

(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
H 0 2 M 7/48E
M

請求項の数 10 (全29頁)

(21)出願番号 特願2019-84739(P2019-84739)
 (22)出願日 平成31年4月25日(2019.4.25)
 (65)公開番号 特開2020-182341(P2020-182341
 A)
 (43)公開日 令和2年11月5日(2020.11.5)
 審査請求日 令和3年3月10日(2021.3.10)

(73)特許権者 000004695
 株式会社 S O K E N
 愛知県日進市米野木町南山500番地2
 0
 (73)特許権者 000004260
 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(TD2)、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つ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つ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 (5 5) 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 (5 6) 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 (7 0) 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 (7 1) 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つて、電流センサ (2 4) 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 (8 1) 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 (8 2) 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】

10

20

30

40

50

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、AC・DC変換装置のリクトルに流れるリ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值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。

【0007】

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。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【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。

【図10】比較例の作用効果を説明する図。

【図11】基準補正値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。

【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TD1, TD2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TA1, TA2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LP1～LP6とを備えている。

【0012】

第1直流側端子TD1には、第1配線LP1の第1端が接続されており、第2直流側端子TD2には第2配線LP2の第1端が接続されている。第1配線LP1と第2配線LP2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LP1, LP2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SW5と、第6スイッチSW6とを備えている。第5, 第6スイッチSW5, SW6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MOSFETである。第5スイッチSW5のソースと、第6スイッチSW6のドレインとが接続されている。第5スイッチSW5のドレインが第1配線LP1に接続され、第6スイッチSW6のソースが第2配線LP2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LP3及び第4配線LP4により接続されている。第3配線LP3の第1端は、第5スイッチSW5のソースと、第6スイッチSW6のドレインとの間の第1接続点K1に接続されている。第3配線LP3には、リアクトル13が設けられている。また、第4配線LP4の第1端は、第6スイッチSW6のソースに接続されている。第3, 第4配線LP3, LP4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LP3と第4配線LP4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SW1～SW4を備えている。第1～第4スイッチSW1～SW4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MOSFETである。第1スイッチSW1のソースと、第2スイッチSW2のドレインとが接続されている。第3スイッチSW3のソースと、第4スイッチSW4のドレインとが接続されている。第1, 第3スイッチSW1, SW3の各ドレインが第3配線LP3に接続され、第2, 第4スイッチSW2, SW4の各ソースが第4配線LP4に接続されている。第1～第4スイッチSW1～SW4それぞれは、逆並列接続された第1～第4ボディーダイオードD1～D4を備えている。

【0016】

第3スイッチSW3のソースと第4スイッチSW4のドレインとの間の第2接続点K2は、第6配線LP6の第1端に接続されており、第6配線LP6の第2端は第2交流側端子TA2に接続されている。第1スイッチSW1と第2スイッチSW2との第3接続点K3

10

20

30

40

50

は、第5配線LP5の第1端に接続されており、第5配線LP5の第2端は第1交流側端子TA1に接続されている。

【0017】

電力変換装置100は、直流電圧センサ21と、リアクトル電流センサ22と、交流電圧センサ23とを備えている。直流電圧センサ21は、第1、第2配線LP1、LP2の間に接続されており、第1、第2直流側端子TD1、TD2を通じて入力される電圧を直流電圧Vdcとして検出する。リアクトル電流センサ22は、第4配線LP4に設けられており、リアクトル13に流れる電流をリアクトル電流ILrとして検出する。交流電圧センサ23は、第5、第6配線LP5、LP6の間に接続されており、交流電源200の電圧を検出電圧Vacとして検出する。

10

【0018】

交流電圧センサ23は、図2に示すように、基準電圧生成部231と、ボルテージフォロア部232と、差動増幅部233とを備えている。基準電圧生成部231は、抵抗R1、R2の直列接続体と、低電圧源241とを備えており、低電圧源241から供給される電圧を抵抗R1、R2で分圧することにより基準電圧Vsを出力する。基準電圧Vsは、交流電圧センサ23の検出電圧Vacの基準となる電圧であり、具体的には、交流電源200の実際の電圧値である実電圧Vrが0になる場合の検出電圧Vacである。差動増幅部233が有するオペアンプ242の反転入力端子には、第5配線LP5を介して交流電源200が接続されており、非反転入力端子には、第6配線LP6を介して交流電源200が接続されている。オペアンプ242の反転入力端子と出力端子とは、ローパスフィルタ243で接続されている。基準電圧生成部231からの基準電圧Vsは、ボルテージフォロア部232を介して、オペアンプ242の非反転入力端子に入力される。オペアンプ242は、基準電圧Vsを中心として、交流電源200の実電圧Vrに応じた検出電圧Vacを出力する。

20

【0019】

本実施形態では、検出電圧Vacの極性を次のように定めている。第1交流側端子TA1の電圧が第2交流側端子TA2の電圧よりも大きい状態を、検出電圧Vacが正極性であるとし、第2交流側端子TA2の電圧が第1交流側端子TA1の電圧よりも大きい状態を、検出電圧Vacが負極性であるとする。

30

【0020】

電力変換装置100は、第1、第2交流側端子TA1、TA2に流れる電流を出力電流Iacとして検出する出力電流センサ24を備えている。本実施形態では、出力電流センサ24は、第5配線LP5に設けられている。第1交流側端子TA1から交流電源200を介して第2交流側端子TA2の向きに流れる出力電流Iacを正極性とし、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の向きに流れる出力電流Iacを負極性とする。各センサ21～24の検出値は、制御装置30に入力される。

【0021】

制御装置30は、第1～第6スイッチSW1～SW6をオンオフ操作する。なお、制御装置30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

【0022】

制御装置30は、取得したリアクトル電流ILrを、検出電圧Vacに基づいて算出した指令電流ILa*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SW5、SW6をオンオフ操作する。制御装置30は、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、実電圧Vrが正極性となる期間では、第1、第4スイッチSW1、SW4の組をオン操作し、実電圧Vrが負極性となる期間では、第2、第3スイッチSW2、SW3の組をオン操作する。

