段 3 は ON、第 2 スイッチング手段 4 は OFF となっている。この状態では、整流器 2 の入力端子間電圧  $V_c$  は第 2 コンデンサ 7 の両端電圧と等しい。

したがって、電圧  $V_c$  は出力直流電圧  $V_0$  の半分となり、 $V_c = V_0 / 2$  となる。図 4 ( 2 ) の区間がこれに相当する。

【 0 0 5 1 】

( c ) 第 1 スイッチング手段 3 を OFF、第 2 スイッチング手段 4 を ON

図 5 ( c ) の状態では、第 1 スイッチング手段 3 は OFF、第 2 スイッチング手段 4 は ON となっている。この状態では、整流器 2 の入力端子間電圧  $V_c$  は第 1 コンデンサ 6 の両端電圧と等しい。

したがって、電圧  $V_c$  は出力直流電圧  $V_0$  の半分となり、 $V_c = V_0 / 2$  となる。図 4 ( 2 ) の区間がこれに相当する。

【 0 0 5 2 】

( d ) 第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 を同時に OFF

図 5 ( d ) の状態では、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 が同時に OFF されている。この状態では、整流器 2 は全波整流状態となる。

したがって、整流器 2 の入力端子間電圧  $V_c$  は第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 の両端電圧と等しくなり、電圧  $V_c = V_0$  となる。図 4 ( 3 ) の区間がこれに相当する。

【 0 0 5 3 】

図 5 ( a ) ~ ( d ) のように各スイッチング手段を駆動制御することにより、整流器 2 の入力端子間電圧  $V_c$ 、即ちコンバータ電圧  $V_c$  は、3 レベルの電圧状態をとることができる。

この 3 レベルの電圧状態のタイミングを適切に制御することにより、図 4 の区間 ( 1 ) ~ ( 3 ) のような電圧波形を生成し、 $V_c$  を略正弦波状で出力することができる。

【 0 0 5 4 】

なお、図 5 ( e ) ~ ( h ) は、交流電源 1 の極性が図 5 ( a ) ~ ( d ) と反転している点のみが異なる。図 5 ( e ) ~ ( h ) は、図 4 の区間 ( 1 ) ' ~ ( 3 ) ' に相当する。

【 0 0 5 5 】

以上、電圧  $V_c$  を略正弦波状とするための第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 の動作について説明した。

以上説明したように、本実施の形態 1 では、従来技術よりも出力電圧レベルを多段化 ( 0、 $V_0 / 2$ 、 $V_0$  の 3 レベル化 ) することにより、スイッチング周波数を下げるとともに、高調波電流を抑制してリアクタ 5 を小型化することを図っている。

【 0 0 5 6 】

以上のように、本実施の形態 1 によれば、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 を図 4 ~ 図 5 で説明したように駆動制御し、整流器 2 の入力端子間電圧  $V_c$ 、即ちコンバータ電圧  $V_c$  を 3 レベルの略正弦波状で出力することができる。

10

20

30

40

50

これにより、スイッチング周波数を低周波にしつつ、従来技術のように電源半周期に対して1回または数回スイッチング手段を動作させる手法と比較して、リアクタ5を小型化することができる。

【0057】

また、本実施の形態1によれば、出力電圧レベルを多段化したため、スイッチング周波数を例えば1kHz～5kHz程度の低周波で駆動制御するPWM制御を行うことができる。

これにより、高周波PWM制御を行うときのようなノイズ対策のためのコスト上昇を抑えることができる。

これは、コンバータ電圧 $V_c$ を正弦波状に出力するのみで、入力電流の制御を実行することなく入力電流を略正弦波状に制御可能であることに起因する。即ち、入力電流制御を行わないので、高周波な制御動作が不要となるからである。

【0058】

実施の形態2

実施の形態1では、コンバータ電圧 $V_c$ を略正弦波状に出力することにより、入力電流を略正弦波状として高調波を抑えることを説明した。

本発明の実施の形態2では、交流直流変換装置100の出力直流電圧 $V_0$ の値を制御することについて説明する。なお、交流直流変換装置100の回路構成は実施の形態1と同様である。

【0059】

実施の形態1で説明した図5(b)(c)(f)(g)の状態では、第1コンデンサ6と第2コンデンサ7の接続点が、交流電源1の一端と接続される。そのため、いわゆる倍電圧整流と同様の回路構成となる。

これらの状態のように、一方のスイッチング手段のみがONする状態の割合、換言すると $V_c = V_0 / 2$ となる割合を適切に制御することにより、出力直流電圧 $V_0$ の値を、全波整流で得られる直流電圧値以上の値に制御することができる。

【0060】

非特許文献1では、スイッチング手段の動作タイミングをあらかじめ演算により求めておいて制御を行う技術が記載されている。

スイッチング手段のON/OFFタイミングは位相角に応じて無限に設定することが可能であるため、演算により求める解の候補は無限に存在する。その前提の下で出力直流電圧 $V_0$ を所望値にするためのON/OFFタイミングを求めることは、事実上非常に困難であった。

【0061】

そこで、非特許文献1では、GAを用いて最適なON/OFFタイミングを探索する手法が提案されている。

しかし、高調波を抑制することに加えて、出力直流電圧 $V_0$ を所望値にするのできるON/OFFタイミングを探索する手法までは見出されていない。

さらには、動作する負荷条件が変化する製品や、機種数が多い製品では、このように無限に存在するON/OFFタイミングから最適な解を探索する手法は、実用化しにくい。

【0062】

本実施の形態2では、あらかじめON/OFFタイミングを演算により求めておくのではなく、フィードバック制御によりON/OFFタイミングを決定する。以下、本実施の形態2におけるON/OFFタイミングの決定手法を説明する。

【0063】

図6は、図3で説明した回路のベクトル関係を示す図である。

リアクタ5の影響により、交流電源1の電圧 $V_s$ に対し、リアクタ電流 $I$ は遅れ位相となる。リアクタ電流 $I$ に直交するように、リアクタ5における電圧降下 $jL I$ が発生する。整流器2の入端子間電圧 $V_c$ 、即ちコンバータ電圧 $V_c$ と電圧降下 $jL I$ をベクトル加算することにより、交流電源1の電圧 $V_s$ と一致する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 6 4 】

