

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7157640号  
(P7157640)

(45)発行日 令和4年10月20日(2022.10.20)

(24)登録日 令和4年10月12日(2022.10.12)

(51)国際特許分類		F I			
H 0 2 M	7/12 (2006.01)	H 0 2 M	7/12	6 0 1	
H 0 2 M	7/48 (2007.01)	H 0 2 M	7/12		P
		H 0 2 M	7/12		H
		H 0 2 M	7/48		M

請求項の数 13 (全29頁)

(21)出願番号	特願2018-222788(P2018-222788)	(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 5 0 0 番地 2 0
(22)出願日	平成30年11月28日(2018.11.28)	(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
(65)公開番号	特開2020-89146(P2020-89146A)	(74)代理人	100121821 弁理士 山田 強
(43)公開日	令和2年6月4日(2020.6.4)	(74)代理人	100139480 弁理士 日野 京子
審査請求日	令和3年10月12日(2021.10.12)	(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)、駆動スイッチ(SW5)、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)を有し、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(100)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、

前記交流電源の電圧値である交流電圧を取得する交流電圧取得部と、

取得された前記交流電圧の極性に基づいて、前記第1スイッチ及び前記第4スイッチの

10

20

組と、前記第 2 スイッチ及び前記第 3 スイッチの組とを交互にオン操作する操作部 ( 8 0 ) と、

前記交流電源に流れる電流が過電流状態であるか否かを判定する過電流判定部 ( 7 0 ) と、を備え、

前記操作部は、前記過電流状態であると判定された場合に、前記各交流側端子に流れる電流を低下させるべく、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 スイッチのうち少なくともオン操作されているスイッチの操作態様を変更する電力変換装置の制御装置。

【請求項 2】

前記操作部は、前記過電流状態であると判定された場合に、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、オン操作されているスイッチの組をオフ操作に切り替え、残りのスイッチの組をオン操作に切り替える請求項 1 に記載の電力変換装置の制御装置。

10

【請求項 3】

前記操作部は、前記過電流状態であると判定されている期間に渡って、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、オン操作されているスイッチの組のみをオフ操作に切り替える請求項 1 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 4】

前記操作部は、前記過電流状態であると判定されている期間に渡って、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、オン操作されているスイッチの組のみについて、オン状態を維持しつつゲート電圧を低下させることでオン抵抗を増加させる請求項 1 に記載の電力変換装置の制御装置。

20

【請求項 5】

前記操作部は、前記過電流状態であると判定されている期間に渡って、前記駆動スイッチをオフ操作に維持する、又は前記駆動スイッチをオン状態に維持しつつゲート電圧を低下させることで前記駆動スイッチのオン抵抗を増加させる請求項 3 又は 4 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 6】

前記過電流判定部は、前記各交流側端子に流れる電流の絶対値が過電流閾値よりも大きい場合に前記過電流状態であると判定し、その後、前記各交流側端子に流れる電流の絶対値が、前記過電流閾値よりも小さい電流側解除閾値以下になったと判定した場合に、前記過電流状態でないとして判定する請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置の制御装置。

30

【請求項 7】

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を有する電力変換装置の制御装置において、

前記リアクトルに流れる電流値であるリアクトル電流を取得する電流取得部と、

取得された前記リアクトル電流を、取得された前記交流電圧に基づいて生成された電流指令値に制御すべく、前記駆動スイッチをオンオフ操作する電流制御部 ( 5 0 ) と、を備え、

40

前記過電流判定部は、前記各交流側端子に流れる電流と前記電流指令値との差の絶対値が偏差閾値よりも大きい場合に、前記過電流状態であると判定する請求項 1 ~ 5 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 8】

前記過電流判定部は、前記過電流状態であると判定し、その後、前記各交流側端に流れる電流と、前記電流指令値との差の絶対値が前記偏差閾値よりも小さい偏差側解除閾値を下回った場合に、前記過電流状態でないとして判定する請求項 7 に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項 9】

50

前記操作部は、前記過電流状態であると判定された場合に、前記リアクトルに流れる電流と前記電流指令値との差の絶対値が所定の電流差閾値よりも小さいことを条件に、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スイッチのうち少なくともオン操作されているスイッチの操作態様を変更する請求項7又は8に記載の電力変換装置の制御装置。

【請求項10】

前記操作部は、前記過電流状態であると判定された場合に、取得された前記交流電圧がゼロとなるゼロクロスタイミング近傍の期間であることを条件に、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スイッチのうち少なくともオン操作されているスイッチの操作態様を変更する請求項1～9のいずれか一項に記載の電力変換装置の制御装置。

10

【請求項11】

前記操作部は、前記過電流状態であると判定された場合に、取得された前記交流電圧の絶対値が所定の電圧閾値よりも小さいことを条件に、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スイッチのうち少なくともオン操作されているスイッチの操作態様を変更する請求項1～10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12】

前記操作部は、前記過電流状態であると判定された場合に、前記リアクトルに流れる電流の絶対値が所定のリアクトル電流閾値よりも小さいことを条件に、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スイッチのうち少なくともオン操作されているスイッチの操作態様を変更する請求項1～11のいずれか一項に記載の電力変換装置の制御装置。

20

【請求項13】

前記操作部は、取得された前記交流電圧の極性が正の期間において、前記第1スイッチ及び前記第4スイッチの組をオン操作し、かつ、前記第2スイッチ及び前記第3スイッチの組をオフ操作し、取得された前記交流電圧の極性が負の期間において、前記第2スイッチ及び前記第3スイッチの組をオン操作し、かつ、前記第1スイッチ及び前記第4スイッチの組をオフ操作し、

前記過電流判定部は、前記過電流状態として、前記第1交流側端子から前記交流電源を介して前記第2交流側端子へと向かう方向に過電流が流れる正の過電流状態と、前記第2交流側端子から前記交流電源を介して前記第1交流側端子へと向かう方向に過電流が流れる負の過電流状態とを判定し、

