

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5518097号
(P5518097)

(45) 発行日 平成26年6月11日(2014.6.11)

(24) 登録日 平成26年4月11日(2014.4.11)

(51) Int.Cl. F 1
HO2M 7/12 (2006.01) HO2M 7/12 Q

請求項の数 12 (全 16 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2011-546473 (P2011-546473) (86) (22) 出願日 平成22年3月31日 (2010.3.31) (86) 国際出願番号 PCT/JP2010/002340 (87) 国際公開番号 W02011/121653 (87) 国際公開日 平成23年10月6日 (2011.10.6) 審査請求日 平成24年1月25日 (2012.1.25)</p>	<p>(73) 特許権者 399048917 日立アプライアンス株式会社 東京都港区海岸一丁目1番1号 (73) 特許権者 502129933 株式会社日立産機システム 東京都千代田区神田練塀町3番地 (74) 代理人 100100310 弁理士 井上 学 (72) 発明者 李 東昇 日本国茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社 日立製作所 所 日立研究所内</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 コンバータ装置、モータ駆動用モジュール、及び冷凍機器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

三相交流を直流に変換するコンバータ装置において、
 前記三相交流を供給する電源に接続される三つの交流リアクトルと、
 三相ダイオードブリッジと、
 該三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、
 前記三相ダイオードブリッジの直流側の正と負の端子にそれぞれ接続する二つの環流ダイオードと、
 該二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルと、
 前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記二つの環流ダイオードの midpoint の間に設ける三つの両方通電スイッチと、
 該三つの両方通電スイッチを制御する制御器を備えて、前記三つの両方通電スイッチを制御するとともに、
前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御は、
前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記平滑コンデンサの負の端子の間の電圧を検出する電圧検出手段で検出された電圧信号に基づいて、
電源位相、電源相順、電源周波数、電源電圧の少なくとも一つの情報を推定し、推定した情報より、

10

20

前記両方通電スイッチのオン・オフ制御信号を調整することを特徴とするコンバータ装置。

【請求項 2】

三相交流を直流に変換するコンバータ装置において、

前記三相交流を供給する電源に接続される三つの交流リアクトルと、

三相ダイオードブリッジと、

該三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、

前記三相ダイオードブリッジの直流側の正と負の端子にそれぞれ接続する二つの環流ダイオードと、

該二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルと、

前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記二つの環流ダイオードの midpoint の間に設ける三つの両方通電スイッチと、

該三つの両方通電スイッチを制御する制御器を備えて、前記三つの両方通電スイッチを制御するとともに、

前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記平滑コンデンサの負の端子の間の電圧を検出する電圧検出手段で検出された電圧信号と電圧所定値との比較により、電源位相、電源相順、電源周波数、電源電圧の少なくとも一つの情報を推定することを特徴とするコンバータ装置。

【請求項 3】

請求項 2 のコンバータ装置において、

前記電圧所定値は、

前記電圧検出手段で検出された電圧信号の振幅値もしくは平均値を用いて、前記電圧信号の振幅値の約 $1/4 \sim 1/3$ に調整されることを特徴とするコンバータ装置。

【請求項 4】

三相交流を直流に変換するコンバータ装置において、

前記三相交流を供給する電源に接続される三つの交流リアクトルと、

三相ダイオードブリッジと、

該三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、

前記三相ダイオードブリッジの直流側の正と負の端子にそれぞれ接続する二つの環流ダイオードと、

該二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルと、

前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記二つの環流ダイオードの midpoint の間に設ける三つの両方通電スイッチと、

該三つの両方通電スイッチを制御する制御器を備えて、前記三つの両方通電スイッチを制御するとともに、

前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御は、

前記電圧検出手段で検出された電圧信号を用いて、電源位相を推定して、推定した位相から、あらかじめ設定された変調波テーブルを用いて変調波を作成し、キャリア波との比較により、

前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御信号を生成することを特徴とするコンバータ装置。

【請求項 5】

請求項 4 のコンバータ装置において、

前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御は、

直流負荷の負荷情報を用いて、前記変調波の大きさと前後位置を調整し、

直流負荷変動に従って前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御信号を調整するこ

10

20

30

40

50

とを特徴とするコンバータ装置。

【請求項 6】

請求項 1 記載のコンバータ装置において、
前記三相ダイオードブリッジを構成するダイオードは、
汎用整流ダイオードを使用することを特徴とするコンバータ装置。

【請求項 7】

請求項 1 記載のコンバータ装置において、
前記環流ダイオードは、
汎用ダイオードを使用することを特徴とするコンバータ装置。

【請求項 8】

請求項 1 記載のコンバータ装置において、
前記二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトル
の大きさは、
前記三つの両方通電スイッチの過大なターンオン電流を抑制できる容量であることを特
徴とするコンバータ装置。

10

【請求項 9】

請求項 1、又は請求項 8 記載のコンバータ装置において、
前記二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトル
のインダクタンス値 (L) は、
前記三相ダイオードブリッジの直流側電圧 (E_d) と、三相ダイオードブリッジを構成
するダイオードのリカバリ時間 (T_{rr}) と、前記両方通電スイッチの定格電流 (I_{sw})
を用いて、式 $L = E_d \times T_{rr} / I_{sw}$ より算出することを特徴とするコンバータ
装置。

20

【請求項 10】

請求項 1 記載のコンバータ装置において、
前記二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトル
の電流容量は、
前記交流リアクトルの約 1 / 4 以下に設定することを特徴とするコンバータ装置。

【請求項 11】

三相交流を変換してモータに供給するモータ駆動用モジュールにおいて、
三相ダイオードブリッジと、
該三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数
の平滑コンデンサと、
前記三相ダイオードブリッジの直流側の正と負の端子にそれぞれ接続する二つの環流ダイ
オードと、
該二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトル
と、
前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記二つの環流ダイオードの midpoint の間に設ける
三つの両方通電スイッチと、

