

(19)日本国特許庁(JP)

## (12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7045346号

(P7045346)

(45)発行日 令和4年3月31日(2022.3.31)

(24)登録日 令和4年3月23日(2022.3.23)

(51)国際特許分類

H 0 2 M 7/48 (2007.01)

F I

H 0 2 M 7/48

E

H 0 2 M 7/48

M

請求項の数 10 (全29頁)

(21)出願番号	特願2019-84739(P2019-84739)	(73)特許権者	000004695
(22)出願日	平成31年4月25日(2019.4.25)		株式会社 S O K E N
(65)公開番号	特開2020-182341(P2020-182341 A)		愛知県日進市米野木町南山 5 0 0 番地 2
(43)公開日	令和2年11月5日(2020.11.5)	(73)特許権者	000004260
審査請求日	令和3年3月10日(2021.3.10)		株式会社デンソー
			愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地
		(74)代理人	100121821
			弁理士 山田 強
		(74)代理人	100139480
			弁理士 日野 京子
		(74)代理人	100125575
			弁理士 松田 洋
		(74)代理人	100175134
			弁理士 北 裕介

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置の制御装置

## (57)【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

リアクトル(13)、第1交流側端子(TA1)、第2交流側端子(TA2)、第1直流側端子(TD1)、第2直流側端子(TD1)、及び前記各交流側端子と前記リアクトルとの間に設けられたフルブリッジ回路(12)を有する電力変換装置(100)に適用され、前記各交流側端子から入力された交流電源(200)の交流電圧を直流電圧に変換して前記各直流側端子から出力する機能、及び前記各直流側端子から入力された直流電圧を交流電圧に変換して前記各交流側端子から出力する機能のうち、少なくとも一方の機能を有する電力変換装置の制御装置(30)において、

前記フルブリッジ回路は、第1スイッチ(SW1)及び第2スイッチ(SW2)の直列接続体、並びに第3スイッチ(SW3)及び第4スイッチ(SW4)の直列接続体を有し、前記各直列接続体が並列接続されて構成されており、

前記第1スイッチ、前記第2スイッチ、前記第3スイッチ及び前記第4スイッチそれぞれには、ダイオード(D1~D4)が逆並列に接続されており、

前記第1交流側端子には、前記第1スイッチと前記第2スイッチとの接続点が接続されており、

前記第2交流側端子には、前記第3スイッチと前記第4スイッチとの接続点が接続されており、

電圧センサ(23)により検出された前記交流電源の電圧値である検出電圧を取得する検出電圧取得部と、

前記交流電源の実際の電圧値である実電圧が 0 になる場合の検出電圧よりも小さい値であってかつ前記実電圧がゼロアップクロスするタイミングを判定するための値を第 1 判定値とし、前記実電圧が 0 になる場合の前記検出電圧よりも大きい値であってかつ前記実電圧がゼロダウンクロスするタイミングを判定するための値を第 2 判定値とする場合、取得された前記検出電圧が前記第 1 判定値を上回ってから前記第 2 判定値を下回るまでの期間を、前記実電圧が正極性である期間と判定し、取得された前記検出電圧が前記第 2 判定値を下回ってから前記第 1 判定値を上回るまでの期間を、前記実電圧が負極性である期間と判定する極性判定部（55）と、

前記極性判定部により判定された前記実電圧の極性が切り替わるたびに、前記第 1 スイッチ及び前記第 4 スイッチの組と、前記第 2 スイッチ及び前記第 3 スイッチの組とのうち、オン操作する組を交互に切り換える操作部（56）と、  
を備える電力変換装置の制御装置。

【請求項 2】

前記第 1 判定値と前記第 2 判定値との間の中間値を中間判定値とし、

前記極性判定部は、

取得した前記検出電圧が前記第 1 判定値を上回った後、取得した前記検出電圧が前記第 2 判定値を下回ることなく前記中間判定値を下回ったと判定した場合、前記実電圧の極性が正極性から負極性に切り替わったと判定し、

取得した前記検出電圧が前記第 2 判定値を下回った後、取得した前記検出電圧が前記第 1 判定値を上回ることなく前記中間判定値を上回ったと判定した場合、前記実電圧の極性が負極性から正極性に切り替わったと判定する請求項 1 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 3】

前記検出電圧の振幅を検出する振幅検出部（70）を備え、

前記極性判定部は、検出された前記検出電圧の振幅に基づいて、前記第 1 判定値及び前記第 2 判定値を可変設定する請求項 1 又は 2 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 4】

前記検出電圧の周波数を検出する周波数検出部（71）を備え、

前記極性判定部は、検出された前記検出電圧の周波数に基づいて、前記第 1 判定値及び前記第 2 判定値を可変設定する請求項 1 ～ 3 のいずれか一項に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 5】

前記第 1 交流側端子又は前記第 2 交流側端子と、前記フルブリッジ回路との間を流れる電流であって、電流センサ（24）により検出された交流電流を取得する電流取得部を備え、前記極性判定部は、取得された前記交流電流に基づいて、前記第 1 判定値及び前記第 2 判定値を補正する請求項 1 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 6】

前記極性判定部により前記実電圧が負極性から正極性に切り替わったと判定されたタイミングを含む所定期間において取得された前記交流電流の平均値であるゼロアップ側平均電流を算出する第 1 平均電流算出部（81）と、

前記極性判定部により前記実電圧が正極性から負極性に切り替わったと判定されたタイミングを含む所定期間において取得された前記交流電流の平均値であるゼロダウン側平均電流を算出する第 2 平均電流算出部（82）と、を備え、

前記極性判定部は、算出された前記ゼロアップ側平均電流に基づいて、前記第 1 判定値を補正し、算出された前記ゼロダウン側平均電流に基づいて、前記第 2 判定値を補正する請求項 5 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 7】

前記極性判定部は、前記実電圧を正極性であると判定した期間と、前記実電圧を負極性であると判定した期間とが等しくなるように、前記第 1 判定値及び前記第 2 判定値を補正する請求項 1 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 8】

前記極性判定部は、前記実電圧がゼロである場合の前記検出電圧である基準電圧と前記第 1 判定値との差、又は前記基準電圧と前記第 2 判定値との差に基づいて、前記第 1 判定値及び前記第 2 判定値を補正する請求項 1 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 9】

前記極性判定部は、前記電力変換装置が前記交流電源に接続されていない場合における前記検出電圧を前記基準電圧として取得する請求項 8 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 10】

前記極性判定部による補正後の前記第 1 判定値がその異常判定値よりも大きいとの条件、又は前記極性判定部による補正後の前記第 2 判定値がその異常判定値よりも大きいとの条件が成立したと判定した場合に、前記電力変換装置が異常であると判定する異常判定部 ( 87 , 88 ) を備える請求項 5 ~ 9 のいずれか一項に記載の電力変換装置の制御装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力変換装置の制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 には、A C ・ D C 変換装置のリアクトルに流れるリアクトル電流を電流指令値に制御すべく、周知のピーク電流モード制御により駆動スイッチを操作する制御装置が開示されている。この制御装置は、交流電源の電圧を検出電圧として取得し、取得した検出電圧の位相に応じて変化する電流補正値を電流指令値に加算することで、出力電流の歪みを低減している。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開 2015 - 198460 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

電力変換装置では、電圧センサにより検出された検出電圧により交流電源の実際の電圧である実電圧の極性が変化するタイミングを判定し、このタイミングに同期させて、フルブリッジ回路を構成するスイッチのうち、オン操作する組を交互に切り換える。ここで、実電圧に対して、検出電圧に位相ずれや上下のオフセットが生じることにより、オン操作されるスイッチの組とオフ操作されるスイッチの組との切り替えタイミングが、実電圧の極性が切り替わるタイミングからずれる場合がある。このことにより、フルブリッジ回路内において、オンしているスイッチの組と、オフしているスイッチの組に逆並列に接続されたダイオードとを含む短絡回路が形成され、この短絡回路に過電流が流れることが懸念される。

30

【0005】

本発明は、上記課題に鑑みたものであり、フルブリッジ回路を備える電力変換装置の制御装置において、過電流が流れるのを抑制できる電力変換装置の制御装置を提供することを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記課題を解決するために本発明は、リアクトル、第 1 交流側端子、第 2 交流側端子、第 1 直流側端子、第 2 直流側端子、及び前記各交流側端子と前記リアクトルとの間に設けられたフルブリッジ回路を有する電力変換装置に適用され、前記各交流側端子から入力された交流電源の交流電圧を直流電圧に変換して前記各直流側端子から出力する機能、及び前記各直流側端子から入力された直流電圧を交流電圧に変換して前記各交流側端子から出力する機能のうち、少なくとも一方の機能を有する電力変換装置の制御装置に関する。前記

50

フルブリッジ回路は、第 1 スイッチ及び第 2 スイッチの直列接続体、並びに第 3 スイッチ及び第 4 スイッチの直列接続体を有し、前記各直列接続体が並列接続されて構成されており、前記第 1 スイッチ、前記第 2 スイッチ、前記第 3 スイッチ及び前記第 4 スイッチそれぞれには、ダイオードが逆並列に接続されており、前記第 1 交流側端子には、前記第 1 スイッチと前記第 2 スイッチとの接続点が接続されており、前記第 2 交流側端子には、前記第 3 スイッチと前記第 4 スイッチとの接続点が接続されている。制御装置は、電圧センサにより検出された前記交流電源の電圧値である検出電圧を取得する検出電圧取得部と、取得された前記検出電圧を電圧判定値と比較することにより、前記交流電源の実際の電圧値である実電圧が正極性であるか負極性であるかを判定する極性判定部と、前記極性判定部により判定された極性が切り替わるたびに、前記第 1 スイッチ及び前記第 4 スイッチの組と、前記第 2 スイッチ及び前記第 3 スイッチの組とのうち、オン操作する組を交互に切り換える操作部と、を備えている。前記電圧判定値は、前記実電圧がゼロアップクロスするタイミングを判定するための第 1 判定値と、前記実電圧がゼロダウンクロスするタイミングを判定するための第 2 判定値とであり、前記極性判定部は、取得された前記検出電圧が前記第 1 判定値を上回ってから前記第 2 判定値を下回るまでの期間を、前記実電圧が正極性である期間と判定し、取得された前記検出電圧が前記第 2 判定値を下回ってから前記第 1 判定値を上回るまでの期間を、前記実電圧が負極性である期間と判定する。

10

#### 【 0 0 0 7 】

実電圧に対して、検出電圧に位相ずれや上下のオフセットが生じている場合、実電圧がゼロクロスするタイミングでの電圧センサの検出電圧が実電圧から乖離する。上記構成では、実電圧がゼロアップクロスするタイミングを判定する第 1 判定値及びゼロダウンクロスするタイミングを判定する第 2 判定値と、検出電圧とを比較することにより、実電圧の極性が判定される。具体的には、検出電圧が、第 1 判定値を上回ってから第 2 判定値を下回るまでの間が、実電圧が正極性である期間と判定され、検出電圧が第 2 判定値を下回ってから第 1 判定値を上回るまでの間が、実電圧が負極性である期間と判定される。これにより、実電圧に対する検出電圧の位相ずれや上下のオフセットが生じている場合でも、第 1、第 4 スイッチの組と、第 2、第 3 スイッチの組とのうち、オン操作される組の操作タイミングが実電圧の極性が切り替わるタイミングからずれるのが抑制される。その結果、電力変換装置に過電流が流れるのを防止することができる。

20

#### 【図面の簡単な説明】

30

#### 【 0 0 0 8 】

【図 1】電力変換装置の構成図。

【図 2】交流電圧センサの回路図。

【図 3】制御装置の機能ブロック図。

【図 4】電流補正部の構成図。

【図 5】電力変換装置の動作を説明するタイミングチャート。

【図 6】第 1、第 2 交流側端子 T に流れる過電流の詳細を説明する図。

【図 7】第 1、第 2 交流側端子に流れる過電流の詳細を説明する図。

【図 8】第 1、第 2 判定値を説明する図。

【図 9】本実施形態の作用効果を説明する図。

40

【図 10】比較例の作用効果を説明する図。

【図 11】基準補正值マップの作成方法を説明する図。

【図 12】第 2 実施形態に係る制御装置の機能ブロック図。

【図 13】振幅の変化に伴い、実電圧のゼロクロスタイミングに対応する検出電圧が変化する様子を説明する図。

【図 14】電圧変動に伴い検出電圧が変化する様子を説明する図。

【図 15】電圧変動に伴い検出電圧が変化する様子を説明する図。

【図 16】第 2 実施形態の変形例に係る判定信号を説明する図。

【図 17】第 3 実施形態に係る制御装置の機能ブロック図。

【図 18】第 4 実施形態に係る制御装置の機能ブロック図。

50

【図 19】第 5 実施形態に係る電力変換装置と交流電源との接続状態を説明する図。

【図 20】制御装置の機能ブロック図。

【図 21】第 5 実施形態の変形例に係る極性判定部を説明する図。

【発明を実施するための形態】

【0009】

< 第 1 実施形態 >

本実施形態に係る電力変換装置について説明する。本実施形態では、電力変換装置は、直流側端子を通じて直流電源から供給される直流電力を、交流電力へ変換して交流電源に供給する。

【0010】

図 1 に示す電力変換装置 100 の第 1 , 第 2 直流側端子 T D 1 , T D 2 には、不図示の直流電源が接続されており、第 1 , 第 2 交流側端子 T A 1 , T A 2 には、交流電源 200 が接続されている。交流電源 200 は、例えば商用電源であり、直流電源は、例えばバッテリーや DC・DC 変換回路である。

【0011】

電力変換装置 100 は、コンデンサ 16 と、ハーフブリッジ回路 15 と、中間コンデンサ 14 と、リアクトル 13 と、フルブリッジ回路 12 と、第 1 ~ 第 6 配線 L P 1 ~ L P 6 とを備えている。

【0012】

第 1 直流側端子 T D 1 には、第 1 配線 L P 1 の第 1 端が接続されており、第 2 直流側端子 T D 2 には第 2 配線 L P 2 の第 1 端が接続されている。第 1 配線 L P 1 と第 2 配線 L P 2 とは、コンデンサ 16 により接続されている。

【0013】

第 1 , 第 2 配線 L P 1 , L P 2 の第 2 端には、ハーフブリッジ回路 15 が接続されている。ハーフブリッジ回路 15 は、第 5 スイッチ S W 5 と、第 6 スイッチ S W 6 とを備えている。第 5 , 第 6 スイッチ S W 5 , S W 6 は、電圧駆動型のスイッチであり、本実施形態では、N チャネル M O S F E T である。第 5 スイッチ S W 5 のソースと、第 6 スイッチ S W 6 のドレインとが接続されている。第 5 スイッチ S W 5 のドレインが第 1 配線 L P 1 に接続され、第 6 スイッチ S W 6 のソースが第 2 配線 L P 2 に接続されている。