30

前記操作部は、前記正の過電流状態であると判定された場合に、前記第1スイッチ及び前記第4スイッチの組がオン操作される期間であることを条件に、又は前記負の過電流状態であると判定された場合に、前記第2スイッチ及び前記第3スイッチの組がオン操作される期間であることを条件に、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スイッチのうち少なくともオン操作されているスイッチの操作態様を変更する請求項1～12のいずれか一項に記載の電力変換装置の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【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、交流電源の電圧を交流電圧として取得し、取得した交流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。

【先行技術文献】

50

## 【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】

交流電源に接続される交流側端子と、リアクトルとの間にフルブリッジ回路を備える電力変換装置では、交流電源における急な電圧変動や、交流電圧を検出するセンサの検出誤差に起因して、交流側端子に過電流が流れ得る。この場合、電力変換装置を強制的に停止させる必要が生じ、電力変換装置の駆動を継続させることができなくなる。

10

【0005】

本発明は、上記課題に鑑みたるものであり、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、各交流側端子に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。

## 【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、駆動スイッチ、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。電力変換装置の前記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いる。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、前記交流電圧の電圧値である交流電圧を取得する交流電圧取得部と、取得された前記交流電圧の極性に基づいて、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スイッチの組とを交互にオン操作する操作部と、前記各交流側端子に流れる電流が過電流状態であるか否かを判定する過電流判定部と、を備えている。前記操作部は、前記過電流判定部により前記過電流状態であると判定された場合に、前記各交流側端子に流れる電流を低下させるべく、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スイッチのうち少なくともオン操作されているスイッチの操作態様を変更する。

20

30

【0007】

電力変換装置では、交流電源に供給する電力の力率を高めるために、交流電源における電圧の極性が変化するゼロクロスタイミングに同期させて、各交流側端子から交流電源に流れる電流の極性を変更する必要がある。そのため、制御装置は、取得された交流電圧の極性に基づいて、第1スイッチ及び第4スイッチの組と、第2スイッチ及び第3スイッチの組とを交互にオン操作する。ここで、取得された交流電圧と、交流電源の実際の電圧である実電圧との間の位相がずれる場合があり、第1～第4スイッチのオンオフ操作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、この短絡回路を通じて各交流側端子に過電流が流れる場合がある。

40

【0008】

本発明では、この点に鑑み、各交流側端子に流れる電流が過電流状態であるか否かが判定される。そして、各交流側端子に流れる電流が過電流状態であると判定された場合に、

50

電流を低下させるべく、第1スイッチ、第2スイッチ、第3スイッチ及び第4スイッチのうち少なくともオン操作されているスイッチの操作態様を変更することとした。これにより、交流電圧と実電圧との間の位相にずれが生じる期間において、フルブリッジ回路内に形成された短絡回路に流れる電流を低下させることができ、各交流側端子に過電流が流れるのが抑制される。その結果、ひいては電力変換装置の駆動を継続させることができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】第1実施形態に係る電力変換装置の構成図。

【図2】制御装置の機能を説明する機能ブロック図。

【図3】電流補正部を説明する図。

【図4】電力変換装置の動作を説明するタイミングチャート。

【図5】過剰な出力電流が流れる原因を説明する図。

【図6】電力変換装置に形成された短絡回路を説明する図。

【図7】過電流閾値を説明する図。

【図8】交流電圧の位相に応じた補正の許可条件を説明する図。

【図9】交流電圧の絶対値に応じた補正の許可条件を説明する図。

【図10】リアクトル電流の絶対値に応じた補正の許可条件を説明する図。

【図11】第1～第6スイッチの操作手順を説明するフローチャート。

【図12】制御装置により過電流状態が解消される作用を説明する図。

【図13】乖離幅を説明する図。

【図14】第2実施形態に係る第1～第6スイッチの操作手順を説明するフローチャート。

【図15】第3実施形態に係る第1～第6スイッチの操作手順を説明するフローチャート。

【図16】第4実施形態に係る第1～第6スイッチの操作手順を説明するフローチャート。

【図17】第5実施形態に係る制御装置の機能を説明する機能ブロック図。

【図18】第5実施形態に係る第1～第6スイッチの操作手順を説明するフローチャート。

【図19】第6実施形態に係る第1～第6スイッチの操作手順を説明するフローチャート。

【発明を実施するための形態】

【0010】

<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。

【0011】

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、例えばバッテリーである。

【0012】

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。

【0013】

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。

【0014】

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チャンネルMOSFETである。第5スイッチSW5のソースと、第6スイッチS

10

20

30

40

50

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。本実施形態では、第 5 スイッチ S W 5 が駆動スイッチに相当する。

**【 0 0 1 5 】**

ハーフブリッジ回路 1 5 とフルブリッジ回路 1 2 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 1 3 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 , 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 1 2 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 1 4 により接続されている。具体的には、第 3 配線 L P 3 のうちリアクトル 1 3 よりもフルブリッジ回路 1 2 側と、第 4 配線 L P 4 とは、中間コンデンサ 1 4 により接続されている。

10

**【 0 0 1 6 】**

フルブリッジ回路 1 2 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 ボディダイオード D 1 ~ D 4 を備えている。

20

**【 0 0 1 7 】**

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 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 8 】**

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 d c 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 L r 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 の電圧を交流電圧 V a c として検出する。

30

**【 0 0 1 9 】**

本実施形態では、交流電圧 V a c 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、交流電圧 V a c が正の極性であるとし、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、交流電圧 V a c が負の極性であるとする。

40

**【 0 0 2 0 】**

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 a c 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 a c を正の極性とし、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 a c を負の極性とする。各センサ 2 1 ~ 2 4 の検出値は、電力変換装置 1 0 0 の制御装置 3 0 に入力される。