30

該三つの両方通電スイッチを制御する制御器を備えて、
前記三つの両方通電スイッチを制御するとともに、
前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御は、
前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記平滑コンデンサの負の端子の間の電圧を検
出する電圧検出手段で検出された電圧信号に基づいて、
電源位相、電源相順、電源周波数、電源電圧の少なくとも一つの情報を推定し、推定し
た情報より、

40

前記両方通電スイッチのオン・オフ制御信号を調整することを特徴とするモータ駆動用
モジュール。

【請求項 12】

三相交流を変換してモータに供給する冷凍機器において、

50

三相ダイオードブリッジと、
該三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、
前記三相ダイオードブリッジの直流側の正と負の端子にそれぞれ接続する二つの環流ダイオードと、
該二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルと、
前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記二つの環流ダイオードの midpoint の間に設ける三つの両方通電スイッチと、
該三つの両方通電スイッチを制御する制御器を備えて、
前記三つの両方通電スイッチを制御するとともに、
前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御は、
前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記平滑コンデンサの負の端子の間の電圧を検出する電圧検出手段で検出された電圧信号に基づいて、
電源位相、電源相順、電源周波数、電源電圧の少なくとも一つの情報を推定し、推定した情報より、
前記両方通電スイッチのオン・オフ制御信号を調整することを特徴とする冷凍機器。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

20

本発明は、三相交流を直流に変換するコンバータ装置、モータ駆動用モジュール、及び冷凍機器に関する。

【背景技術】

【0002】

三相交流を直流に変換するコンバータ装置は、例えば、電動機駆動用インバータ装置や、バッテリー充放電装置、冷凍機器（エアコンや冷蔵庫など）に使用されている。これらのコンバータ装置が三相ダイオード整流器を用いる場合、多くの電源電流高調波が発生してしまい、電力システムへの影響が社会問題になっている。

【0003】

近年、IEC（国際電気標準会議）の高調波規制（IEC 61000-3-2（相電流 < 16 A）と IEC 61000-3-12（16 A < 相電流 < 75 A））をはじめ、欧州、中国や日本国内の高調波規制が制定された。今後、これらの装置の電源高調波対策が必要になる見込みがある。

30

【0004】

一方、6個の半導体パワー素子から構成される三相PWMコンバータを用いて、入力電流の高調波低減と出力直流電圧の安定化制御を行えるが、多くの半導体パワー素子と複雑な制御手段が必要なので、装置のコストが大幅に増加してしまうという問題がある。

【0005】

特に、エアコンや汎用インバータ及び電気自動車用充電装置など民生や産業用装置は、製品コストを重視するので、安価な高調波対策が望まれている。

40

【0006】

従来、三相コンバータ装置の安価な高調波対策として、例えば、〔特許文献1〕と〔特許文献2〕に記載しているように、三相ダイオード整流器の入力側に交流リアクトルと三つの両方通電タイプスイッチを設けて、各相電源電圧のゼロクロス付近のみ、両方通電タイプスイッチをオンにさせ、入力電流を改善する方法が提案されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特許第3422218号公報

【特許文献2】特許第2857094号公報

50

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

〔特許文献1〕に記載の技術は、高調波規制をクリアするために、大きな交流リアクトルが必要となり、装置の大型化やコストアップを避けられない。特に、交流リアクトルの抵抗の熱損失が入力電流と二乗関係があるため、高負荷運転時に、リアクトルの発熱や装置の効率低下が懸念される。

【0009】

また、〔特許文献2〕には、両方通電タイプスイッチのオン・オフ動作回数を増加して、交流リアクトルの小型化を実現できるが、整流ダイオードが高速回復タイプを使用しなければならぬので、コストの増加や従来のダイオード整流回路の流用ができなくなる問題点がある。

【0010】

そこで、本発明は、大型な交流リアクトルや高速ダイオードを採用しなくても、高調波規制に対応したコンバータ装置、モータ駆動用モジュール、冷凍機器を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

前記課題を解決するため、本発明は三相交流を直流に変換するコンバータ装置において、

三相ダイオードブリッジと、該三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、前記三相ダイオードブリッジの直流側の正と負の端子にそれぞれ接続する二つの環流ダイオードと、該二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルと、前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記二つの環流ダイオードの midpoint の間に設ける三つの両方通電スイッチと、該三つの両方通電スイッチを制御する制御器を備えて、

前記三つの両方通電スイッチを制御することを特徴とするものである。

【0012】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御は、前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記平滑コンデンサの負の端子の間の電圧を検出する電圧検出手段で検出された電圧信号に基づいて、電源位相、電源相順、電源周波数、電源電圧の少なくとも一つの情報を推定し、推定した情報より、前記両方通電スイッチのオン・オフ制御信号を調整することを特徴とするものである。

【0013】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記電圧検出手段で検出された電圧信号と電圧所定値との比較により、電源位相、電源相順、電源周波数、電源電圧の少なくとも一つの情報を推定することを特徴とするものである。

【0014】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記電圧所定値は、

前記電圧検出手段で検出された電圧信号の振幅値もしくは平均値を用いて、前記電圧信号の振幅値の約 $1/4 \sim 1/3$ に調整されることを特徴とするものである。

【0015】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御は、前記電圧検出手段で検出された電圧信号を用いて、電源位相を推定して、推定した位相から、あらかじめ設定された変調波テーブルを用いて変調波を作成し、キャリア波との比較により、前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御信号を生成することを特徴とするものである。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 6 】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御は、直流負荷の負荷情報を用いて、前記変調波の大きさと前後位置を調整し、直流負荷変動に従って前記三つの両方通電スイッチのオン・オフ制御信号を調整することを特徴とするものである。