力率が 1 となるようにコンバータ電圧  $V_c$  を出力するためには、図 6 ( b ) のように電圧  $V_s$  と電圧降下  $j \omega L I$  が直交する状態とすればよい。

即ち、コンバータ電圧  $V_c$  の交流電源 1 に対する遅れ位相  $\phi$  が下記 ( 式 6 ) となるように、コンバータ電圧  $V_c$  の位相角を制御すればよい。

【 数 5 】

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\omega L I}{V_1} \right) \quad \dots (式 6)$$

10

## 【 0 0 6 5 】

また、コンバータ電圧  $V_c$  の振幅  $V_2$  は、下記 ( 式 7 ) の値となるように出力すればよい。

【 数 6 】

$$V_2 = \sqrt{V_1^2 + (\omega L I)^2} \quad \dots (式 7)$$

20

## 【 0 0 6 6 】

出力直流電圧  $V_0$  の位相角および振幅が一意に決まるように制御系を構築すれば、変調方式としてノコギリ波変調、三角波変調、空間ベクトル変調、ダイボラ変調などを適用し、第 1 スイッチング手段 3 および第 2 スイッチング手段 4 の動作信号を生成することができる。

## 【 0 0 6 7 】

図 7 は、制御手段 2 0 の制御ブロック図である。ここでは P I 制御を行う例を示した。

P I 制御器には、直流電圧の指令値と、第 1 電圧検出器 2 1 による直流電圧の検出値  $V_0$  との差分が入力される。P I 制御器の出力は、電流指令値  $I^*$  である。

電流指令値  $I^*$  を上記 ( 式 6 ) ( 式 7 ) に代入し、位相角  $\phi$  と振幅  $V_2$  を算出することができる。

## 【 0 0 6 8 】

第 1 スイッチング手段 3 および第 2 スイッチング手段 4 の O N / O F F タイミングは、以上の手順で求めた位相角  $\phi$  と振幅  $V_2$  に基づき決定すればよい。

次に、交流電源 1 の変動に対応する手法について説明する。

## 【 0 0 6 9 】

位相角  $\phi$  は、交流電源 1 の電圧  $V_s$  と入力電流  $I$  の関数である。交流電源 1 の電圧  $V_s$  が既知の定格値 ( 例えば 2 0 0 V ) どおり供給されていれば、図 7 で説明した制御ブロックで  $V_1$  の値を定格値として制御を行えばよい。

## 【 0 0 7 0 】

しかし、交流電源 1 の電圧が変動し、定格電圧ではない値となった場合、図 7 の制御ブロックで  $V_1$  の値を定格値として制御を行うと、力率が 1 とならず低下してしまう。

この現象について、次の図 8 を用いて説明する。

## 【 0 0 7 1 】

図 8 は、交流電源 1 の電圧が変動することによる力率の変動を示す図である。なお、交流電源 1 の定格電圧を  $V_a$  とする。

図 8 ( a ) は電圧  $V_s$  が定格電圧  $V_a$  より大きくなっている場合、図 8 ( b ) は電圧  $V_s$  が定格電圧  $V_a$  より小さくなっている場合のベクトル図を示す。

## 【 0 0 7 2 】

50

図 8 ( a ) の状態では、入力電流  $I$  は遅れ位相になり、力率 = 1 で制御することができなくなっている。

図 8 ( b ) の状態では、入力電流  $I$  は進み位相になり、同様に力率 = 1 で制御することができなくなっている。

即ち、入力電流  $I$  が遅れ位相や進み位相になると、力率が低下することが分かる。

【 0 0 7 3 】

力率改善効果を維持するためには、力率を検出して力率 = 1 の状態を保てばよい。力率を検出するためには、一般に交流電源 1 の電圧  $V_s$  と入力電流  $I$  の双方を検出する必要がある。

しかし、本実施の形態 2 に係る交流直流変換装置 1 0 0 は、図 3 の原理に基づき、各値のベクトル関係が図 6 ( b ) となるように制御を行うため、交流電源 1 の電圧変動による力率低下は、交流電源 1 の電圧  $V_s$  を検出するのみで対処することができる。

【 0 0 7 4 】

一方、コンバータ電圧  $V_c$  の振幅  $V_2$  も、位相差と同様に交流電源 1 の電圧変動の影響を受けるが、同様に交流電源 1 の電圧  $V_s$  を検出するのみで足りる。

【 0 0 7 5 】

なお、検出すべき交流電源 1 の電圧は、図 6 ( b ) のベクトル図より、交流電源 1 の電圧実効値であることが分かる。

そこで、実効値演算部 2 3 は、第 2 電圧検出器 2 2 の検出値に基づき、交流電源 1 の電圧実効値を算出し、制御手段 2 0 はその算出値を制御に使用する。

【 0 0 7 6 】

また、実効値演算部 2 3 は、第 2 電圧検出器 2 2 が検出した交流電源 1 の電圧のゼロクロス点を用いて交流電源 1 の位相角を検出する。制御手段 2 0 は、コンバータ電圧  $V_c$  の位相角を制御する際に、この交流電源 1 の位相角を使用する。

このとき、位相角を交流電源 1 の位相に同期させるため、PLL ( Phase Locked Loop ) 回路等を用いてもよい。これにより、位相角の精度を向上させ、高調波電流をさらに低減することができる。

【 0 0 7 7 】

以上説明した手順により、コンバータ電圧  $V_c$  を決定することができる。

決定したコンバータ電圧  $V_c$  に基づき第 1 スイッチング手段 3 および第 2 スイッチング手段 4 の ON / OFF タイミングを定める手法としては、例えば一般的なユニポーラ変調を用いることができる。

【 0 0 7 8 】

図 9 は、各スイッチング手段の ON / OFF タイミングを定める変調信号の波形図である。以下、図 9 について説明する。

【 0 0 7 9 】

図 9 ( a ) は第 1 スイッチング手段 3 の変調信号、図 9 ( b ) は第 2 スイッチング手段 4 の変調信号である。図 9 ( a ) ( b ) 中の正弦波形は、コンバータ電圧  $V_c$  である。