**【 0 0 2 1 】**

50

制御装置 30 は、第 1 ~ 第 6 スイッチ SW 1 ~ SW 6 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。

#### 【0022】

制御装置 30 は、リアクトル電流センサ 22 により検出されたリアクトル電流  $I_{Lr}$  を取得し、取得したリアクトル電流  $I_{Lr}$  を、交流電圧  $V_{ac}$  に基づいて算出した指令電流  $I_{La*}$  に制御すべく、第 5, 第 6 スイッチ SW 5, SW 6 をオンオフ操作する。本実施形態では、制御装置 30 は、ピーク電流モード制御により、第 5, 第 6 スイッチ SW 5, SW 6 をオンオフ操作する。

10

#### 【0023】

制御装置 30 は、交流電圧  $V_{ac}$  の極性に基づいて、第 1 スイッチ SW 1 及び第 4 スイッチ SW 4 の組と、第 2 スイッチ SW 2 及び第 3 スイッチ SW 3 の組とを交互にオン操作する。これにより、交流電圧  $V_{ac}$  が正の期間では、第 1, 第 2 交流側端子 TA 1, TA 2 を介して、交流電源 200 に正の出力電流  $I_{ac}$  が流れる。一方、交流電圧  $V_{ac}$  が負の期間では、第 1, 第 2 交流側端子 TA 1, TA 2 を介して、交流電源 200 に負の出力電流  $I_{ac}$  が流れる。

#### 【0024】

次に、図 2 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、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、電流取得部と、交流電圧取得部とに相当する。

20

#### 【0025】

位相推定部 31 は、交流電圧  $V_{ac}$  に基づいて、交流電圧  $V_{ac}$  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、交流電圧  $V_{ac}$  の 1 周期 ( $360^\circ$ ) 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、交流電圧  $V_{ac}$  のゼロアップクロスタイミングを  $= 0^\circ$  とし、交流電圧  $V_{ac}$  のゼロダウンクロスタイミングを  $= 180^\circ$  とする。

#### 【0026】

波形生成部 32 は、位相推定部 31 により推定された交流電圧  $V_{ac}$  の位相 に基づいて、交流電圧  $V_{ac}$  の基準波形  $\sin$  を生成する。基準波形  $\sin$  は、交流電圧  $V_{ac}$  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、交流電圧  $V_{ac}$  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、交流電圧  $V_{ac}$  と同位相となる。交流電圧  $V_{ac}$  が、ゼロクロスタイミングから次のゼロクロスタイミングまで変化する期間が、交流電圧  $V_{ac}$  の半周期 ( $T/2$ ) となる。

30

#### 【0027】

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。

40

#### 【0028】

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 3 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、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。

#### 【0029】

#### 【数 1】

50

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

なお、上記式(1)の導出方法については後述する。

【0030】

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、交流電圧  $V_{ac}$  のゼロクロスタイミングにおいて最小値を取り、交流電圧  $V_{ac}$  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。

10

【0031】

図3に示す電流補正部40は、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、交流電圧  $V_{ac}$  の実効値  $V_{rms}$  を算出する。

【0032】

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。

20

【0033】

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。

【0034】

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、交流電圧  $V_{ac}$  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、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、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良い。

30

【0035】

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。

【0036】

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。

40

【0037】

図2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。

【0038】

電流制御部50は、リアクトル電流センサ22により検出されたリアクトル電流  $I_{Lr}$

50

と、指令電流  $I_{La^*}$  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  $GS_6$  とを生成する。

【0039】

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 60 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、リアクトル電流  $I_{Lr}$  とスロープ補償部 60 により設定されたスロープ補償信号  $Slope$  とを加算し、補償したリアクトル電流  $I_{Lr}$  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  $Slope$  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。

10

【0040】

コンパレータ 352 は、指令電流  $I_{La^*}$  とリアクトル電流  $I_{Lr}$  とを比較し、リアクトル電流  $I_{Lr}$  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、リアクトル電流  $I_{Lr}$  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  $SW_5$ 、 $SW_6$  の 1 スイッチング周期  $T_{sw}$  となる。

20

【0041】

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 スイッチ  $SW_6$  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  $GS_5$  を反転させた値となる。

【0042】

次に、図 4 を用いて、電力変換装置 100 の動作を説明する。図 4 (a) は、交流電圧  $V_{ac}$  及び直流電圧  $V_{dc}$  の推移を示している。図 4 (b) は、第 1、第 4 ゲート信号  $GS_1$ 、 $GS_4$  の推移を示し、図 4 (c) は、第 2、第 3 ゲート信号  $GS_2$ 、 $GS_3$  の推移を示す。図 4 (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 4 (e) は、指令電流  $I_{La^*}$  の推移を示し、図 4 (f) は、リアクトル電流  $I_{Lr}$  の推移を示す。図 4 (g) は、出力電流  $I_{ac}$  の推移を示す。なお、図 4 において、時刻  $t_a$ 、 $t_c$ 、 $t_e$  は、交流電圧  $V_{ac}$  の 1 周期  $T$  において交流電圧  $V_{ac}$  がゼロとなるゼロクロスタイミングである。具体的には、時刻  $t_a$ 、 $t_e$  は交流電圧  $V_{ac}$  が負から正に切り替わるゼロアップクロスタイミングであり、時刻  $t_c$  は交流電圧  $V_{ac}$  が正から負に切り替わるゼロダウンクロスタイミングである。また、時刻  $t_b$  は交流電圧  $V_{ac}$  の 1 周期  $T$  における正のピークタイミングであり、時刻  $t_d$  は交流電圧  $V_{ac}$  の 1 周期  $T$  における負のピークタイミングである。