【 0 0 1 7 】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記三相ダイオードブリッジを構成するダイオードは、汎用整流ダイオードを使用することを特徴とするものである。

【 0 0 1 8 】

更に、本発明はコンバータ装置において、前記環流ダイオードは、汎用ダイオードを使用することを特徴とするものである。

【 0 0 1 9 】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルの大きさは、前記三つの両方通電スイッチの過大なターンオン電流を抑制できる容量であることを特徴とするものである。

【 0 0 2 0 】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルのインダクタンス値 (L) は、

前記三相ダイオードブリッジの直流側電圧 (E d) と、三相ダイオードブリッジを構成するダイオードのリカバリ時間 (T r r) と、前記両方通電スイッチの定格電流 (I s w) を用いて、式

$$L = E d \times T r r / I s w$$

より算出することを特徴とするものである。

【 0 0 2 1 】

更に、本発明はコンバータ装置において、

前記二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルの電流容量は、前記交流リアクトルの約 1 / 4 以下に設定することを特徴とするものである。

【 0 0 2 2 】

また、前記課題を解決するため、本発明は三相交流を変換してモータに供給するモータ駆動用モジュールにおいて、三相ダイオードブリッジと、該三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、前記三相ダイオードブリッジの直流側の正と負の端子にそれぞれ接続する二つの環流ダイオードと、該二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルと、前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記二つの環流ダイオードの midpoint の間に設ける三つの両方通電スイッチと、該三つの両方通電スイッチを制御する制御器を備えて、

前記三つの両方通電スイッチを制御することを特徴とするものである。

【 0 0 2 3 】

また、前記課題を解決するため、本発明は三相交流を変換してモータに供給する冷凍機器において、三相ダイオードブリッジと、該三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、前記三相ダイオードブリッジの直流側の正と負の端子にそれぞれ接続する二つの環流ダイオードと、該二つの環流ダイオードの midpoint と前記平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルと、前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記二つの環流ダイオードの midpoint の間に設ける三つの両方通電スイッチと、該三つの両方通電スイッチを制御する制御器を備えて、前記三つの両方通電スイッチを制御することを特徴とするものである。

【 0 0 2 4 】

10

20

30

40

50

本発明によれば、両方通電スイッチを制御することで電源電流の高調波成分を低減し、二つの環流ダイオードの midpoint と平滑コンデンサの midpoint の間に挿入するリアクトルにより、三つの両方通電スイッチがターンオン時の三相ダイオードブリッジの逆回復電流を抑制すること、二つの環流ダイオードにより、三つの両方通電スイッチがターンオフ時の過電圧を抑制ことを実現するものである。

【発明の効果】

【0025】

本発明によれば、大型な交流リアクトルや高速ダイオードを採用しなくても、高調波規制に対応したコンバータ装置、モータ駆動モジュール及び冷凍機器を提供できる。

【図面の簡単な説明】

10

【0026】

【図1】本発明の一実施形態であるコンバータ装置の構成図である。

【図2】本発明の一実施形態であるコンバータ装置の両方通電スイッチ、及び駆動回路の構成図である。

【図3】本発明の一実施形態であるコンバータ装置の制御部の機能ブロック構成図である。

【図4】電源電圧と各相の変調波形図である。

【図5】本発明の一実施形態であるコンバータ装置の両方通電スイッチがターンオンする時の等価回路図である。

【図6】本発明の一実施形態であるリアクトルがある場合のコンバータ装置の両方通電スイッチがターンオンする時の等価回路図である。

20

【図7】本発明の一実施形態であるコンバータ装置の両方通電スイッチの電流波形図である。

【図8】本発明の一実施形態であるリアクトルがある場合のコンバータ装置の両方通電スイッチの電流波形図である。

【図9】本発明の一実施形態であるモータ駆動装置の構成図である。

【図10】電源位相と検出電圧信号波形図である。

【図11】本発明の一実施形態であるコンバータ装置の制御部の電源位相演算器の機能ブロック構成図である。

【図12】本発明の一実施形態であるモータ駆動装置の構成図である。

30

【図13】本発明の一実施形態であるモータ駆動モジュールの外観図である。

【図14】本発明の一実施形態である冷凍機器の構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0027】

以下、本発明の実施例を図面を用いて説明する。

【実施例1】

【0028】

以下、本発明の三相コンバータ装置の構成と制御の実施例を示す。

【0029】

図1は、本発明の第1実施形態のコンバータ装置の構成図である。

40

【0030】

このコンバータ装置は、三相交流電源1に接続される三つの交流リアクトル2と、六つのダイオードから構成する三相ダイオードブリッジ3と、三相ダイオードブリッジ3の直流側に設ける直列接続される複数の平滑コンデンサ4と、三相ダイオードブリッジ3の直流側の正と負の端子に接続する二つの環流ダイオード6と7と、環流ダイオード6と7の midpoint と平滑コンデンサ4の midpoint の間に挿入するリアクトル5と、前記三相ダイオードブリッジ3の交流入力側と前記環流ダイオード6と7の midpoint の間に接続する三つの双方向通電スイッチ10と、三つの双方向通電スイッチ10を制御する制御器11と、電源位相検出手段9を備える。

【0031】

50

直流側の複数の平滑コンデンサ 4 は、同容量のコンデンサを直列に接続し、直流電圧の中点を作成する。三つの双方向通電スイッチ 10 は、後述の図 2 に示すように、単相ダイオードブリッジ 12 と 1 個の半導体パワー素子 13 (MOSFET や IGBT 素子) から構成できる。