負極側の絶対値をとれば正極側と一致するので、同図の変調信号はユニポーラ変調方式であるといえる。

【 0 0 8 0 】

図 9 ( a ) において、コンバータ電圧  $V_c$  が搬送波である三角波より大きい区間で第 1 スイッチング手段 3 を OFF する。

図 9 ( c ) は、第 1 スイッチング手段 3 の ON / OFF タイミングである。Hi 側が ON、Lo 側が OFF である。

【 0 0 8 1 】

また、第 2 スイッチング手段 4 はコンバータ電圧  $V_c$  に対し負側となるので、変調信号の波形は図 9 ( a ) の位相を 180 度反転した図 9 ( b ) のようになる。

図 9 ( c ) と同様にして、第 2 スイッチング手段 4 の ON / OFF タイミングである図 9 ( d ) の波形が得られる。

## 【 0 0 8 2 】

コンバータ電圧  $V_c$  は、図 9 ( c ) ( d ) の波形を足し合わせることで得られる。

しかし、図 9 ( c ) ( d ) は  $H_i$  側がスイッチング手段の ON であるため、説明を分かり易くするように、 $H_i$  を 0、 $L_o$  を 1 として加算する。

すると、図 9 ( e ) のチョッピングされたコンバータ電圧  $V_c$  が得られる。

## 【 0 0 8 3 】

以上説明したように、ユニポーラ変調を適用して、コンバータ電圧  $V_c$  に基づき第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 の ON / OFF タイミングを決定することができる。

## 【 0 0 8 4 】

以上、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 の ON / OFF タイミングを決定する変調方式について説明した。

次に、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 の ON / OFF タイミングの配分について説明する。

## 【 0 0 8 5 】

図 5 ( b ) ( c ) は、交流電源 1 が同一極性であり、ともに  $V_c = V_0 / 2$  となる、いわゆる倍電圧整流状態である。これは、交流電源 1 の同一極性中に、 $V_c = V_0 / 2$  となる 2 つの回路状態を構成する必要があることを意味する。

同図の回路構成は、コンデンサを 2 個直列接続しており、図 5 ( b ) ( c ) の状態では片側のコンデンサのみが充電されることになる。

## 【 0 0 8 6 】

片側のコンデンサのみが充電されると、コンデンサの端子間電圧のバランスが崩れ、 $V_c = V_0 / 2$  とならなくなって、コンバータ電圧  $V_c$  が歪む。 $V_c$  が歪むと入力電流  $I$  も歪んでしまい、高調波電流を抑制できなくなってしまう。

## 【 0 0 8 7 】

したがって、交流電源 1 の同一極性中に、第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 がバランスよく充電されて  $V_c$  が出力直流電圧  $V_0$  の  $1 / 2$  となるよう、第 1 スイッチング手段 3 と第 2 スイッチング手段 4 をバランスよく動作させる必要がある。

## 【 0 0 8 8 】

この点、図 9 で説明したユニポーラ変調は、第 1 スイッチング手段 3 のみが ON である状態と、第 2 スイッチング手段 4 のみが ON である状態とが交互に発生する。そのため、上述の課題を回避でき、本回路構成に適した変調方式であるといえる。

なお、スイッチング手段の動作タイミングをバランスよく配分することができれば、その他の変調方式、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の変調方式を用いてもよい。

## 【 0 0 8 9 】

以上、スイッチング手段の動作タイミングの配分について説明した。

次に、第 1 ダイオード 10 と第 2 ダイオード 11 について説明する。

## 【 0 0 9 0 】

第 1 ダイオード 10 と第 2 ダイオード 11 は、並列接続された第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 が電荷を有して正電圧を持つ通常状態では不通流となり、OFF 状態となるため、接続されていないことと同義である。

## 【 0 0 9 1 】

一方、交流電源 1 からの電圧供給がなくなり、かつ直流負荷 8 での電力消費が 0 でない状態では、第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 の電荷はなくなる。

このとき、直流負荷 8 は直列に接続された第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 から一様に電荷を消費する。もし第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 の容量にバラツキがあると、一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いるので、出力直流電圧  $V_0$  は 0 にならない。

## 【 0 0 9 2 】

10

20

30

40

50

直流負荷 8 は、出力直流電圧  $V_0$  が 0 になるまで電荷を消費するため、先に電荷が消費された側の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になる。

【0093】

しかし、電圧極性を有する電解コンデンサは、負電圧の印加は許容されない。

そこで、第 1 ダイオード 10 と第 2 ダイオード 11 を各コンデンサと逆並列に接続することにより、負電圧の印加量がダイオードの順方向電圧降下分を超えることを抑制する。

これにより、コンデンサの故障を防ぎ、信頼性を向上させることができる。

【0094】

以上のように、本実施の形態 2 に係る交流直流変換装置 100 は、出力直流電圧  $V_0$  を検出する第 1 電圧検出器 21 と、交流電源電圧  $V_s$  を検出する第 2 電圧検出器 22 を備えており、これらの検出値に基づき制御を行う。

これにより、交流電源 1 の電圧が変動しても力率改善効果を維持することができる。

【0095】

また、本実施の形態 2 に係る交流直流変換装置 100 は、直流電圧の検出値をフィードバックして指令値を制御するフィードバック制御を行うことにより、所望の出力直流電圧  $V_0$  を得ることができる。

【0096】

また、本実施の形態 2 に係る交流直流変換装置 100 は、ユニポーラ変調などの変調方式を用いることにより、各スイッチング手段の動作タイミングをバランスよく配分し、コンバータ電圧  $V_c$  を略正弦波状に出力して高調波電流を抑えることができる。

【0097】

実施の形態 3 .