【0023】

次に、図3を用いて、制御装置30の機能を説明する。制御装置30は、位相推定部31

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θ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θ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θ=0°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θ=180°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θに基づいて、検出電圧V_{ac}の基準波形sinθを生成する。基準波形sinθ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sinθ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sinθ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Δi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Δiは、出力電流I_{ac}の歪みの要因となる。乖離幅Δi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】

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

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Δi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Δi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、基準補正値算出部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SW5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} 每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もよい。

10

【0033】

基準補正值算出部 43 は、実効値 V_{rms} 每に、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_{La*} として設定する。本実施形態では、指令電流 I_{La*} が電流指令値に相当する。

【0036】

電流制御部 50 は、リクトル電流 I_{Lr} と、指令電流 I_{La*} とに基づいて、第 5 スイッチ SW5 を操作する第 5 ゲート信号 GS5 と、第 6 スイッチ SW6 を操作する第 6 ゲート信号 GS6 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、スロープ補償部 51 と、を備えている。指令電流 I_{La*} 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_{La*} 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_{La*} 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、リクトル電流 I_{Lr} とスロープ補償部 51 により設定されたスロープ補償信号 S1ope とを加算し、補償したリクトル電流 I_{Lr} 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、スロープ補償信号 S1ope は、リクトル 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_{La*} とリクトル電流 I_{Lr} とを比較し、リクトル電流 I_{Lr} が指令電流 I_{La*} 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、リクトル電流 I_{Lr} が指令電流 I_{La*} 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 SW5, SW6 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 SW5 のゲートに接続されている。Q 端子から第 5 スイッチ SW5 のゲートに出力される信号が、第 5 ゲート信号 GS5 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

ツチ SW 6 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 SW 6 のゲートに出力される信号が、第 6 ゲート信号 GS 6 となる。第 6 ゲート信号 GS 6 は、第 5 ゲート信号 GS 5 の論理を反転させた値となる。

【 0 0 3 9 】

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。

【 0 0 4 0 】

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 SW 1, SW 4 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 SW 1 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 GS 1 となり、操作部 56 から第 4 スイッチ SW 4 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 GS 4 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 SW 2, SW 3 のゲートに入力される。反転器 359 から第 2 スイッチ SW 2 のゲートに出力される信号が第 2 ゲート信号 GS 2 となり、反転器 359 から第 3 スイッチ SW 3 のゲートに出力される信号が第 3 ゲート信号 GS 3 となる。

10

【 0 0 4 1 】

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 GS 1, GS 4 の推移を示し、図 5 (c) は、第 2, 第 3 ゲート信号 GS 2, GS 3 の推移を示す。図 5 (d) は、第 5 ゲート信号 GS 5 と、第 6 ゲート信号 GS 6 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。

20

【 0 0 4 2 】

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。

30

【 0 0 4 3 】

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 GS 1, GS 4 がハイ状態となり、第 2, 第 3 ゲート信号 GS 2, GS 3 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 SW 1, SW 4 がオン状態となり、第 2, 第 3 スイッチ SW 2, SW 3 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 GS 5, GS 6 の 1 スイッチング周期 Ts w でのオン期間の比を示すデューティ比 (= Ton/Ts w) を変更する。このとき、1 スイッチング周期 Ts w 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。

40

【 0 0 4 4 】

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 GS 1, GS 4 がロー状態となり、第 2, 第 3 ゲート信号 GS 2, GS 3 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 SW 1, SW 4 がオフ状態となり、第 2, 第 3 スイッチ SW 2, SW 3 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 GS 5, GS 6 のデューティ比を変更する。

【 0 0 4 5 】

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 SW1 ~ SW4 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 TA1, TA2 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 TA1, TA2 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 GS1, GS4 の推移を示す。図 6 (c) は、第 2, 第 3 ゲート信号 GS2, GS3 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 P11 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 P12 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 P1 において、第 1, 第 4 ゲート信号 GS1, GS4 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 GS2, GS3 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 P11 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。

30

【0049】

期間 P11 では、図 7 (a) に示すように、第 1, 第 2 交流側端子 TA1, TA2 間に印加される負の実電圧 V_r により、第 3 スイッチ SW3 のボディーダイオード D3 と、第 1 スイッチ SW1 のドレイン・ソース間とを含む閉回路に、第 1 交流側端子 TA1 から交流電源 200 を介して第 2 交流側端子 TA2 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 SW4 のドレイン・ソース間と、第 2 スイッチ SW2 のボディーダイオード D2 とを含む閉回路に、第 1 交流側端子 TA1 から交流電源 200 を介して第 2 交流側端子 TA2 の向きに第 2 電流 I_2 が流れる。そのため、期間 P11 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。

40

【0050】

図 6 の説明に戻り、期間 P12 では、第 1, 第 4 ゲート信号 GS1, GS4 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 P12 では、第 2, 第 3 ゲート信号 GS2, GS3 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 P12 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 P12 では、図 7 (b) に示すように、第 1, 第 2 交流側端子 TA1, TA2 間に印加される正の実電圧 V_r により、第 1 スイッチ SW1 のボディーダイオード D1 と、第 3 スイッチ SW3 のドレイン・ソース間とを含む閉回路に、第 2 交流側端子 TA2 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 のボディーダイオード 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 のゼロクロクロ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 のゼロアップクロクロ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 のゼロダウンクロクロ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クロ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クロ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 のゼロアップクロクロ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} を示している。

【0058】

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。

【0059】

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 GS_1 がハイ状態となり、第2ゲート信号 GS_2 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。

10

【0060】

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。

20

【0061】

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 GS_1 がロー状態となり、第2ゲート信号 GS_2 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。

【0062】

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。

30

【0063】

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SW5におけるオン期間のデューティ比を示す。

【0064】

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 $slope$ の最大增加分 $slope$ に、リアクトル電流 I_{Lr} の最大增加分 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、下記式(1)により算出される。