【0032】

図 2 に、双方向通電スイッチ 10 を構成する半導体パワー素子 13 構成の一例を示す。これらの半導体パワー素子の駆動端子は、図 2 に示すように、制御器 11 との電気絶縁を図るために、フォトカプラや変圧器など絶縁手段 14 を介して、駆動回路 15 に接続する。

【0033】

なお、制御器 11 はマイコン (マイクロコンピュータ) もしくは DSP (デジタルシグナルプロセッサ) 等の半導体演算素子を用いて、電源位相検出手段 9 からの電源位相と、負荷 8 からの負荷情報を処理して、各半導体パワー素子のオン・オフ制御信号を発生する。

【0034】

図 3 は、制御器 11 の機能ブロック構成図であり、各機能はマイコンのプログラムにより実現される。具体的には、検出した電源位相 s から、あらかじめ設定された変調波テーブル 16 を用いて、三相変調波を作成する。更に、負荷情報から、あらかじめ設定された調整量テーブル 19 を用いて、変調波の前後位置と大きさを調整する。

【0035】

図 4 に、各相の電源電圧波形 21, 22, 23 と、マイコン内部メモリにあらかじめ設定された各相の三相変調波テーブル波形 24, 25, 26 の一例を示す。これらの変調波テーブルは、事前に所定条件でシミュレーションや実機実験で作成するものである。

【0036】

また、電源入力電流が変化する場合、高調波抑制効果を維持するために、対応する変調波の調整が必要である。簡単な実現法として、図 3 に示すように、あらかじめ設定された調整量テーブル 19 を用いて、位相調整量 s_{adj} とゲイン K_m を求めて、変調波の前後位置と大きさを調整する。

【0037】

最後に、PWM 制御器 18 で、調整された変調波 M_u , M_v , M_w とキャリア波 (三角波もしくはのこぎり波) との比較により、PWM (Pulse Width Modulation) 制御信号を出力し、前記両方通電パワー素子 13 のオン・オフを制御する。

【0038】

上述した PWM 制御により、小型な交流リアクトルを採用しても、電流高調波の低減ができるので、装置体積とコストの低減が可能である。

【0039】

図 5, 図 6 に、三相ダイオードブリッジの U 相に対応する上アームのダイオードが順方向通流状態で、U 相に対応する両方通電スイッチがターンオンする時の等価回路を示す。

【0040】

図 5 に示す環流ダイオード 6 と 7 の中点と平滑コンデンサの中点に挿入するリアクトルがない場合、U 相に対応する両方通電スイッチがターンオンする瞬間、整流ダイオードの逆回復時間が長いので、両方通電スイッチに短時間の過大な電流が流れてしまう。過大なターンオン電流が発生すると、半導体素子の信頼性低下と損失増加、及び装置の放射ノイズ発生など悪影響が出る。

【0041】

一方、図 6 に示すように、リアクトルがある場合電流の変化率が制限されるため、過大な電流の抑制ができる。

【0042】

図 7, 図 8 には、図 5, 図 6 に示す回路の両方通電スイッチに流す実機測定に通電電流波形 27 を示す。図 8 に示すように、リアクトルの追加により、両方通電スイッチのター

10

20

30

40

50

ンオン電流を抑制できることを確認した。

【0043】

また、両方通電スイッチがターンオフする時に、リアクトルに流す電流が環流ダイオードを経由して、平滑コンデンサに戻るので、両方通電スイッチに印加する電圧を直流電圧以下に抑制し、エネルギー損失を低減できる。

【0044】

この挿入リアクトルは、両方通電スイッチのターンオン電流だけ抑制するので、そのインダクタンス値が、下式より求めればよい。

〔式1〕

$$L = (E_d / 2) \times T_{rr} / (I_{sw} / 2) = E_d \times T_{rr} / I_{sw}$$

10

ここで、Lはリアクトルのインダクタンス値、E_dは直流電圧値、T_{rr}は三相ダイオードブリッジのダイオードリカバリ時間、I_{sw}は両方通電スイッチの定格電流である。

【0045】

例えば、直流電圧値(E_d)が500[V]、三相ダイオードブリッジのダイオードリカバリ時間(T_{rr})が5[μs]、両方通電スイッチの定格電流(I_{sw})が10[A]の場合、リアクトルのインダクタンス値が

$$L = 500 \times 5 / 10 = 250 [\mu H]$$

程度で良い。即ち、挿入リアクトルのインダクタンス値は、交流リアクトルより十分小さく設定しても良い(1/20以下)。

【0046】

20

また、リアクトルに流す電流は、各素子がオン状態の電流のみであるので、電流容量が装置の入力電流の約1/4以下でも良い。

【0047】

また、環流ダイオードの電流も非常に小さいので、安価な汎用品を採用しても良い。

【0048】

以上の説明より、本発明のターンオン電流抑制回路が、少ないコストで実現できるので、本発明を用いると、小型リアクトルと逆回復時間が長い汎用整流ダイオードを採用しても、高調波を低減するコンバータ装置を実現できる。よって、製品コストと体積の削減、及び信頼性と効率の向上が図れる。

【0049】

30

以上が、本発明の三相コンバータ装置の構成と制御の実施例である。

【実施例2】

【0050】

以下、本発明のモータ駆動装置の実施例を示す。

【0051】

図9は、本発明の第2実施形態のモータ駆動装置の構成である。

【0052】

三相交流から直流を変換するコンバータ部分は、図1に示すものと同じである。コンバータ回路の直流出力側に、インバータ100とインバータ制御器101を用いて、モータ102を駆動する。インバータ制御器101のモータ負荷情報は、通信など手段を介して、制御器111へ伝送する。制御器111は、この負荷情報を用いて、変調波の大きさと位置を調整して双方向通電スイッチ10を制御する。