図 10 は、本発明の実施の形態 3 に係る交流直流変換装置 100 の回路図である。

図 10 の回路では、スイッチング手段の構成を、図 1 の回路構成から変更した。その他の構成は図 1 と同様である。

図 10 の回路では、単方向通流スイッチング素子である IGBT 3a と 4a は、ダイオード整流器 14 の機能により、図 1 で説明した双方向スイッチング手段と等価の動作を行うことができる。

したがって、図 10 の回路構成においても、実施の形態 1 ~ 2 で説明したものと同様の制御動作を行うことができる。

【0098】

また、図 10 のような回路構成により、IGBT 3a、4a が ON 動作するとき、電流が流れるダイオードの数が図 1 の半分となるので、ダイオードの通流損失を図 1 の回路構成の半分にするすることができる。

これにより、交流直流変換装置 100 の変換効率を向上させることができる。

【0099】

実施の形態 4 .

本発明の実施の形態 4 では、スイッチング手段のオン電圧降下を補正する制御動作について説明する。

【0100】

図 11 は、本実施の形態 4 における制御手段 20 の制御ブロック図である。

図 11 の左段には、図 7 で説明した制御ブロック（図示せず）が接続されており、図 11 の制御ブロックには図 7 の制御ブロックが出力する位相角  $\theta$  と振幅  $V_2$  が入力される。

以下、図 11 の制御ブロックの働きについて説明する。

【0101】

コンバータ電圧  $V_c$  は、第 1 コンデンサ 6 および第 2 コンデンサ 7 の両端電圧に基づき出力される。しかし、図 1 や図 10 の回路図に示す通り、整流器 2 の入力端子間と各コンデンサの両端間には、半導体で構成される整流器 2 および各スイッチング手段が接続されている。

半導体が ON するとき、オン電圧降下が発生するため、実際には各コンデンサの両端

10

20

30

40

50

電圧以下の電圧がコンバータ電圧  $V_c$  として出力される。

【0102】

そこで、この半導体のオン電圧降下分を用いて振幅  $V_2$  を補正しておき、補正後の値で PWM 制御を行う。これにより、オン電圧降下分の誤差量を補正することができる。

具体的には、オン電圧降下分を補正した電圧と、出力直流電圧  $V_0$  との比を求め、コンバータ電圧  $V_c$  の  $\sin$  カーブに乗算することにより、コンバータ電圧の電圧指令値を求めることができる。

以上の制御演算は、図 11 の左半分の制御ブロックで表される。

【0103】

なお、図 9 で説明したスイッチング手段の ON/OFF タイミングは、単純に記載すると、図 11 の右半分の制御ブロックで表すことができる。

10

【0104】

以上、スイッチング手段のオン電圧降下について説明した。

次に、本実施の形態 4 に係る交流直流変換装置 100 の起動手順について説明する。まず始めに突入電流の抑制について説明し、その後出力直流電圧の急激な上昇を抑制することについて説明する。

【0105】

第 1 スwitching 手段 3 と第 2 スwitching 手段 4 がともに OFF で、かつ直流負荷 8 が電力を消費している場合、図 5 (d) のように全波整流状態で各コンデンサに電流が流れていることになる。

20

このとき、第 1 スwitching 手段 3 と第 2 スwitching 手段 4 を ON させると、第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 に充電電流が流れる。この充電電流は、交流直流変換装置 100 の起動時に大きな突入電流となる。

この大きな電流は、第 1 スwitching 手段 3 または第 2 スwitching 手段 4 のいずれか片方が ON し、全波整流状態から倍電圧整流状態に整流状態が変化することで発生する突入電流であると考えられる。

【0106】

交流直流変換装置 100 の起動時に大きな突入電流が流れることは、各スイッチング手段や整流器 2 など、交流直流変換装置 100 の各部にストレスを与えるため、できる限り突入電流を抑制することが望ましい。

30

【0107】

そこで、本実施の形態 4 では、上述のオン電圧降下補正電圧を利用する。

以下、オン電圧降下補正電圧を用いて突入電流を抑制する手法について説明する。

【0108】

通常、半導体のオン電圧降下は正の値であるため、オン電圧降下補正電圧は正の値となる。これを負の値とすると、図 7 の制御ブロックで求めた振幅  $V_2$  よりも高い電圧を出力することになる。

【0109】

コンバータ電圧  $V_c$  の振幅  $V_2$  を大きくするという事は、直流電圧  $V_0$  を出力する整流状態の割合を増やす、即ち  $V_c = V_0$  となる整流状態の割合を増やすことになる。これは、図 5 (d) (h) の整流状態の割合を増やすことを意味する。

40

図 5 (d) (h) は各スイッチング手段が OFF となっており、全波整流状態でコンデンサに電流が流れる状態である。

【0110】

したがって、オン電圧降下補正電圧を、実際にはあり得ない負の値とすることで、図 5 (d) (h) の状態、即ち全波整流状態の割合を増加させ、スイッチング手段が片方のみ ON 状態になって倍電圧整流状態となる割合を低減させることができる。

これにより、突入電流の発生を抑えることができる。

【0111】

以上、突入電流を抑制する手法について説明した。

50

次に、出力直流電圧の急激な上昇を抑制する手法について説明する。

【0112】

交流直流変換装置100を起動するとき、コンバータ電圧 $V_c$ と交流電源1の電圧 $V_s$ との位相差を0にリセットしておき、起動後に出力直流電圧 $V_0$ を上昇させる。

出力直流電圧 $V_0$ を上昇させるためには、位相差を遅らせるるとよいので、交流直流変換装置100の起動後は位相差を遅らせるように制御を行うことになる。このとき、出力直流電圧が急激に上昇し、制御系がハンチングする場合がある。

【0113】

そこで、本実施の形態4では、交流直流変換装置100の起動時に位相差を進み位相側（例えば-10度）にセットしておく。

これにより、直流負荷8が軽負荷・重負荷のいずれであっても、起動後の急激な出力直流電圧の上昇を抑制してソフトな起動を実現することができる。

【0114】

以上のように、本実施の形態4によれば、スイッチング手段のオン電圧降下を補正して制御を行うので、補正を行わないときよりも、電源力率を（例として4～7%程度）向上させることができる。

【0115】

また、本実施の形態4によれば、交流直流変換装置100の起動時は、オン電圧降下補正電圧を負の値とすることにより、全波整流状態の割合を増加させ、突入電流の発生を抑えることができる。

また、起動後はオン電圧降下補正電圧を通常通り正の値とすることにより、起動時はソフトな起動を実現しつつ、起動後は上述の力率改善効果を発揮することができる。

【0116】

また、本実施の形態4によれば、交流直流変換装置100の起動時は、位相差を負の値にしておくので、起動後に出力直流電圧が急激に上昇することを抑制できる。

【0117】

実施の形態5 .