【0065】

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

40

また、リアクトル電流 I_{Lr} の最大增加分 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 を用いて、下記式(3)により算出することができる。

【0066】

【数2】

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

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。

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

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】

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

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 k 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 k 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

【0075】

振幅検出部70は、検出電圧V_{ac}の振幅Aを検出する。例えば、振幅検出部70は、交流電圧センサ23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。

【0076】

周波数検出部71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200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50Hzであり、第2周波数が60Hzである。

【0077】

第1判定値出力部72は、振幅検出部70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(=Vs)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Vsから、実電圧V_rのゼロアップクロ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13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Vu1, Vu2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Vu1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Vu2よりも小さな値となっている。

10

【0078】

第2判定値出力部73は、振幅検出部70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Vsから、実電圧V_rのゼロダウンクロ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13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のゼロダウンクロ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Vd1, Vd2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Vd1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Vd2よりも大きな値となっている。

20

【0079】

第1判定値出力部72は、周波数検出部71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73は、周波数検出部71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。

30

【0080】

第3判定値出力部74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100に過電流が流れ続けることとなる。

40

【0081】

第4判定値出力部75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100に過電流が流れ続けることとなる。

【0082】

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 7_4 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 7_5 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 $7_4, 7_5$ 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 $7_2 \sim 7_5$ 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 $T_{h1} \sim T_{h4}$ 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 $7_2 \sim 7_5$ 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 $T_{h1} \sim T_{h4}$ を出力することができる。

10

【0084】

第1比較部 7_6 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 7_7 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 7_8 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 7_9 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 7_8 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 7_9 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 8_0 には、第1～第4比較部 $7_6 \sim 7_9$ からの第1～第4比較信号 $CS_1 \sim CS_4$ が入力される。判定信号出力部 8_0 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 8_0 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。

30

【0086】

判定信号出力部 8_0 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 8_0 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 8_0 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 8_0 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 $CS_1 \sim CS_4$ 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

【0089】

図14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

【0090】

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

【0091】

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

【0092】

図15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 ～ CS_4 と、極性判定信号 PS の変化を説明する図である。図15(a)～図15(f)は、図14(a)～図14(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 ～ CS_4 及び極性判定信号 PS の変化は、図14の時刻 t_{26} から時刻 t_{31} での第1～第4比較信号 CS_1 ～ 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。

【0093】

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

【0094】

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 P S 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 4 9 , t 5 0 , t 5 1 では、検出電圧 V a c が第 4 判定値 T h 4 、第 3 判定値 T h 3 及び第 1 判定値 T h 1 を順に下回ることにより、第 4 比較信号 C S 4 、第 3 比較信号 C S 3 及び第 1 比較信号 C S 1 が順にハイ状態からロー状態に変化している。

【 0 0 9 5 】

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。

【 0 0 9 6 】

・極性判定部 5 5 は、取得した検出電圧 V a c が第 1 判定値 T h 1 を上回った後、第 2 判定値 T h 2 を下回ることなく第 3 判定値 T h 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 5 5 は、検出電圧 V a c が第 2 判定値 T h 2 を下回った後、第 1 判定値 T h 1 を上回ることなく第 4 判定値 T h 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。

【 0 0 9 7 】

・極性判定部 5 5 は、検出電圧 V a c の振幅 A に基づいて、第 1 判定値 T h 1 及び第 2 判定値 T h 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 T A 1 , T A 2 に過電流が流れるのを抑制することができる。

【 0 0 9 8 】

・極性判定部 5 5 は、検出電圧 V a c の周波数 F に基づいて、第 1 判定値 T h 1 及び第 2 判定値 T h 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 T A 1 , T A 2 に過電流が流れるのを抑制することができる。

【 0 0 9 9 】

< 第 2 実施形態の変形例 >

・極性判定部 5 5 において、第 1 判定値 T h 1 が入力される第 1 比較部 7 6 と、第 4 判定値 T h 4 が入力される第 4 比較部 7 9 とを共通化し、第 2 判定値 T h 2 が入力される第 2 比較部 7 7 と、第 3 判定値 T h 3 が入力される第 3 比較部 7 8 とを共通化してもよい。

【 0 1 0 0 】

この場合、図 16 に示すように、第 1 , 第 4 判定値出力部 7 2 , 7 5 は、検出電圧 V a c 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 7 5 は、検出電圧 V a c 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 S P 1 で、第 4 判定値 T h 4 を第 1 比較部 7 6 に入力する。また、第 1 判定値出力部 7 2 は、検出電圧 V a c の 1 周期 T のうち、第 1 切替期間 S P 1 以外の期間で、第 1 判定値 T h 1 を第 1 比較部 7 6 に入力すればよい。第 2 , 第 3 判定値出力部 7 3 , 7 4 は、検出電圧 V a c 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 7 4 は、検出電圧 V a c 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 S P 2 で、第 3 判定値 T h 3 を第 2 比較部 7 7 に入力する。また、第 2 判定値出力部 7 3 は、検出電圧 V a c の 1 周期のうち、第 2 切替期間 S P 2 以外の期間で第 2 判定値 T h 2 を第 2 比較部 7 7 に入力すればよい。

【 0 1 0 1 】

第 1 比較部 7 6 は、検出電圧 V a c の 1 周期 T のうち、第 1 切替期間 S P 1 以外の期間において、第 1 比較信号 C S 1 を出力し、第 1 切替期間 S P 1 において、第 4 比較信号 C S 4 を出力する。第 2 比較部 7 7 は、検出電圧 V a c の 1 周期 T のうち、第 2 切替期間 S P 2 以外の期間において、第 2 比較信号 C S 2 を出力し、第 2 切替期間 S P 2 において、第 3 比較信号 C S 3 を出力する。