40

【0053】

このような構成は、コンバータ回路とインバータ回路の製造や設置が分離にしても良いので、製品の設計や製造の自由度が向上する。特に、既存のインバータモジュールやモータ駆動基板に、コンバータ部分だけ追加して、電源高調波を低減できるので、製品の開発や製造コストを削減できる。

【0054】

また、この実施例では、部品コスト低減と配線簡略化を図るために、分圧抵抗109から得た電圧信号V_{un}、V_{vn}、V_{wn}を用いて、電源位相を検出する方式を採用する。

50

【 0 0 5 5 】

図 1 0 に、分圧抵抗 1 0 9 から得た各相の検出電圧波形 3 1 , 3 2 , 3 3 と電源位相波形 3 0 を示す。これらの波形から、分圧抵抗 1 0 9 から得た電圧信号が電圧振幅値の約 $1/4 \sim 1/3$ の電圧レベル値と比較し、得た信号の立ち上がりエッジが、電源位相の 0° , 120° , 240° とほぼ一致していることが分った。従って、これらの電圧信号から電源位相を推定することができる。また、相隣立ち上がりエッジの時間差から、電源周波数の計算もできる。更に、上記立ち上がりエッジの順番から、三相電源相順の判断ができる。

【 0 0 5 6 】

また、上記電圧信号の振幅値もしくは平均値を演算して、電源電圧の大きさを推定することが可能である。

10

【 0 0 5 7 】

実際に、位相検出精度を更に向上するため、PLL (Phase-locked Loop) 処理を用いて、電源周波数の誤差 f_s を演算し、マイコン内部の電源周波数 f_{s0} の誤差を自動補正する。

【 0 0 5 8 】

以下は、図 1 1 を用いて、電源位相を演算する処理を説明する。

【 0 0 5 9 】

図 1 1 に示すように、A/D変換器 4 0 を用いて、各電圧検出信号 V_{un} , V_{vn} , V_{wn} を検出し、電圧レベル値との比較より、立ち上がりエッジを作成し、立ち上がりエッジの検出時点の電源位相對応値 (U相: 0° , V相: 120° , W相: 240°) とマイコン内部演算した電源位相との誤差を求め、PI制御器 4 4 を用いて、周波数誤差 f_s を算出する。この周波数誤差は電源周波数初期設定値 f_{s0} と加算し、積分処理により内部電源位相を算出する。ただし、電源の相順と周波数の情報を事前に設定しない場合、位相検出処理前に、各相に対応する立ち上がりエッジの時間差と順番から判定する必要がある。

20

【 0 0 6 0 】

ここでの電圧レベル値は、事前に電源電圧に従って固定値 (約相間電圧振幅値の $1/4 \sim 1/3$) に設定しても良いが、電源電圧変動の影響を低減するために、前記分圧抵抗 1 0 9 から得た電圧信号から推定した電源電圧の大きさに従って、オンラインで調整すれば、位相検出精度を更に向上できる。

30

【 0 0 6 1 】

上述したように、PLL処理で電源周波数の誤差を自動調整されるので、電源周波数の変動やマイコン発振器の誤差があっても、電源位相検出誤差が少ない。

【 0 0 6 2 】

また、マイコンのA/D変換器が足りない場合、2相分もしくは1相分の電圧信号を使っても同様な処理で電源位相を算出できる。ただし、1相電圧信号を使用する場合、三相電源の相順検出ができない。

【 0 0 6 3 】

このような手段、構成によると、分圧抵抗のみで、制御に必要な電源情報を検出できるので、回路コストの低減と制御性能の向上を図れる。また、本発明をグローバル製品に適用する場合、各地域の電源情報 (電源周波数, 相順, 電源電圧など) の事前設定をしなくてもよいので、装置の汎用性と信頼性が向上する。

40

【 0 0 6 4 】

更に、マイコン内部A/Dの代わりに、外部のアナログ比較器 (コンパレータ) を用いて、分圧抵抗 1 0 9 から検出した電圧信号が電圧レベル値との比較により位相検出も可能である。このような構成は、A/D変換器を使用せず、且つマイコン内部でのデータ処理が簡単であるため、安価な低機能マイコンの使用が可能である。

【 実施例 3 】

【 0 0 6 5 】

50

図12は、本発明の第3実施形態のモータ駆動装置の構成である。

【0066】

三相交流から直流を変換するコンバータ部分は、図1に示すものと同じである。コンバータ回路の直流出力側に、インバータ100とインバータ制御器101を用いて、モータ102を駆動する。

【0067】

コンバータ・インバータ制御器105は一つのマイコンを使用する。分圧抵抗109, 120とシャント抵抗121及び増幅器122を用いて、電源位相, 直流電圧とインバータの出力電流を検出し、コンバータ・インバータ制御器105で処理して、コンバータとインバータを制御する。

10

【0068】

このような構成は、制御用マイコンや基板が共有できるため、製品全体のコストと体積を低減できる。また、インバータとコンバータの制御情報が共有できるので、全体制御性能の向上ができる。

【実施例4】

【0069】

図13は、本発明の第4実施形態のモータ駆動用モジュール200の外観図であり、最終製品の形態を示す。

【0070】

モジュール200は、制御部基板201にパワーモジュールとして半導体素子202が搭載されたモータ駆動用モジュールであり、制御部基板201には、前述の実施例に記載の電圧電流検出回路や制御器が実装される。モジュール化によって、小型化が達成され、装置コストの低減が図れる。なお、モジュールとは「規格化された構成単位」という意味であり、分離可能なハードウェア/ソフトウェアの部品から構成されているものである。また、製造上、同一基板上で構成されていることが好ましいが、同一基板に限定はされない。これより、同一筐体に内蔵された複数の回路基板上に構成されてもよい。