図12は、本発明の実施の形態5に係る交流直流変換装置100の回路図である。

図12の回路は、図1で説明した回路構成における第2電圧検出器22と実効値演算部23に代えて、電流検出器24とゼロクロス検出器25を備える。

【0118】

図1で説明した回路構成の下では、交流電源1の電圧変動による力率低下に対し、第2電圧検出器22の検出結果を用いて対処していた。

本実施の形態5では、これに代えて電流検出器24を用いて入力電流を検出し、その検出結果を用いて力率低下に対処する。

【0119】

図8(a)(b)で説明したように、入力電流の位相が遅れ位相となっていれば、交流電源1の電圧 $V_s$ が定格電圧 $V_a$ より増加しており、進み位相となっていれば、交流電源1の電圧 $V_s$ が定格電圧 $V_a$ より低下している状態となっている。

【0120】

そこで、まず電流検出器24を用いて入力電流を検出し、交流電源1の瞬時位相角（実施の形態1～4では $t$ と表している）を検出する。

交流電源1の電圧波形が $\sin$ 関数で表されると仮定すると、ゼロクロス検出器25の検出結果を用いて、瞬時位相角のゼロクロス点を検出することができる。

この位相角から $\cos$ を算出し、入力電流に乗算すると、交流電源1の入力電流の無効成分を求めることができる。

【0121】

入力電流の無効成分が0のとき、力率=1となる。コンバータ電圧 $V_c$ と電源電圧 $V_s$ との位相差を遅らせ過ぎると、入力電流の無効成分 $>0$ となり、位相差を進ませ過ぎると、入力電流の無効成分 $<0$ となる。

10

20

30

40

50

## 【 0 1 2 2 】

したがって、無効電流の発生量だけ、実施の形態 4 で説明したオン電圧降下補正電圧と同様に振幅  $V_2$  を補正する。これにより、入力電流の位相が交流電源 1 の電圧位相と同位相になるようにフィードバック制御がかかり、力率低下を抑制することができる。

## 【 0 1 2 3 】

交流電源 1 の電圧と電流を用いて電源力率を検出する場合、力率低下を検出することはできても、位相が進みか遅れかを検出することはできず、補正電圧を正とするか負とするかを容易に求めることはできない。

しかし、電流の無効成分は進み位相と遅れ位相で符号が変わるため、補正電圧の極性を容易に求めることができる。

10

## 【 0 1 2 4 】

実施の形態 6 .

図 1 3 は、本発明の実施の形態 6 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の回路図である。

図 1 3 の回路は、実施の形態 5 の回路構成と異なり、第 2 電圧検出器 2 2 と電流検出器 2 4 を併用する。

これにより、第 2 電圧検出器 2 2 と電流検出器 2 4 のいずれかに例えば 5 ~ 1 0 % 程度の検出バラツキがあったとしても、次の図 1 4 で説明する制御ブロックにより、力率低下を抑制することができる。

## 【 0 1 2 5 】

図 1 4 は、本実施の形態 6 における制御手段 2 0 の制御ブロック図である。

20

図 1 4 に示すように、本実施の形態 6 では、電源電圧の変動に対し、電源電圧の実効値を検出するとともに入力電流の無効成分を検出し、これらの検出値を制御に用いる。

これにより、第 2 電圧検出器 2 2 と電流検出器 2 4 の検出バラツキの影響を抑え、交流直流変換装置 1 0 0 の動作をスムーズに開始することができる。

## 【 0 1 2 6 】

図 1 4 の制御ブロック図は、入力電流の無効成分を 0 とするように、オン電圧降下補正電圧と同様に振幅  $V_2$  を補正する構成としたが、振幅  $V_2$  を直接算出するように構成してもよい。

後者の場合は、無効電流から位相差 を算出し、出力直流電圧の制御は振幅  $V_2$  を用いて行う、などとすればよい。

30

## 【 0 1 2 7 】

なお、以上説明した回路構成や制御ブロックは、図 3 で説明した原理に基づき、出力直流電圧を一定にするようフィードバック制御するものである。

同様の原理に基づき、出力直流電圧をフィードバック制御し、電源電圧の変動や検出器の検出バラツキがあっても、力率を改善し高調波電流を抑制することができるものであれば、その他の回路構成や制御ブロックを用いることもできる。

## 【 0 1 2 8 】

実施の形態 7 .

図 1 5 は、本発明の実施の形態 7 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の回路図である。

図 1 5 の回路は、図 1 3 で説明した回路図における直流負荷 8 を、インバータ 1 8 と永久磁石モータ 1 7 に置き換えたものである。また、交流直流変換装置 1 0 0 の出力端に電圧クランプ部 1 9 を設けた。さらに、インバータ 1 8 の動作を制御するインバータ制御部 2 6 を設けた。

40

## 【 0 1 2 9 】

インバータ制御部 2 6 は、その機能を実現する回路デバイスのようなハードウェアで構成することもできるし、マイコンや CPU のような演算装置とその動作を規定するソフトウェアで構成することもできる。

## 【 0 1 3 0 】

本実施の形態 7 における「電圧上昇抑制手段」は、電圧クランプ部 1 9 が相当する。

また、「電動機減速手段」は、制御手段 2 0、インバータ 1 8、インバータ制御部 2 6

50

が相当する。

【 0 1 3 1 】

本実施の形態 7 に係る交流直流変換装置 1 0 0 の動作は、実施の形態 1 ~ 6 で説明したものと概ね同様である。以下では特に、負荷をインバータ 1 8 と永久磁石モータ 1 7 に置き換えたことに関する説明を行う。

まずは、図 1 5 の回路を電動機駆動装置として用いることにより、電動機の設計自由度を増すことができることについて説明する。その後、瞬間的な異常電圧上昇を抑制する構成について説明し、続いて電動機を安定的に運転するための動作について説明する。