30

40

【0043】

制御装置 30 は、交流電源 200 に供給する交流電力の力率を改善するために、交流電圧  $V_{ac}$  に基づいて、指令電流  $I_{La^*}$  を算出する。そのため、指令電流  $I_{La^*}$  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 4 では、指令電流  $I_{La^*}$  は、交流電圧  $V_{ac}$  のゼロクロスタイミング  $t_a$ 、 $t_c$  から交流電圧  $V_{ac}$  のピークタイミング  $t_b$ 、 $t_d$  に推移するに従い電流が増加する。また、指令電流  $I_{La^*}$  は、交流電圧  $V_{ac}$  のピークタイミング  $t_b$ 、 $t_d$  からゼロクロスタイミング  $t_c$ 、 $t_e$  に推移するに従い電流が減少する。

【0044】

交流電圧  $V_{ac}$  の 1 周期  $T$  において、交流電圧  $V_{ac}$  が正となる第 1 期間  $P_1$  では、第

50

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。

#### 【0045】

交流電圧Vacが負となる第2期間P2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。

#### 【0046】

ここで、交流電源200の実際の交流電圧である実電圧V1の位相に対して、交流電圧センサ23により検出された交流電圧Vacの位相がずれることにより、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V1の極性が切り替わるタイミングからずれる場合がある。実電圧V1と交流電圧Vacとの間の位相のずれは、例えば、実電圧V1の急な電圧変動や、交流電圧センサ23の検出誤差により生じる。これらの要因によりフルブリッジ回路12内に短絡回路が生じ、第1, 第2交流側端子TA1, TA2に過電流が流れる場合がある。

#### 【0047】

図5, 図6を用いて、交流電源200の実電圧V1と交流電圧Vacとの間の位相のずれに起因して過電流が流れる場合について説明する。図5(a)は、交流電圧Vac及び実電圧V1の推移を示し、図5(b)は、第1, 第4ゲート信号GS1, GS4の推移を示す。図5(c)は、第2, 第3ゲート信号GS2, GS3の推移を示し、図5(d)は、出力電流Iacの推移を示す。図6(a)は、図5の期間P11における、フルブリッジ回路12及び交流電源200に流れる電流を説明する図である。図6(b)は、図5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。

#### 【0048】

図5(a)で示す交流電圧Vacは、実電圧V1よりも位相が遅れている。これにより、交流電圧Vac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V1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V1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V1が負であるのに対して、交流電圧Vacは正となっている。

#### 【0049】

図6(a)に示すように、期間P11では、第1, 第2交流側端子TA1, TA2間に印加される負の実電圧V1により、第3スイッチSW3のボディダイオード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I1が流れる。同様に、負の実電圧V1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I2が流れる。そのため、期間P11での出力電流Iacは、第1電流I1と第2電流I2とが足し合わされた過電流となる。

#### 【0050】

10

20

30

40

50

図5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V1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V1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V1が正であるのに対して、交流電圧Vacは負となっている。

#### 【0051】

図6(b)に示すように、期間P12では、第1,第2交流側端子AT1,AT2間に印加される正の実電圧V1により、第1スイッチSW1のボディダイオード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V1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での出力電流Iacは、第3電流I3と第4電流I4とが足し合わされた過電流となる。

10

#### 【0052】

第1,第2交流側端子TA1,TA2に過電流が流れると、電力変換装置100が安定して動作できなくなるおそれがある。そこで、制御装置30は、出力電流Iacが過電流状態である場合に、過剰な出力電流Iacを低下させるべく、フルブリッジ回路12を形成する第1~第4スイッチSW1~SW4のオンオフ操作を反転させる。詳しくは、図5を参照すると、制御装置30は、期間P11,P12において、第1~第4ゲート信号GS1~GS4のうち、ハイ状態の信号をロー状態に切り換え、ロー状態の信号をハイ状態に切り換える。これにより、交流電圧Vacと実電圧V1との間の位相のずれに起因して第1,第2交流側端子TA1,TA2に過電流が流れるのを抑制することができる。

20

#### 【0053】

制御装置30は、過電流が流れるのを抑制するための構成として、図2に示すように、極性切替部55、反転器359、過電流判定部70及び操作部80を備えている。

#### 【0054】

極性切替部55は、推定された位相 に応じて、出力信号の論理を反転させる。本実施形態では、交流電圧Vacのゼロアップクロスタイミングの位相 を0とする。極性切替部55は、 $0^\circ < 180^\circ$ の期間においてハイ状態の出力信号を出力する。一方、極性切替部55は、 $180^\circ < 360^\circ$ の期間においてロー状態の出力信号を出力する。極性切替部55の出力信号は、反転器359にも入力されており、反転器359により、極性切替部55からの出力信号の論理が反転される。本実施形態では、極性切替部55の出力信号を第1出力信号OUT1と称し、反転器359の出力信号を第2出力信号OUT2と称す。

30

#### 【0055】

過電流判定部70は、出力電流Iacが過電流状態であるか否かを判定する。操作部80は、第1~第4スイッチSW1~SW4を操作するための第1~第4ゲート信号GS1~GS4を生成する。

#### 【0056】

過電流判定部70は、極性切替部55から出力された第1出力信号OUT1の論理に応じて過電流閾値TH1を切り換える閾値設定部71と、過電流閾値TH1と出力電流Iacとの比較結果に応じた過電流判定信号DSを出力するコンパレータ72とを備えている。過電流閾値TH1は、過電流状態での出力電流Iacを定めた値であり、本実施形態では、第1~第4スイッチSW1~SW4の定格電流よりも高い値に定められている。

40

#### 【0057】

図7は、閾値設定部71により出力される過電流閾値TH1を説明する図である。図7(a),(b)に示すように、第1期間P1では、 $0^\circ < 180^\circ$ であるため、極性切替部55からの第1出力信号OUT1がハイ状態となり、第2期間P2では、 $180^\circ < 360^\circ$ であるため、極性切替部55からの第1出力信号OUT1がロー状態とな