【 0 1 0 2 】

< 第 3 実施形態 >

10

20

30

40

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。

【0103】

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

【0104】

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。

【0105】

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

【0106】

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とよい。

30

【0107】

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。

【0108】

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

【0109】

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。

20

【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。

【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 9 0 には、判定信号出力部 6 4 からの極性判定信号 P S が入力される。正極性期間検出部 9 0 は、検出電圧 V a c の 1 周期 T において、極性判定信号 P S がハイ状態である長さを検出電圧 V a c の 1 周期 T における第 1 期間 P 1 の長さとして検出する。

【 0 1 1 9 】

負極性期間検出部 9 1 には、判定信号出力部 6 4 からの極性判定信号 P S が入力される。負極性期間検出部 9 1 は、検出電圧 V a c の 1 周期 T において、極性判定信号 P S がロー状態である長さを検出電圧 V a c の 1 周期 T における第 2 期間 P 2 の長さとして検出する。

【 0 1 2 0 】

検出された第 1 期間 P 1 の長さ及び第 2 期間 P 2 の長さは、期間差算出部 9 2 に入力される。期間差算出部 9 2 は、第 1 期間 P 1 の長さから第 2 期間 P 2 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

【 0 1 2 1 】

算出されたオフセット判定値は、第 1 期間差補正部 9 3 に入力される。第 1 期間差補正部 9 3 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 T h 1 を算出する。具体的には、第 1 期間差補正部 9 3 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 T h 1 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 9 3 の処理により、第 1 判定値 T h 1 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。

【 0 1 2 2 】

算出されたオフセット判定値は、第 2 期間差補正部 9 4 にも入力される。第 2 期間差補正部 9 4 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 T h 2 を算出する。具体的には、第 2 期間差補正部 9 4 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 T h 2 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 9 4 の処理により、第 2 判定値 T h 2 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

【 0 1 2 3 】

算出された第 1 , 第 2 判定値 T h 1 , T h 2 は、第 1 , 第 2 リミッタ 8 5 , 8 6 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 6 2 , 6 3 に入力される。判定信号出力部 6 4 は、第 1 比較部 6 2 からの第 1 比較信号 C S と、第 2 比較部 6 3 からの第 2 比較信号 C S 2 とを基に、実電圧 V r の極性を判定する。第 1 判定値 T h 1 は、第 1 異常判定部 8 7 にも入力され、第 2 判定値 T h 2 は、第 2 異常判定部 8 8 にも入力される。第 1 , 第 2 異常判定部 8 7 , 8 8 は、第 1 , 第 2 判定値 T h 1 , T h 2 に基づいて、異常状態の有無を判定する。

30

【 0 1 2 4 】

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。

【 0 1 2 5 】

< 第 4 実施形態の変形例 >

極性判定部 5 5 は、検出電圧 V a c の 1 周期 T における、第 1 期間 P 1 に対する第 2 期間 P 2 の比に基づいて、第 1 判定値 T h 1 及び第 2 判定値 T h 2 を補正してもよい。この場合において、極性判定部 5 5 は、検出電圧 V a c の 1 周期における、第 1 期間 P 1 に対する第 2 期間 P 2 の比をオフセット判定値として用いればよい。

40

【 0 1 2 6 】

< 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。

【 0 1 2 7 】

検出電圧 V a c 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要因として、交流電圧センサ 2 3 の基準電圧 V s に生じるオフセット誤差がある。具体的には、基準電圧 V s に生じるオフセット誤差により、検出電圧 V a c が実電圧 V r に対して上下にオフセットし、検出電圧 V a c が基準電圧 V s 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。

【 0 1 2 8 】

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替え可能である。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

【 0 1 2 9 】

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

【 0 1 3 0 】

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。

【 0 1 3 1 】

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、診断モードに切り替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替えられた後は、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

【 0 1 3 2 】

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 3 】

< 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。

【 0 1 3 4 】

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

【 0 1 3 5 】

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。

【0136】

第1判定値出力部111には、第1比較部113からの第1比較信号CS1が入力される。第1判定値出力部111は、第1比較信号CS1をゼロに近づけるための第1判定値Th1を算出する。第1判定値出力部111の処理により、第1比較信号CS1をゼロに近づけるように、第1判定値Th1が補正される。

【0137】

第2判定値出力部112には、第2比較部114からの第2比較信号CS2が入力される。第2判定値出力部112は、第2比較信号CS2をゼロに近づけるための第2判定値Th2を算出する。第2判定値出力部112の処理により、第2比較信号CS2をゼロに近づけるように、第2判定値Th2が補正される。

10

【0138】

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。

【0139】

・第1、第2判定値Th2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Th1、Th2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Th1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Th2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。

【0140】

・極性判定部55は、補正後の第1、第2判定値Th1、Th2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

【0141】

<その他の実施形態>

・第1～第4スイッチSW1～SW4は、IGBTであってもよい。この場合、第1～第4スイッチSW1～SW4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。

【0142】

・電力変換装置100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100が交流電圧を直流電圧に変換する場合、第6スイッチSW6が駆動スイッチに相当する。

30

【0143】

・制御装置30は、ピーク電流モード制御により、第5スイッチSW5を操作するための第5ゲート信号GS5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GS5を出力するものであってもよい。