【0014】

ハーフブリッジ回路 15 とフルブリッジ回路 12 とは、第 3 配線 L P 3 及び第 4 配線 L P 4 により接続されている。第 3 配線 L P 3 の第 1 端は、第 5 スイッチ S W 5 のソースと、第 6 スイッチ S W 6 のドレインとの間の第 1 接続点 K 1 に接続されている。第 3 配線 L P 3 には、リアクトル 13 が設けられている。また、第 4 配線 L P 4 の第 1 端は、第 6 スイッチ S W 6 のソースに接続されている。第 3 , 第 4 配線 L P 3 , L P 4 それぞれの第 2 端は、フルブリッジ回路 12 に接続されている。第 3 配線 L P 3 と第 4 配線 L P 4 とは、中間コンデンサ 14 により接続されている。

【0015】

フルブリッジ回路 12 は、第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 を備えている。第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 は、電圧駆動型のスイッチであり、本実施形態では、N チャネル M O S F E T である。第 1 スイッチ S W 1 のソースと、第 2 スイッチ S W 2 のドレインとが接続されている。第 3 スイッチ S W 3 のソースと、第 4 スイッチ S W 4 のドレインとが接続されている。第 1 , 第 3 スイッチ S W 1 , S W 3 の各ドレインが第 3 配線 L P 3 に接続され、第 2 , 第 4 スイッチ S W 2 , S W 4 の各ソースが第 4 配線 L P 4 に接続されている。第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 それぞれは、逆並列接続された第 1 ~ 第 4 ボーダイオード D 1 ~ D 4 を備えている。

【0016】

第 3 スイッチ S W 3 のソースと第 4 スイッチ S W 4 のドレインとの間の第 2 接続点 K 2 は、第 6 配線 L P 6 の第 1 端に接続されており、第 6 配線 L P 6 の第 2 端は第 2 交流側端子 T A 2 に接続されている。第 1 スイッチ S W 1 と第 2 スイッチ S W 2 との第 3 接続点 K 3

10

20

30

40

50

は、第 5 配線 L P 5 の第 1 端に接続されており、第 5 配線 L P 5 の第 2 端は第 1 交流側端子 T A 1 に接続されている。

【 0 0 1 7 】

電力変換装置 1 0 0 は、直流電圧センサ 2 1 と、リアクトル電流センサ 2 2 と、交流電圧センサ 2 3 とを備えている。直流電圧センサ 2 1 は、第 1 , 第 2 配線 L P 1 , L P 2 の間に接続されており、第 1 , 第 2 直流側端子 T D 1 , T D 2 を通じて入力される電圧を直流電圧  $V_{dc}$  として検出する。リアクトル電流センサ 2 2 は、第 4 配線 L P 4 に設けられており、リアクトル 1 3 に流れる電流をリアクトル電流  $I_{Lr}$  として検出する。交流電圧センサ 2 3 は、第 5 , 第 6 配線 L P 5 , L P 6 の間に接続されており、交流電源 2 0 0 の電圧を検出電圧  $V_{ac}$  として検出する。

10

【 0 0 1 8 】

交流電圧センサ 2 3 は、図 2 に示すように、基準電圧生成部 2 3 1 と、ボルテージフォロア部 2 3 2 と、差動増幅部 2 3 3 とを備えている。基準電圧生成部 2 3 1 は、抵抗  $R_1$  ,  $R_2$  の直列接続体と、低電圧源 2 4 1 とを備えており、低電圧源 2 4 1 から供給される電圧を抵抗  $R_1$  ,  $R_2$  で分圧することにより基準電圧  $V_s$  を出力する。基準電圧  $V_s$  は、交流電圧センサ 2 3 の検出電圧  $V_{ac}$  の基準となる電圧であり、具体的には、交流電源 2 0 0 の実際の電圧値である実電圧  $V_r$  が 0 になる場合の検出電圧  $V_{ac}$  である。差動増幅部 2 3 3 が有するオペアンプ 2 4 2 の反転入力端子には、第 5 配線 L P 5 を介して交流電源 2 0 0 が接続されており、非反転入力端子には、第 6 配線 L P 6 を介して交流電源 2 0 0 が接続されている。オペアンプ 2 4 2 の反転入力端子と出力端子とは、ローパスフィルタ 2 4 3 で接続されている。基準電圧生成部 2 3 1 からの基準電圧  $V_s$  は、ボルテージフォロア部 2 3 2 を介して、オペアンプ 2 4 2 の非反転入力端子に入力される。オペアンプ 2 4 2 は、基準電圧  $V_s$  を中心として、交流電源 2 0 0 の実電圧  $V_r$  に応じた検出電圧  $V_{ac}$  を出力する。

20

【 0 0 1 9 】

本実施形態では、検出電圧  $V_{ac}$  の極性を次のように定めている。第 1 交流側端子 T A 1 の電圧が第 2 交流側端子 T A 2 の電圧よりも大きい状態を、検出電圧  $V_{ac}$  が正極性であるとし、第 2 交流側端子 T A 2 の電圧が第 1 交流側端子 T A 1 の電圧よりも大きい状態を、検出電圧  $V_{ac}$  が負極性であるとする。

【 0 0 2 0 】

30

電力変換装置 1 0 0 は、第 1 , 第 2 交流側端子 T A 1 , T A 2 に流れる電流を出力電流  $I_{ac}$  として検出する出力電流センサ 2 4 を備えている。本実施形態では、出力電流センサ 2 4 は、第 5 配線 L P 5 に設けられている。第 1 交流側端子 T A 1 から交流電源 2 0 0 を介して第 2 交流側端子 T A 2 の向きに流れる出力電流  $I_{ac}$  を正極性とし、第 2 交流側端子 T A 2 から交流電源 2 0 0 を介して第 1 交流側端子 T A 1 の向きに流れる出力電流  $I_{ac}$  を負極性とする。各センサ 2 1 ~ 2 4 の検出値は、制御装置 3 0 に入力される。

【 0 0 2 1 】

制御装置 3 0 は、第 1 ~ 第 6 スイッチ S W 1 ~ S W 6 をオンオフ操作する。なお、制御装置 3 0 が提供する各機能は、例えば、実体的なメモリ装置に記録されたソフトウェア及びそれを実行するコンピュータ、ハードウェア、又はそれらの組み合わせによって提供することができる。

40

【 0 0 2 2 】

制御装置 3 0 は、取得したリアクトル電流  $I_{Lr}$  を、検出電圧  $V_{ac}$  に基づいて算出した指令電流  $I_{La*}$  に制御すべく、ピーク電流モード制御により第 5 , 第 6 スイッチ S W 5 , S W 6 をオンオフ操作する。制御装置 3 0 は、第 1 , 第 4 スイッチ S W 1 , S W 4 の組と、第 2 , 第 3 スイッチ S W 2 , S W 3 の組とのうち、実電圧  $V_r$  が正極性となる期間では、第 1 , 第 4 スイッチ S W 1 , S W 4 の組をオン操作し、実電圧  $V_r$  が負極性となる期間では、第 2 , 第 3 スイッチ S W 2 , S W 3 の組をオン操作する。

【 0 0 2 3 】

次に、図 3 を用いて、制御装置 3 0 の機能を説明する。制御装置 3 0 は、位相推定部 3 1

50

、波形生成部 32、乗算器 33、絶対値算出部 34、加算器 35、電流補正部 40 及び電流制御部 50 を備えている。本実施形態では、制御装置 30 が、検出電圧取得部に相当する。

#### 【0024】

位相推定部 31 は、検出電圧  $V_{ac}$  に基づいて、検出電圧  $V_{ac}$  の位相 を推定する。この推定方法の一例について説明すると、位相推定部 31 は、検出電圧  $V_{ac}$  の 1 周期 (360°) をカウントし、カウントした値に基づいて位相 を推定する。本実施形態では、検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  を上回るタイミングを  $= 0^\circ$  とし、検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  を下回るタイミングを  $= 180^\circ$  とする。

#### 【0025】

波形生成部 32 は、位相推定部 31 により推定された検出電圧  $V_{ac}$  の位相 に基づいて、検出電圧  $V_{ac}$  の基準波形  $\sin$  を生成する。基準波形  $\sin$  は、検出電圧  $V_{ac}$  の半周期 ( $T/2$ ) における電圧変化を示す値であり、振幅が 1 であり、検出電圧  $V_{ac}$  と同じ周期で変動する。本実施形態においては、基準波形  $\sin$  は、検出電圧  $V_{ac}$  と同位相となる。

#### 【0026】

乗算器 33 は、リアクトル電流  $I_{Lr}$  の振幅指令値  $I_a^*$  と基準波形  $\sin$  とを乗算する。振幅指令値  $I_a^*$  は、リアクトル電流  $I_{Lr}$  の振幅を定める指令値である。絶対値算出部 34 は、乗算器 33 からの出力値の絶対値を、補正前指令電流  $I_{L^*}$  として設定する。

#### 【0027】

電流補正部 40 は、出力電流  $I_{ac}$  の歪みを抑制すべく、補正前指令電流  $I_{L^*}$  に対する補正に用いる電流補正值  $I_c$  を設定する。本実施形態に係る電流補正部 40 の構成について図 4 を用いて説明する。直流電圧を交流電圧に変換する場合、補正前指令電流  $I_{L^*}$  と、歪みが生じているリアクトル電流  $I_{Lr}$  の平均値  $I_{ave}$  との差を示す乖離幅  $i$  は、実電圧  $V_r$  ゼロクロスタイミング付近において最も小さな値となる。ここで、乖離幅  $i$  は、出力電流  $I_{ac}$  の歪みの要因となる。乖離幅  $i$  は、補正前指令電流  $I_{L^*}$  からリアクトル電流  $I_{Lr}$  の平均値  $I_{ave}$  を引いた下記式 (1) を用いて演算することができる。なお、下記式 (1) の導出方法については後述する。

#### 【0028】

##### 【数 1】

$$\Delta i = ms \cdot \frac{\sqrt{2}V_{rms} \cdot |\sin \theta|}{V_{dc}} \cdot T_{sw} + \frac{\sqrt{2}V_{rms} \cdot |\sin \theta| (V_{dc} - \sqrt{2}V_{rms} \cdot |\sin \theta|)}{2LV_{dc}} \cdot T_{sw} \quad \dots (1)$$

上記式 (1) により、直流電圧を交流電圧に変換する場合、乖離幅  $i$  は、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングにおいて最小値を取り、実電圧  $V_r$  のピークタイミングにおいて最大値を取る。そのため、上記式 (1) により算出される乖離幅  $i$  に応じて、電流補正值  $I_c$  を算出することにより、出力電流  $I_{ac}$  の歪みを抑制することができる。

#### 【0029】

電流補正部 40 は、図 4 に示すように、実効値算出部 41 と、上限値設定部 42 と、基準補正值算出部 43 と、最小値選択部 44 と、を備えている。実効値算出部 41 は、実電圧  $V_r$  の実効値  $V_{rms}$  を算出する。

#### 【0030】

上限値設定部 42 は、実効値  $V_{rms}$  と、振幅指令値  $I_a^*$  とに基づいて上限値  $I_{dc}$  を設定する。振幅指令値  $I_a^*$  が大きいほど、リアクトル電流  $I_{Lr}$  の増加分が大きくなるため、上限値設定部 42 は、振幅指令値  $I_a^*$  が大きいほど、上限値  $I_{dc}$  を大きな値に設定する。また、実効値  $V_{rms}$  が大きいほど、第 5 スイッチ  $SW_5$  のオン期間のデューティ比が大きくなり、乖離幅が増加するため、上限値  $I_{dc}$  を大きな値に設定する。

#### 【0031】

本実施形態では、上限値設定部 42 は、実効値  $V_{rms}$  毎に、振幅指令値  $I_a^*$  と、上限

10

20

30

40

50

値  $I_{dc}$  との関係を示す直流成分マップを備えている。例えば、各実効値  $V_{rms}$  は、各国の商用電源の実効値  $V_{rms}$  に対応している。そのため、上限値設定部 42 は、実効値  $V_{rms}$  毎の直流成分マップを参照することで、振幅指令値  $I_a^*$  に応じた上限値  $I_{dc}$  を設定することができる。

#### 【0032】

基準補正值算出部 43 は、実効値  $V_{rms}$  に基づいて、基準補正值  $I_h$  を設定する。本実施形態では、基準補正值算出部 43 により設定される基準補正值  $I_h$  は、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミング又はその付近において極小値を取り、ピークタイミングにおいて極大値を取る。具体的には、基準補正值  $I_h$  は、時間の推移とともに、その値が変化する。また、本実施形態では、基準補正值  $I_h$  は、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングにおいてゼロに定められているが、これに限定されず、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングにおいてゼロより大きい値に定められていてもよい。

10

#### 【0033】

基準補正值算出部 43 は、実効値  $V_{rms}$  毎に、基準補正值  $I_h$  を記録した補正值マップを備えている。各補正值マップは、実効値  $V_{rms}$  が大きいほど、基準補正值  $I_h$  が大きな値となるようにその値が定められている。

#### 【0034】

最小値選択部 44 は、上限値設定部 42 により設定された上限値  $I_{dc}$  と、基準補正值算出部 43 により設定された基準補正值  $I_h$  とのうち、小さい方の値を電流補正值  $I_c$  に設定する。そのため、基準補正值  $I_h$  が上限値  $I_{dc}$  より小さい値であれば、基準補正值  $I_h$  が電流補正值  $I_c$  として設定され、基準補正值  $I_h$  が上限値  $I_{dc}$  以上の値であれば、上限値  $I_{dc}$  が電流補正值  $I_c$  として設定される。

20

#### 【0035】

図3の説明に戻り、加算器 35 は、補正前指令電流  $I_L^*$  に電流補正值  $I_c$  を加算し、加算後の値を指令電流  $I_L^a$  として設定する。本実施形態では、指令電流  $I_L^a$  が電流指令値に相当する。

#### 【0036】

電流制御部 50 は、リアクトル電流  $I_L^r$  と、指令電流  $I_L^a$  とに基づいて、第5スイッチ  $SW_5$  を操作する第5ゲート信号  $GS_5$  と、第6スイッチ  $SW_6$  を操作する第6ゲート信号  $GS_6$  とを出力する。電流制御部 50 は、DA変換器 351 と、コンパレータ 352 と、加算器 353 と、RSフリップフロップ 357 と、スローブ補償部 51 と、を備えている。指令電流  $I_L^a$  は、DA変換器 351 に入力される。DA変換器 351 は、入力された指令電流  $I_L^a$  をデジタル値からアナログ値に変換する。アナログ値に変換された指令電流  $I_L^a$  は、コンパレータ 352 の反転入力端子に入力される。加算器 353 は、リアクトル電流  $I_L^r$  とスローブ補償部 51 により設定されたスローブ補償信号  $Slope$  とを加算し、補償したリアクトル電流  $I_L^r$  を出力する。加算器 353 からの出力は、コンパレータ 352 の非反転入力端子に入力される。なお、スローブ補償信号  $Slope$  は、リアクトル 13 に流れる電流の変動に伴う発振を抑制するものである。

