

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6486488号
(P6486488)

(45) 発行日 平成31年3月20日(2019.3.20)

(24) 登録日 平成31年3月1日(2019.3.1)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 3/155 (2006.01) HO2M 3/155 H

請求項の数 13 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2017-545073 (P2017-545073)	(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(86) (22) 出願日	平成27年10月16日(2015.10.16)	(74) 代理人	110001461 特許業務法人きさ特許商標事務所
(86) 国際出願番号	PCT/JP2015/079359	(72) 発明者	湯淺 健太 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
(87) 国際公開番号	W02017/064816	(72) 発明者	楠部 真作 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
(87) 国際公開日	平成29年4月20日(2017.4.20)	(72) 発明者	津村 晃弘 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
審査請求日	平成30年1月11日(2018.1.11)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置、および、それを備えた冷凍サイクル装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

三相交流電源の少なくとも一つの線間電圧または相電圧を検出する電圧検出器と、
前記三相交流電源を整流する三相整流器と、
リアクトルおよびスイッチング素子を有し、前記三相整流器の出力を昇圧または降圧するコンバーター部と、
前記コンバーター部の出力電圧を平滑する平滑コンデンサーと、
前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御部と、
前記電圧検出器により検出した電圧の電源位相角を計算する位相角算出部と、
リアクトル電流を検出する電流検出器と、を備え、
前記スイッチング制御部は、
前記リアクトル電流から電流偏差を算出し、出力する減算器と、
前記電流偏差を蓄積する積分器と、
前記減算器が出力した前記電流偏差を前記積分器に蓄積し、前記電源位相角に基づくタイミングで前記積分器から前記電流偏差を出力する繰り返し制御部と、
前記減算器が出力した前記電流偏差と前記繰り返し制御部が出力した前記電流偏差とを加算し、出力する加算器と、
前記加算器が出力した値に基づいて前記スイッチング素子のON/OFF信号を生成するスイッチング信号決定部と、を備え、
前記減算器が出力した前記電流偏差を前記繰り返し制御部が出力した前記電流偏差と前

10

20

記加算器にて加算する処理を前記三相交流電源の1周期毎に繰り返すものである
電力変換装置。

【請求項2】

前記位相角算出部は、

前記コンバーター部の制御周期をクロックとする第一位相カウンタおよび第二位相カウンタを有し、

前記第一位相カウンタは、前記クロック毎にカウントアップした値を出力し、該カウントアップした値は、前記電圧検出器の出力から生成されるゼロクロス信号の1周期毎にリセットされるものであり、

前記第二位相カウンタは、前記クロック毎にカウントアップした値を前記電源位相角として出力し、該カウントアップした値は、前記第一位相カウンタの出力の最大値から決定されるリセット値と同じになったらリセットされるものである

請求項1に記載の電力変換装置。

10

【請求項3】

前記リセット値と、前記第一位相カウンタがリセットされる1クロック前の前記第一位相カウンタの値とを比較し、

前記リセット値の方が大きかった場合は、前記リセット値を1減算し、

前記リセット値の方が小さかった場合は、前記リセット値を1加算する

請求項2に記載の電力変換装置。

【請求項4】

20

前記位相角算出部は、

リセット値指令値から前記リセット値を減算して求めた偏差から制御周波数を出力する比例制御部を備え、

前記比例制御部は、

前記リセット値指令値と前記リセット値とが等しくなるように前記制御周波数を制御し、前記制御周波数に基づいて前記クロックを発生させるものである

請求項2または3に記載の電力変換装置。

【請求項5】

前記繰り返し制御部は、

前記電源位相角とアドレスが対応付けられた複数の前記積分器と、

入力された前記電源位相角から、入力された前記電流偏差を蓄積する前記積分器のアドレスを決定する入力アドレス決定部と、該積分器に前記電流偏差を蓄積させる入力アドレス接続部と、

入力された前記電源位相角から、蓄積した前記電流偏差を出力する前記積分器のアドレスを決定する出力アドレス決定部と、該積分器から前記電流偏差を出力させる出力アドレス接続部と、を備えた

請求項1～4のいずれか一項に記載の電力変換装置。

30

【請求項6】

前記繰り返し制御部は、

電源位相角のアドレスに対応付けられた前記積分器に蓄積された前記電流偏差を、前記三相交流電源の1周期後の前記電源位相角のタイミングで出力するものである

請求項5に記載の電力変換装置。

40

【請求項7】

前記スイッチング制御部は、

前記減算器が出力した前記電源位相角の前記電流偏差を前記三相交流電源の1周期後の前記電源位相角のタイミングで前記積分器から出力した前記電流偏差と加算するものである

請求項6に記載の電力変換装置。

【請求項8】

前記コンバーター部は、

50

前記リアクトルと、
 前記スイッチング素子と、
 逆流防止素子と、を備え、
 前記リアクトルと前記逆流防止素子とは直列に接続され、
 前記リアクトルの一端が前記三相整流器側と接続され、前記逆流防止素子の一端が前記平滑コンデンサー側と接続され、
 前記スイッチング素子は、一端が前記リアクトルと前記逆流防止素子との間に接続され、かつ、前記平滑コンデンサーと並列に接続されて構成されている昇圧コンバーターである

請求項 1 ~ 7 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

10

【請求項 9】

前記コンバーター部は、
 前記リアクトルと、
 互いに直列に接続された二つの前記スイッチング素子と、
 互いに直列に接続された二つの逆流防止素子と、
 中間コンデンサーと、を備え、
 二つの前記スイッチング素子と二つの前記逆流防止素子とは直列に接続され、かつ、前記平滑コンデンサーと並列に接続され、
 前記リアクトルは、一端が前記三相整流器側に接続され、他端が前記スイッチング素子と前記逆流防止素子との間に接続され、
 前記中間コンデンサーは、一端が二つの前記スイッチング素子の間に接続され、他端が二つの前記逆流防止素子の間に接続されて構成されているマルチレベルコンバーターである

20

請求項 1 ~ 7 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【請求項 10】

前記コンバーター部は、
 前記リアクトルと、
 前記スイッチング素子と、
 逆流防止素子と、を備え、
 前記スイッチング素子と前記リアクトルとは直列に接続され、
 前記スイッチング素子の一端が前記三相整流器側と接続され、前記リアクトルの一端が前記平滑コンデンサー側と接続され、
 前記逆流防止素子は、一端が前記スイッチング素子と前記リアクトルとの間に接続され、かつ、前記平滑コンデンサーと並列に接続されて構成されている降圧コンバーターである

30

請求項 1 ~ 7 のいずれか一項に記載の電力変換装置。

【請求項 11】

圧縮機、凝縮器、膨張装置、および、蒸発器が冷媒配管で環状に接続された冷媒回路と、
 前記圧縮機に電力を供給して駆動する請求項 1 ~ 10 のいずれか一項に記載の電力変換装置と、を備えた
 冷凍サイクル装置。

40

【請求項 12】

三相交流電源の少なくとも一つの線間電圧または相電圧を検出する電圧検出器と、
 前記三相交流電源を整流する三相整流器と、
 リアクトルおよびスイッチング素子を有し、前記三相整流器の出力を昇圧または降圧するコンバーター部と、
 前記コンバーター部の出力電圧を平滑する平滑コンデンサーと、
 前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御部と、
 前記電圧検出器により検出した電圧の電源位相角を計算する位相角算出部と、

50

リアクトル電流を検出する電流検出器と、を備え、
 前記スイッチング制御部は、
 前記リアクトル電流から電流偏差を算出し、出力する減算器と、
 前記減算器が出力した前記電流偏差を蓄積し、前記電源位相角に基づくタイミングで前記電流偏差を出力する繰り返し制御部と、
 前記減算器が出力した前記電流偏差と前記繰り返し制御部が出力した前記電流偏差とを加算し、出力する加算器と、
 前記加算器が出力した値に基づいて前記スイッチング素子のON/OFF信号を生成するスイッチング信号決定部と、を備え、
 前記減算器が出力した前記電流偏差を前記繰り返し制御部が出力した前記電流偏差と前記加算器にて加算する処理を前記三相交流電源の1周期毎に繰り返すものであり、
 前記位相角算出部は、
 前記コンバーター部の制御周期をクロックとする第一位相カウンタおよび第二位相カウンタを有し、
 前記第一位相カウンタは、前記クロック毎にカウントアップした値を出力し、該カウントアップした値は、前記電圧検出器の出力から生成されるゼロクロス信号の1周期毎にリセットされるものであり、
 前記第二位相カウンタは、前記クロック毎にカウントアップした値を前記電源位相角として出力し、該カウントアップした値は、前記第一位相カウンタの出力の最大値から決定されるリセット値と同じになったらリセットされるものである
 電力変換装置。