【0144】

・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】

【0145】

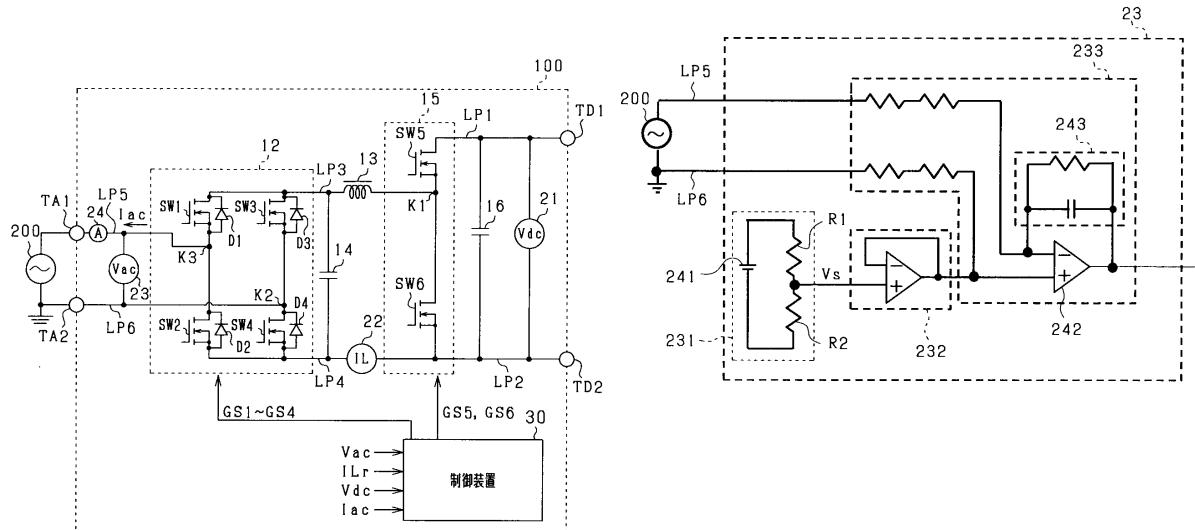
50

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

【四面】

【 図 1 】

【 図 2 】



10

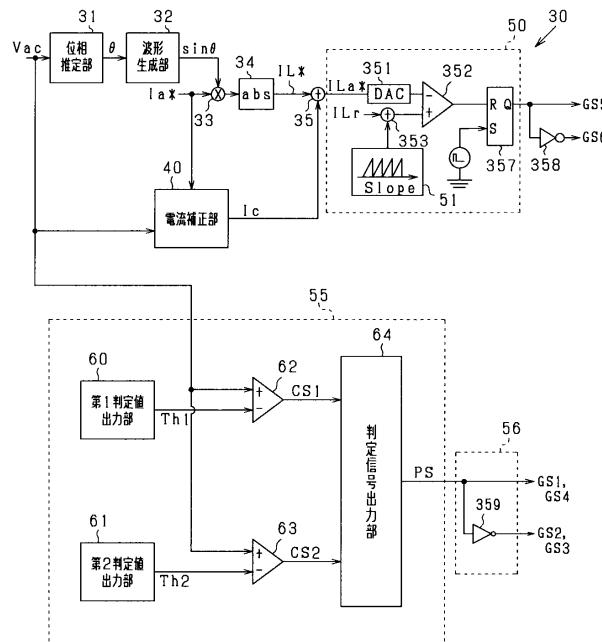
20

30

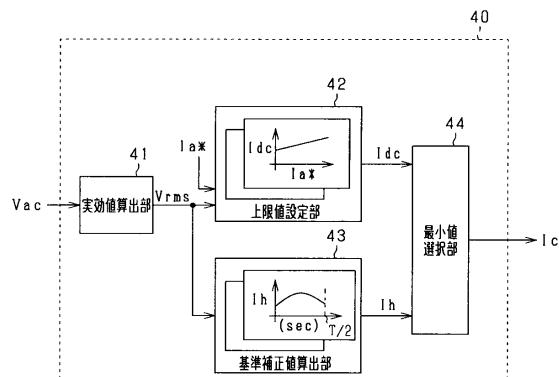
40

50

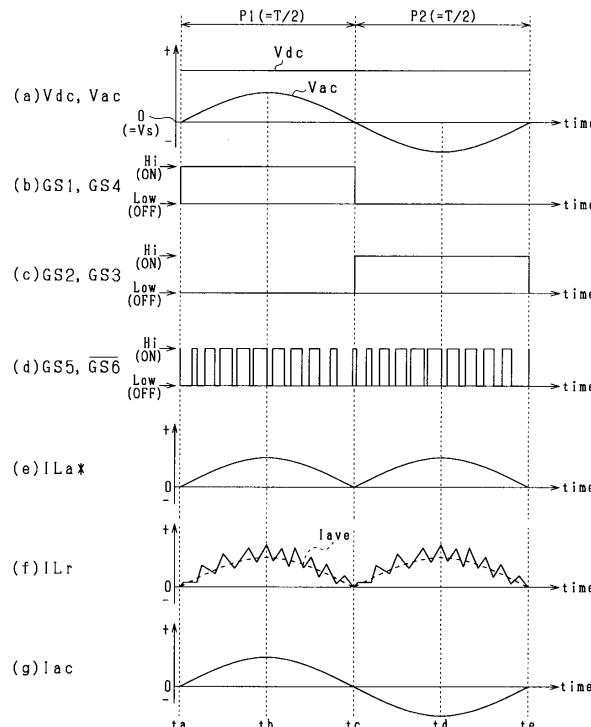
【 図 3 】



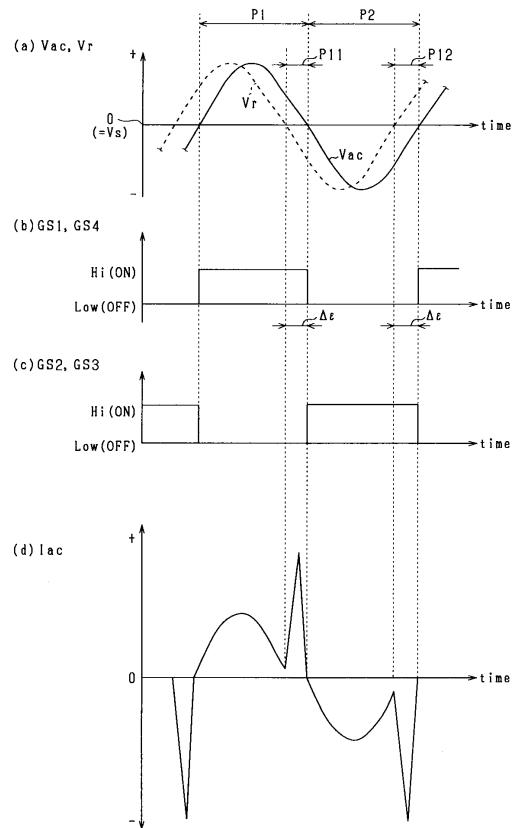
【 図 4 】