50

る。閾値設定部 7 1 は、極性切替部 5 5 からの第 1 出力信号 O U T 1 がハイ状態である場合に、正の過電流閾値 T H 1 を出力し、第 1 出力信号 O U T 1 がロー状態である場合に、負の過電流閾値 T H 1 を出力する。即ち、閾値設定部 7 1 は、位相 に応じて交流電圧 V a c の極性が変化することから、その極性に応じて、過電流閾値 T H 1 の符号を切り換えている。なお、本実施形態において、正の過電流閾値 T H 1 と負の過電流閾値 T H 1 は、絶対値が同じ値である。

#### 【 0 0 5 8 】

出力電流 I a c が過電流状態となった後、下降に転じる際に、出力電流 I a c は下降と上昇とを繰り返し、変動が収束するまでには時間を要する。閾値設定部 7 1 は、出力電流 I a c が過電流状態と判定された後、過電流閾値 T H 1 よりも絶対値が小さな値である解除閾値 T H 2 を設定する。本実施形態では、解除閾値 T H 2 が電流側解除閾値に相当する。出力電流 I a c が過電流状態と判定された後、出力電流 I a c の絶対値が解除閾値 T H 2 以下になった場合、過電流状態が解除されたと判定される。

10

#### 【 0 0 5 9 】

図 2 に戻り、コンパレータ 7 2 の一方の入力端子には、出力電流センサ 2 4 により検出されたリアクトル電流 I L r が入力され、他方の入力端子には、閾値設定部 7 1 からの過電流閾値 T H 1 又は解除閾値 T H 2 が入力される。コンパレータ 7 2 は、出力電流 I a c が過電流閾値 T H 1 よりも大きい場合に、ハイ状態の過電流判定信号 D S を出力し、出力電流 I a c が過電流閾値 T H 1 以下である場合に、ロー状態の過電流判定信号 D S を出力する。また、コンパレータ 7 2 は、出力電流 I a c が過電流状態と判定された後は、出力電流 I a c が解除閾値 T H 2 よりも大きい場合に、ハイ状態の過電流判定信号 D S を出力し、出力電流 I a c が解除閾値 T H 2 以下である場合に、ロー状態の過電流判定信号 D S を出力する。

20

#### 【 0 0 6 0 】

操作部 8 0 は、補正実行部 8 1 と、第 1 許可判定部 8 2 と、第 2 許可判定部 8 3 と、第 3 許可判定部 8 4 と、を備えている。補正実行部 8 1 は、極性切替部 5 5 から出力される第 1 出力信号 O U T 1 , 及び反転器 3 5 9 から出力される第 2 出力信号 O U T 2 を補正する。第 1 ~ 第 3 許可判定部 8 2 ~ 8 4 は、補正実行部 8 1 による第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正の可否を判定する。

#### 【 0 0 6 1 】

出力電流センサ 2 4 により検出された出力電流 I a c にノイズが重畳することにより、過電流判定部 7 0 が出力電流 I a c を過電流状態と誤判定してしまうおそれがある。この場合、第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 のオンオフ操作を反転させてしまうと、電力変換装置 1 0 0 の動作に悪影響を及ぼすことが懸念される。ここで、交流電圧 V a c のゼロクロスタイミング近傍において、実電圧 V 1 と交流電圧 V a c との位相ずれに起因して第 1 , 第 2 交流側端子 T A 1 , T A 2 に過電流が流れやすい。第 1 許可判定部 8 2 は、交流電圧 V a c の位相 がゼロクロスタイミングの近傍の期間に含まれる場合に、補正実行部 8 1 による第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正を許可すべく、ハイ状態の第 1 許可信号 D P 1 を出力する。一方、第 1 許可判定部 8 2 は、交流電圧 V a c の位相 がゼロクロスタイミングの近傍の期間に含まれない場合に、補正実行部 8 1 による第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正を禁止すべく、ロー状態の第 1 許可信号 D P 1 を出力する。

30

40

#### 【 0 0 6 2 】

図 8 を用いて、第 1 許可信号 D P 1 について説明する。図 8 ( a ) は交流電圧 V a c の推移を示し、図 8 ( b ) は交流電圧 V a c の位相 の推移を示し、図 8 ( c ) は第 1 許可信号 D P 1 を示している。第 1 許可判定部 8 2 は、位相推定部 3 1 により推定された位相 を監視しており、交流電圧 V a c の位相 が補正許可範囲 P P 1 「  $1 - X \sim 1 + X$  」に含まれていると判定した場合、現在の制御周期が補正許可期間 P P 1 に含まれると判定し、第 1 許可信号 D P 1 をハイ状態とする。一方、交流電圧 V a c の位相 が補正許可範囲 P P 1 に含まれていないと判定した場合、現在の制御周期が補正許可期間 P P 1 に含

50

まれていないと判定し、第 1 許可信号 D P 1 をロー状態とする。基準となる位相  $\theta_1$  は、交流電圧 V a c の 1 周期 T におけるゼロクロスタイミング ( $\theta_1 = 0^\circ, 180^\circ, 360^\circ$ ) である。