10

20

【請求項13】

三相交流電源の少なくとも一つの線間電圧または相電圧を検出する電圧検出器と、
 前記三相交流電源を整流する三相整流器と、
 リアクトルおよびスイッチング素子を有し、前記三相整流器の出力を昇圧または降圧するコンバーター部と、
 前記コンバーター部の出力電圧を平滑する平滑コンデンサーと、
 前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御部と、
 前記電圧検出器により検出した電圧の電源位相角を計算する位相角算出部と、
 リアクトル電流を検出する電流検出器と、を備え、
 前記スイッチング制御部は、
 前記リアクトル電流から電流偏差を算出し、出力する減算器と、
 前記減算器が出力した前記電流偏差を蓄積し、前記電源位相角に基づくタイミングで前記電流偏差を出力する繰り返し制御部と、
 前記減算器が出力した前記電流偏差と前記繰り返し制御部が出力した前記電流偏差とを加算し、出力する加算器と、
 前記加算器が出力した値に基づいて前記スイッチング素子のON/OFF信号を生成するスイッチング信号決定部と、を備え、
 前記減算器が出力した前記電流偏差を前記繰り返し制御部が出力した前記電流偏差と前記加算器にて加算する処理を前記三相交流電源の1周期毎に繰り返すものであり、
 前記繰り返し制御部は、
 前記電源位相角とアドレスが対応付けられた複数の積分器と、
 入力された前記電源位相角から、入力された前記電流偏差を蓄積する前記積分器のアドレスを決定する入力アドレス決定部と、該積分器に前記電流偏差を蓄積させる入力アドレス接続部と、
 入力された前記電源位相角から、蓄積した前記電流偏差を出力する前記積分器のアドレスを決定する出力アドレス決定部と、該積分器から前記電流偏差を出力させる出力アドレス接続部と、を備えた
 電力変換装置。

30

40

【発明の詳細な説明】

50

【技術分野】

【0001】

本発明は、三相全波整流方式の電力変換装置、および、それを備えた冷凍サイクル装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

冷凍空気調和装置の圧縮機およびファン等のモーターを駆動する大容量の電力変換装置において、従来、電源力率および電源電流高調波を改善した三相全波整流方式の電力変換装置が提案されている（例えば、特許文献1参照）。

【0003】

特許文献1は、三相交流電源を整流する三相整流器と、リアクトル、スイッチング素子、および、逆流防止素子を備え、三相整流器の出力電圧をチョッピングにより昇圧する昇圧コンバーター部と、昇圧コンバーター部のスイッチング素子を制御するスイッチング制御部と、昇圧コンバーター部の出力を平滑する平滑コンデンサーと、昇圧コンバーター部の出力である直流電圧を交流電圧に変換し、交流電圧をモーターに供給するインバーター回路と、インバーター回路を駆動するインバーター駆動手段と、を備え、スイッチング制御部は、電源電流が矩形波となるように、スイッチング素子のオンデューティを制御するものである。

【0004】

特許文献1では、電源電流が矩形波となるため、三相整流器の直後にDCリアクトルを用いる場合に比べ、特に電源電流高調波の5次調波成分が少なくなり、高調波規制の観点から優位である。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2010-187521号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献1に記載の従来の電力変換装置では、三相整流器直後の電圧が昇圧コンバーター部の入力となる。一般的に三相整流器直後の電圧は、電源周波数の6倍の周波数（商用周波数60Hzでは360Hz）で脈動することが知られている。そして、その脈動により昇圧コンバーター部の入力電圧が一定値にならないことから、リアクトルの両端に印加される電圧、つまり、リアクトル電圧が一定値にならず、昇圧コンバーター部のリアクトル電流を一定値に制御することが困難である。

【0007】

脈動が生じる中でリアクトル電流を一定値に制御するには、電流制御系の応答を十分高くする必要がある。そこで、電流制御系の応答を高くするためにキャリア周波数を高くすると、電力変換装置の損失の上昇およびノイズの増加等が発生するという課題があった。さらに、キャリア周波数を高くすると、制御周期が短くなるため、より限られた時間の中で演算を終了させる必要が生じてくる。そのため、高性能な制御装置が必要となり、コスト増大の原因となっていた。そこで、繰り返し制御を用いることでキャリア周波数を低減することが可能となるが、電源位相のずれが発生すると、過去の情報を用いて制御を行う繰り返し制御の制御性が悪化してしまうという課題があった。

【0008】

本発明は、以上のような課題を解決するためになされたもので、キャリア周波数を低減しつつ、電流制御性能を向上させた電力変換装置、および、それを備えた冷凍サイクル装置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】

【0009】

本発明に係る電力変換装置は、三相交流電源の少なくとも一つの線間電圧または相電圧を検出する電圧検出器と、前記三相交流電源を整流する三相整流器と、リアクトルおよびスイッチング素子を有し、前記三相整流器の出力を昇圧または降圧するコンバーター部と、前記コンバーター部の出力電圧を平滑する平滑コンデンサーと、前記スイッチング素子を制御するスイッチング制御部と、前記電圧検出器により検出した電圧の電源位相角を計算する位相角算出部と、リアクトル電流を検出する電流検出器と、を備え、前記スイッチング制御部は、前記リアクトル電流から電流偏差を算出し、出力する減算器と、前記電流偏差を蓄積する積分器と、前記減算器が出力した前記電流偏差を前記積分器に蓄積し、前記電源位相角に基づくタイミングで前記積分器から前記電流偏差を出力する繰り返し制御部と、前記減算器が出力した前記電流偏差と前記繰り返し制御部が出力した前記電流偏差とを加算し、出力する加算器と、前記加算器が出力した値に基づいて前記スイッチング素子のON/OFF信号を生成するスイッチング信号決定部と、を備え、前記減算器が出力した前記電流偏差を前記繰り返し制御部が出力した前記電流偏差と前記加算器にて加算する処理を前記三相交流電源の1周期毎に繰り返すものである。

10

【発明の効果】

【0010】

本発明に係る電力変換装置によれば、減算器が出力した電流偏差を繰り返し制御部が出力した電流偏差と加算器にて加算した後、スイッチング素子のON/OFF信号を生成するスイッチング信号決定部に入力する。そして、この処理を一定周期毎に繰り返すことにより、キャリア周波数を低減しつつ、電流制御性能を向上させることができる。

20

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の構成図である。

【図2】本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の位相角算出部の構成図である。

【図3】本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の位相角算出部の動作説明図である。

【図4】本発明の実施の形態1に係る電力変換装置のスイッチング制御部の構成図である。

【図5】本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の昇圧コンバーター部周辺の構成図である。

【図6】本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の電流制御応答の特性を示す波形である。

30

【図7】本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の繰り返し制御の特性を示す波形である。

【図8】本発明の実施の形態2に係る電力変換装置の構成図である。

【図9】本発明の実施の形態2に係る電力変換装置のスイッチング制御部の構成図である。

【図10】本発明の実施の形態3に係る電力変換装置の構成図である。

【図11】本発明の実施の形態4に係る電力変換装置の位相角算出部の構成図である。

【図12】本発明の実施の形態7に係る空気調和機の構成図である。

【発明を実施するための形態】

40

【0012】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。なお、以下に説明する実施の形態によって本発明が限定されるものではない。また、以下の図面では各構成部材の大きさの関係が実際のものとは異なる場合がある。

【0013】

実施の形態1.

図1は、本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の構成図である。

本実施の形態1に係る電力変換装置は、昇圧コンバーター部3の電流制御に、フィードバック制御手段として、繰り返し制御を行う繰り返し制御部24（後述する図4参照）と、繰り返し制御に用いる位相角算出部11と、を備えたものである。

50

【0014】

電力変換装置は、図1に示すように、三相整流器2と、昇圧コンバーター部3と、平滑コンデンサー4と、インバーター5と、位相角算出部11と、スイッチング制御部10と、電圧検出器12、14と、電流検出器13と、を備えている。そして、電力変換装置には、入力として三相交流電源1が接続されており、負荷としてモーター6が接続されている。

【0015】

昇圧コンバーター部3は、リアクトル7と、例えばIGBTのようなスイッチング素子8と、例えばファーストリカバリダイオードのような逆流防止素子9と、を備えている昇圧コンバーターである。昇圧コンバーター部3は、リアクトル7と逆流防止素子9とは直列に接続され、リアクトル7の一端が三相整流器2側と接続され、逆流防止素子9の一端が平滑コンデンサー4側と接続されている。そして、スイッチング素子8は、一端がリアクトル7と逆流防止素子9との間に接続され、かつ、平滑コンデンサー4と並列に接続されて構成されている。

10

なお、昇圧コンバーター部3のスイッチング素子8のスイッチングは、スイッチング制御部10によって行われる。

【0016】

位相角算出部11は、電源電圧を検出する電圧検出器12からの電源電圧 v_{rs} を入力として、スイッチング制御部10に電源位相角 θ を出力する。スイッチング制御部10の入力は3つあり、位相角算出部11の出力の電源位相角 θ 、電流検出器13が検出するリアクトル7を流れる電流（以下、リアクトル電流 i_L と称する）、および、電圧検出器14が検出する平滑コンデンサー4の両端に印加される電圧 v_{dc} （以下、平滑コンデンサー電圧 v_{dc} と称する）である。また、スイッチング制御部10の出力は、スイッチング素子8へのON/OFF信号である。

20

【0017】

次に本実施の形態1に係る電力変換装置の動作について、図1を用いて説明する。

三相交流電源1から供給された交流電圧は、三相整流器2で整流されて直流電圧に変換される。その直流電圧は、スイッチング制御部10により昇圧コンバーター部3のスイッチング素子8のON/OFFが制御され、そのチョッピングにより任意の値に昇圧される。また、スイッチング素子8は、リアクトル電流 i_L が一定値となるように制御される。最後に、インバーター5により直流電圧が交流電圧に逆変換され、その逆変換された交流電圧により、モーター6がドライブされる。