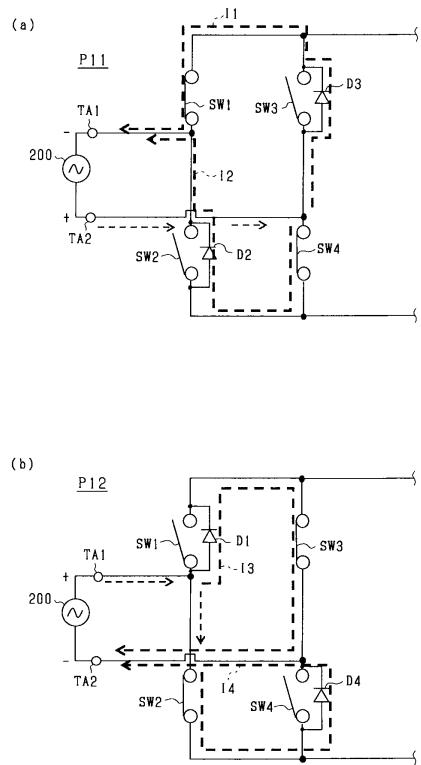
【図5】



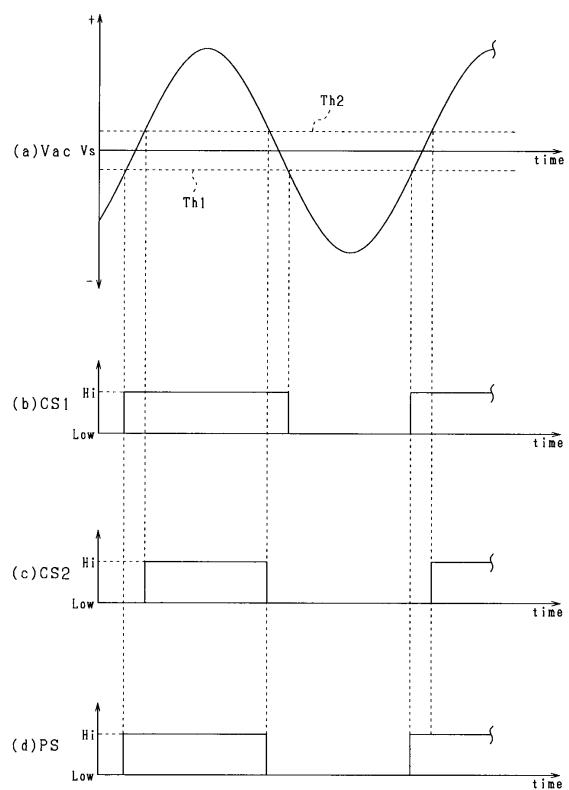
【 四 6 】



【図 7】



【図 8】



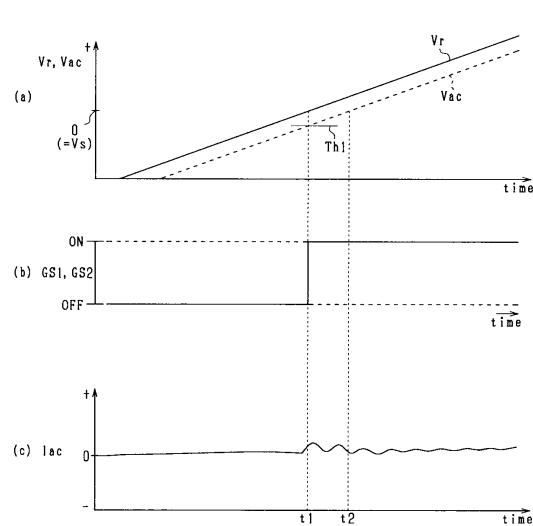
10

20

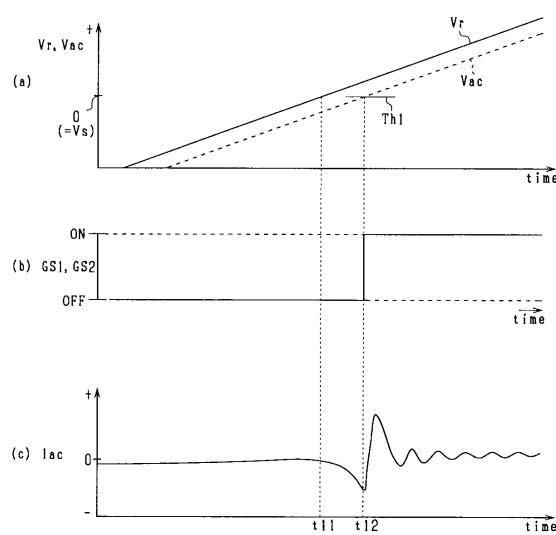
30

40

【図 9】

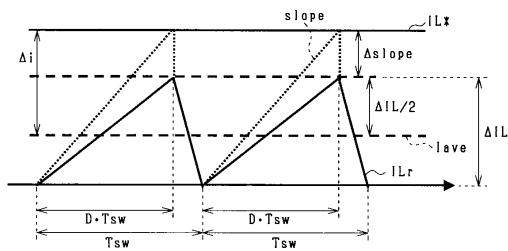


【図 10】

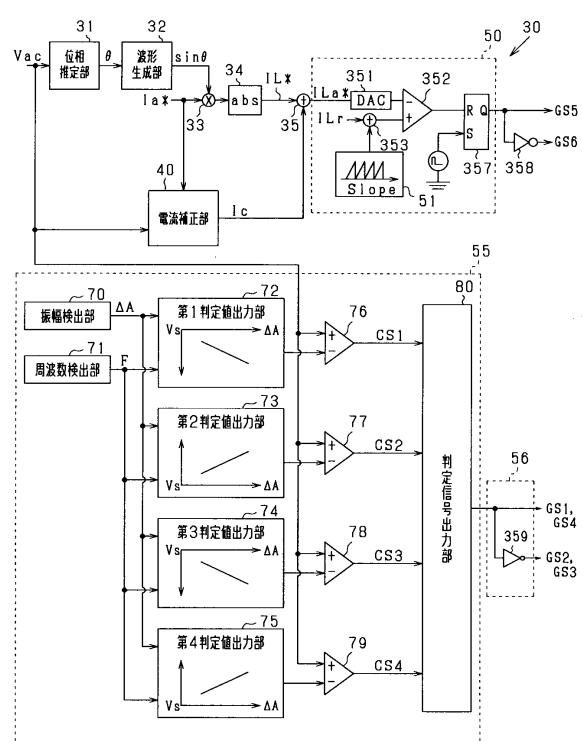


50

【図 1 1】



【図 1 2】



10

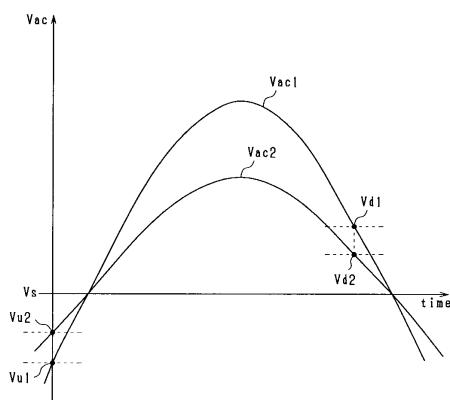
20

30