30

#### 【0037】

コンパレータ 352 は、指令電流  $I_L^a$  とリアクトル電流  $I_L^r$  とを比較し、リアクトル電流  $I_L^r$  が指令電流  $I_L^a$  より小さい期間において、ロー状態の信号をRSフリップフロップ 357 のR端子に入力する。また、コンパレータ 352 は、リアクトル電流  $I_L^r$  が指令電流  $I_L^a$  より大きい期間において、ハイ状態の信号をRSフリップフロップ 357 のR端子に入力する。更に、RSフリップフロップ 357 のS端子には、クロック信号が入力される。クロック信号の1周期が第5、第6スイッチ  $SW_5$ 、 $SW_6$  の1スイッチング周期  $T_{sw}$  となる。

40

#### 【0038】

RSフリップフロップ 357 のQ端子は、第5スイッチ  $SW_5$  のゲートに接続されている。Q端子から第5スイッチ  $SW_5$  のゲートに出力される信号が、第5ゲート信号  $GS_5$  となる。また、RSフリップフロップ 357 の出力端子は、反転器 358 を介して第6スイ

50



ッチSW6のゲートに接続されている。Q端子から反転器358を介して第6スイッチSW6のゲートに出力される信号が、第6ゲート信号GS6となる。第6ゲート信号GS6は、第5ゲート信号GS5の論理を反転させた値となる。

#### 【0039】

制御装置30は、検出電圧Vacに基づいて、実電圧Vrの極性を判定する極性判定部55を備えている。極性判定部55は、実電圧Vrの極性が正極性であると判定する期間においてハイ状態の極性判定信号PSを出力する。一方、極性判定部55は、実電圧Vrの極性が負極性であると判定する期間においてロー状態の極性判定信号PSを出力する。なお、極性判定部55の詳細な構成については後述する。

#### 【0040】

極性判定部55からの極性判定信号PSは、操作部56に入力される。操作部56は、極性判定信号PSを、その論理を維持したまま第1,第4スイッチSW1,SW4のゲートに供給する。そのため、操作部56から第1スイッチSW1のゲートに出力される極性判定信号PSが第1ゲート信号GS1となり、操作部56から第4スイッチSW4のゲートに出力される極性判定信号PSが第4ゲート信号GS4となる。極性判定部55からの極性判定信号PSは、操作部56が備える反転器359にも入力される。極性判定信号PSは、反転器359により論理が反転された状態で、第2,第3スイッチSW2,SW3のゲートに入力される。反転器359から第2スイッチSW2のゲートに出力される信号が第2ゲート信号GS2となり、反転器359から第3スイッチSW3のゲートに出力される信号が第3ゲート信号GS3となる。

#### 【0041】

次に、図5を用いて、電力変換装置100の動作を説明する。図5(a)は、検出電圧Vac及び直流電圧Vdcの推移を示している。図5(b)は、第1,第4ゲート信号GS1,GS4の推移を示し、図5(c)は、第2,第3ゲート信号GS2,GS3の推移を示す。図5(d)は、第5ゲート信号GS5と、第6ゲート信号GS6を反転させた信号との推移を示す。図5(e)は、指令電流ILa\*の推移を示し、図5(f)は、リアクトル電流ILrの推移を示す。図5(g)は、出力電流Iacの推移を示す。

#### 【0042】

制御装置30により算出される指令電流ILa\*は、正弦波の正の半波が周期T/2で繰り返される波形となっている。図5では、指令電流ILa\*は、検出電圧Vacの波形に応じて、その値が変化している。

#### 【0043】

検出電圧Vacの1周期Tにおいて、検出電圧Vacが正となる第1期間P1(=T/2)では、第1,第4ゲート信号GS1,GS4がハイ状態となり、第2,第3ゲート信号GS2,GS3がロー状態となる。これにより、フルブリッジ回路12では、第1,第4スイッチSW1,SW4がオン状態となり、第2,第3スイッチSW2,SW3がオフ状態となる。この第1期間P1において、制御装置30は、ピーク電流モード制御によりリアクトル電流ILrを指令電流ILa\*に制御するべく、第5,第6ゲート信号GS5,GS6の1スイッチング周期Tswでのオン期間の比を示すデューティ比(=Ton/Tsw)を変更する。このとき、1スイッチング周期Tswでのリアクトル電流ILrは、第5スイッチのデューティ比に応じた値となる。そのため、リアクトル電流ILrの平均値Iaveは、指令電流ILa\*に近い値となる。

#### 【0044】

検出電圧Vacが負となる第2期間P2(=T/2)では、第1,第4ゲート信号GS1,GS4がロー状態となり、第2,第3ゲート信号GS2,GS3がハイ状態となる。これにより、フルブリッジ回路12では、第1,第4スイッチSW1,SW4がオフ状態となり、第2,第3スイッチSW2,SW3がオン状態となる。この第2期間P2においても、制御装置30は、ピーク電流モード制御によりリアクトル電流ILrを指令電流ILa\*に制御するべく、第5,第6ゲート信号GS5,GS6のデューティ比を変更する。

#### 【0045】

10

20

30

40

50

実電圧  $V_r$  に対して検出電圧  $V_{ac}$  に位相ずれが生じる場合がある。実電圧  $V_r$  に対する検出電圧  $V_{ac}$  の位相ずれは、交流電圧センサ 23 を構成する素子の製造ばらつきや、温度特性によって生じる。また、実電圧  $V_r$  に対する検出電圧  $V_{ac}$  の位相ずれは、交流電圧センサ 23 の差動増幅部 233 が備えるローパスフィルタ 243 が容量成分として作用することによっても生じる。

#### 【0046】

実電圧  $V_r$  に対する検出電圧  $V_{ac}$  の位相ずれにより、検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  になるタイミングが、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングからずれる。これにより、フルブリッジ回路 12 を構成する第 1 ～ 第 4 スイッチ素子  $SW_1 \sim SW_4$  のオンオフ操作の切り替えタイミングが、実電圧  $V_r$  の極性が切り替わるタイミングからずれ、第 1, 第 2 交流側端子  $TA_1, TA_2$  に過電流が流れる場合がある。

10

#### 【0047】

図 6, 図 7 を用いて、第 1, 第 2 交流側端子  $TA_1, TA_2$  に流れる過電流の詳細を説明する。図 6 (a) は、検出電圧  $V_{ac}$  及び実電圧  $V_r$  の推移を示し、図 6 (b) は、第 1, 第 4 ゲート信号  $GS_1, GS_4$  の推移を示す。図 6 (c) は、第 2, 第 3 ゲート信号  $GS_2, GS_3$  の推移を示し、図 6 (d) は、出力電流  $I_{ac}$  の推移を示す。図 7 (a) は、図 6 の期間  $P_{11}$  における、フルブリッジ回路 12 及び交流電源 200 に流れる電流の流通経路を示す図である。なお、図 6 (a) では、説明を容易にするため、基準電圧  $V_s$  をゼロとした場合の検出電圧  $V_{ac}$  と実電圧  $V_r$  とを示している。図 7 (b) は、図 6 の期間  $P_{12}$  における、フルブリッジ回路 12 及び交流電源 200 に流れる電流を説明する図である。

20

#### 【0048】

図 6 (a) に実線で示す検出電圧  $V_{ac}$  は、破線で示す実電圧  $V_r$  よりも位相が遅れている。これにより、検出電圧  $V_{ac}$  が正となる第 1 期間  $P_1$  において、第 1, 第 4 ゲート信号  $GS_1, GS_4$  の立ち下がりタイミングが、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングよりもだけ遅延している。また、第 2, 第 3 ゲート信号  $GS_2, GS_3$  の立ち上がりタイミングが、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングよりもだけ遅延している。更に、期間  $P_{11}$  では、実電圧  $V_r$  が負であるのに対して、交流電圧センサ 23 により検出された検出電圧  $V_{ac}$  は 0 (基準電圧  $V_s$ ) よりも高い値となっている。

#### 【0049】

30

期間  $P_{11}$  では、図 7 (a) に示すように、第 1, 第 2 交流側端子  $TA_1, TA_2$  間に印加される負の実電圧  $V_r$  により、第 3 スイッチ  $SW_3$  のボディダイオード  $D_3$  と、第 1 スイッチ  $SW_1$  のドレイン・ソース間とを含む閉回路に、第 1 交流側端子  $TA_1$  から交流電源 200 を介して第 2 交流側端子  $TA_2$  の向きに、第 1 電流  $I_1$  が流れる。同様に、負の実電圧  $V_r$  により、第 4 スイッチ  $SW_4$  のドレイン・ソース間と、第 2 スイッチ  $SW_2$  のボディダイオード  $D_2$  とを含む閉回路に、第 1 交流側端子  $TA_1$  から交流電源 200 を介して第 2 交流側端子  $TA_2$  の向きに第 2 電流  $I_2$  が流れる。そのため、期間  $P_{11}$  では、図 6 (d) に示すように、第 1 電流  $I_1$  と第 2 電流  $I_2$  とが足し合わされて過電流が流れる。

#### 【0050】

40

図 6 の説明に戻り、期間  $P_{12}$  では、第 1, 第 4 ゲート信号  $GS_1, GS_4$  の立ち上がりタイミングが、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングよりもだけ遅延している。また、期間  $P_{12}$  では、第 2, 第 3 ゲート信号  $GS_2, GS_3$  の立ち下がりタイミングが、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングよりもだけ遅延している。更に、期間  $P_{12}$  では、実電圧  $V_r$  が正であるのに対して、交流電圧センサ 23 により検出された検出電圧  $V_{ac}$  は 0 (基準電圧  $V_s$ ) よりも低い負となっている。

#### 【0051】

期間  $P_{12}$  では、図 7 (b) に示すように、第 1, 第 2 交流側端子  $TA_1, TA_2$  間に印加される正の実電圧  $V_r$  により、第 1 スイッチ  $SW_1$  のボディダイオード  $D_1$  と、第 3 スイッチ  $SW_3$  のドレイン・ソース間とを含む閉回路に、第 2 交流側端子  $TA_2$  から交流

50

電源 200 を介して第 1 交流側端子 TA1 の向きに、第 3 電流 I3 が流れる。同様に、正の実電圧 Vr により、第 2 スイッチ SW2 のドレイン・ソース間と、第 4 スイッチ SW4 のボディダイオード D4 とを含む閉回路に、第 2 交流側端子 TA2 から交流電源 200 を介して第 1 交流側端子 TA1 の向きに第 4 電流 I4 が流れる。そのため、期間 P12 では、第 3 電流 I3 と第 4 電流 I4 とが足し合わされて過電流が流れる。

#### 【0052】

実電圧 Vr に対する検出電圧 Vac の位相ずれが生じている場合、実電圧 Vr のゼロクロスタイミングでの検出電圧 Vac は、基準電圧 Vs とは異なる値となる。図 6 (a) では、検出電圧 Vac は、実電圧 Vr のゼロアップクロスタイミングにおいて、基準電圧 Vs よりも低い値となっており、実電圧 Vr のゼロダウンクロスタイミングにおいて、基準電圧 Vs よりも高い値となっている。そこで、本実施形態では、実電圧 Vr に対する検出電圧 Vac の位相ずれを加味して、実電圧 Vr の極性判定に用いる判定値を定めている。

10

#### 【0053】

図 3 の説明に戻り、本実施形態に係る極性判定部 55 は、第 1 判定値出力部 60 と、第 2 判定値出力部 61 と、第 1 比較部 62 と、第 2 比較部 63 と、判定信号出力部 64 とを備えている。

#### 【0054】

第 1 判定値出力部 60 は、実電圧 Vr の極性判定に用いられる第 1 判定値 Th1 を出力する。第 1 判定値 Th1 は、実電圧 Vr の位相がゼロアップクロスタイミングであることを判定するための電圧値であり、本実施形態では、図 8 (a) に示すように、基準電圧 Vs よりも小さい値に定められている。第 2 判定値出力部 61 は、実電圧 Vr の極性判定に用いられる第 2 判定値 Th2 を出力する。第 2 判定値 Th2 は、実電圧 Vr の位相がゼロダウンクロスタイミングであることを判定するための電圧値であり、本実施形態では、図 8 (a) に示すように、基準電圧 Vs よりも大きい値に定められている。

20

#### 【0055】

第 1 比較部 62 の非反転入力端子には、検出電圧 Vac が入力され、反転入力端子には、第 1 判定値 Th1 が入力される。図 8 (b) に示すように、第 1 比較部 62 は、検出電圧 Vac が第 1 判定値 Th1 よりも大きい値である場合に、ハイ状態の第 1 比較信号 CS1 を出力し、検出電圧 Vac が第 1 判定値 Th1 以下である場合に、ロー状態の第 1 比較信号 CS1 を出力する。第 2 比較部 63 の非反転入力端子には、検出電圧 Vac が入力され、反転入力端子には、第 2 判定値 Th2 が入力される。図 8 (c) に示すように、第 2 比較部 63 は、検出電圧 Vac が第 2 判定値 Th2 よりも大きい値である場合に、ハイ状態の第 2 比較信号 CS2 を出力し、検出電圧 Vac が第 2 判定値 Th2 以下である場合に、ロー状態の第 2 比較信号 CS2 を出力する。

30

#### 【0056】

第 1 比較信号 CS1 と第 2 比較信号 CS2 とは、判定信号出力部 64 に入力される。図 8 (d) に示すように、判定信号出力部 64 は、第 1 比較信号 CS1 がロー状態からハイ状態に切り替わった場合に、極性判定信号 PS をロー状態からハイ状態に変化させる。判定信号出力部 64 は、第 2 比較信号 CS2 がハイ状態からロー状態に切り替わった場合に、極性判定信号 PS をハイ状態からロー状態に変化させる。そのため、判定信号出力部 64 は、検出電圧 Vac が第 1 判定値 Th1 を上回ってから第 2 判定値 Th2 を下回るまでの期間を、実電圧 Vr が正極性である期間と判定する。判定信号出力部 64 は、検出電圧 Vac が第 2 判定値 Th2 を下回ってから第 1 判定値 Th1 を上回るまでの期間を、実電圧 Vr が負極性である期間と判定する。