30

【0018】

ここで、昇圧コンバーター部3において、スイッチング素子8がONした場合は、逆流防止素子9は導通が阻止され、リアクトル7には三相整流器2によって整流された電圧が印加される。一方、スイッチング素子8がOFFした場合は、逆流防止素子9は導通し、リアクトル7にはスイッチング素子8のON時とは逆向きの電圧が誘導される。このとき、エネルギーの観点からは、スイッチング素子8のON時にリアクトル7に蓄積されたエネルギーが、スイッチング素子8のOFF時に負荷であるインバーター5に移送されると見ることができる。したがって、スイッチング素子8のオンデューティを制御することで、昇圧コンバーター部3の出力電圧を制御することができる。

40

【0019】

図2は、本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の位相角算出部11の構成図である。

位相角算出部11は、ゼロクロス検出部15と、制御周波数のクロック16と、位相カウンタA17と、カウンタ最大値演算部18と、位相カウンタB19と、を備えている。位相角算出部11は、電圧検出器12から電源電圧 v_{rs} が入力され、スイッチング制御部10に電源位相角 θ を出力する。

【0020】

なお、位相カウンタA17は本発明の「第一位相カウンタ」に相当し、位相カウン

50

ター B 1 9 は本発明の「第二位相カウンタ」に相当する。

【 0 0 2 1 】

図 3 は、本発明の実施の形態 1 に係る電力変換装置の位相角算出部 1 1 の動作説明図である。

次に位相角算出部 1 1 の動作について、図 2 および図 3 を用いて説明する。

制御周波数のクロック 1 6 は、スイッチング素子 8 のオンデューティの演算に用いられる制御周期毎に動作するクロックである。ここで、制御周波数は、昇圧コンバータ部 3 のスイッチング素子 8 のオンデューティを演算する周波数であり、制御周期は、昇圧コンバータ部 3 のスイッチング素子 8 のオンデューティを演算する周期である。一方、キャリア周波数とは、演算されたオンデューティをパルス幅に変換 (Pulse Width Modulation) する際の周波数で、キャリア周波数の周期でスイッチング素子 8 は ON/OFF する。

10

【 0 0 2 2 】

一般的には、キャリア周波数 1 8 K H z とすると、制御周波数はキャリア周波数と同じ 1 8 K H z で演算することが多い。なお、キャリア周波数の倍の 3 6 K H z 、キャリア周波数の半分の 9 K H z で演算することもある。また、図 3 内に示した制御周波数のクロック 1 6 は、カウンタの値が大きくなると理解しにくいので、簡単化のために現実の値から乖離するが 4 0 0 H z としている。

【 0 0 2 3 】

ゼロクロス検出部 1 5 は、出力信号であるゼロクロス信号 z_{rs} を、入力信号である電源電圧 v_{rs} の正負によって、(1) 式のように決定する。

20

【 0 0 2 4 】

【 数 1 】

$$\begin{aligned} V_{rs} \geq 0 &\Rightarrow z_{rs} = 1 \\ V_{rs} < 0 &\Rightarrow z_{rs} = 0 \end{aligned} \quad \dots (1)$$

【 0 0 2 5 】

ゼロクロス信号 z_{rs} の生成方法として、電源電圧 v_{rs} と零電圧とをコンパレータに入力する方法がある。これは、ハードウェアで構成する方法である。この手法とは別に、マイコン内に搭載された A / D コンバータで電源電圧 v_{rs} の値を検出した後にプログラムで記述する方法がある。これは、ソフトウェアで構成する方法である。なお、電流の周期性を検出できればよく、ゼロクロス信号 z_{rs} の生成方法はこれらに限るものではない。

30

【 0 0 2 6 】

位相カウンタ A 1 7 は、制御周波数のクロック 1 6 でカウントアップするカウンタである。ゼロクロス信号 z_{rs} が立ちあがったタイミングから、次の制御周期にて位相カウンタ A 1 7 をリセットし、さらに次の制御周期からカウントアップする。

【 0 0 2 7 】

次に、カウンタ最大値演算部 1 8 は、位相カウンタ B 1 9 のリセット値を決定する。ゼロクロス信号 z_{rs} が立ちあがり、位相カウンタ A 1 7 をリセットする前に演算する。つまり、ゼロクロス信号 z_{rs} が立ち上がったタイミングで、位相カウンタ A 1 7 の出力であるカウンタ A 出力 N_A と、位相カウンタ A 1 7 の出力の最大値から決定されるリセット値 N_{max} とを比較して、(2) 式のようにリセット値 N_{max} を決定する。

40

【 0 0 2 8 】

【 数 2 】

$$\begin{aligned} N_A > N_{max} &\Rightarrow N_{max} = N_{max} + 1 \\ N_A = N_{max} &\Rightarrow N_{max} = N_{max} \\ N_A < N_{max} &\Rightarrow N_{max} = N_{max} - 1 \end{aligned} \quad \dots (2)$$

【 0 0 2 9 】

50

カウンタ A 出力 N_A の方がリセット値 N_{max} よりも大きい場合は、リセット値 N_{max} を 1 加算する。また、カウンタ A 出力 N_A とリセット値 N_{max} とが同じ場合は、リセット値 N_{max} を変更しない。また、カウンタ A 出力 N_A の方がリセット値 N_{max} よりも小さい場合は、リセット値 N_{max} を 1 減算する。

このように、カウンタ最大値演算部 18 を用いることで、位相カウンタ B のリセット値であるリセット値 N_{max} の値を、少しずつ変化させている。

【0030】

位相カウンタ B 19 は、制御周波数のクロック 16 でカウントアップするカウンタである。位相カウンタ B 19 のカウント値が、カウンタ最大値演算部 18 によって演算されたリセット値 N_{max} に到達したら、次の制御周期にて位相カウンタ B をリセットする。

10

【0031】

図 4 は、本発明の実施の形態 1 に係る電力変換装置のスイッチング制御部 10 の構成図である。

次にスイッチング制御部 10 の動作について、図 4 を用いて説明する。

スイッチング制御部 10 は、フィードバックループとして平滑コンデンサ電圧 v_{dc} を制御する電圧制御系と、マイナーループとしてリアクトル電流 i_L を制御する電流制御系とから構成される。

【0032】

電圧制御系は、電圧検出器 14 で検出した平滑コンデンサ電圧 v_{dc} と出力電圧指令値 v_{dc}^* とを入力とし、減算器 20 と、PID 制御部 21 とを備えている。出力電圧指令値 v_{dc}^* は昇圧コンバータ部 3 が昇圧する電圧の目標値であり、平滑コンデンサ 4 の耐圧やモータの仕様およびモータの運転状態から出力電圧指令値 v_{dc}^* を決定するが、これに限るものではない。PID 制御部 21 は、比例制御、積分制御、および、微分制御を組み合わせたものである。なお、PID 制御部 21 は、比例制御のみでもよく、比例制御と積分制御および微分制御のいずれかを組み合わせたものでもよい。

20

【0033】

電流制御系は、リアクトル電流指令値 i_L^* を入力とし、減算器 22 と、PID 制御部 23 と、繰り返し制御部 24 と、加算器 25 とを備えている。もちろん電流制御系においても、PID 制御部 23 は、比例制御のみでもよく、比例制御と積分制御および微分制御のいずれかを組み合わせたものでもよい。

30

【0034】

また、スイッチング制御部 10 は、スイッチング信号決定部 26 を備えている。

【0035】

減算器 20 では、昇圧コンバータ部 3 に対する出力電圧指令値 v_{dc}^* と、電圧検出器 14 にて検出した昇圧コンバータ部 3 の出力電圧である平滑コンデンサ電圧 v_{dc} とから、電圧偏差を演算する。具体的には、出力電圧指令値 v_{dc}^* から平滑コンデンサ電圧 v_{dc} を減算する。そして、減算器 20 から出力された電圧偏差は、PID 制御部 21 にて PID 制御された後、リアクトル電流指令値 i_L^* となり、減算器 22 に入力される。

40

【0036】

減算器 22 では、リアクトル電流指令値 i_L^* と、電流検出器 13 にて検出したリアクトル電流 i_L とから、リアクトル電流偏差を演算する。具体的には、リアクトル電流指令値 i_L^* からリアクトル電流 i_L を減算する。そして、減算器 22 から出力された電流偏差は 2 つに分岐し、一方が PID 制御部 23 にて PID 制御された後加算器 25 に入力され、もう一方は繰り返し制御部 24 の誤差蓄積部 29 に入力される。つまり、スイッチング制御部 10 は、電流偏差が、繰り返し制御部 24 を経由せずにスイッチング信号決定部 26 に入力される第一経路 61 と、電流偏差が、繰り返し制御部 24 を経由してスイッチング信号決定部 26 に入力される第二経路 62 と、を備えている。

【0037】

50

加算器 25 では、PID 制御部 23 から出力された電流偏差と、誤差蓄積部 29 から出力された電流偏差とから、スイッチング信号決定部 26 に入力するオンデューティを演算する。具体的には、PID 制御部 23 から出力された電流偏差と誤差蓄積部 29 から出力された電流偏差とを加算する。