#### 【 0 0 6 3 】

図 9 を用いて、第 2 許可信号 D P 2 について説明する。図 9 ( a ) は交流電圧 V a c の推移を示し、図 9 ( b ) は第 2 許可信号 D P 2 を示している。補正許可期間 P P 2 は交流電圧 V a c のゼロクロスタイミングを含む期間であるため、交流電圧 V a c を用いて、補正許可期間 P P 2 を判定することができる。図 9 ( a ) では、補正許可期間 P P 2 は、 $-\text{TH}_3 - \text{V a c} - \text{TH}_3$  となる期間である。電圧閾値 T H 3 は、交流電圧 V a c の振幅よりも小さい値である。第 2 許可判定部 8 3 は、取得された交流電圧 V a c の絶対値が電圧閾値 T H 3 以下であると判定した場合に、補正実行部 8 1 による第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正を許可すべくハイ状態の第 2 許可信号 D P 2 を出力する。一方、第 2 許可判定部 8 3 は、取得された交流電圧 V a c の絶対値が電圧閾値 T H 3 よりも大きいと判定した場合に、補正実行部 8 1 による第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正を禁止すべくロー状態の第 2 許可信号 D P 2 を出力する。

10

#### 【 0 0 6 4 】

続いて、第 3 許可信号 D P 3 について説明する。電力変換装置 1 0 0 において、フルブリッジ回路 1 2 よりも第 1 , 第 2 直流側端子 T D 1 , T D 2 側で過電流が流れる場合、リアクトル電流 I L r が大きくなることにより、第 1 , 第 2 交流側端子 T A 1 , T A 2 に過電流が流れることが懸念される。この場合、第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 のオンオフ操作を反転させても、出力電流 I a c を低減できない可能性が高い。

20

#### 【 0 0 6 5 】

図 1 0 ( a ) は、リアクトル電流 I L r の絶対値の推移を示し、図 1 0 ( b ) は第 3 許可信号 D P 3 の推移を示している。第 3 許可判定部 8 4 は、リアクトル電流 I L r の絶対値を監視している。第 3 許可判定部 8 4 は、リアクトル電流 I L r の絶対値が所定のリアクトル電流閾値 T H 4 よりも小さいと判定した場合は、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正を許可すべくハイ状態の第 3 許可信号 D P 3 を出力する。一方、第 3 許可判定部 8 4 は、リアクトル電流 I L r の絶対値がリアクトル電流閾値 T H 4 以上であると判定した場合に、リアクトル 1 3 に過電流が流れていると判定し、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正を禁止すべくロー状態の第 3 許可信号 D P 3 を出力する。

30

#### 【 0 0 6 6 】

図 2 に戻り、補正実行部 8 1 には、極性切替部 5 5 からの第 1 出力信号 O U T 1 、反転器 3 5 9 からの第 2 出力信号 O U T 2 、過電流判定部 7 0 からの過電流判定信号 D S 、及び第 1 ~ 第 3 許可判定部 8 3 ~ 8 5 からの第 1 ~ 第 3 許可信号 D P 1 ~ D P 3 が入力される。補正実行部 8 1 の出力部は、第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 の各ゲートに接続されている。補正実行部 8 1 から第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 の各ゲートに出力される信号が、第 1 ~ 第 4 ゲート信号 G S 1 ~ G S 4 となる。

#### 【 0 0 6 7 】

補正実行部 8 1 は、過電流判定信号 D S がロー状態であれば、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の論理に応じた第 1 ~ 第 4 ゲート信号 G S 1 ~ G S 4 を出力する。詳しくは、補正実行部 8 1 は、第 1 出力信号 O U T 1 がハイ状態であれば、ハイ状態の第 1 , 第 4 ゲート信号 G S 1 , G S 4 を出力し、第 1 出力信号 O U T 1 がロー状態であれば、ロー状態の第 1 , 第 4 ゲート信号 G S 1 , G S 4 を出力する。また、第 2 出力信号 O U T 2 がロー状態であれば、ロー状態の第 2 , 第 3 ゲート信号 G S 2 , G S 3 を出力し、第 2 出力信号 O U T 2 がハイ状態であれば、ハイ状態の第 2 , 第 3 ゲート信号を出力する。

40

#### 【 0 0 6 8 】

本実施形態では、第 1 ~ 第 6 ゲート信号 G S 1 ~ G S 6 がハイ状態となることにより、第 1 ~ 第 6 スイッチ S W 1 ~ S W 6 は、フルオン状態となる。なお、フルオン状態は、スイッチのゲート電圧が閾値電圧以上となってスイッチのオン状態が維持されつつ、スイッチのオン抵抗が略ゼロとなる状態である。

50

## 【 0 0 6 9 】

補正実行部 8 1 は、過電流判定信号 D S がハイ状態であっても、第 1 ~ 第 3 許可信号 D P 1 ~ D P 3 の少なくとも 1 つがロー状態であれば、上述したように、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の論理に応じた第 1 ~ 第 4 ゲート信号 G S 1 ~ G S 4 を出力する。

## 【 0 0 7 0 】

補正実行部 8 1 は、過電流判定信号 D S がハイ状態であって、かつ第 1 ~ 第 3 許可信号 D P 1 ~ D P 3 の全てがハイ状態であれば、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の論理を反転させた値に応じた第 1 ~ 第 4 ゲート信号 G S 1 ~ G S 4 を出力する。詳しくは、補正実行部 8 1 は、第 1 出力信号 O U T 1 がハイ状態であれば、ロー状態の第 1 , 第 4 ゲート信号 G S 1 , G S 4 を出力し、第 1 出力信号 O U T 1 がロー状態であれば、ハイ状態の第 1 , 第 4 ゲート信号 G S 1 , G S 4 を出力する。また、補正実行部 8 1 は、第 2 出力信号 O U T 2 がロー状態であれば、ハイ状態の第 2 , 第 3 ゲート信号 G S 2 , G S 3 を出力し、第 2 出力信号 O U T 2 がハイ状態であれば、ロー状態の第 2 , 第 3 ゲート信号 G S 2 , G S 3 を出力する。これにより、出力電流 I a c が過電流状態と判定されている期間において、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 の組とのオンオフ操作が反転される。