40

#### 【0057】

次に、図 9、図 10 を用いて、本実施形態の作用効果について説明する。図 9 (a) は実電圧 Vr のゼロアップクロスタイミング付近での検出電圧 Vac の推移を示し、図 9 (b) は第 1 ゲート信号 GS1 と第 2 ゲート信号 GS2 との推移を示す。なお、図 9 (b) では、第 2 ゲート信号 GS2 を破線により示している。図 9 (c) はフルブリッジ回路 12 に流れる出力電流 Iac の変化を示す。なお、図 9 (a) では、説明を容易にするため、

50

基準電圧  $V_s$  をゼロとした場合の実電圧  $V_r$  と検出電圧  $V_{ac}$  とを示している。

【 0 0 5 8 】

時刻  $t_1$  において、実電圧  $V_r$  の位相がゼロアップクロスタイミングとなっている。検出電圧  $V_{ac}$  は、実電圧  $V_r$  に対して位相が遅れており、時刻  $t_1$  において基準電圧  $V_s$  よりも低い値のままである。その後、時刻  $t_2$  において、検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  まで上昇している。時刻  $t_1$  から時刻  $t_2$  の期間では、実電圧  $V_r$  が正極性であるのに対して、検出電圧  $V_{ac}$  は基準電圧  $V_s$  よりも低い値となっている。

【 0 0 5 9 】

本実施形態では、第 1 判定値  $T_{h1}$  が基準電圧  $V_s$  よりも低い値に定められているため、時刻  $t_1$  以後において、検出電圧  $V_{ac}$  が第 1 判定値  $T_{h1}$  を上回ることにより、実電圧  $V_r$  が正極性であることが判定されている。そのため、時刻  $t_1$  以後において、実電圧  $V_r$  の極性の切り替わりタイミングに合わせて、第 1 ゲート信号  $G_{S1}$  がハイ状態となり、第 2 ゲート信号  $G_{S2}$  がロー状態となっている。これにより、フルブリッジ回路 12 に過電流が流れることが抑制される。

【 0 0 6 0 】

図 10 は、比較例の制御装置 30 の処理を示す図である。比較例は、第 1 , 第 2 判定値  $T_{h1}$  ,  $T_{h2}$  を基準電圧  $V_s$  とした構成である。図 10 ( a ) ~ 図 10 ( c ) は、図 9 ( a ) ~ 図 9 ( c ) に対応している。図 10 で示す比較例においても、時刻  $t_{11}$  において、実電圧  $V_r$  の位相がゼロアップクロスタイミングとなっている。時刻  $t_{11}$  から時刻  $t_{12}$  の期間において、検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  よりも低い値となっている。

【 0 0 6 1 】

比較例では、第 1 判定値  $T_{h1}$  が基準電圧  $V_s$  であるため、時刻  $t_{11}$  から時刻  $t_{12}$  の期間では、検出電圧  $V_{ac}$  が第 1 判定値  $T_{h1}$  よりも小さく、実電圧  $V_r$  が負極性と判定される。即ち、時刻  $t_{11}$  から時刻  $t_{12}$  の期間では、実電圧  $V_r$  が正極性であるのに対して、極性判定部 55 による実電圧  $V_r$  の判定結果が負極性となっている。そのため、第 1 ゲート信号  $G_{S1}$  がロー状態となり、第 2 ゲート信号  $G_{S2}$  がハイ状態となっており、フルブリッジ回路 12 に過電流が流れる。

【 0 0 6 2 】

続いて、図 11 を用いて、先の図 3 で説明した基準補正值マップの作成方法について説明する。

【 0 0 6 3 】

本実施形態では、乖離幅  $i$  を、補正前指令電流  $I_{L*}$  からリアクトル電流  $I_{Lr}$  の平均値  $I_{ave}$  を引いた値としている。なお、図 11 において、 $D$  は、第 5 スイッチ  $SW_5$  におけるオン期間のデューティ比を示す。

【 0 0 6 4 】

図 11 より、乖離幅  $i$  は、オン期間 ( =  $D \times T_{sw}$  ) でのスロープ補償信号  $S_{slope}$  の最大増加分  $s_{slope}$  に、リアクトル電流  $I_{Lr}$  の最大増加分  $I_L$  の半分の値 (  $I_L / 2$  ) を加えたものとみなすことができる。そのため、乖離幅  $i$  は、下記数式 ( 1 ) により算出される。

【 0 0 6 5 】

$$i = I_{L*} - I_{ave} = s_{slope} + I_L / 2 \quad \dots (2)$$

また、リアクトル電流  $I_{Lr}$  の最大増加分  $I_L$  は、リアクトル 13 の両端に生じる電圧と、リアクトル 13 のインダクタンス  $L$  とを用いて、下記式 ( 3 ) により算出することができる。

【 0 0 6 6 】

【数 2】

$$\Delta I_L = \frac{V_{dc} - \sqrt{2} V_{rms} \cdot |\sin \theta|}{L} \cdot D \cdot T_{sw} \quad \dots (3)$$

10

20

30

40

50

また、スロープ補償信号  $Slope$  の最大増加分  $slope$  は、下記式 (4) により算出することができる。

$$slope = ms \times D \times Tsw \quad \dots (4)$$

例えば、乖離幅  $i$  を算出する際のスロープ補償信号  $Slope$  の傾き  $ms$  は、傾き  $ms$  の平均値を用いればよい。

【0067】

第5スイッチ  $SW5$  のオン期間のデューティ比  $D$  は、検出電圧  $Vac$  の実効値  $Vrms$  を用いて、下記式 (5) により算出することができる。

【0068】

【数3】

$$D = \frac{\sqrt{2}Vrms \cdot |\sin \theta|}{Vdc} \quad \dots (5)$$

10

上記式 (2) ~ (5) により乖離幅  $i$  は上記式 (1) として算出される。本実施形態では、上記式 (1) で示される乖離幅  $i$  を用いて、基準補正值  $Ih$  を算出する。例えば、乖離幅  $i$  に算出係数を乗算した値を、基準補正值  $Ih$  として用いることができる。なお、算出係数は、0 より大きく、1 以下の値とすることができる。そして、算出した各基準補正值  $Ih$  を、実効値  $Vrms$  毎に記録することで、基準補正值マップを作成することができる。

20

【0069】

以上説明した本実施形態では、以下の効果を奏することができる。

【0070】

制御装置 30 は、交流電圧センサ 23 の基準電圧  $Vs$  と異なる値である第1, 第2判定値  $Th1$ ,  $Th2$  を用いて、実電圧  $Vr$  の極性判定を行う。制御装置 30 は、検出電圧  $Vac$  が第1判定値  $Th1$  を上回ってから第2判定値  $Th2$  を下回るまでの期間を、実電圧  $Vr$  が正極性である期間と判定し、検出電圧  $Vac$  が第2判定値  $Th2$  を下回ってから第1判定値  $Th1$  を上回るまでの期間を、実電圧  $Vr$  が負極性である期間と判定する。これにより、実電圧  $Vr$  に対する検出電圧  $Vac$  の位相ずれが生じている場合でも、第1, 第4スイッチ  $SW1$ ,  $SW4$  の組と、第2, 第3スイッチ  $SW2$ ,  $SW3$  の組とのうち、オン操作される組の操作タイミングが実電圧  $Vr$  の極性が切り替わるタイミングからずれるのが抑制される。その結果、電力変換装置 100 の各交流側端子  $TA1$ ,  $TA2$  に過電流が流れるのを防止することができる。

30

【0071】

< 第1実施形態の変形例 >

基準電圧生成部 231 は、基準電圧  $Vs$  を生成するものであればよく、抵抗を用いた分圧回路に限らず、スイッチング電源であってもよい。

【0072】

< 第2実施形態 >

第2実施形態では、第1実施形態と異なる構成を主に説明する。なお、第1実施形態と同一の符号を付した構成は同一の構成を示し、その説明は繰り返さない。

40

【0073】

本実施形態では、検出電圧  $Vac$  の振幅及び周波数の違い、更には実電圧  $Vr$  の急な電圧変動による検出電圧  $Vac$  の変化を加味して、第1, 第2判定値  $Th1$ ,  $Th2$  を可変設定する。

【0074】

図12に示すように、本実施形態に係る極性判定部 55 は、振幅検出部 70 と、周波数検出部 71 と、第1判定値出力部 72 と、第2判定値出力部 73 と、第3判定値出力部 74 と、第4判定値出力部 75 と、第1比較部 76 と、第2比較部 77 と、第3比較部 78 と、第4比較部 79 と、判定信号出力部 80 とを備えている。

50

## 【 0 0 7 5 】

振幅検出部 7 0 は、検出電圧  $V_{ac}$  の振幅  $A$  を検出する。例えば、振幅検出部 7 0 は、交流電圧センサ 2 3 により検出された検出電圧  $V_{ac}$  の 1 周期  $T$  において、最大値又は最小値と中央値との差を検出電圧  $V_{ac}$  の振幅  $A$  として検出する。

## 【 0 0 7 6 】

周波数検出部 7 1 は、検出電圧  $V_{ac}$  に基づいて、検出電圧  $V_{ac}$  の周波数  $F$  を検出する。本実施形態では、交流電源 2 0 0 の出力周波数が、第 1 周波数と、第 1 周波数よりも高い第 2 周波数とのうちいずれであるとする。本実施形態では、一例として、第 1 周波数が 5 0 H z であり、第 2 周波数が 6 0 H z である。

## 【 0 0 7 7 】

第 1 判定値出力部 7 2 は、振幅検出部 7 0 により検出された振幅  $A$  が大きくなるほど、第 1 判定値  $Th1$  (  $V_s$  ) を小さな値に設定する。これは、振幅  $A$  が大きくなるほど、検出電圧  $V_{ac}$  の傾きが大きくなり、基準電圧  $V_s$  から、実電圧  $V_r$  のゼロアップクロスタイミングで検出される検出電圧  $V_{ac}$  までの乖離幅が負側に大きくなるためである。図 1 3 では、振幅  $A$  が異なる 2 つの検出電圧  $V_{ac1}$  ,  $V_{ac2}$  における、実電圧  $V_r$  のゼロアップクロスタイミングに対応する電圧を、ゼロアップ側検出電圧  $V_{u1}$  ,  $V_{u2}$  として示している。振幅が大きい方の検出電圧  $V_{ac1}$  におけるゼロアップ側検出電圧  $V_{u1}$  は、振幅が小さい方の検出電圧  $V_{ac2}$  におけるゼロアップ側検出電圧  $V_{u2}$  よりも小さな値となっている。

## 【 0 0 7 8 】

第 2 判定値出力部 7 3 は、振幅検出部 7 0 により検出された振幅  $A$  が大きくなるほど、第 2 判定値  $Th2$  を大きな値に設定する。これは、振幅  $A$  が大きくなるほど、検出電圧  $V_{ac}$  の傾きが大きくなり、基準電圧  $V_s$  から、実電圧  $V_r$  のゼロダウンスクロスタイミングで検出される検出電圧  $V_{ac}$  までの乖離幅が正側に大きくなるためである。図 1 3 では、振幅  $A$  が異なる 2 つの検出電圧  $V_{ac1}$  ,  $V_{ac2}$  における、実電圧  $V_r$  のゼロダウンスクロスタイミングに対応する電圧を、ゼロダウン側検出電圧  $V_{d1}$  ,  $V_{d2}$  として示している。振幅が大きい方の検出電圧  $V_{ac1}$  におけるゼロダウン側検出電圧  $V_{d1}$  は、振幅が小さい方の検出電圧  $V_{ac2}$  におけるゼロダウン側検出電圧  $V_{d2}$  よりも大きな値となっている。

## 【 0 0 7 9 】

第 1 判定値出力部 7 2 は、周波数検出部 7 1 により検出された周波数  $F$  に基づいて、第 1 判定値  $Th1$  を可変設定する。また、第 2 判定値出力部 7 3 は、周波数検出部 7 1 により検出された周波数  $F$  に基づいて、第 2 判定値  $Th2$  を可変設定する。これは、検出電圧  $V_{ac}$  の周波数  $F$  に応じて、検出電圧  $V_{ac}$  の傾きが変化し、ゼロダウン側検出電圧と、ゼロアップ側検出電圧とが異なる値となるためである。

## 【 0 0 8 0 】

第 3 判定値出力部 7 4 は、第 1 判定値  $Th1$  と第 2 判定値  $Th2$  との間の中間判定値である第 3 判定値  $Th3$  を出力する。第 3 判定値  $Th3$  は、実電圧  $V_r$  の急な電圧変動により、検出電圧  $V_{ac}$  が第 1 判定値  $Th1$  を上回った後において、十分に上昇することなく低下に転じる場合があることに備えて設定される。検出電圧  $V_{ac}$  が次の半周期 (  $= T / 2$  ) 内に第 2 判定値  $Th2$  を下回らない場合、実電圧  $V_r$  の極性が誤判定されたままとなり、電力変換装置 1 0 0 に過電流が流れ続けることとなる。

## 【 0 0 8 1 】

第 4 判定値出力部 7 5 は、第 1 判定値  $Th1$  と第 2 判定値  $Th2$  との間の中間判定値である第 4 判定値  $Th4$  を出力する。第 4 判定値  $Th4$  は、実電圧  $V_r$  の急な電圧変動により、検出電圧  $V_{ac}$  が第 2 判定値  $Th2$  を下回った後において、十分に低下することなく上昇に転じる場合があることに備えて設定される。検出電圧  $V_{ac}$  が次の半周期内に第 1 判定値  $Th1$  を上回らない場合、実電圧  $V_r$  の極性が誤判定されたままとなり、電力変換装置 1 0 0 に過電流が流れ続けることとなる。

## 【 0 0 8 2 】

10

20

30

40

50

本実施形態では、第3判定値 $T_{h3}$ は基準電圧 $V_s$ よりも低い値に定められており、第4判定値 $T_{h4}$ は基準電圧 $V_s$ よりも高い値に定められている。第3判定値出力部74は、検出された振幅 $A$ が大きくなるほど、第3判定値 $T_{h3}$ を小さな値に設定する。第4判定値出力部75は、検出された振幅 $A$ が大きくなるほど、第4判定値 $T_{h4}$ を大きな値に設定する。第3、第4判定値出力部74、75は、検出された周波数 $F$ に基づいて、第3、第4判定値 $T_{h3}$ 、 $T_{h4}$ を可変設定する。

#### 【0083】

本実施形態では、第1～第4判定値出力部72～75は、検出電圧 $V_{ac}$ における振幅 $A$ と周波数 $F$ との組合せと、第1～第4判定値 $T_{h1}$ ～ $T_{h4}$ との関係を示す判定値マップを備えている。第1～第4判定値出力部72～75は、この判定値マップを参照することで、検出電圧 $V_{ac}$ における振幅 $A$ と周波数 $F$ との組合せに応じた第1～第4判定値 $T_{h1}$ ～ $T_{h4}$ を出力することができる。