【0038】

スイッチング信号決定部 26 では、加算器 25 の出力であるオンデューティからスイッチング素子 8 の ON/OFF 信号 S_1 を生成する。

【0039】

繰り返し制御部 24 は、入力アドレス決定部 27 と、出力アドレス決定部 28 と、誤差蓄積部 29 とを備えている。誤差蓄積部 29 の内部は、複数の積分器 30 と、複数の積分器 30 から 1 つが選択され、入力側と接続される入力アドレス接続部 31 と、出力側と接続される出力アドレス接続部 32 とから構成される。繰り返し制御部 24 は、位相角算出部 11 から入力された電源位相角に基づいて、減算器 22 から出力された電流偏差をいずれか一つの積分器 30 に蓄積し、いずれか一つの積分器 30 に蓄積された電流偏差を出力する、という動作を行うものである。

【0040】

複数の積分器 30 は、積分器 30 毎にアドレスを有し、各位相角と各積分器 30 のアドレスとが対応付けられている。入力アドレス決定部 27 は、位相角算出部 11 から入力された電源位相角から、減算器 22 から誤差蓄積部 29 に入力された電流偏差を蓄積する積分器 30 のアドレスを決定する。入力アドレス接続部 31 は、減算器 22 の出力側を、その決定したアドレスの積分器 30 の入力側に接続し、積分器 30 に蓄積させる。また、出力アドレス決定部 28 は、位相角算出部 11 から入力された電源位相角から、蓄積した電流偏差を出力する積分器 30 のアドレスを決定する。出力アドレス接続部 32 は、決定したアドレスの積分器 30 の出力側を、加算器 25 の入力側に接続し、積分器 30 から出力させる。

【0041】

電圧制御系とマイナーループに電流制御系を含む制御系の構成はごく普通な昇圧コンバーターの制御構成であるが、これに繰り返し制御部 24 を用いるのは特殊である。

【0042】

図 5 は、本発明の実施の形態 1 に係る電力変換装置の昇圧コンバーター部 3 周辺の構成図であり、図 6 は、本発明の実施の形態 1 に係る電力変換装置の電流制御応答の特性を示す波形である。なお、図 6 (a) は、リアクトル 7 の電流制御系を高速に応答させる前の特性を示す波形であり、図 6 (b) は、リアクトル 7 の電流制御系を高速に応答させた後の特性を示す波形である。

三相整流器 2 の直後に昇圧コンバーター部 3 を用いる構成の場合、電流制御応答を高速にしなければリアクトル電流を一定に制御できない。そこで、この理由について図 5 および図 6 を用いて説明する。

【0043】

三相整流器 2 直後の電圧を入力電圧 v_{in} とすると、入力電圧 v_{in} とリアクトル電流 i_L とは図 6 (a) の波形となる。入力電圧 v_{in} は、各相の電源電圧の最大値と最小値との差が出力されるので、電圧が電源の位相角によって異なり、電源の 6 倍の周波数である、360 Hz (電源周波数が 60 Hz の場合) で脈動が発生してしまう。

【0044】

入力電圧 v_{in} に脈動が発生し、リアクトル 7 の両端に印加される電圧 (以下、リアクトル電圧 v_L と称する) が変化するため、図 6 (a) のようにリアクトル電流 i_L にも 360 Hz の脈動が発生してしまう。そこで、これを防ぐため、リアクトル 7 の電流制御系を高速に応答させ、360 Hz より十分高くすることが必須であった。電流制御応答を速くした場合は図 6 (b) となり、リアクトル電流 i_L の脈動が小さくなっていることを確認できる。

【0045】

10

20

30

40

50

リアクトル制御応答を速くしなければならないことから、キャリア周波数も高速に設定する必要があり、電力変換装置のスイッチングロスの増加に繋がる。

リアクトル制御応答を遅くしても、リアクトル電流 i_L の脈動が小さくなる制御方式の開発が課題であった。これを解決する手段として、繰り返し制御部 24 を用いたリアクトル電流 i_L の制御を適用する。

【0046】

次に、繰り返し制御の動作原理について説明する。

電源電圧の1周期（以下、電源1周期と称する）を複数の電源位相角に分割し、繰り返し制御部 24 の複数の積分器 30 に対応させる。例えば制御周波数 18000 Hz、電源周波数 60 Hz とした場合、 $18000 \div 60 = 300$ となり、 $N = 300$ 個の積分器 30 を用意する。300 個の積分器 30 は各電源位相角に対応させ、ここでは1個の積分器 30 あたり 1.2 deg ($360 \text{ deg} \div 300 \text{ 個}$) 相当の電源位相角となる。

10

【0047】

ここで、繰り返し制御の動作について、ある電源位相角 θ の場合について考える。

繰り返し制御部 24 は、電源位相角 θ に対応付けられた積分器 30 に電流偏差を蓄積する。そして、電源1周期後の電源位相角 θ のタイミングに合わせて、積分器 30 に蓄積された電流偏差を出力する。

【0048】

そして、繰り返し制御部 24 から出力された電流偏差を加算器 25 にて、PID制御部 23 から出力された電源位相角 θ の電流偏差と足し合わせることで、電源1周期前の電源位相角 θ のタイミングよりも電流偏差を零に近付けることができる。

20

【0049】

以上の処理が繰り返し制御であり、この繰り返し制御を電源電圧の周期（以下、電源周期と称する）毎に繰り返すことで、最終的に電流偏差は零となる。これをすべての電源位相角毎に別々の積分器 30 で実現することで、すべての電源位相角の電流偏差を零にすることができる。つまり、電流制御性能が向上するように、スイッチング素子 8 の ON/OFF 信号 S_1 を生成するスイッチング信号決定部 26 に入力されるオンデューティを制御することができる。こうすることで、キャリア周波数を低減して電源位相のずれが発生したとしても、高精度な電流制御が実現できる。

【0050】

30

次に繰り返し制御部 24 の制御ブロックについて説明する。

位相角算出部 11 によって算出した電源位相角 θ を入力アドレス決定部 27 および出力アドレス決定部 28 に入力する。そして、入力アドレス決定部 27 によって、入力された電流偏差を蓄積する積分器 30 のアドレスを決定し、入力アドレス接続部 31 によって、減算器 22 の出力側を、その決定したアドレスの積分器 30 に接続する。また、出力アドレス決定部 28 によって、蓄積した電流偏差を出力する積分器 30 のアドレスを決定し、出力アドレス接続部 32 によって、その決定したアドレスの積分器 30 の出力側を、加算器 25 の入力側に接続する。

【0051】

次に入力アドレスと出力アドレスとの関係について述べる。繰り返し制御部 24 のアルゴリズムには遅延を考慮する必要がある。遅延は2種類あり、無駄時間による遅延と電流制御による遅延とがある。無駄時間による遅延は、マイコン等のコントローラの計算時間遅れに起因するもので、一般的に、制御周期の1回分に相当する。

40

【0052】

次に電流制御による遅延について説明する。リアクトル電流 i_L とリアクトル電圧 v_L との関係式は、(3) 式の電圧方程式となる。リアクトル電流 i_L は、リアクトル電圧 v_L の積分で表わされる。したがって、昇圧コンバーター部 3 がリアクトル電圧 v_L になるように出力しても、電流値として反映されるまで時間を要する。そのため制御周期の1回分の遅延を加味する必要がある。

【0053】

50

【数3】

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt \cdots (3)$$

【0054】

以上より、遅延は制御周期の2回分となるため、出力は入力に比べ2個先のアドレスを出力する。

誤差蓄積部29には、減算器22によりリアクトル電流指令値 i_L^* からリアクトル電流 i_L を減算した電流偏差が入力され、誤差蓄積部29内の各積分器30には、その算出した電流偏差が蓄積される。

10

【0055】

そして、各積分器30に蓄積された値は、それぞれ電源1周期後に出力されるが、その繰り返し制御部24の出力を、加算器25によりPID制御部23から出力された電流偏差と足し合わせることで、繰り返し制御部24の結果を反映させる。

【0056】

図7は、本発明の実施の形態1に係る電力変換装置の繰り返し制御部24の特性を示す波形である。なお、図7は繰り返し制御の効果を示した図であり、上から順に電源電圧 v_{rs} 、リアクトル電流 i_L 、繰り返し制御の制御量である繰り返し制御出力 i_{error} を示している。

図7に示すように、電源周期毎にリアクトル電流 i_L の脈動が軽減されていることが確認できる。これは、繰り返し制御部24が電源1周期の脈動を各積分器30に蓄積して、次の電源周期、つまり、電源1周期後で誤差を打ち消しているためである。

20

【0057】

以上より、本実施の形態1に係る電力変換装置では、繰り返し制御を行い、同じ電源位相角の電流偏差を足し合わせるにより、電流偏差が零に近付くため、リアクトル電流の脈動を軽減することができる。そのため、キャリア周波数を低減して電源位相のずれが発生したとしても、電流制御性能を向上させることができる。このためPID制御部23の制御応答を下げ、キャリア周波数を低減し、電力変換装置の損失を低減させ、ノイズを抑制することができる。また、キャリア周波数を低減することで制御周期が長くなるため、演算速度の遅い安価なマイコンに対して実装しやすくなる。

30

【0058】

また、直流側のリアクトル L の電流偏差に対して繰り返し制御を適用し、電源1周期分の脈動を各積分器30に蓄積を行う。直流側のリアクトル電流の高調波成分は、電源周期と同じ周波数特性を持つことが特徴で、交流側で電源位相を監視することができる。したがって、電源電圧のゼロクロスを検出するような比較的簡易な方法でリアクトル電流の周期性を検出することができ、安価に回路を構成することが可能である。

【0059】

また、電源電圧のゼロクロス検出にノイズが重畳して、電源電圧のゼロクロスを検出が正しく検知できない悪影響下においても、正しい電源位相を検出できる。このため高精度な電流制御が実現できる。また、対応するアドレス数を ± 1 と限定することで、対応するアドレスが急変することを抑制でき、電源環境の影響を抑制することが可能となる。

40

【0060】

さらに、制御系をPID制御+繰り返し制御のように構成したため、PID制御を外乱に対する耐力が向上するように、および、繰り返し制御を目標値へ追従するように、つまり高調波を抑制するように、制御ゲインをチューニングすることで、従来のPID制御のみの制御に比べて高精度な制御が実現可能となる。例えば、過去電源1周期分の誤差を使用する繰り返し制御では電流の周期性が重要となるが、周期性がなくなる電源環境の変動、例えば瞬停等に対し、前記のように制御ゲインをチューニングする。そうすることで、電源環境の変動時にはPID制御が主体的に動作し、電力変換装置は電源環境の変動に対する耐力を向上させることができる。

50

【 0 0 6 1 】

実施の形態 2 .