20

【0071】

この実施例によれば、製品全体コストの削減と体積の低減ができるので、本実施形態のモジュールを使用するモータ駆動装置の汎用性と便利性を向上できる。

【実施例5】

30

【0072】

図14は、本発明の第5実施形態の前記モータ駆動用モジュールを用いて、圧縮機モータを駆動した空気調和機や冷凍機などの冷凍機器の構成図である。

【0073】

冷凍機器300は、温度を調和する装置であり、熱交換器301と302と、ファン303と304と、圧縮機305と、配管306と、モータ駆動装置307から構成されている。なお、圧縮機用モータ308は永久磁石同期モータもしくは三相誘導モータを用いて、圧縮機305の内部に配置されている。モータ駆動装置307は、交流電源を直流に変換して、モータ駆動用インバータに提供し、モータを駆動する。

【0074】

40

第4実施形態のコンバータ・インバータモジュールを使用することにより、小型な交流リアクトルと汎用ダイオードを採用しても、少ないコストで電源電流の高調波の低減と力率の向上ができるので、高調波規制をクリアすることが実現できる。

【符号の説明】

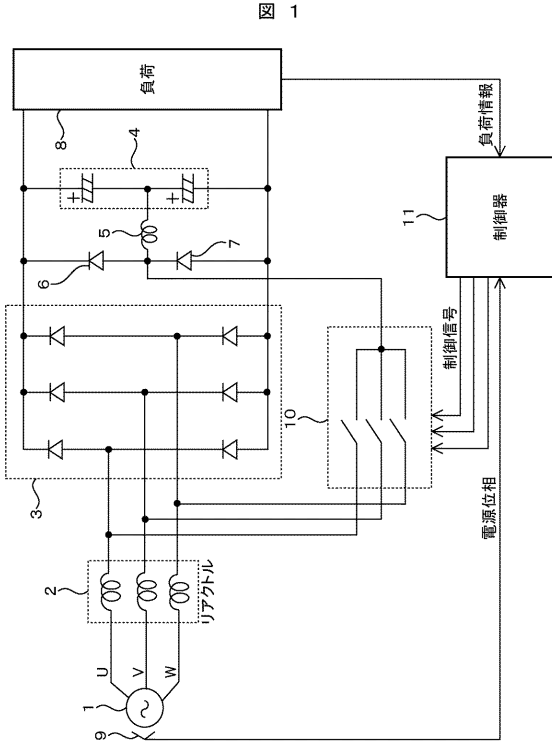
【0075】

- 1 三相交流電源
- 2 三相交流リアクトル
- 3 三相ダイオードブリッジ
- 4 平滑コンデンサ
- 5 リアクトル

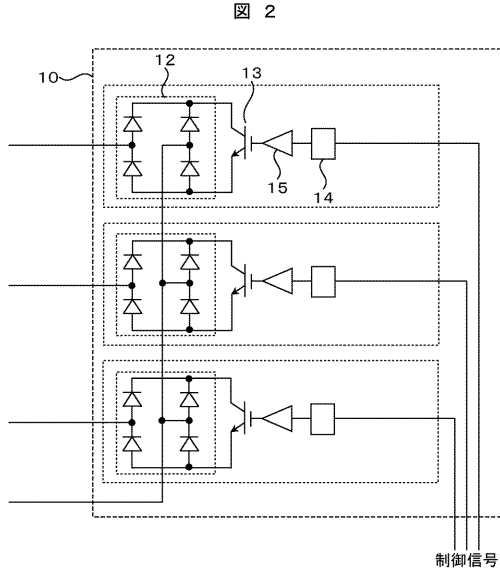
50

6 , 7	環流ダイオード	
8	直流負荷	
9	電源位相検出手段	
10	双方向通電スイッチ	
11 , 111	制御器	
12	単相ダイオードブリッジ	
13	半導体パワー素子	
14	絶縁手段	
15	駆動回路	
16	変調波テーブル	10
17	変調波調整器	
18	PWM制御器	
19	調整量テーブル	
20	キャリア波発生器	
21	U相電源電圧波形	
22	V相電源電圧波形	
23	W相電源電圧波形	
24	U相に対応する変調波形	
25	V相に対応する変調波形	
26	W相に対応する変調波形	20
27	通電電流波形	
30	電源位相波形	
31	U相に対応する検出電圧波形	
32	V相に対応する検出電圧波形	
33	W相に対応する検出電圧波形	
40	A/D変換器	
41	比較器	
42	立ち上がりエッジ検出器	
43	位相誤差演算器	
44	PI制御器	30
45	位相演算器	
100	インバータ	
101	インバータ制御器	
102	モータ	
105	コンバータ・インバータ制御器	
109	分圧抵抗	
120	直流電圧検出用分圧抵抗	
121	シャント抵抗	
122	増幅器	
200	モジュール	40
201	制御部基板	
202	半導体素子	
203	マイコン	
300	冷凍機器	
301 , 302	熱交換器	
303 , 304	ファン	
305	圧縮機	
306	配管	
307	モータ駆動装置	
308	圧縮機用モータ	50