10

#### 【0084】

第1比較部76には検出電圧 $V_{ac}$ と第1判定値 $T_{h1}$ が入力され、第2比較部77には検出電圧 $V_{ac}$ と第2判定値 $T_{h2}$ が入力される。第3比較部78の非反転入力端子には、検出電圧 $V_{ac}$ が入力され、反転入力端子には、第3判定値 $T_{h3}$ が入力される。第4比較部79の非反転入力端子には、検出電圧 $V_{ac}$ が入力され、反転入力端子には、第4判定値 $T_{h4}$ が入力される。第3比較部78は、検出電圧 $V_{ac}$ が第3判定値 $T_{h3}$ よりも大きな値である場合に、ハイ状態の第3比較信号 $CS_3$ を出力し、検出電圧 $V_{ac}$ が第3判定値 $T_{h3}$ 以下である場合に、ロー状態の第3比較信号 $CS_3$ を出力する。第4比較部79は、検出電圧 $V_{ac}$ が第4判定値 $T_{h4}$ よりも大きな値である場合に、ハイ状態の第4比較信号 $CS_4$ を出力し、検出電圧 $V_{ac}$ が第4判定値 $T_{h4}$ 以下である場合に、ロー状態の第4比較信号 $CS_4$ を出力する。

20

#### 【0085】

判定信号出力部80には、第1～第4比較部76～79からの第1～第4比較信号 $CS_1$ ～ $CS_4$ が入力される。判定信号出力部80は、第1比較信号 $CS_1$ がロー状態からハイ状態に変化した場合、極性判定信号 $PS$ をロー状態からハイ状態に変化させる。また、判定信号出力部80は、第2比較信号 $CS_2$ がハイ状態からロー状態に変化した場合、極性判定信号 $PS$ をハイ状態からロー状態に変化させる。

#### 【0086】

30

判定信号出力部80は、第1比較信号 $CS_1$ がハイ状態である場合において、第3比較信号 $CS_3$ がハイ状態からロー状態に変化した場合、極性判定信号 $PS$ をハイ状態からロー状態に変化させる。これにより、判定信号出力部80は、検出電圧 $V_{ac}$ が第1判定値 $T_{h1}$ を上回った後、検出電圧 $V_{ac}$ が第2判定値 $T_{h2}$ を下回ることなく第3判定値を下回った場合に、極性判定信号 $PS$ をロー状態に変化させ、実電圧 $V_r$ が正極性から負極性に切り替わったと判定する。

#### 【0087】

判定信号出力部80は、第2比較信号 $CS_2$ がロー状態である場合において、第4比較信号 $CS_4$ がロー状態からハイ状態に変化した場合、極性判定信号 $PS$ をロー状態からハイ状態に変化させる。これにより、判定信号出力部80は、検出電圧 $V_{ac}$ が第2判定値 $T_{h2}$ を下回った後、検出電圧 $V_{ac}$ が第1判定値 $T_{h1}$ を上回ることなく第4判定値 $T_{h4}$ を上回った場合に、極性判定信号 $PS$ をハイ状態に変化させ、実電圧 $V_r$ が負極性から正極性に切り替わったと判定する。

40

#### 【0088】

図14、図15を用いて、本実施形態に係る極性判定を説明する。図14は、検出電圧 $V_{ac}$ が上昇に転じた後に、急な電圧変動により所定の振幅量まで上昇することなく低下する場合の、第1～第4比較信号 $CS_1$ ～ $CS_4$ と、極性判定信号 $PS$ の変化を説明する図である。図14(a)は検出電圧 $V_{ac}$ を示し、図14(b)は第1比較信号 $CS_1$ を示す。図14(c)は第2比較信号 $CS_2$ を示し、図14(d)は第3比較信号 $CS_3$ を示す。図14(e)は第4比較信号 $CS_4$ を示し、図14(f)は極性判定信号 $PS$ を示す。

50

## 【 0 0 8 9 】

図 1 4 において、時刻  $t_{20}$  で検出電圧  $V_{ac}$  が第 1 判定値  $T_{h1}$  を上回ることにより、第 1 比較信号  $CS_1$  がロー状態からハイ状態に変化する。これにより、極性判定信号  $PS$  がロー状態からハイ状態に変化する。時刻  $t_{21}$  ,  $t_{22}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が第 3 判定値  $T_{h3}$  及び第 4 判定値  $T_{h4}$  を順に上回ることにより、第 3 比較信号  $CS_3$  及び第 4 比較信号  $CS_4$  がロー状態からハイ状態に順に変化する。その後、検出電圧  $V_{ac}$  が第 2 判定値  $T_{h2}$  を上回ることなく、上昇から低下に転じる。時刻  $t_{23}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が、第 4 判定値  $T_{h4}$  を下回ることにより、第 4 比較信号  $CS_4$  がハイ状態からロー状態に変化する。時刻  $t_{24}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が、第 3 判定値  $T_{h3}$  を下回ることにより、第 3 比較信号  $CS_3$  がハイ状態からロー状態に変化する。このため、時刻  $t_{24}$  では、第 1 比較信号  $CS_1$  がハイ状態であり、かつ第 3 比較信号  $CS_3$  がハイ状態からロー状態に変化することにより、極性判定信号  $PS$  がハイ状態からロー状態に変化し、実電圧  $V_r$  が正極性から負極性に切り替わったことが判定される。

10

## 【 0 0 9 0 】

その後の時刻  $t_{25}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が第 1 判定値  $T_{h1}$  を下回ることにより、第 1 比較信号  $CS_1$  がハイ状態からロー状態に変化する。検出電圧  $V_{ac}$  が低下から上昇に転じた後、時刻  $t_{26}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が第 1 判定値  $T_{h1}$  を上回ることにより、第 1 比較信号  $CS_1$  がロー状態からハイ状態に変化する。これにより、極性判定信号  $PS$  がロー状態からハイ状態に変化し、実電圧  $V_r$  が負極性から正極性に切り替わったことが判定される。時刻  $t_{27}$  ,  $t_{28}$  ,  $t_{29}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が第 3 判定値  $T_{h3}$  、第 4 判定値  $T_{h4}$  及び第 2 判定値  $T_{h2}$  を順に上回ることにより、第 3 比較信号  $CS_3$  , 第 4 比較信号  $CS_4$  及び第 2 比較信号  $CS_2$  が順にロー状態からハイ状態に変化する。

20

## 【 0 0 9 1 】

検出電圧  $V_{ac}$  が上昇から低下に転じた後の時刻  $t_{30}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が第 2 判定値  $T_{h2}$  を下回ることにより、第 2 比較信号  $CS_2$  がハイ状態からロー状態に変化する。これにより、極性判定信号  $PS$  がハイ状態からロー状態に変化し、実電圧  $V_r$  が正極性から負極性に切り替わったことが判定される。なお、時刻  $t_{31}$  ,  $t_{32}$  ,  $t_{33}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が第 4 判定値  $T_{h4}$  、第 3 判定値  $T_{h3}$  及び第 1 判定値  $T_{h1}$  を順に下回ることにより、第 4 比較信号  $CS_4$  、第 3 比較信号  $CS_3$  及び第 1 比較信号  $CS_1$  が順にハイ状態からロー状態に変化する。

30

## 【 0 0 9 2 】

図 1 5 は、検出電圧  $V_{ac}$  が低下に転じた後に、急な電圧変動により所定の振幅量まで下降することなく上昇する場合の、第 1 ~ 第 4 比較信号  $CS_1 \sim CS_4$  と、極性判定信号  $PS$  の変化を説明する図である。図 1 5 ( a ) ~ 図 1 5 ( f ) は、図 1 4 ( a ) ~ 図 1 4 ( f ) にそれぞれ対応している。時刻  $t_{40}$  から時刻  $t_{45}$  までの期間での、第 1 ~ 第 4 比較信号  $CS_1 \sim CS_4$  及び極性判定信号  $PS$  の変化は、図 1 4 の時刻  $t_{26}$  から時刻  $t_{31}$  での第 1 ~ 第 4 比較信号  $CS_1 \sim CS_4$  及び極性判定信号  $PS$  の変化と同じであるため説明を省略する。

## 【 0 0 9 3 】

時刻  $t_{45}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  が第 4 判定値  $T_{h4}$  を下回ることにより、第 4 比較信号  $CS_4$  がハイ状態からロー状態に変化した後、検出電圧  $V_{ac}$  が低下から上昇に転じる。検出電圧  $V_{ac}$  が第 1 , 第 3 判定値  $T_{h1}$  ,  $T_{h3}$  を下回ることなく、時刻  $t_{46}$  で第 4 判定値  $T_{h4}$  を上回り、第 4 比較信号  $CS_4$  がロー状態からハイ状態に変化する。これにより、時刻  $t_{46}$  では、第 2 比較信号  $CS_2$  がロー状態であり、かつ第 4 比較信号  $CS_4$  がロー状態からハイ状態に変化しているため、極性判定信号  $PS$  がロー状態からハイ状態に変化し、実電圧  $V_r$  が負極性から正極性に切り替わったことが判定される。

40

## 【 0 0 9 4 】

時刻  $t_{47}$  で、検出電圧  $V_{ac}$  は、第 2 判定値  $T_{h2}$  を上回ることにより、第 2 比較信号  $CS_2$  がロー状態からハイ状態に変化する。検出電圧  $V_{ac}$  は上昇から低下に転じた後、時刻  $t_{48}$  で第 2 判定値  $T_{h2}$  を下回ることにより、第 2 比較信号  $CS_2$  がハイ状態から

50



ロー状態に変化する。これにより極性判定信号  $PS$  がハイ状態からロー状態に変化し、実電圧  $V_r$  が正極性から負極性に切り替わったことが判定される。なお、時刻  $t_{49}$ 、 $t_{50}$ 、 $t_{51}$  では、検出電圧  $V_{ac}$  が第4判定値  $Th_4$ 、第3判定値  $Th_3$  及び第1判定値  $Th_1$  を順に下回ることにより、第4比較信号  $CS_4$ 、第3比較信号  $CS_3$  及び第1比較信号  $CS_1$  が順にハイ状態からロー状態に変化している。

【0095】

以上説明した本実施形態では、以下の効果を奏することができる。

【0096】

・極性判定部55は、取得した検出電圧  $V_{ac}$  が第1判定値  $Th_1$  を上回った後、第2判定値  $Th_2$  を下回ることなく第3判定値  $Th_3$  を下回ったと判定した場合、実電圧  $V_r$  の極性が正極性から負極性に切り替わったと判定する。また、極性判定部55は、検出電圧  $V_{ac}$  が第2判定値  $Th_2$  を下回った後、第1判定値  $Th_1$  を上回ることなく第4判定値  $Th_4$  を上回ったと判定した場合に、実電圧  $V_r$  の極性が負極性から正極性に切り替わったと判定する。これにより、実電圧  $V_r$  の急な電圧変動に起因して、実電圧  $V_r$  の極性が誤判定され続ける状態を防止することができる。

10

【0097】

・極性判定部55は、検出電圧  $V_{ac}$  の振幅  $A$  に基づいて、第1判定値  $Th_1$  及び第2判定値  $Th_2$  を可変設定する。これにより、実電圧  $V_r$  の振幅  $A$  の増減に起因して、ゼロアップ側検出電圧  $V_u$  及びゼロダウン側検出電圧  $V_d$  が基準電圧  $V_s$  から乖離する場合でも、各交流側端子  $TA_1$ 、 $TA_2$  に過電流が流れるのを抑制することができる。

20

【0098】

・極性判定部55は、検出電圧  $V_{ac}$  の周波数  $F$  に基づいて、第1判定値  $Th_1$  及び第2判定値  $Th_2$  を可変設定する。これにより、実電圧  $V_r$  の周波数  $F$  の増減に起因してゼロアップ側検出電圧  $V_u$  及びゼロダウン側検出電圧  $V_d$  が基準電圧  $V_s$  から乖離する場合でも、各交流側端子  $TA_1$ 、 $TA_2$  に過電流が流れるのを抑制することができる。

【0099】

<第2実施形態の変形例>

・極性判定部55において、第1判定値  $Th_1$  が入力される第1比較部76と、第4判定値  $Th_4$  が入力される第4比較部79とを共通化し、第2判定値  $Th_2$  が入力される第2比較部77と、第3判定値  $Th_3$  が入力される第3比較部78とを共通化してもよい。

30

【0100】

この場合、図16に示すように、第1、第4判定値出力部72、75は、検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  を下回るタイミング  $T_1$  を検出する。そして、第4判定値出力部75は、検出電圧  $V_{ac}$  の1周期  $T$  のうち、検出したタイミング  $T_1$  を含む所定の第1切替期間  $SP_1$  で、第4判定値  $Th_4$  を第1比較部76に入力する。また、第1判定値出力部72は、検出電圧  $V_{ac}$  の1周期  $T$  のうち、第1切替期間  $SP_1$  以外の期間で、第1判定値  $Th_1$  を第1比較部76に入力すればよい。第2、第3判定値出力部73、74は、検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  を上回るタイミング  $T_2$  を検出する。そして、第3判定値出力部74は、検出電圧  $V_{ac}$  の1周期のうち、検出したタイミング  $T_2$  を含む所定の第2切替期間  $SP_2$  で、第3判定値  $Th_3$  を第2比較部77に入力する。また、第2判定値出力部73は、検出電圧  $V_{ac}$  の1周期のうち、第2切替期間  $SP_2$  以外の期間で第2判定値  $Th_2$  を第2比較部77に入力すればよい。

40

【0101】

第1比較部76は、検出電圧  $V_{ac}$  の1周期  $T$  のうち、第1切替期間  $SP_1$  以外の期間において、第1比較信号  $CS_1$  を出力し、第1切替期間  $SP_1$  において、第4比較信号  $CS_4$  を出力する。第2比較部77は、検出電圧  $V_{ac}$  の1周期  $T$  のうち、第2切替期間  $SP_2$  以外の期間において、第2比較信号  $CS_2$  を出力し、第2切替期間  $SP_2$  において、第3比較信号  $CS_3$  を出力する。

【0102】

<第3実施形態>

50

第 3 実施形態では、第 1 実施形態と異なる構成を主に説明する。なお、第 1 実施形態と同一の符号を付した構成は同一の構成を示し、その説明は繰り返さない。

【 0 1 0 3 】

検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  になるタイミングが、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングからずれている場合、検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  になるタイミング近傍での出力電流  $I_{ac}$  の平均値はゼロから乖離した値となる。具体的には、実電圧  $V_r$  のゼロクロスタイミングに対する検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  となるタイミングのずれ幅が大きいほど、出力電流  $I_{ac}$  の平均値は大きな値となる。そこで、本実施形態では、制御装置 30 は検出電圧  $V_{ac}$  が基準電圧  $V_s$  となるタイミングを含む所定期間における出力電流  $I_{ac}$  の平均値に応じて、第 1 , 第 2 判定値  $T_{h1}$  ,  $T_{h2}$  を補正する。