以下、本実施の形態 2 について説明するが、実施の形態 1 と重複するものについては省略し、実施の形態 1 と同じ部分または相当する部分には同じ符号を付す。

図 8 は、本発明の実施の形態 2 に係る電力変換装置の構成図である。

本実施の形態 2 では、回路構成を変更し、マルチレベルコンバーターを適用した例である。

【 0 0 6 2 】

電力変換装置は、三相整流器 2 と、マルチレベルコンバーター部 3 3 と、平滑コンデンサー 4 と、インバーター 5 と、位相角算出部 1 1 と、スイッチング制御部 3 9 と、電圧検出器 1 2、1 4 と、電流検出器 1 3 と、を備えている。そして、電力変換装置には、入力として三相交流電源 1 が接続されており、負荷としてモーター 6 が接続されている。

10

【 0 0 6 3 】

マルチレベルコンバーター部 3 3 は、リアクトル 7 と、2 つのスイッチング素子 3 4、3 5 と、2 つの逆流防止素子 3 6、3 7 と、中間コンデンサー 3 8 と、から構成されているマルチレベルコンバーターである。マルチレベルコンバーター部 3 3 は、2 つのスイッチング素子 3 4、3 5 と 2 つ逆流防止素子 3 6、3 7 とは直列に接続され、かつ、平滑コンデンサー 4 と並列に接続されている。そして、リアクトル 7 は、一端が三相整流器 2 側に接続され、他端がスイッチング素子 3 4 と逆流防止素子 3 7 との間に接続されている。また、中間コンデンサー 3 8 は、一端がスイッチング素子 3 4 とスイッチング素子 3 5 との間に接続され、他端が逆流防止素子 3 6 と逆流防止素子 3 7 との間に接続されて構成されている。

20

【 0 0 6 4 】

マルチレベルコンバーター部 3 3 のスイッチング素子 3 4、3 5 のスイッチングは、スイッチング制御部 3 9 によって行われる。スイッチング制御部 3 9 の入力は 4 つあり、位相角算出部 1 1 の出力の電源位相角、電流検出器 1 3 が検出するリアクトル電流 i_L 、電圧検出器 1 4 が検出する平滑コンデンサー 4 の両端に印加される v_{dc} 、および、新たに追加した電圧検出器 4 0 が検出する中間コンデンサー 3 8 の両端に印加される電圧 v_m (以下、中間コンデンサー電圧 v_m と称する) である。また、スイッチング制御部 3 9 の出力は、スイッチング素子 3 4、3 5 への ON / OFF 信号である。

30

【 0 0 6 5 】

マルチレベルコンバーター部 3 3 の基本機能は昇圧コンバーター部 3 と同じであるが、マルチレベルコンバーター部 3 3 は、スイッチング制御部 3 9 への入力電圧レベルが 3 レベルとなるのが特徴ある。具体的には、中間コンデンサー 3 8 の電圧を、平滑コンデンサー電圧 v_{dc} の半分である $1/2 v_{dc}$ に制御すると、マルチレベルコンバーター部 3 3 は、0、 $1/2 v_{dc}$ 、 v_{dc} の 3 レベルの電圧で出力できる。そのため、スイッチング損失を小さくでき、リアクトル 7 のキャリアリブル電流が小さくなるため、電力変換装置を高効率にできる。

【 0 0 6 6 】

位相角算出部 1 1 の構成は、実施の形態 1 と同じ構成であり、図 2 に示すものである。位相角算出部 1 1 は、ゼロクロス検出部 1 5 と、制御周波数のクロック 1 6 と、位相カウンタ A 1 7 と、カウンタ最大値演算部 1 8 と、位相カウンタ B 1 9 と、を備えている。位相角算出部 1 1 は、電圧検出器 1 2 から電源電圧 v_{rs} が入力され、スイッチング制御部 1 0 に電源位相角 を出力する。

40

【 0 0 6 7 】

図 9 は、本発明の実施の形態 2 に係る電力変換装置のスイッチング制御部 3 9 の構成図である。

次にスイッチング制御部 3 9 の動作について、図 9 を用いて説明する。

本実施の形態 2 に係るスイッチング制御部 3 9 は、実施の形態 1 と比較すると、中間コンデンサー 3 8 の電圧制御系が追加されているが、その他については同一の構成である。

50

【 0 0 6 8 】

以下、本実施の形態 2 で新たに追加された中間コンデンサ 3 8 の両端に印加される電圧である、中間コンデンサ電圧 v_m の制御系について説明する。

中間電圧制御系は、中間コンデンサ電圧指令値 v_m^* を入力とし、減算器 4 1 と、P I D 制御部 4 2 とから構成される。なお、P I D 制御部 4 2 は、比例制御のみの制御器でもよく、比例制御と積分制御および微分制御のいずれかを組み合わせた制御器でもよい。

【 0 0 6 9 】

減算器 4 1 では、中間コンデンサ電圧指令値 v_m^* と、電圧検出器 4 0 にて検出した中間コンデンサ電圧 v_m とから、電圧偏差を演算する。具体的には、中間コンデンサ電圧指令値 v_m^* から中間コンデンサ電圧 v_m を減算する。そして、減算器 4 1 から出力された電圧偏差は、P I D 制御部 4 2 にて P I D 制御された後、オンデューティとなり減算器 4 3 に入力される。

10

【 0 0 7 0 】

減算器 4 3 では、電流制御系より得られたオンデューティ D と、中間電圧制御系の出力とを演算する。具体的には、加算器 2 5 から出力されたオンデューティ D から、P I D 制御部 4 2 から出力されたオンデューティを減算して、スイッチング素子 3 4 のオンデューティ D 1 を算出する。

【 0 0 7 1 】

加算器 4 4 では、減算器 4 3 と同様に、電流制御系より得られたオンデューティ D と、中間電圧制御系の出力とを演算する。具体的には、加算器 2 5 から出力されたオンデューティ D と、P I D 制御部 4 2 から出力されたオンデューティとを加算して、スイッチング素子 3 5 のオンデューティ D 2 を算出する。

20

【 0 0 7 2 】

スイッチング信号決定部 4 5 では、減算器 4 3 の出力であるオンデューティ D 1 および加算器 4 4 の出力であるオンデューティ D 2 から、スイッチング素子 3 4、3 5 の O N / O F F 信号 S_1 、 S_2 を生成する。

【 0 0 7 3 】

本実施の形態 2 に係る電力変換装置では、繰り返し制御を行うことで、実施の形態 1 と同様に、リアクトル電流の脈動を軽減することができる。そのため、キャリア周波数を低減して電源位相のずれが発生したとしても、電流制御性能を向上させることができる。このため、P I D 制御部 2 3 の制御応答を下げ、キャリア周波数を低減し、電力変換器の損失を低減させ、ノイズを抑制することができる。また、キャリア周波数を低減することで制御周期が長くなるため、演算速度の遅い安価なマイコンに対して実装しやすくなる。

30

【 0 0 7 4 】

また、直流側のリアクトル 7 の電流偏差に対して繰り返し制御を適用し、電源 1 周期分の脈動を各積分器 3 0 に蓄積を行う。直流側のリアクトル電流の高調波成分は、電源周期と同じ周波数特性を持つことが特徴で、交流側で電源位相を監視することができる。したがって、電源電圧のゼロクロスを検出するような比較的簡易な方法でリアクトル電流の周期性を検出することができ、安価に回路を構成することが可能である。

【 0 0 7 5 】

また、電源電圧のゼロクロス検出にノイズが重畳して、電源電圧のゼロクロスを検出が正しく検知できない悪影響下においても、正しい電源位相を検出できる。このため高精度な電流制御が実現できる。また、対応するアドレス数を ± 1 と限定することで、対応するアドレスが急変することを抑制でき、電源環境の影響を抑制することが可能となる。

40

【 0 0 7 6 】

さらに、制御系を P I D 制御 + 繰り返し制御のように構成したため、P I D 制御を外乱に対する耐力が向上するように、および、繰り返し制御を目標値へ追従するように、つまり高調波を抑制するように、制御ゲインをチューニングすることで、従来の P I D 制御のみの制御に比べて高精度な制御が実現可能となる。例えば、過去電源 1 周期分の誤差を使用する繰り返し制御では電流の周期性が重要となるが、周期性がなくなる電源環境の変動

50

、例えば瞬停等に対し、前記のように制御ゲインをチューニングする。そうすることで、電源環境の変動時にはPID制御が主体的に動作し、電力変換装置は電源環境の変動に対する耐力を向上させることができる。

【0077】

また、本実施の形態2では、中間コンデンサー電圧 v_m を、平滑コンデンサー電圧 v_{dc} の半分である $1/2 v_{dc}$ に制御することで、マルチレベルコンバーター部33は、0、 $1/2 v_{dc}$ 、 v_{dc} の3レベルの電圧で出力できるため、スイッチング損失を小さくでき、リアクトル7のキャリアリプル電流が小さくなるため、電力変換装置を高効率にできる。

【0078】

実施の形態3 .