## 【 0 0 7 1 】

次に、本実施形態に係るピーク電流モード制御を用いた第 1 ~ 第 6 スイッチ S W 1 ~ S W 6 の操作手順を、図 1 1 を用いて説明する。図 1 1 に示す処理は、制御装置 3 0 により所定の制御周期で繰り返し実施される。

## 【 0 0 7 2 】

ステップ S 1 1 では、補正前指令電流 I L \* を算出する。ステップ S 1 2 では、交流電圧 V a c に基づいて、電流補正值 I c を設定する。ステップ S 1 3 では、電流補正值 I c により補正前指令電流 I L \* を補正した値を指令電流 I L a \* として算出する。

## 【 0 0 7 3 】

ステップ S 1 4 では、ステップ S 1 3 で算出した指令電流 I L a \* を用いたピーク電流モード制御により、第 5 , 第 6 ゲート信号 G S 5 , G S 6 を出力する。

## 【 0 0 7 4 】

ステップ S 1 5 では、交流電圧 V a c の極性が正であるか否かを判定する。交流電圧 V a c の極性が正であると判定すると、ステップ S 1 6 に進み、第 1 出力信号 O U T 1 をハイ状態に設定し、第 2 出力信号 O U T 2 をロー状態に設定する。一方、交流電圧 V a c の極性が負であると判定すると、ステップ S 1 7 に進み、第 1 出力信号 O U T 1 をロー状態に設定し、第 2 出力信号 O U T 2 をハイ状態に設定する。

## 【 0 0 7 5 】

ステップ S 1 8 では、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 に対する補正許可判定を行う。具体的には、第 1 ~ 第 3 許可信号 D P 1 ~ D P 3 の全てがハイ状態であると判定すると、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正を許可し、ステップ S 1 9 に進む。一方、第 1 ~ 第 3 許可信号 D P 1 ~ D P 3 の少なくとも 1 つがロー状態であると判定すると、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 の補正を禁止し、ステップ S 2 5 に進む。ステップ S 2 5 では、第 1 , 第 2 出力信号 O U T 1 , O U T 2 を反転させることなく、第 1 ~ 第 4 スイッチ S W 1 ~ S W 4 へ出力する。これにより、交流電圧 V a c の極性に応じてステップ S 1 6 又はステップ S 1 7 で設定した第 1 出力信号 O U T 1 の論理に応じた第 1 , 第 4 ゲート信号 G S 1 , G S 4 が第 1 , 第 4 スイッチ S W 1 , S W 4 へ出力され、同様にステップ S 1 6 又はステップ S 1 7 で設定した第 2 出力信号 O U T 2 の論理に応じた第 2 , 第 3 ゲート信号 G S 2 , G S 3 が第 2 , 第 3 スイッチ S W 2 , S W 3 へ出力される。そして、図 1 1 の処理を一旦終了する。

## 【 0 0 7 6 】

ステップ S 1 9 では、出力電流 I a c の絶対値が過電流閾値 T H 1 よりも大きいかなかを判定する。出力電流 I a c の絶対値が過電流閾値 T H 1 よりも大きいと判定すると、ステップ S 2 0 に進み、出力電流 I a c が過電流状態であることを示す過電流判定フラグ F

10

20

30

40

50

をハイ状態とする。そして、ステップS 2 4に進み、第1出力信号OUT 1及び第2出力信号OUT 2の論理を反転させる。具体的には、ステップS 1 6において設定した第1出力信号OUT 1をロー状態に切り替え、第2出力信号OUT 2をハイ状態に切り替える。または、ステップS 1 7において設定した第1出力信号OUT 1をハイ状態に切り替え、第2出力信号OUT 2をロー状態に切り替える。これにより、第1出力信号OUT 1により定まる第1,第4ゲート信号GS 1,GS 4が反転し、第2出力信号OUT 2により定まる第2,第3ゲート信号GS 2,GS 3が反転する。

【0077】

ステップS 1 9において出力電流I a cの絶対値が過電流閾値TH 1以下であると判定すると、ステップS 2 1に進み、過電流判定フラグFがハイ状態となっているか否かを判定する。過電流判定フラグFがロー状態であると判定すると、ステップS 2 5に進む。一方、出力電流I a cを過電流状態であると判定している場合、ステップS 2 1において過電流判定フラグFがハイ状態であると判定され、ステップS 2 2に進み、過電流状態が解消したか否かを判定する。具合的には、ステップS 2 2では、出力電流I a cの絶対値が解除閾値TH 2以下か否かを判定する。出力電流I a cの絶対値が解除閾値TH 2よりも大きいと判定すると、ステップS 2 4に進む。この場合、過電流状態の判定を継続する。出力電流I a cの絶対値が解除閾値TH 2以下であると判定すると、ステップS 2 3に進み、過電流判定フラグFをロー状態とする。即ち、過電流状態の判定を解除する。

【0078】

次に、図12を用いて、制御装置30の処理について説明する。図12(a)は実電圧V 1及び交流電圧V a cの推移を示し、図12(b)は第1,第4ゲート信号GS 1,GS 4の推移を示し、図12(c)は第2,第3ゲート信号GS 2,GS 3の推移を示し、図12(d)は出力電流I a cの推移を示す。

【0079】

実電圧V 1と交流電圧V a cとの間で位相のずれが生じることにより、時刻t 1以降において実電圧V 1が正であるのに交流電圧V a cが負となる期間が生じる。そのため、フルブリッジ回路12内に短絡回路が生じ、第1,第2交流側端子TA 1,TA 2に流れる負の出力電流I a cが増加する。

【0080】

時刻t 2において、出力電流I a cの絶対値が過電流閾値TH 1よりも大きくなることにより、第1,第4ゲート信号GS 1,GS 4がロー状態からハイ状態に切り替えられ、第2,第3ゲート信号GS 2,GS 3がハイ状態からロー状態に切り替えられる。これにより、負の出力電流I a cの増加が抑制され、第1,第2交流側端子TA 1,TA 2の過電流状態が解消される。なお、図12(b),(c)では、破線にて、制御装置30により第1~第4ゲート信号GS 1~GS 4の切り替えが実施されないと想定した場合の第1~第4ゲート信号GS 1~GS 4を示す。