10

【 0 1 0 4 】

図 17 に示す極性判定部 55 は、第 1 平均電流算出部 81 と、第 2 平均電流算出部 82 と、第 1 電流補正部 83 と、第 2 電流補正部 84 と、第 1 リミッタ 85 と、第 2 リミッタ 86 と、第 1 異常判定部 87 と、第 2 異常判定部 88 とを備えている。本実施形態では、制御装置 30 が電流取得部としての機能を備える。

【 0 1 0 5 】

第 1 平均電流算出部 81 及び第 2 平均電流算出部 82 には、出力電流  $I_{ac}$  と、判定信号出力部 64 からの極性判定信号  $PS$  とが入力される。第 1 平均電流算出部 81 は、極性判定信号  $PS$  がロー状態からハイ状態に切り替わるタイミングを含む所定期間における出力電流  $I_{ac}$  の平均値であるゼロアップ側平均電流を算出する。第 2 平均電流算出部 82 は、極性判定信号  $PS$  がハイ状態からロー状態に切り替わるタイミングを含む所定期間における出力電流  $I_{ac}$  の平均値であるゼロダウン側平均電流を算出する。

20

【 0 1 0 6 】

例えば、第 1 , 第 2 平均電流算出部 81 , 82 は、検出電圧  $V_{ac}$  の 1 周期  $T$  における上記所定期間において、出力電流  $I_{ac}$  を複数取得する。第 1 平均電流算出部 81 は、取得した複数の出力電流  $I_{ac}$  に基づいて、ゼロアップ側平均電流を算出する。また、第 2 平均電流算出部 82 は、取得した複数の出力電流  $I_{ac}$  に基づいて、ゼロダウン側平均電流を算出する。なお、フルブリッジ回路 12 に、第 1 ~ 第 4 スイッチ  $SW1 \sim SW4$  のオンオフ操作に伴う共振電流が流れる場合がある。そのため、平均電流の算出に用いられる出力電流  $I_{ac}$  は、上記所定期間のうち、フルブリッジ回路 12 に共振電流が流れない期間における値であるといふ。

30

【 0 1 0 7 】

算出されたゼロアップ側平均電流は、第 1 電流補正部 83 に入力される。第 1 電流補正部 83 は、ゼロアップ側平均電流をゼロに近づけるための第 1 判定値  $T_{h1}$  を算出する。具体的には、第 1 電流補正部 83 は、ゼロアップ側平均電流をゼロにフィードバック制御するための操作量として第 1 判定値  $T_{h1}$  を算出する。本実施形態では、フィードバック制御として、積分制御が用いられている。第 1 電流補正部 83 の処理により、第 1 判定値  $T_{h1}$  は、ゼロアップ側平均電流をゼロに近づけるように補正される。

【 0 1 0 8 】

算出されたゼロダウン側平均電流は、第 2 電流補正部 84 に入力される。第 2 電流補正部 84 は、ゼロダウン側平均電流をゼロに近づけるための第 2 判定値  $T_{h2}$  を算出する。具体的には、第 2 電流補正部 84 は、ゼロダウン側平均電流をゼロにフィードバック制御するための操作量として第 2 判定値  $T_{h2}$  を算出する。本実施形態では、フィードバック制御として、積分制御が用いられている。第 2 電流補正部 84 の処理により、第 2 判定値  $T_{h2}$  は、ゼロダウン側平均電流をゼロに近づけるように補正される。

40

【 0 1 0 9 】

第 1 電流補正部 83 により算出された第 1 判定値  $T_{h1}$  は、第 1 リミッタ 85 により上限値又は下限値が制限された後、第 1 比較部 62 の反転入力端子に入力される。第 2 電流補正部 84 により算出された第 2 判定値  $T_{h2}$  は、第 2 リミッタ 86 により上限値又は下限値が制限された後、第 2 比較部 63 の反転入力端子に入力される。判定信号出力部 64 は

50

、第1比較部62からの第1比較信号CS1と、第2比較部63からの第2比較信号CS2とに基づいて、実電圧Vrの極性を判定する。

【0110】

第1判定値Th1は、第1異常判定部87にも入力される。第1異常判定部87は、第1判定値Th1の絶対値が所定の第1異常判定値J1よりも大きい値である場合に、第1判定値Th1が正常に算出されていない異常状態であると判定する。第2判定値Th2は、第2異常判定部88にも入力される。第2異常判定部88は、第2判定値Th2の絶対値が所定の第2異常判定値J2よりも大きい値である場合に、第2判定値Th2が正常に算出されていない異常状態であると判定する。例えば、極性判定部55は、第1、第2判定値Th1、Th2の異常を判定した場合に、第1、第2判定値Th1、Th2を用いた実電圧Vrの極性判定を実施せず、電力変換装置100の動作を停止させてもよい。

10

【0111】

以上説明した本実施形態では、以下の効果を奏することができる。

【0112】

・実電圧Vrの極性が切り替わったと判定されたタイミングを含む所定期間における出力電流Iacの平均値に基づいて、第1、第2判定値Th1、Th2を補正する。これにより、第1、第4スイッチSW1、SW4の組と、第2、第3スイッチSW2、SW3の組とのうち、オン操作される組が切り替わるタイミングのずれをリアルタイムで抑制することができる。

【0113】

・制御装置30は、第1、第2判定値Th1、Th2が正常に算出されていない異常状態であるか否かの判定を行う。これにより、例えば、電力変換装置100に異常が生じた状態で電力変換装置100の動作が継続されることを防止できる。

20

【0114】

<第3実施形態の変形例>

極性判定部55は、ゼロアップ側平均電流及びゼロダウン側平均電流に代えて、実電圧Vrの極性が切り替わったと判定されたタイミングを含む所定期間で検出された1つの出力電流Iacにより第1、第2判定値Th1、Th2を補正してもよい。この場合において、第1電流補正部83は、実電圧Vrが負極性から正極性に切り替わったと判定されたタイミングの近傍で検出された1つの出力電流Iacに基づいて第1判定値Th1を補正すればよい。第2電流補正部84は、実電圧Vrが正極性から負極性に切り替わったと判定されたタイミングの近傍で検出された1つの出力電流Iacに基づいて第2判定値Th2を補正すればよい。

30

【0115】

<第4実施形態>

第4実施形態では、第3実施形態と異なる構成を主に説明する。なお、第3実施形態と同一の符号を付した構成は同一の構成を示し、その説明は繰り返さない。

【0116】

検出電圧Vacが基準電圧Vsになるタイミングが実電圧Vrのゼロクロスタイミングからずれる現象は、検出電圧Vacにオフセット誤差が含まれることにより、検出電圧Vacが実電圧Vrに対して上下にオフセットすることによっても生じる。ここで、検出電圧Vacが実電圧Vrに対して上下にオフセットしている場合、検出電圧Vacの1周期Tにおいて、検出電圧Vacが正となる第1期間P1と負となる第2期間P2との間に差が生じる。そこで、本実施形態では、極性判定部55は、検出電圧Vacの1周期Tにおける、第1期間P1に対する第2期間P2の差に基づいて、第1判定値Th1及び第2判定値Th2を補正する。

40

【0117】

図18に示す極性判定部55は、正極性期間検出部90と、負極性期間検出部91と、期間差算出部92と、第1期間差補正部93と、第2期間差補正部94とを備えている。

【0118】

50

正極性期間検出部 90 には、判定信号出力部 64 からの極性判定信号 PS が入力される。正極性期間検出部 90 は、検出電圧 Vac の 1 周期 T において、極性判定信号 PS がハイ状態である長さを検出電圧 Vac の 1 周期 T における第 1 期間 P1 の長さとして検出する。

【0119】

負極性期間検出部 91 には、判定信号出力部 64 からの極性判定信号 PS が入力される。負極性期間検出部 91 は、検出電圧 Vac の 1 周期 T において、極性判定信号 PS がロー状態である長さを検出電圧 Vac の 1 周期 T における第 2 期間 P2 の長さとして検出する。

【0120】

検出された第 1 期間 P1 の長さ及び第 2 期間 P2 の長さは、期間差算出部 92 に入力される。期間差算出部 92 は、第 1 期間 P1 の長さから第 2 期間 P2 の長さを引いた値をオフセット判定値として出力する。

10

【0121】

算出されたオフセット判定値は、第 1 期間差補正部 93 に入力される。第 1 期間差補正部 93 は、オフセット判定値をゼロに近づけるための第 1 判定値 Th1 を算出する。具体的には、第 1 期間差補正部 93 は、オフセット判定値をゼロにフィードバック制御するための操作量として第 1 判定値 Th1 を算出する。本実施形態では、フィードバック制御として、積分制御が用いられている。第 1 期間差補正部 93 の処理により、第 1 判定値 Th1 は、オフセット判定値をゼロに近づけるように補正される。

【0122】

算出されたオフセット判定値は、第 2 期間差補正部 94 にも入力される。第 2 期間差補正部 94 は、オフセット判定値をゼロに近づけるための第 2 判定値 Th2 を算出する。具体的には、第 2 期間差補正部 94 は、オフセット判定値をゼロにフィードバック制御するための操作量として第 2 判定値 Th2 を算出する。本実施形態では、フィードバック制御として、積分制御が用いられている。第 2 期間差補正部 94 の処理により、第 2 判定値 Th2 は、オフセット判定値をゼロに近づけるように補正される。

20

【0123】

算出された第 1, 第 2 判定値 Th1, Th2 は、第 1, 第 2 リミッタ 85, 86 により上限値又は下限値が制限された後、第 1, 第 2 比較部 62, 63 に入力される。判定信号出力部 64 は、第 1 比較部 62 からの第 1 比較信号 CS と、第 2 比較部 63 からの第 2 比較信号 CS2 とを基に、実電圧 Vr の極性を判定する。第 1 判定値 Th1 は、第 1 異常判定部 87 にも入力され、第 2 判定値 Th2 は、第 2 異常判定部 88 にも入力される。第 1, 第 2 異常判定部 87, 88 は、第 1, 第 2 判定値 Th1, Th2 に基づいて、異常状態の有無を判定する。

30

【0124】

以上説明した本実施形態によれば、第 3 実施形態と同様の効果を奏することができる。

【0125】

< 第 4 実施形態の変形例 >

極性判定部 55 は、検出電圧 Vac の 1 周期 T における、第 1 期間 P1 に対する第 2 期間 P2 の比に基づいて、第 1 判定値 Th1 及び第 2 判定値 Th2 を補正してもよい。この場合において、極性判定部 55 は、検出電圧 Vac の 1 周期における、第 1 期間 P1 に対する第 2 期間 P2 の比をオフセット判定値として用いればよい。

40

【0126】

< 第 5 実施形態 >

第 5 実施形態では、第 1 実施形態と異なる構成を主に説明する。なお、第 1 実施形態と同一の符号を付した構成は同一の構成を示し、その説明は繰り返さない。

【0127】

検出電圧 Vac が基準電圧 Vs になるタイミングが実電圧 Vr のゼロクロスタイミングからずれる要因として、交流電圧センサ 23 の基準電圧 Vs に生じるオフセット誤差がある。具体的には、基準電圧 Vs に生じるオフセット誤差により、検出電圧 Vac が実電圧 Vr に対して上下にオフセットし、検出電圧 Vac が基準電圧 Vs になるタイミングが実電

50

圧 $V_r$ のゼロクロスタイミングからずれる。本実施形態では、基準電圧 $V_s$ と第1,第2判定値 $T_{h1}$ , $T_{h2}$ との電圧差に基づいて、第1,第2判定値 $T_{h1}$ , $T_{h2}$ を補正する。

#### 【0128】

本実施形態では、制御装置30は、電力変換装置100の駆動モードとして、直流電圧と交流電圧との間で電力を変換する通常駆動モードと、第1,第2判定値 $T_{h1}$ , $T_{h2}$ を補正する診断モードとを切り換え可能である。制御装置30は、診断モードにおいて、本実施形態に係る第1,第2判定値 $T_{h1}$ , $T_{h2}$ の補正を実施する。また、制御装置30が診断モードを実施する際、図19に示すように、電力変換装置100には、交流電源200が接続されていない。即ち、診断モードでは、実電圧 $V_r$ がゼロとなる場合の検出電圧 $V_{ac}$ が基準電圧 $V_s$ として用いられる。

10

#### 【0129】

図20に示す極性判定部55は、第1判定値出力部101と、第2判定値出力部102とを備えている。第1判定値出力部101は、第1比較部62からの第1比較信号 $CS_1$ が入力される。第1判定値出力部101は、第1比較部62から出力された第1比較信号 $CS_1$ をゼロに近づけるための第1判定値 $T_{h1}$ を算出する。具体的には、第1判定値出力部101は、第1判定値 $T_{h1}$ を変化させていき、第1比較信号 $CS_1$ がロー状態とハイ状態との間で変化したタイミングでの第1判定値 $T_{h1}$ を補正後の第1判定値 $T_{h1}$ として設定する。

20

#### 【0130】

第2判定値出力部102には、第2比較部63から出力された第2比較信号 $CS_2$ が入力される。第2判定値出力部102は、第2比較部63からの第2比較信号 $CS_2$ をゼロに近づけるための第2判定値 $T_{h2}$ を算出する。具体的には、第2判定値出力部102は、第2判定値 $T_{h2}$ を変化させていき、第2比較信号 $CS_2$ がロー状態とハイ状態との間で変化したタイミングでの第2判定値 $T_{h2}$ を補正後の第2判定値 $T_{h2}$ として設定する。

#### 【0131】

第1,第2判定値出力部101,102による第1,第2判定値 $T_{h1}$ , $T_{h2}$ の補正は、診断モードに切り換えられている期間に渡って実施され、補正後の第1,第2判定値 $T_{h1}$ , $T_{h2}$ は、制御装置30が備える不図示の記憶部に記憶される。電力変換装置100の駆動モードが、診断モードから通常駆動モードに切り換えられた後は、第1判定値出力部101からは補正後の第1判定値 $T_{h1}$ が出力され、第2判定値出力部102からは補正後の第2判定値 $T_{h2}$ が出力される。

30

#### 【0132】

以上説明した本実施形態によれば、第1実施形態と同様の効果を奏することができる。

#### 【0133】

##### <第5実施形態の変形例>

・第1,第2判定値 $T_{h1}$ , $T_{h2}$ の補正に用いられる基準電圧 $V_s$ は、電力変換装置100が交流電源200に接続された状態で制御装置30に検出されてもよい。