以下、本実施の形態3について説明するが、実施の形態1および2と重複するものについては省略し、実施の形態1および2と同じ部分または相当する部分には同じ符号を付す。

図10は、本発明の実施の形態3に係る電力変換装置の構成図である。

本実施の形態3では、回路構成を変更し、降圧コンバーターを適用した例である。

【0079】

電力変換装置は、三相整流器2と、降圧コンバーター部46と、平滑コンデンサー4と、インバーター5と、位相角算出部11と、スイッチング制御部49と、電圧検出器12、14と、電流検出器13と、を備えている。そして、電力変換装置には、入力として三

相交流電源1が接続されており、負荷としてモーター6が接続されている。

【0080】

降圧コンバーター部46は、リアクトル7と、スイッチング素子47と、逆流防止素子48と、から構成されている降圧コンバーターである。降圧コンバーター部46は、スイッチング素子47とリアクトル7とは直列に接続され、スイッチング素子47の一端が三相整流器2側と接続され、リアクトル7の一端が平滑コンデンサー4側と接続されている。そして、逆流防止素子48は、一端がスイッチング素子47とリアクトル7との間に接続され、かつ、平滑コンデンサー4と並列に接続されて構成されている。

【0081】

実施の形態1では、昇圧コンバーター部3を備え、電圧を昇圧する機能を持っていたが、本実施の形態3では、降圧コンバーター部46を備え、電圧を降圧する機能を持つ。このような変換器構成においても、実施の形態1と同じ図2の位相角算出部11と、図4に示す制御ブロックを用いることができる。

【0082】

本実施の形態3に係る電力変換装置では、繰り返し制御を行うことで、実施の形態1と同様に、リアクトル電流の脈動を軽減することができる。そのため、キャリア周波数を低減して電源位相のずれが発生したとしても、電流制御性能を向上させることができる。このため、PID制御部23の制御応答を下げ、キャリア周波数を低減し、電力変換器の損失を低減させ、ノイズを抑制することができる。また、キャリア周波数を低減することで制御周期が長くなるため、演算速度の遅い安価なマイコンに対して実装しやすくなる。

【0083】

また、直流側のリアクトル7の電流偏差に対して繰り返し制御を適用し、電源1周期分の脈動を各積分器30に蓄積を行う。直流側のリアクトル電流の高調波成分は、電源周期と同じ周波数特性を持つことが特徴で、交流側で電源位相を監視することができる。したがって、電源電圧のゼロクロスを検出するような比較的簡易な方法でリアクトル電流の周期性を検出することができ、安価に回路を構成することが可能である。

【0084】

また、電源電圧のゼロクロス検出にノイズが重畳して、電源電圧のゼロクロスを検出が正しく検知できない悪影響下においても、正しい電源位相を検出できる。このため高精度な電流制御が実現できる。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 5 】

さらに、制御系をPID制御 + 繰り返し制御のように構成したため、PID制御を外乱に対する耐力が向上するように、および、繰り返し制御を目標値へ追従するように、つまり高調波を抑制するように、制御ゲインをチューニングすることで、従来のPID制御のみの制御に比べて高精度な制御が実現可能となる。例えば、過去電源1周期分の誤差を使用する繰り返し制御では電流の周期性が重要となるが、周期性がなくなる電源環境の変動、例えば瞬停等に対し、前記のように制御ゲインをチューニングする。そうすることで、電源環境の変動時にはPID制御が主体的に動作し、電力変換装置は電源環境の変動に対する耐力を向上させることができる。

【 0 0 8 6 】

実施の形態4 .

以下、本実施の形態4について説明するが、実施の形態1 ~ 3と重複するものについては省略し、実施の形態1 ~ 3と同じ部分または相当する部分には同じ符号を付す。

本実施の形態4では、実施の形態1と同じ昇圧コンバータ部3を備えた回路構成とし、図1の回路図を用いる。なお、回路の動作説明は実施の形態1と同じため省略する。

【 0 0 8 7 】

図11は、本発明の実施の形態4に係る電力変換装置の位相角算出部11の構成図である。

本実施の形態4に係る電力変換装置の構成は実施の形態1と同様であるため、図1に示されるが、位相角算出部11の中身の構成が図11に示されるように一部異なっている。

本実施の形態4に係る位相角算出部11は、ゼロクロス検出部15と、制御周波数のクロック16と、位相カウンタA17と、カウンタ最大値演算部18と、位相カウンタB19と、減算器50と、PID制御部51と、を備えている。

【 0 0 8 8 】

位相角算出部11は、カウンタ最大値演算部18の出力から先の構成が実施の形態1と異なっており、位相カウンタB19のリセット値はリセット値指令値 N^*_{max} の固定値でリセットされる。なお、ゼロクロス検出部15、制御周波数のクロック16、位相カウンタA17、カウンタ最大値演算部18は実施の形態1と同じ動作となる。

【 0 0 8 9 】

位相角算出部11は、電圧検出器12から電源電圧 v_{rs} が入力され、スイッチング制御部10に電源位相角を出力する。さらに、減算器50にて、カウンタ最大値演算部18の出力であるリセット値 N_{max} とリセット値指令値 N^*_{max} とを演算する。具体的には、リセット値指令値 N^*_{max} からリセット値 N_{max} を減算し、リセット値偏差を演算する。そして、減算器50から出力されたりセット値偏差は、PID制御部51にてPID制御された後、制御周波数 f_c となって出力される。リセット値指令値 N^*_{max} は N^*_{max} 決定手段63により決定される。地域により電源周波数は異なるため、 N^*_{max} は地域により異なる値となるため、電源投入時等に N^*_{max} を調査する。例えば、電源周波数60Hzの地域の場合、制御周波数18000Hzとすると、 N^*_{max} は $18000 \div 60 = 300$ となる。

【 0 0 9 0 】

つまり、PID制御部51により、 $N_{max} = N^*_{max}$ となるように制御周波数 f_c を制御し、制御周波数 f_c の値に基づいて、制御周波数のクロック16を発生させる。

なお、PID制御部51は比例制御と積分制御と微分制御の制御器である。なお、PID制御部51は、比例制御のみの制御器でもよく、比例制御と積分制御および微分制御のいずれかを組み合わせた制御器でもよい。

また、PID制御部51は、本発明の「比例制御部」に相当する。

【 0 0 9 1 】

制御周波数をキャリア周波数とした場合、リセット値指令値 $N^*_{max} = 300$ とすれば、キャリア周波数 f_c は電源周波数 f_s と N^*_{max} とから(4)式にて算出することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 9 2 】

【 数 4 】

$$f_C = f_s N_{\max}^* \cdots (4)$$

【 0 0 9 3 】

電源周波数 $f_s = 60 \text{ Hz}$ の場合、制御周波数は $f_c = 18 \text{ kHz}$ となる。

制御周波数とキャリア周波数とを同じに設計することが一般的であるが、キャリア周波数は制御周波数の f_c の $1/2$ 倍の $f_c = 9 \text{ kHz}$ や、 2 倍の 36 kHz 、 $1/3$ 倍の 6 kHz 、 3 倍の 54 kHz にすることもできる。

制御周波数とキャリア周波数とは関係性を持っており、制御周波数を制御することは、
キャリア周波数を制御することになる。 10

【 0 0 9 4 】

スイッチング制御部 10 の中身の構成も実施の形態 1 と同じく、図 4 に示される。ただし、キャリア周波数が変化することを留意し、スイッチング信号決定部 26 を動作させる必要がある。

【 0 0 9 5 】

本実施の形態 4 に係る電力変換装置では、繰り返し制御を行うことで、実施の形態 1 と同様に、リアクトル電流の脈動を軽減することができる。そのため、キャリア周波数を低減して電源位相のずれが発生したとしても、電流制御性能を向上させることができる。このため、PID制御部 23 の制御応答を下げ、キャリア周波数を低減し、電力変換器の損失を低減させ、ノイズを抑制することができる。また、キャリア周波数を低減することで制御周期が長くなるため、演算速度の遅い安価なマイコンに対して実装しやすくなる。 20

【 0 0 9 6 】

また、直流側のリアクトル 7 の電流偏差に対して繰り返し制御を適用し、電源 1 周期分の脈動を各積分器 30 に蓄積を行う。直流側のリアクトル電流の高調波成分は、電源周期と同じ周波数特性を持つことが特徴で、交流側で電源位相を監視することができる。したがって、電源電圧のゼロクロスを検出するような比較的簡易な方法でリアクトル電流の周期性を検出することができ、安価に回路を構成することが可能である。

【 0 0 9 7 】

また、電源電圧のゼロクロス検出にノイズが重畳して、電源電圧のゼロクロスを検出が正しく検出できない悪影響下においても、正しい電源位相を検出できる。このため高精度な電流制御が実現できる。 30

【 0 0 9 8 】

さらに、制御系を PID 制御 + 繰り返し制御のように構成したため、PID 制御を外乱に対する耐力が向上するように、および、繰り返し制御を目標値へ追従するように、つまり高調波を抑制するように、制御ゲインをチューニングすることで、従来の PID 制御のみの制御に比べて高精度な制御が実現可能となる。例えば、過去電源 1 周期分の誤差を使用する繰り返し制御では電流の周期性が重要となるが、周期性がなくなる電源環境の変動、例えば瞬停等に対し、前記のように制御ゲインをチューニングする。そうすることで、電源環境の変動時には PID 制御が主体的に動作し、電力変換装置は電源環境の変動に対する耐力を向上させることができる。 40

【 0 0 9 9 】

実施の形態 5 .