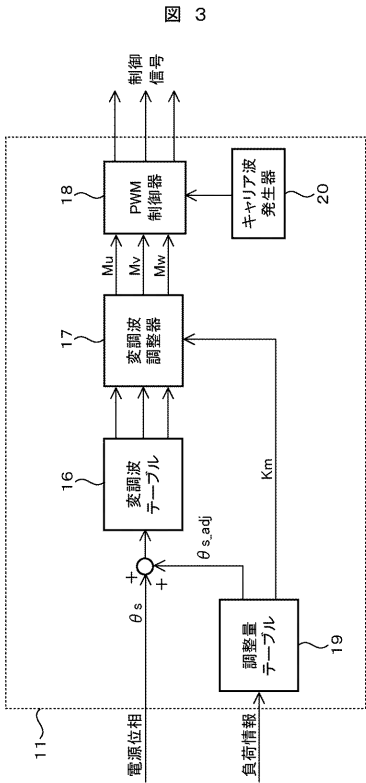
【図1】



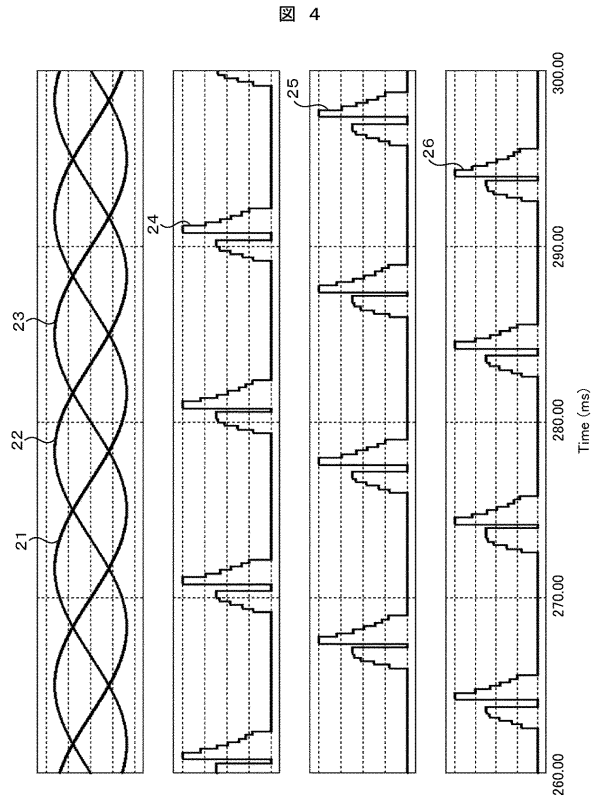
【図2】



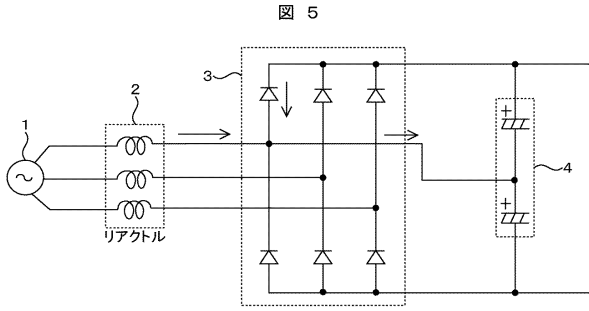
【図3】



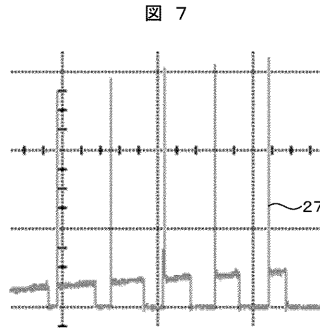
【図4】



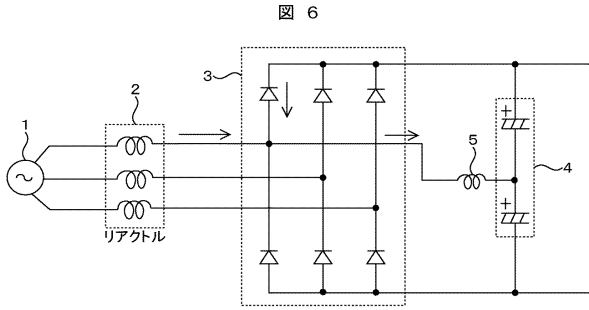
【図5】



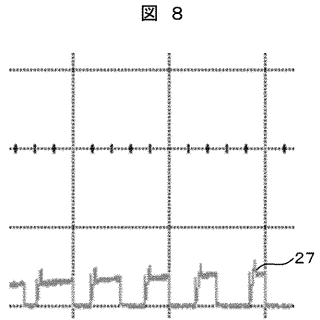
【図7】



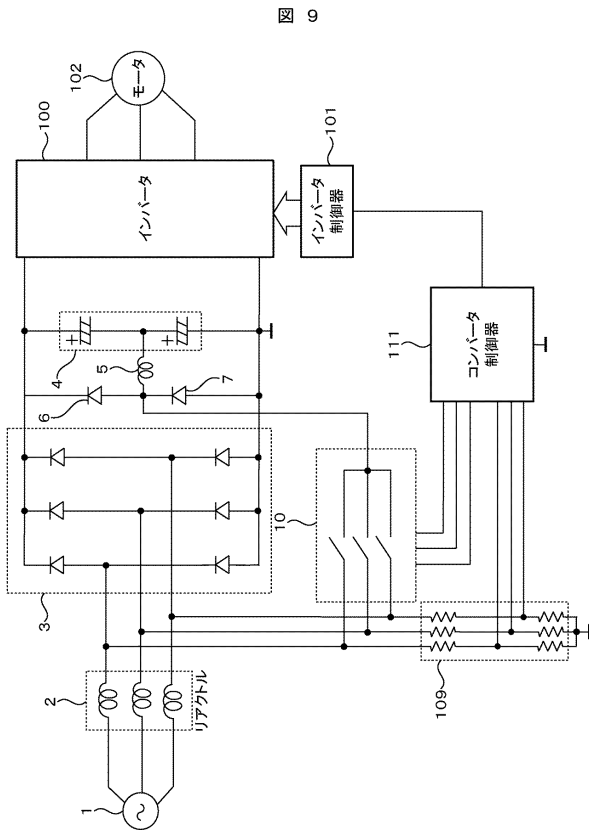
【図6】



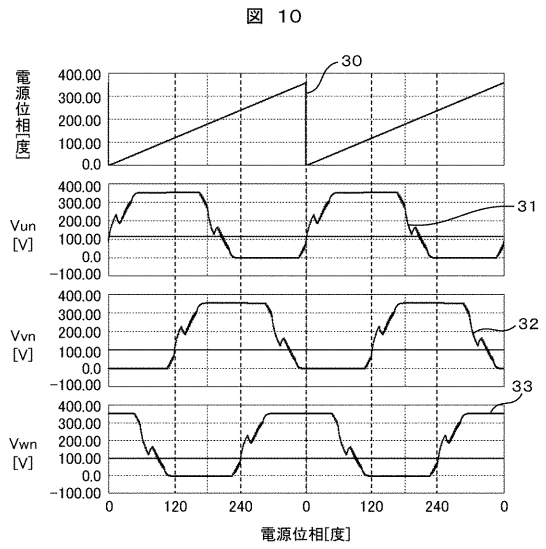
【図8】



【図9】

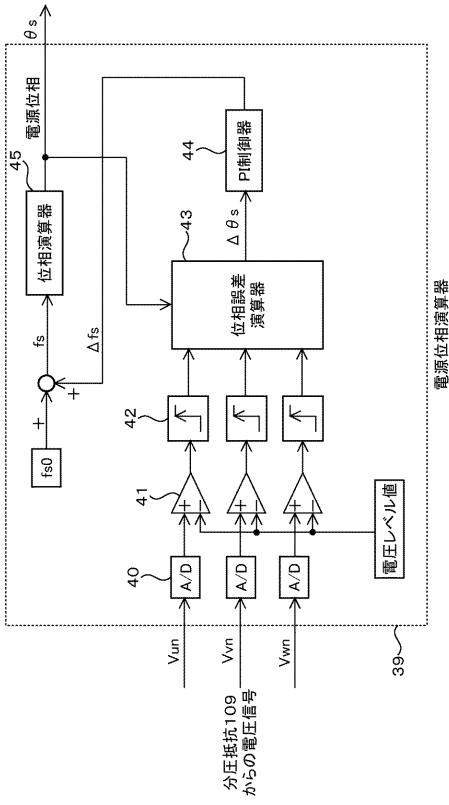