#### 【0134】

図21は、本実施形態に係る診断モードでの極性判定部55の構成を説明する図である。本実施形態では、交流電圧センサ23の基準電圧生成部231は、制御装置30に接続されており、基準電圧生成部231により生成された基準電圧 $V_s$ が制御装置30に入力される。なお、通常駆動モードにおいては、制御装置30は、図20に示した構成であればよい。

40

#### 【0135】

極性判定部55は、第1判定値出力部111と、第2判定値出力部112と、第1比較部113と、第2比較部114とを備えている。第1判定値出力部111からの第1判定値 $T_{h1}$ は、第1比較部113の反転入力端子に入力される。基準電圧 $V_s$ は、第1比較部113の非反転入力端子に入力される。第2判定値出力部112からの第2判定値 $T_{h2}$ は、第2比較部114の反転入力端子に入力される。基準電圧 $V_s$ は、第2比較部114

50

の非反転入力端子にも入力される。

【 0 1 3 6 】

第 1 判定値出力部 1 1 1 には、第 1 比較部 1 1 3 からの第 1 比較信号 C S 1 が入力される。第 1 判定値出力部 1 1 1 は、第 1 比較信号 C S 1 をゼロに近づけるための第 1 判定値 T h 1 を算出する。第 1 判定値出力部 1 1 1 の処理により、第 1 比較信号 C S 1 をゼロに近づけるように、第 1 判定値 T h 1 が補正される。

【 0 1 3 7 】

第 2 判定値出力部 1 1 2 には、第 2 比較部 1 1 4 からの第 2 比較信号 C S 2 が入力される。第 2 判定値出力部 1 1 2 は、第 2 比較信号 C S 2 をゼロに近づけるための第 2 判定値 T h 2 を算出する。第 2 判定値出力部 1 1 2 の処理により、第 2 比較信号 C S 2 をゼロに近づけるように、第 2 判定値 T h 2 が補正される。

10

【 0 1 3 8 】

以上説明した本実施形態によれば、第 1 実施形態と同様の効果を奏することができる。

【 0 1 3 9 】

・第 1 , 第 2 判定値 T h 2 が同じ値になる場合、第 1 比較部及び第 2 比較部には、補正後の電圧判定値として、第 1 , 第 2 判定値 T h 1 , T h 2 のいずれかが入力されてもよい。この場合において、第 1 判定値 T h 1 が第 1 , 第 2 比較部に入力される場合は、第 2 判定値出力部を抹消すればよい。また、第 2 判定値 T h 2 が第 1 , 第 2 比較部に入力される場合は、第 1 判定値出力部を抹消すればよい。

【 0 1 4 0 】

・極性判定部 5 5 は、補正後の第 1 , 第 2 判定値 T h 1 , T h 2 が異常判定値よりも大きい場合に、電力変換装置が異常であると判定する異常判定部を備えていてもよい。

20

【 0 1 4 1 】

< その他の実施形態 >

・第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 は、I G B T であってもよい。この場合、第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 には、ボディーダイオードに代えて、フリーホイールダイオードが逆並列接続されている。

【 0 1 4 2 】

・電力変換装置 1 0 0 は、直流電圧を交流電圧に変換するもの以外にも、直流電圧と交流電圧とのうち、入力された一方の電圧を他方の電圧に変換する双方向型の電力変換装置であってもよい。電力変換装置 1 0 0 が交流電圧を直流電圧に変換する場合、第 6 スイッチ S W 6 が駆動スイッチに相当する。

30

【 0 1 4 3 】

・制御装置 3 0 は、ピーク電流モード制御により、第 5 スイッチ S W 5 を操作するための第 5 ゲート信号 G S 5 を出力することに代えて、平均電流モード制御により、第 5 ゲート信号 G S 5 を出力するものであってもよい。

【 0 1 4 4 】

・本開示に記載の制御装置及びその手法は、コンピュータプログラムにより具体化された一つ乃至は複数の機能を実行するようにプログラムされたプロセッサ及びメモリを構成することによって提供された専用コンピュータにより、実現されてもよい。あるいは、本開示に記載の制御部及びその手法は、一つ以上の専用ハードウェア論理回路によってプロセッサを構成することによって提供された専用コンピュータにより、実現されてもよい。もしくは、本開示に記載の制御部及びその手法は、一つ乃至は複数の機能を実行するようにプログラムされたプロセッサ及びメモリと一つ以上のハードウェア論理回路によって構成されたプロセッサとの組み合わせにより構成された一つ以上の専用コンピュータにより、実現されてもよい。また、コンピュータプログラムは、コンピュータにより実行されるインストラクションとして、コンピュータ読み取り可能な非遷移有形記録媒体に記憶されていてもよい。

40

【 符号の説明 】

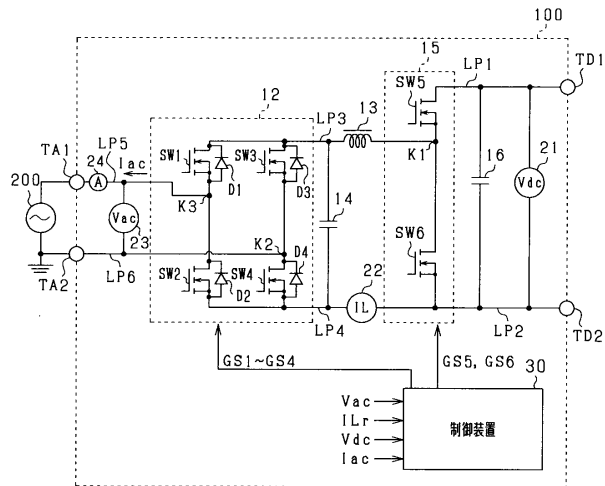
【 0 1 4 5 】

50

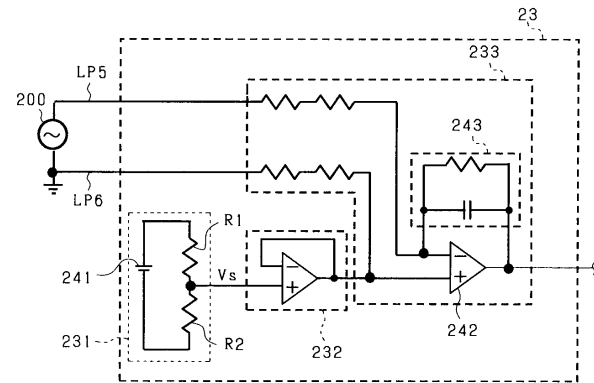
1 2 ...フルブリッジ回路、1 3 ...リアクトル、2 3 ...交流電圧センサ、3 0 ...制御装置、  
5 5 ...極性判定部、5 6 ...操作部、1 0 0 ...電力変換装置、2 0 0 ...交流電源、T A 1 ,  
T A 2 ...第 1 , 第 2 交流側端子、T D 1 , T D 2 ...第 1 , 第 2 直流側端子