【 0 1 3 2 】

( 1 ) 電動機の設計自由度について

電動機は、同一トルクを出力するために必要な電流が少ないほど、銅損（抵抗 × 電流の二乗）が少なくなる。

例えば、永久磁石同期電動機の場合、電動機の起電圧定数を高くすることで永久磁石によるトルクが増加するので、電流を少なくしても、同一トルクを出力することができる。

さらには、電流を少なくすると、電動機を駆動するインバータの通流損失およびスイッチング損失を低減させる効果も発揮する。

したがって、電動機の起電圧定数を高くして電流を少なくすることは、高効率化の手段として最も効果的であるといえる。

【 0 1 3 3 】

空気調和機に用いる電動機のように、運転時間が長い低速回転時に高効率となるよう電動機を設計すると、電動機の起電圧定数が上昇する。

急速冷房時や急速暖房時のように電動機が高速回転となる場合において、起電圧定数が高くなると、同一回転数で必要となる電圧が高くなるので、インバータが電動機を駆動するために必要な直流電圧も上昇する。

従来は、この最大回転数と直流電圧の関係を考慮して電動機の仕様を設計しなければならない制約があった。

【 0 1 3 4 】

また、上述のように、直流電圧を上昇させ、起電圧定数を高くすることで、電動機の効率を高めることができるが、一方で、高い直流電圧を提供するため交流直流変換装置 1 0 0 の出力直流電圧  $V_0$  を上昇させると、交流直流変換装置 1 0 0 の変換効率が低下してしまう。

換言すると、交流直流変換装置 1 0 0 の力率が大幅に低下し、高調波電流も増加してしまう。

【 0 1 3 5 】

例えば特許文献 7 に記載の技術のような高周波 PWM 制御を行うと、出力直流電圧  $V_0$  を上昇させることができるが、損失がその分上昇し、交流直流変換装置 1 0 0 の損失低減効果を上回ってしまう。

【 0 1 3 6 】

以上のような理由から、従来の技術では、直流電圧を上昇させ、起電圧定数を高くしても、高効率な電動機駆動装置を提供することが難しかった。

【 0 1 3 7 】

一方、本発明に係る交流直流変換装置 1 0 0 は、低周波のキャリア周波数で制御動作を行うことができるので、出力電圧を上昇させつつ、力率低下を抑制して高効率な変換動作を行うことができる。

【 0 1 3 8 】

これにより、低速運転時に効率がよくなるように電動機を設計し、電動機を高速回転させるときには、交流直流変換装置 1 0 0 の出力直流電圧を上昇させて最高回転数を確保することができる。

したがって、急速冷房時や急速暖房時などの過負荷運転時でも空気調和機の性能を落とすことなく、低速運転時、換言すると通常使用時の効率を向上させることができる。

10

20

30

40

50

## 【 0 1 3 9 】

なお、電動機の高速回転時と低速回転時では、必要となる直流電圧値が異なるため、例えば低速回転時は、図4のような3レベルの略正弦波を出力する制御に代えて、図2のような従来の制御手法を用いた方が適切な場合もある。

## 【 0 1 4 0 】

これに対応するため、永久磁石モータ17の回転数を検出するセンサや、回転数を演算により求める演算部等を設けておく。

制御手段20は、永久磁石モータ17の回転数に応じて、制御手法を図2の手法と図4の手法で切り替えて、永久磁石モータ17、インバータ18、交流直流変換装置100が全体的に高効率となるようにすることができる。

さらには、図2の制御手法において、電源半周期毎に数回程度のパルス動作を行ってもよい。ただし、ノイズ発生量が増えない程度のパルス数が望ましい。

## 【 0 1 4 1 】

なお、永久磁石モータ17の回転数に代えて印加電圧を検出し、同様に制御手法を図2の手法と図4の手法で切り替えることもできる。

## 【 0 1 4 2 】

## ( 2 ) 瞬間的な異常電圧上昇の抑制

上述のように、起電圧定数の高い電動機を用いると、高速回転でフリーランしたときの発電量も大きくなる。この現象は、永久磁石モータ17を停止させるときに問題となる。

高速回転時に永久磁石モータ17を停止させると、その時点での回転エネルギーによる発電量が永久磁石モータ17からインバータ18を介して第1コンデンサ6と第2コンデンサ7に供給される。

本発明に係る交流直流変換装置100は非回生型コンバータであるため、このとき供給されるエネルギーを消費することができない。

## 【 0 1 4 3 】

したがって、永久磁石モータ17を停止させるときのエネルギーにより、第1コンデンサ6と第2コンデンサ7の両端電圧である出力直流電圧が上昇してしまうことになる。

出力直流電圧が極端に上昇することを避けるため、永久磁石モータ17を停止させる際には、極端な昇圧が生じない程度に減速してから停止させる必要がある。

## 【 0 1 4 4 】

ところが、永久磁石モータ17は、トルク不足などにより脱調停止することがある。

この場合は、永久磁石モータ17を減速させる時間的余裕がなく、永久磁石モータ17の起電圧定数によっては第1コンデンサ6と第2コンデンサ7の耐圧を超えた電圧が各コンデンサに印加される可能性がある。

## 【 0 1 4 5 】

そこで、本実施の形態7に係る交流直流変換装置100は、瞬間的な異常電圧上昇を抑制する電圧クランプ部19を備える。

この電圧クランプ部19は、サージクランパやサージアブソーバ、もしくは抵抗とIGBTの直列回路などで構成することができる。瞬間的な電圧上昇を抑制することのできるその他の構成を用いてもよい。

## 【 0 1 4 6 】

## ( 3 ) 電動機を安定的に運転するための動作

交流電源1の電圧が低下すると、交流直流変換装置100は、出力直流電圧の制御限界まで出力直流電圧を一定にするよう制御を行うが、制御限界以下まで電源電圧が低下すると、出力直流電圧を上昇させることができず、出力直流電圧が低下してしまう。