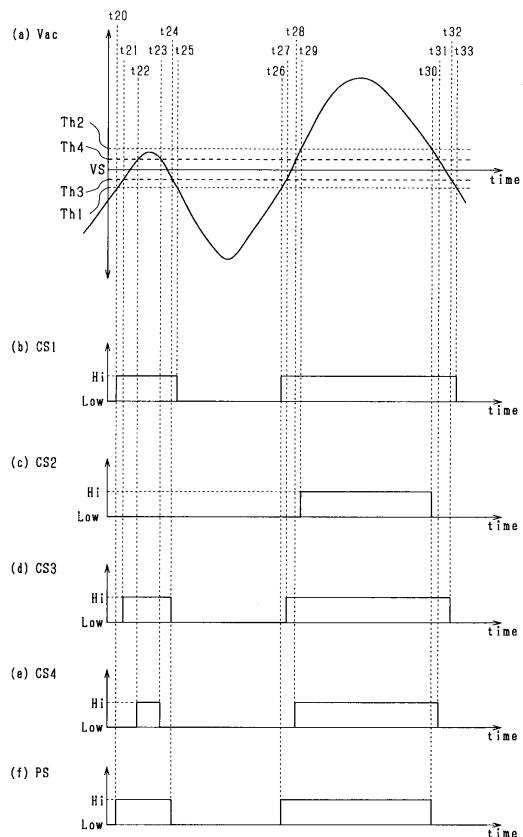
40

50

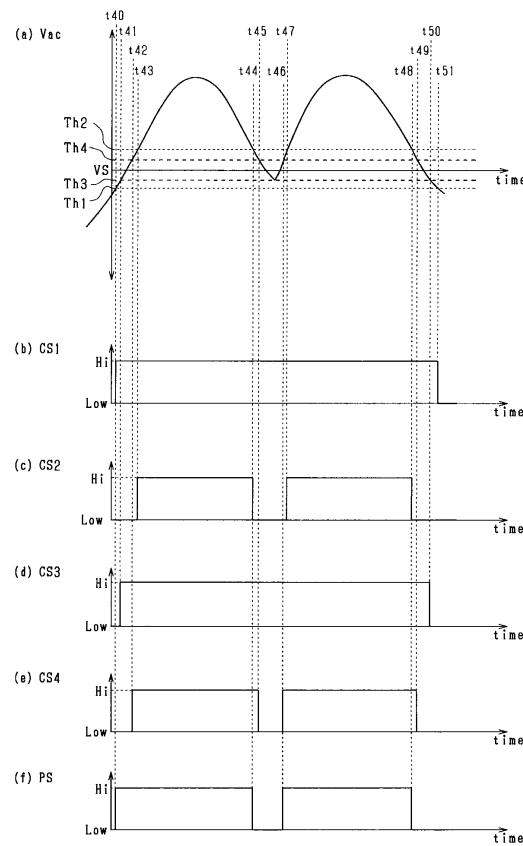
【図 1 3】



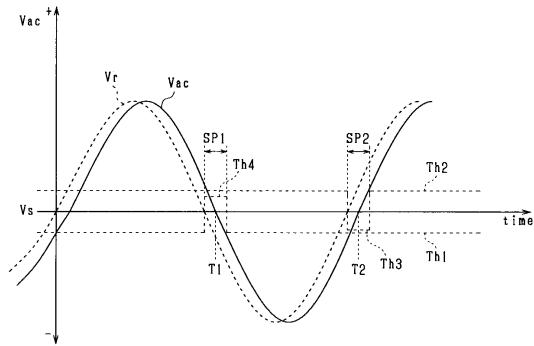
【図 1 4】



【図15】



【図16】



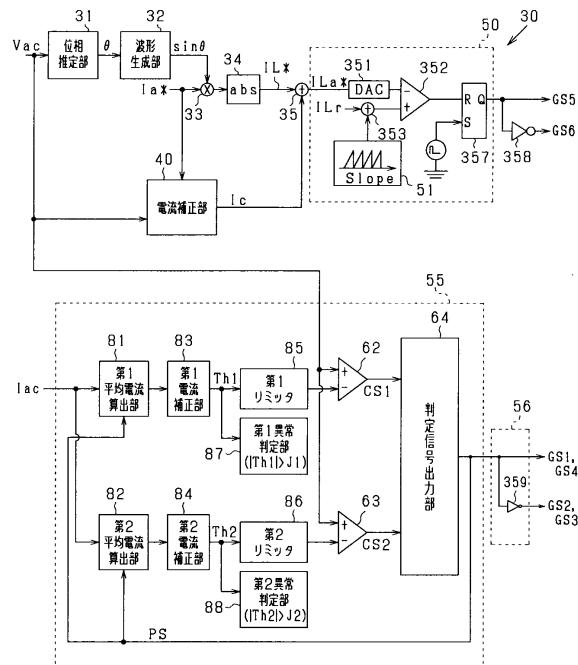
10

20

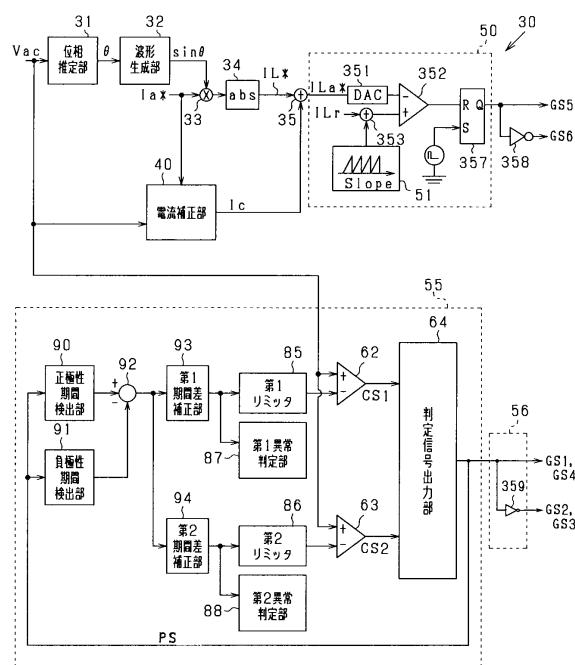
30

40

【図17】

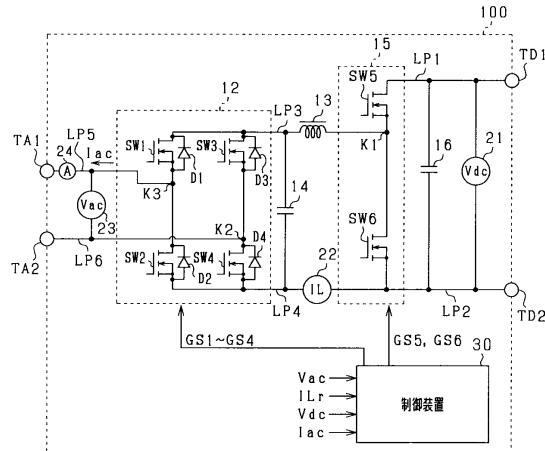


【図18】

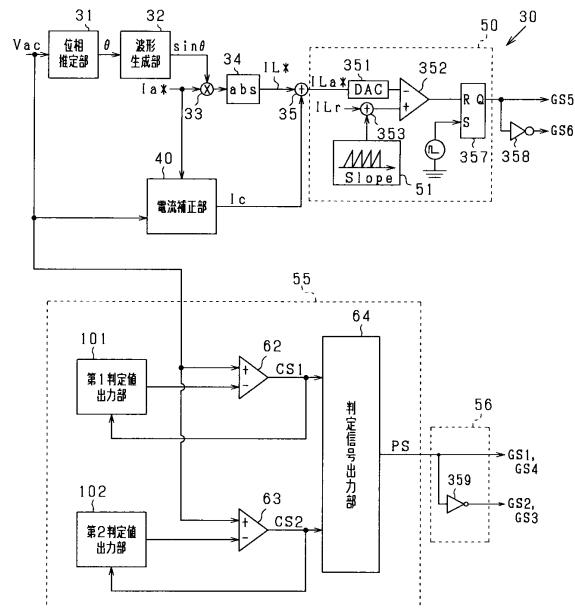


50

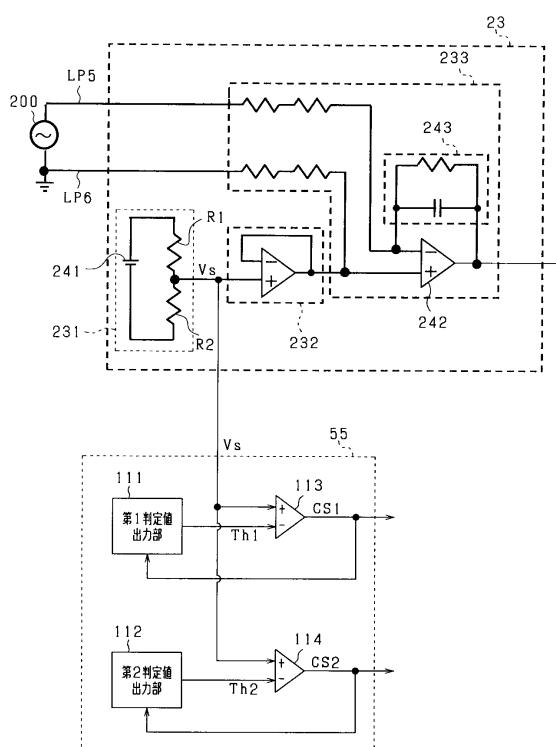
【図19】



【 図 20 】



〔 図 21 〕



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500番地20 株式会社SOKEN内

(72)発明者 居安 誠二
愛知県日進市米野木町南山500番地20 株式会社SOKEN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 匠

(56)参考文献
特開2002-260833 (JP, A)
特開2018-7326 (JP, A)
特開平9-275685 (JP, A)
特開2005-102489 (JP, A)
特開2015-165751 (JP, A)
特開平4-359695 (JP, A)

(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)

H02M 7/48