【図面】

【図 1】



【図 2】



10

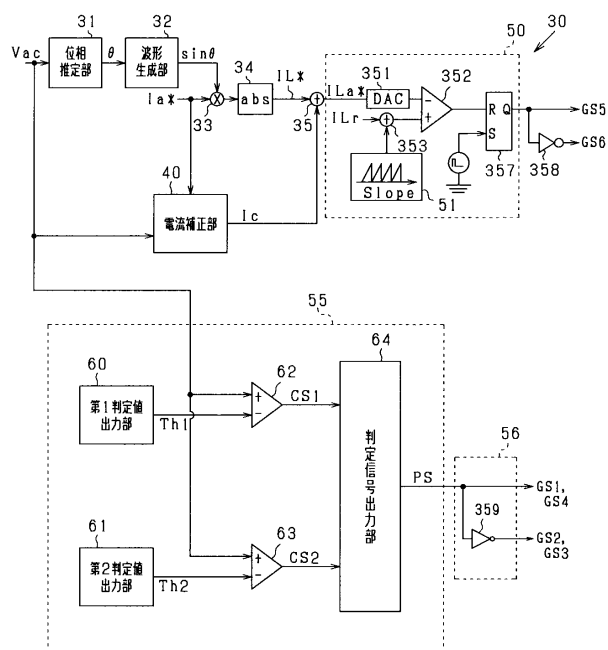
20

30

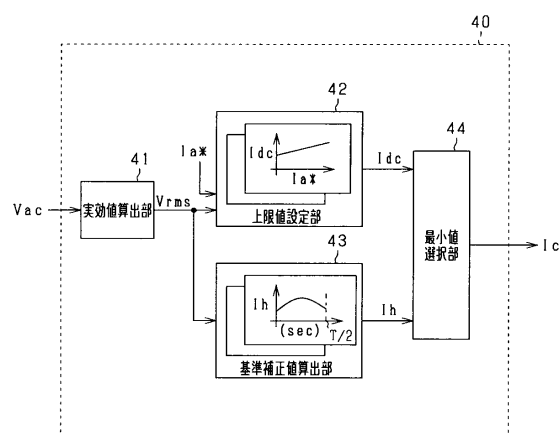
40

50

【图 3】



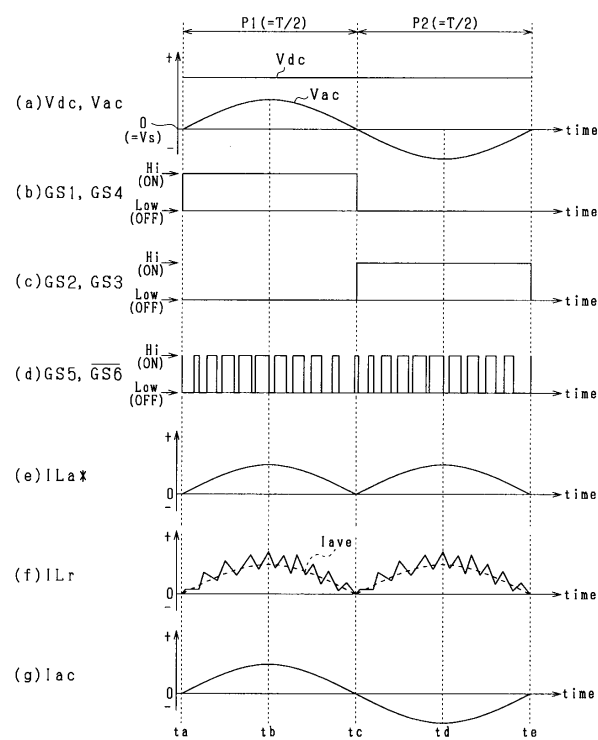
【圖 4】



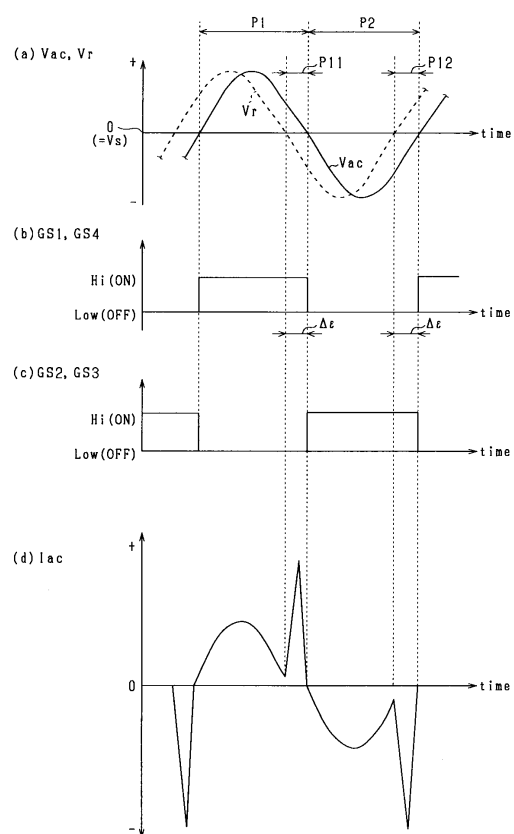
10

20

【圖 5】



【図 6】



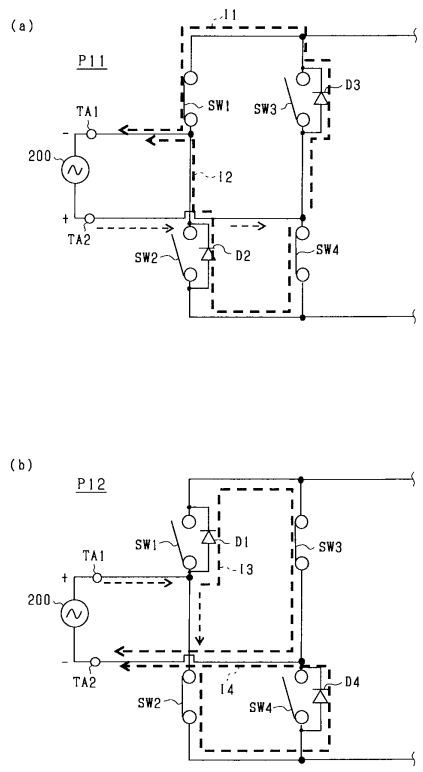
30

40

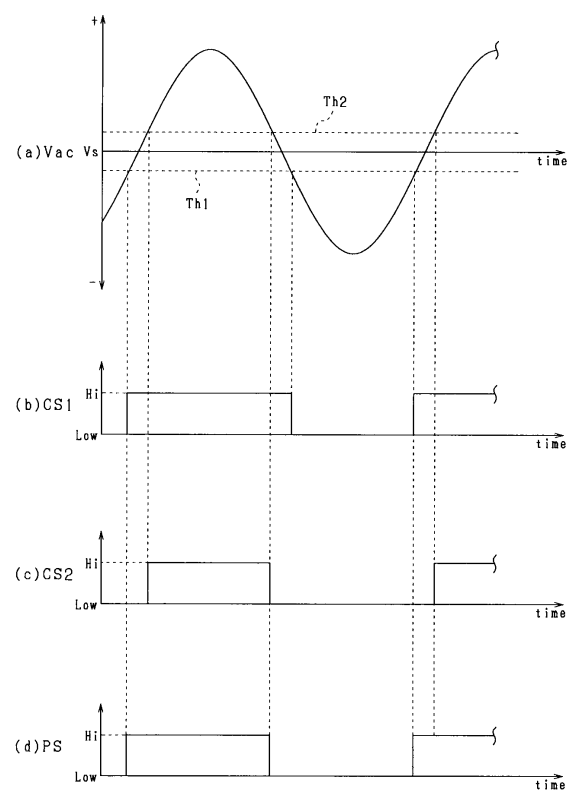
50



【図 7】



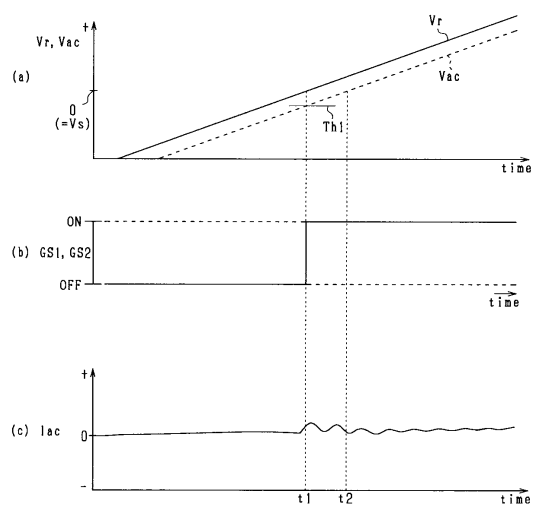
【図 8】



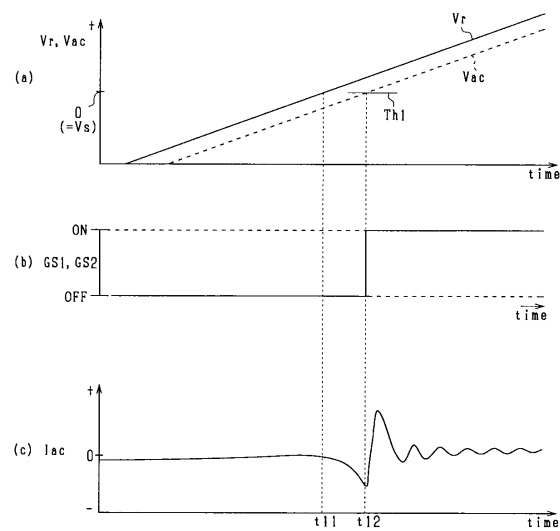
10

20

【図 9】



【図 10】

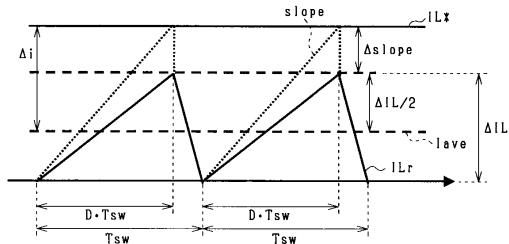


30

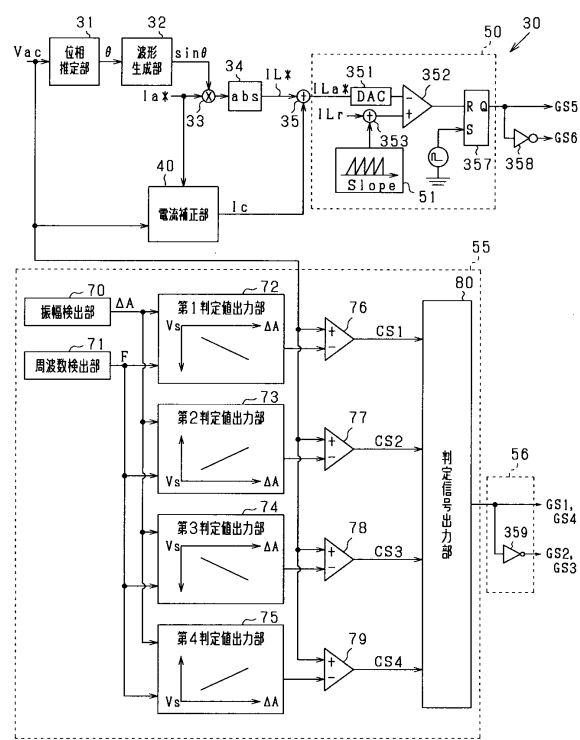
40

50

【図 1 1】



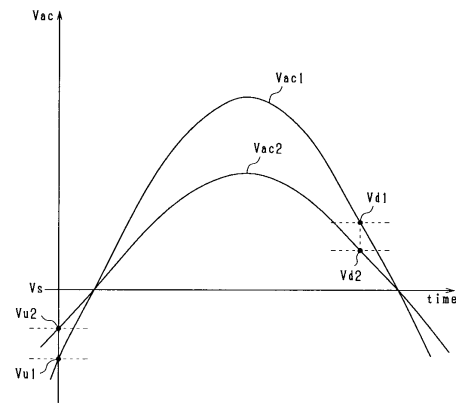
【図 1 2】



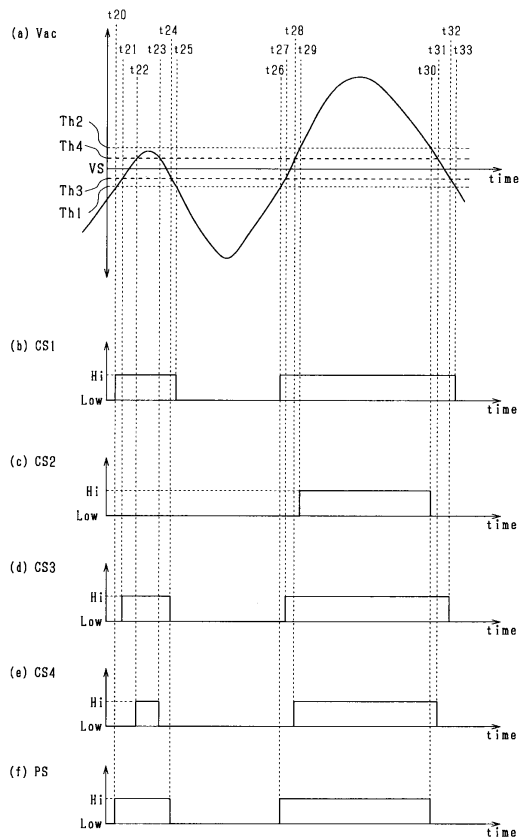
10

20

【図 1 3】



【図 1 4】

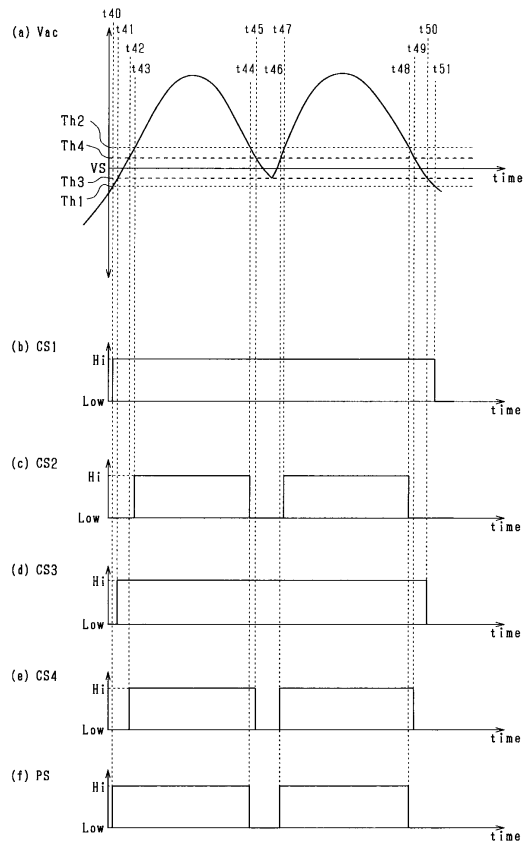


30

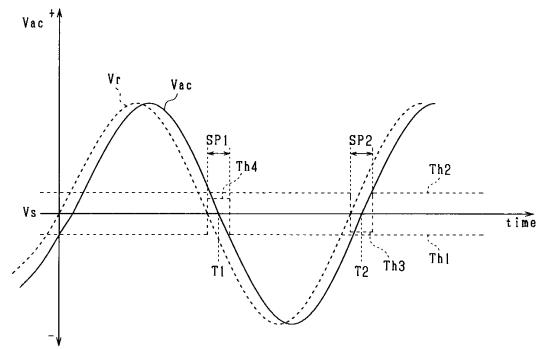
40

50

【図 15】



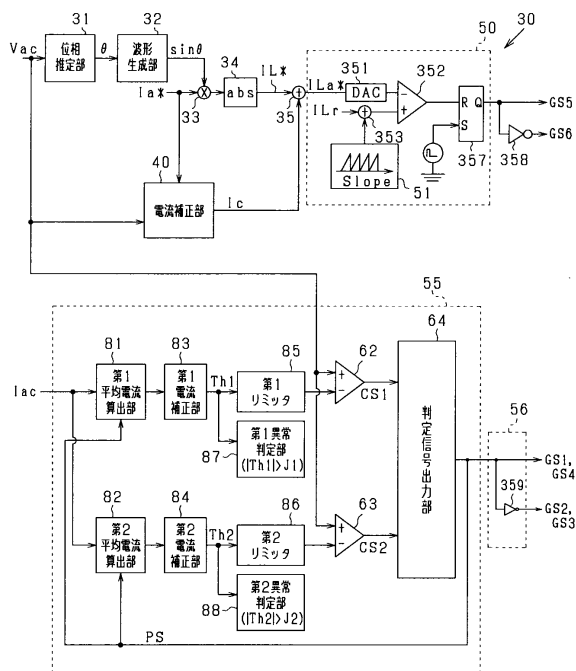
【図 16】



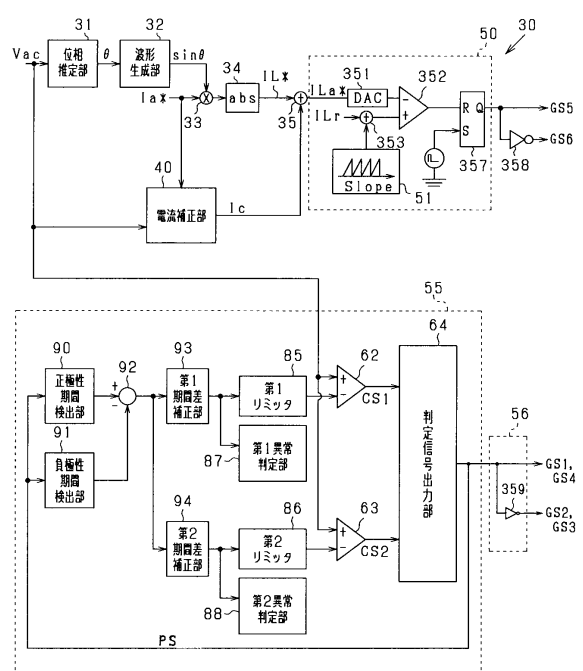
10

20

【図 17】



【図 18】

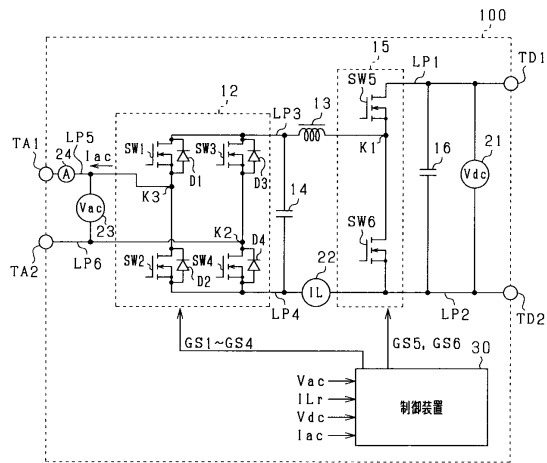


30

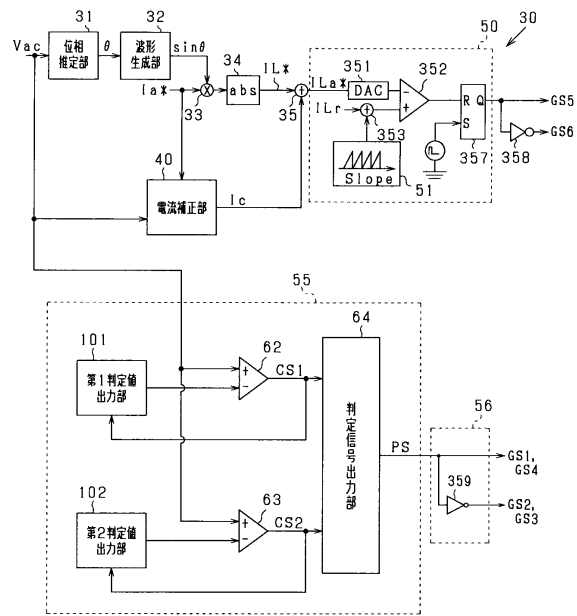
40

50

【図 19】



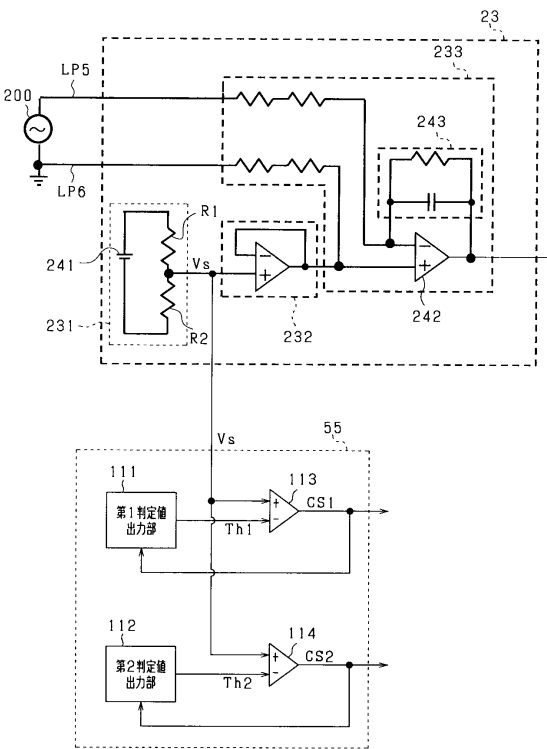
【図 20】



10

20

【図 21】



30

40

50

---

フロントページの続き

- (72)発明者 小林 尚斗  
愛知県日進市米野木町南山 5 0 0 番地 2 0 株式会社 S O K E N 内
- (72)発明者 居安 誠二  
愛知県日進市米野木町南山 5 0 0 番地 2 0 株式会社 S O K E N 内
- (72)発明者 半田 祐一  
愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内
- 審査官 佐藤 匡
- (56)参考文献 特開 2 0 0 2 - 2 6 0 8 3 3 ( J P , A )  
特開 2 0 1 8 - 7 3 2 6 ( J P , A )  
特開平 9 - 2 7 5 6 8 5 ( J P , A )  
特開 2 0 0 5 - 1 0 2 4 8 9 ( J P , A )  
特開 2 0 1 5 - 1 6 5 7 5 1 ( J P , A )  
特開平 4 - 3 5 9 6 9 5 ( J P , A )
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)  
H 0 2 M 7 / 4 8