出力直流電圧が低下しても永久磁石モータ17が同一回転数で回転していると、直流電圧不足によるトルク不足で、永久磁石モータ17は脱調停止してしまう。

## 【 0 1 4 7 】

そこで、第2電圧検出手段22が電源電圧の低下を検出したとき、制御手段20は、インバータ制御部26に対し、永久磁石モータ17が減速するようにインバータ18を制御

10

20

30

40

50

するよう指示する。

すると、永久磁石モータ 17 の減速による回生エネルギーが第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 に回生され、出力直流電圧を上昇させることができる。

これにより、必要な直流電圧を確保することができるので、永久磁石モータ 17 が脱調することはない。

さらには、永久磁石モータ 17 の回転数が低下することにより、脱調する限界となる直流電圧値が低下するため、永久磁石モータ 17 はより脱調停止しにくくなる。

【 0 1 4 8 】

以上のように、本実施の形態 7 では、交流直流変換装置 100 を用いて起電圧定数の高い電動機を駆動する電動機駆動装置を構成した。

10

これにより、電動機駆動装置全体としての動作効率を向上させ、省エネルギー効果を高めることができる。

【 0 1 4 9 】

また、本実施の形態 7 によれば、電圧クランプ部 19 により瞬間的な異常電圧上昇を抑制し、第 1 コンデンサ 6 と第 2 コンデンサ 7 を過電圧から保護することができる。

【 0 1 5 0 】

また、本実施の形態 7 によれば、電動機を減速させてから停止させるので、電動機の脱調停止を抑制することができる。

例えば、電動機が冷凍機などに用いられている場合、電動機が停止すると冷凍庫内の温度が上昇して保存温度が上昇するため、極力電動機を停止させずに運転を継続することが望ましい。

20

本実施の形態 7 では、第 2 電圧検出器 22 を用いて電源電圧の低下を検出し、交流直流変換装置 100 とインバータ 18 を協調動作させるので、瞬時停電などが発生したときでも、電動機を停止しにくくする電動機駆動装置を提供することができる。

また、その電動機を用いて圧縮機を駆動する圧縮機駆動装置を提供することもできる。

【 0 1 5 1 】

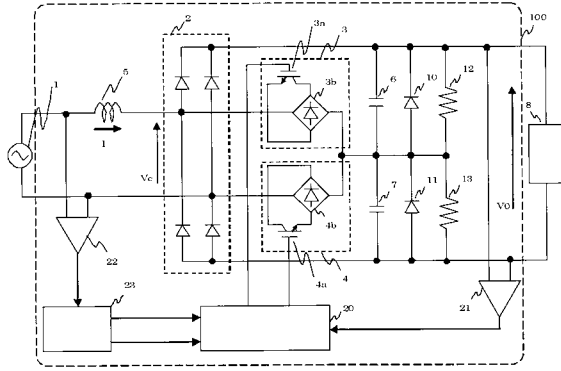
実施の形態 8 .

実施の形態 1 ~ 7 で説明した交流直流変換装置 100 は、直流で電力を消費する負荷向けの電源装置に利用することができる。

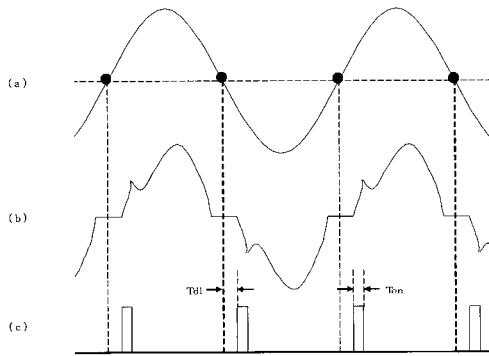
例えば、空気調和機、冷凍機、洗濯乾燥機、冷蔵庫、除湿器、ヒートポンプ式給湯機、ショーケース、掃除機など家電製品全般に適用することができる。その他、ファンモータや換気扇、手乾燥機などへ適用することもできる。