以下、本実施の形態 5 について説明するが、実施の形態 1 ~ 4 と重複するものについては省略し、実施の形態 1 ~ 4 と同じ部分または相当する部分には同じ符号を付す。

本実施の形態 5 では、実施の形態 4 の電源位相角 の算出方式を、マルチレベルコンバーターに適用する。

本実施の形態 5 に係る電力変換装置の回路構成は、図 8 に示す実施の形態 2 と同じ構成である。また、位相角算出部 11 の構成は、図 11 に示す実施の形態 4 と同じ構成である。なお、電力変換装置の動作は、実施の形態 2 および 4 と同じであるため、説明を省略す 50

る。

【 0 1 0 0 】

本実施の形態 5 に係る電力変換装置では、繰り返し制御を行うことで、リアクトル電流の脈動を軽減することができる。そのため、キャリア周波数を低減して電源位相のずれが発生したとしても、電流制御性能を向上させることができる。このため、P I D 制御部 2 3 の制御応答を下げ、キャリア周波数を低減し、電力変換器の損失を低減させ、ノイズを抑制することができる。また、キャリア周波数を低減することで制御周期が長くなるため、演算速度の遅い安価なマイコンに対して実装しやすくなる。

【 0 1 0 1 】

また、直流側のリアクトル 7 の電流偏差に対して繰り返し制御を適用し、電源 1 周期分の脈動を各積分器 3 0 に蓄積を行う。直流側のリアクトル電流の高調波成分は、電源周期と同じ周波数特性を持つことが特徴で、交流側で電源位相を監視することができる。したがって、電源電圧のゼロクロスを検出するような比較的簡易な方法でリアクトル電流の周期性を検出することができ、安価に回路を構成することが可能である。

10

【 0 1 0 2 】

また、電源電圧のゼロクロス検出にノイズが重畳して、電源電圧のゼロクロスを検出が正しく検知できない悪影響下においても、正しい電源位相を検出できる。このため高精度な電流制御が実現できる。

【 0 1 0 3 】

さらに、制御系を P I D 制御 + 繰り返し制御のように構成したため、P I D 制御を外乱に対する耐力が向上するように、および、繰り返し制御を目標値へ追従するように、つまり高調波を抑制するように、制御ゲインをチューニングすることで、従来の P I D 制御のみの制御に比べて高精度な制御が実現可能となる。例えば、過去電源 1 周期分の誤差を使用する繰り返し制御では電流の周期性が重要となるが、周期性がなくなる電源環境の変動、例えば瞬停等に対し、前記のように制御ゲインをチューニングする。そうすることで、電源環境の変動時には P I D 制御が主体的に動作し、電力変換装置は電源環境の変動に対する耐力を向上させることができる。

20

【 0 1 0 4 】

実施の形態 6 .

以下、本実施の形態 6 について説明するが、実施の形態 1 ~ 5 と重複するものについては省略し、実施の形態 1 ~ 5 と同じ部分または相当する部分には同じ符号を付す。

30

本実施の形態 6 では、実施の形態 4 の電源位相角 の算出方式を、降圧コンバーターに適用する。

本実施の形態 6 に係る電力変換装置の回路構成は、図 1 0 に示す実施の形態 3 と同じ構成である。また、位相角算出部 1 1 の構成は、図 1 1 に示す実施の形態 4 と同じ構成である。なお、電力変換装置の動作は、実施の形態 3 および 4 と同じであるため、説明を省略する。

【 0 1 0 5 】

本実施の形態 6 に係る電力変換装置では、繰り返し制御を行うことで、リアクトル電流の脈動を軽減することができる。そのため、キャリア周波数を低減して電源位相のずれが発生したとしても、電流制御性能を向上させることができる。このため、P I D 制御部 2 3 の制御応答を下げ、キャリア周波数を低減し、電力変換器の損失を低減させ、ノイズを抑制することができる。また、キャリア周波数を低減することで制御周期が長くなるため、演算速度の遅い安価なマイコンに対して実装しやすくなる。

40

【 0 1 0 6 】

また、直流側のリアクトル 7 の電流偏差に対して繰り返し制御を適用し、電源 1 周期分の脈動を各積分器 3 0 に蓄積を行う。直流側のリアクトル電流の高調波成分は、電源周期と同じ周波数特性を持つことが特徴で、交流側で電源位相を監視することができる。したがって、電源電圧のゼロクロスを検出するような比較的簡易な方法でリアクトル電流の周期性を検出することができ、安価に回路を構成することが可能である。

50

【0107】

また、電源電圧のゼロクロス検出にノイズが重畳して、電源電圧のゼロクロスを検出が正しく検知できない悪影響下においても、正しい電源位相を検出できる。このため高精度な電流制御が実現できる。また、対応するアドレス数を±1と限定することで、対応するアドレスが急変することを抑制でき、電源環境の影響を抑制することが可能となる。

【0108】

さらに、制御系をPID制御+繰り返し制御のように構成したため、PID制御を外乱に対する耐力が向上するように、および、繰り返し制御を目標値へ追従するように、つまり高調波を抑制するように、制御ゲインをチューニングすることで、従来のPID制御のみの制御に比べて高精度な制御が実現可能となる。例えば、過去電源1周期分の誤差を使用する繰り返し制御では電流の周期性が重要となるが、周期性がなくなる電源環境の変動、例えば瞬停等に対し、前記のように制御ゲインをチューニングする。そうすることで、電源環境の変動時にはPID制御が主体的に動作し、電力変換装置は電源環境の変動に対する耐力を向上させることができる。

10

【0109】

実施の形態7.

以下、本実施の形態7について説明するが、実施の形態1~6と重複するものについては省略し、実施の形態1~6と同じ部分または相当する部分には同じ符号を付す。

本実施の形態7では、実施の形態1~6に係る電力変換装置を、圧縮機101および空気調和機に適用した例について説明する。

20

【0110】

(空気調和機の構成および動作)

図12は、本発明の実施の形態7に係る空気調和機の構成図である。

以下、実施の形態1~6に係る電力変換装置を圧縮機101および空気調和機に適用した場合について、図12を用いて説明する。

【0111】

図12で示される電力変換装置100は、実施の形態1~6に係る電力変換装置であり、三相交流電源1から電力供給を受け、モーター6に供給して回転駆動させるものである。このモーター6は、圧縮要素101aに連結されており、モーター6および圧縮要素101aによって、冷媒を圧縮する圧縮機101が構成されている。

30

【0112】

本実施の形態7に係る空気調和機は、圧縮機101、四方弁102、室外熱交換器103、膨張装置104、室内熱交換器105、四方弁102、そして、圧縮機101の順に冷媒配管によって接続され、冷凍サイクルが構成されている。このうち、室外機106は、電力変換装置100、圧縮機101、四方弁102、室外熱交換器103および膨張装置104を備えて構成され、室内機107は、室内熱交換器105を備えて構成されている。

【0113】

なお、室外熱交換器103は、本発明の「蒸発器」に相当する。

【0114】

次に、本実施の形態7に係る空気調和機の動作について、冷房運転を例に説明する。

なお、冷房動作をするに際し、四方弁102は、予め、圧縮機101から吐出された冷媒が室外熱交換器103へ向かうように、かつ、室内熱交換器105から流出した冷媒が圧縮機101へ向かうように流路を切り替えているものとする。

40

【0115】

電力変換装置100によって圧縮機101のモーター6が回転駆動することによって、モーター6に連結した圧縮機101の圧縮要素101aが冷媒を圧縮し、圧縮機101は高温高圧冷媒を吐出する。圧縮機101から吐出した高温高圧冷媒は、四方弁102を経由して、室外熱交換器103へ流入し、室外熱交換器103において外部の空気と熱交換を実施して放熱する。室外熱交換器103から流出した冷媒は、膨張装置104によって

50

膨張および減圧され、低温低圧の気液二相冷媒となり、室内熱交換器 105 へ流入し、空調対象空間の空気と熱交換を実施して蒸発し、低温低圧のガス冷媒となって、室内熱交換器 105 から流出する。室内熱交換器 105 から流出したガス冷媒は、四方弁 102 を經由して、圧縮機 101 に吸入され、再び圧縮される。以上の動作が繰り返される。

【0116】

なお、図 12 においては、空気調和機の圧縮機 101 に、実施の形態 1～6 に係る電力変換装置を適用した例を示したが、これに限定されるものではなく、空気調和機その他、ヒートポンプ装置、冷凍装置その他の冷凍サイクル装置一般に適用できるのは言うまでもない。

【0117】

本実施の形態 7 を用いることで、実施の形態 1～6 に係る電力変換装置を圧縮機 101 および空気調和機に適用することができ、キャリア周波数や電流制御応答を小さくしても、高精度な電流制御を実現し、電力変換器の損失が少なく、低ノイズの電力変換装置となる。