【図10】



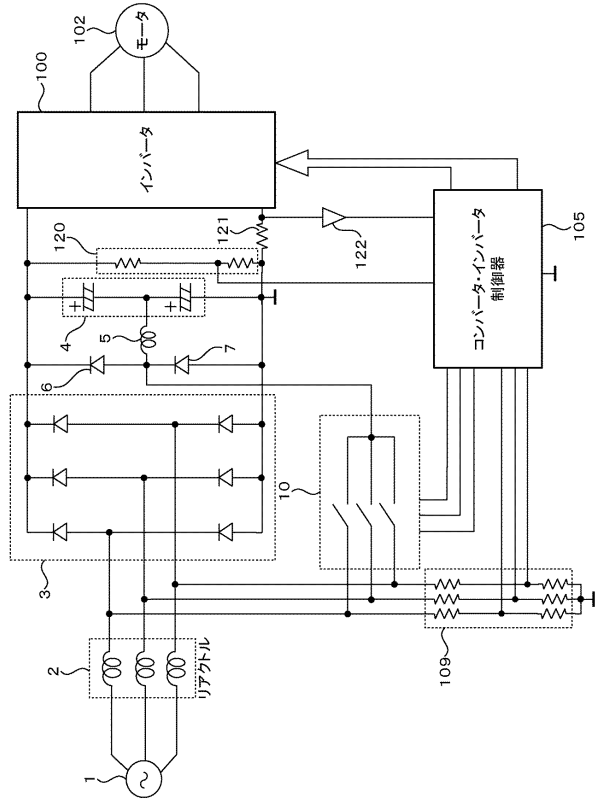
【図 1 1】

図 11



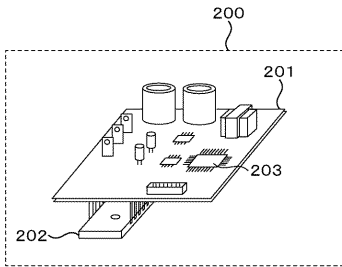
【図 1 2】

図 12



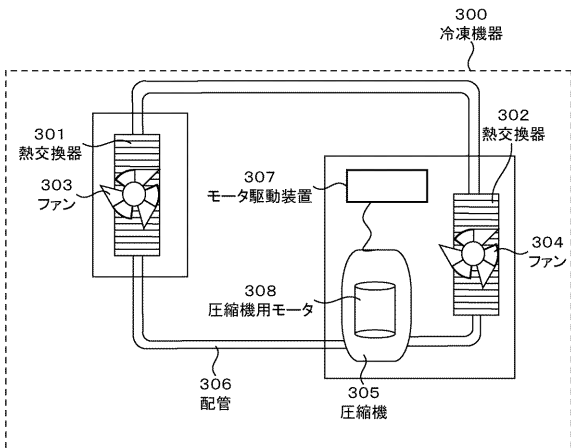
【図 1 3】

図 13



【図 1 4】

図 14



フロントページの続き

(72)発明者 能登原 保夫

日本国茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
所内

株式会社 日立製作所 日立研究

審査官 服部 俊樹

(56)参考文献 特開平09-182441(JP,A)

特開2001-016856(JP,A)

特開2008-245463(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/12