30

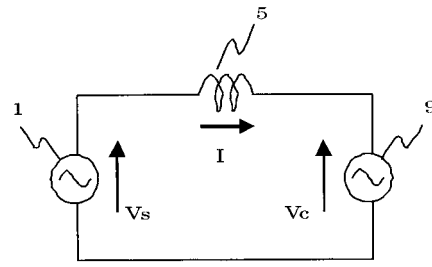
【図1】



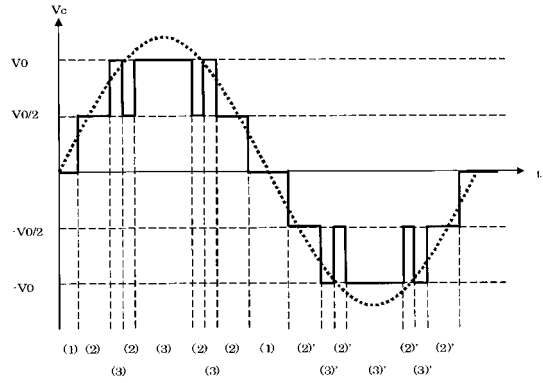
【図2】



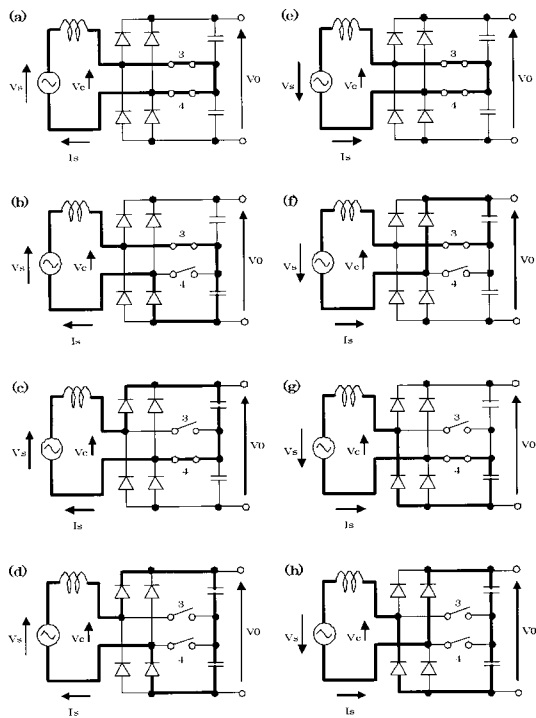
【図3】



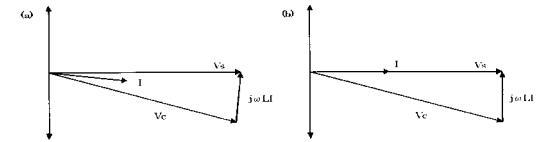
【図4】



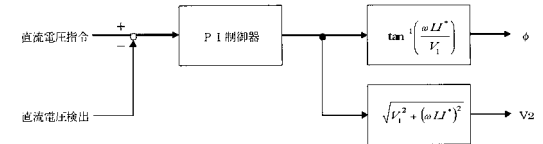
【図5】



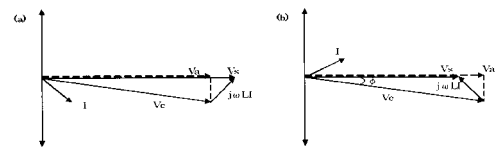
【図6】



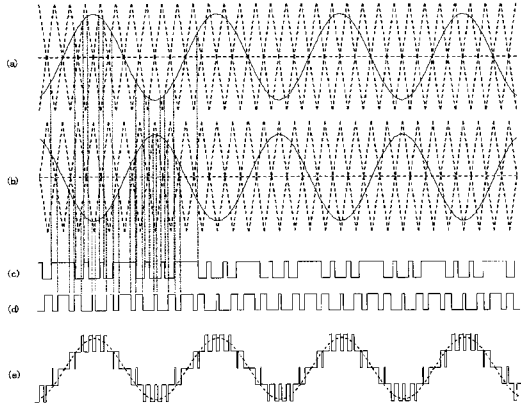
【図7】



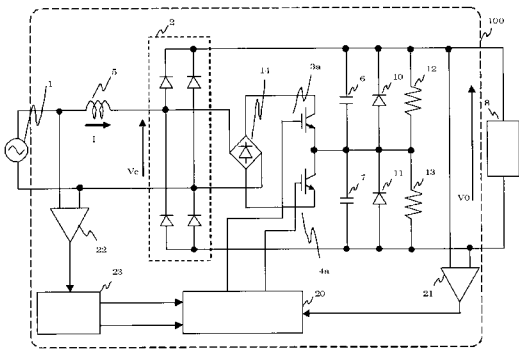
【図8】



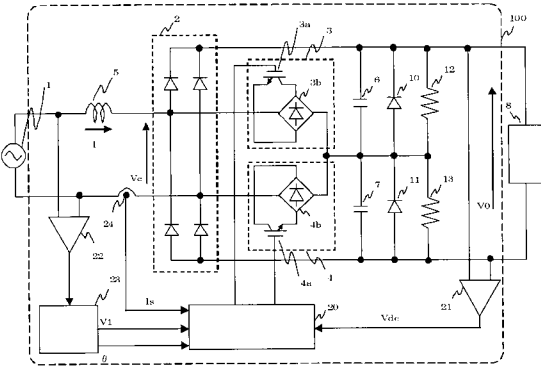
【図9】



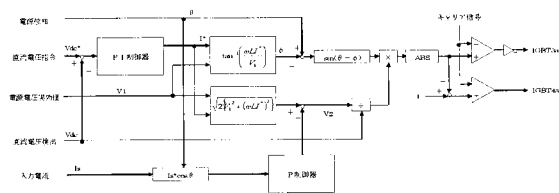
【図10】



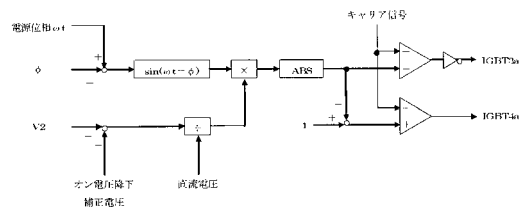
【図13】



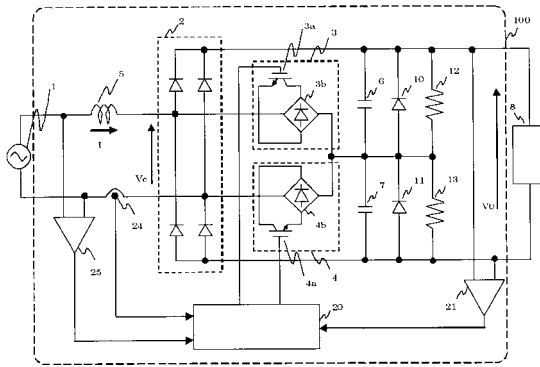
【図14】



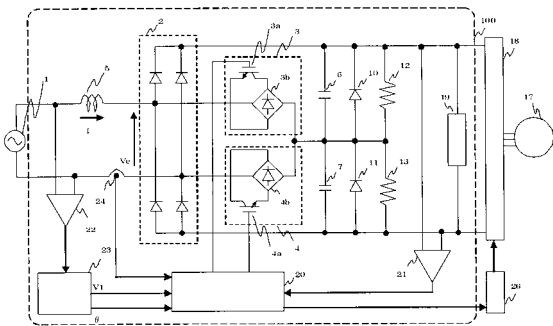
【図11】



【図12】



【図15】



## フロントページの続き

- (74)代理人 100160831  
弁理士 大谷 元
- (74)代理人 100166084  
弁理士 横井 堅太郎
- (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 半田 正人  
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 谷川 誠  
東京都千代田区九段北一丁目13番5号 三菱電機エンジニアリング株式会社内
- (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 松本 泰典

- (56)参考文献 特開2008-099512(JP,A)  
特開2008-172999(JP,A)  
特開2001-145360(JP,A)  
特開平10-191640(JP,A)  
特開昭61-224866(JP,A)  
特開2004-229462(JP,A)  
特開2007-110779(JP,A)  
特開2005-094982(JP,A)  
特開平10-174442(JP,A)  
OGUCHI K ET AL, A novel control method for single-phase slow switching multilevel rectifiers, CONFERENCE RECORD OF THE 2002 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE : 37TH IAS ANNUAL MEETING , 米国, IEEE SERVICE CE, 2002年10月13日, p.1966-1973

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/12  
H02P 27/06