【符号の説明】

【0118】

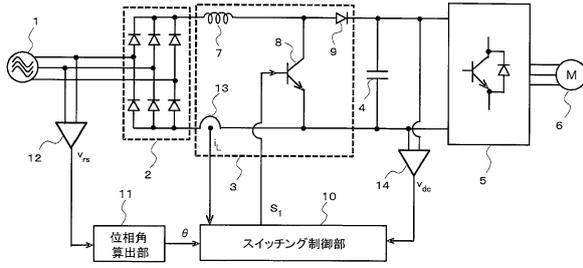
1 三相交流電源、2 三相整流器、3 昇圧コンバーター部、4 平滑コンデンサー、5 インバーター、6 モーター、7 リアクトル、8 スイッチング素子、9 逆流防止素子、10 スイッチング制御部、11 位相角算出部、12 電圧検出器、13 電流検出器、14 電圧検出器、15 ゼロクロス検出部、16 制御周波数のクロック、17 位相カウンタ A、18 カウンタ最大値演算部、19 位相カウンタ B、20 減算器、21 PID 制御部、22 減算器、23 PID 制御部、24 繰り返し制御部、25 加算器、26 スイッチング信号決定部、27 入力アドレス決定部、28 出力アドレス決定部、29 誤差蓄積部、30 積分器、31 入力アドレス接続部、32 出力アドレス接続部、33 マルチレベルコンバーター部、34 スイッチング素子、35 スイッチング素子、36 逆流防止素子、37 逆流防止素子、38 中間コンデンサー、39 スイッチング制御部、40 電圧検出器、41 減算器、42 PID 制御部、43 減算器、44 加算器、45 スイッチング信号決定部、46 降圧コンバーター部、47 スイッチング素子、48 逆流防止素子、49 スイッチング制御部、50 減算器、51 PID 制御部、61 第一経路、62 第二経路、63 N_{max}^* 決定手段、100 電力変換装置、101 圧縮機、101a 圧縮要素、102 四方弁、103 室外熱交換器、104 膨張装置、105 室内熱交換器、106 室外機、107 室内機。

10

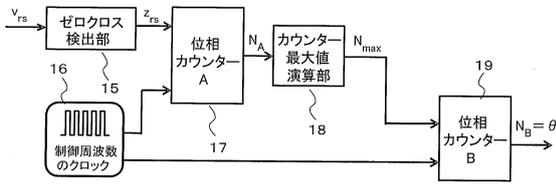
20

30

【図1】



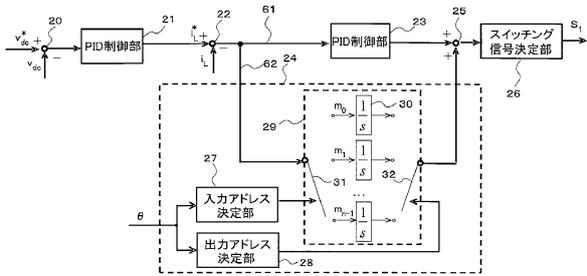
【図2】



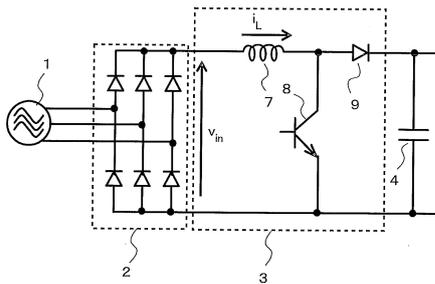
【図3】

制御周波数のクロック (16)	[Clock waveform]									
ゼロクロス検出部 zrs (15)	[Zero-cross detection signal]									
位相カウンタ-A NA (17)	5	0	1	2	3	4	5	6	0	
カウンタ-最大値演算部 Nmax (18)	6 > 5		6 - 1 = 5			5		5 < 6		
リセット	[Reset signal]									
位相カウンタ-B NB (19)	0	1	2	3	4	5	0	1	2	

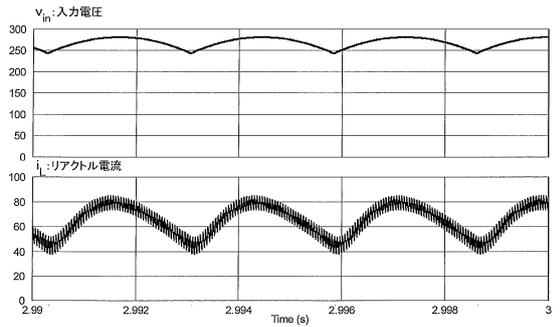
【図4】



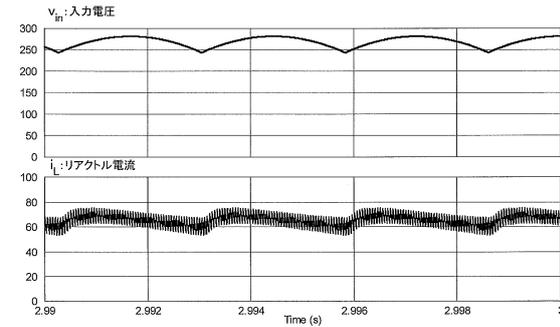
【図5】



【図6】

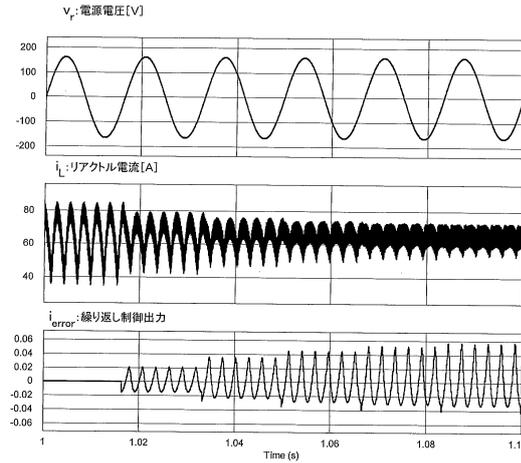


(a)電流制御応答(速)

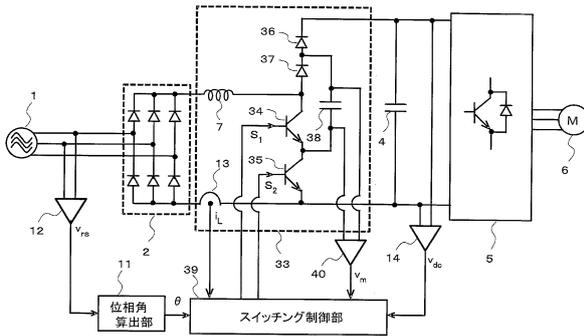


(b)電流制御応答(速)

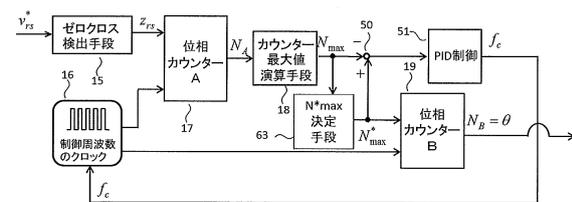
【図 7】



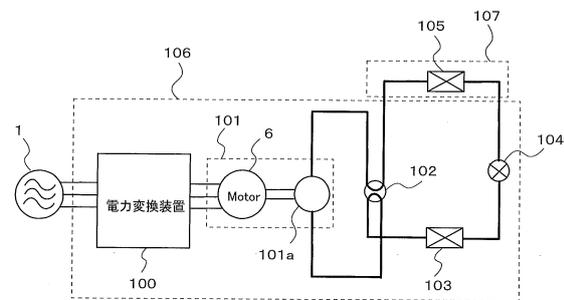
【図 8】



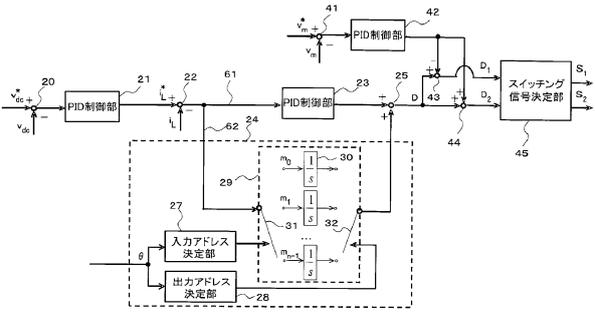
【図 11】



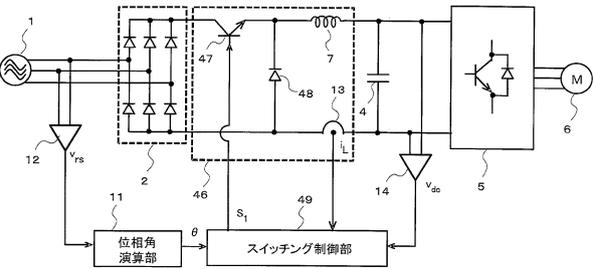
【図 12】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(72)発明者 石川 秀太
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 小林 秀和

(56)参考文献 特開2015-023697(JP,A)
特開平10-327576(JP,A)
特開2014-057521(JP,A)
特開2013-074724(JP,A)
特開2010-193628(JP,A)
特開2015-154692(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M	3/00 - 3/44
H02M	7/00 - 7/40
H02P	7/00
H02P	7/03 - 7/347