【0081】

時刻t 3では、交流電圧V a cの極性が負から正に変化することにより、交流電圧V a cと実電圧V 1との極性が一致する。これにより、フルブリッジ回路12内には短絡回路が生じない。交流電圧V a c及び実電圧V 1が正となる期間では、第1,第2交流側端子TA 1,TA 2に正の出力電流I a cが流れる。

【0082】

時刻t 4では、実電圧V 1の極性が正から負に変化することにより、交流電圧V a cと実電圧V 1との極性が不一致となる。これにより、フルブリッジ回路12に短絡回路が生じ、第1,第2交流側端子TA 1,TA 2に流れる正の出力電流I a cが増加する。

【0083】

時刻t 5で、出力電流I a cの絶対値が過電流閾値TH 1よりも大きくなることにより、第1,第4ゲート信号GS 1,GS 4がハイ状態からロー状態に切り替えられ、第2,第3ゲート信号GS 2,GS 3がロー状態からハイ状態に切り替えられる。これにより、正の出力電流I a cが低下し、過電流状態が解消される。なお、時刻t 6で、交流電圧V

10

20

30

40

50

a c の極性が正から負に変化することにより、交流電圧  $V_{ac}$  と実電圧  $V_1$  との極性が一致するため、フルブリッジ回路 12 内に短絡回路が生じなくなる。

【0084】

続いて、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図 13 を用いて説明する。

【0085】

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 13 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。

【0086】

図 13 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  $Slope$  の最大増加分  $slope$  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。

【0087】

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

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。

【0088】

【数 2】

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

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。

$$slope = m_s \times D \times T_{sw} \dots (4)$$

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  $m_s$  は、傾き  $m_s$  の平均値を用いればよい。

【0089】

第 5 スイッチ  $SW_5$  のオン期間のデューティ比  $D$  は、交流電圧  $a c$  の実効値  $V_{rms}$  を用いて、下記式 (5) により算出することができる。

【0090】

【数 3】

$$D = \frac{\sqrt{2}V_{rms} \cdot |\sin \theta|}{V_{dc}} \dots (5)$$

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  $I_h$  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  $I_h$  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  $I_h$  を、実効値  $V_{rms}$  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。

【0091】

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。

【0092】

・制御装置 30 は、第 1, 第 2 交流側端子  $TA_1, TA_2$  に流れる出力電流  $I_{ac}$  が過電流状態であるか否かを判定する。制御装置 30 は、過電流状態であると判定した場合に

10

20

30

40

50

、第1～第4スイッチSW1～SW4のオンオフ操作を反転させる。これにより、交流電源200の急な電圧変動や、交流電圧センサ23の検出誤差に起因して、交流電圧V<sub>ac</sub>と実電圧V<sub>1</sub>との間に位相のずれが生じる場合でも、第1，第2交流側端子TA1，TA2に過剰な出力電流I<sub>ac</sub>が流れるのが抑制される。また、交流電圧V<sub>ac</sub>と実電圧V<sub>1</sub>との間の位相のずれが解消した後は、第1～第4スイッチSW1～SW4のオンオフ操作の反転が行われなくなるにより、電力変換装置100の動作を継続させることができる。

【0093】

・制御装置30は、過電流状態であると判定した場合に、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、オン操作されているスイッチの組をオフ操作に切り替え、残りのスイッチの組をオン操作に切り替える。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の組との間のオンオフ操作の切り換えタイミングのずれが解消され、第1，第2交流側端子TA1，TA2に過電流が流れるのをいっそう抑制することができる。

10

【0094】

・制御装置30は、出力電流I<sub>ac</sub>の絶対値が過電流閾値TH1よりも大きい場合に、過電流状態であると判定する。その後、制御装置30は、出力電流I<sub>ac</sub>の絶対値が、過電流閾値TH1よりも小さい解除閾値TH2以下であると判定した場合に、出力電流I<sub>ac</sub>の過電流状態が解消されたと判定する。これにより、出力電流I<sub>ac</sub>が上昇から下降に転じた際に出力電流I<sub>ac</sub>の変動により、再度、過電流状態であると判定されることが抑制され、第1～第4スイッチSW1～SW4のオンオフ操作が不要に切り換えられるのを防止することができる。

20

【0095】

・制御装置30は、位相が、交流電圧V<sub>ac</sub>のゼロクロスタイミング近傍の期間であることを条件に、第1，第4スイッチSW1，SW4の組と、第2，第3スイッチSW2，SW3の組とのオンオフ操作を反転させる。これにより、ノイズ等の影響によって過電流状態であることを誤判定した場合でも、第1～第4スイッチSW1～SW4のオンオフ操作を反転させてしまうのを抑制することができる。

【0096】

・制御装置30は、交流電圧V<sub>ac</sub>の絶対値が所定の電圧閾値TH3よりも小さいことを条件に、第1，第4スイッチSW1，SW4の組と、第2，第3スイッチSW2，SW3の組とのオンオフ操作を反転させる。これにより、ノイズ等の影響によって過電流状態であることを誤判定した場合でも、第1～第4スイッチSW1～SW4のオンオフ操作を反転させてしまうのを抑制することができる。

30

【0097】

・制御装置30は、リアクトル電流I<sub>Lr</sub>の絶対値がリアクトル電流閾値TH4よりも小さいことを条件に、第1，第4スイッチSW1，SW4の組と、第2，第3スイッチSW2，SW3の組とのオンオフ操作を反転させる。これにより、交流電源200の急な電圧変動や、交流電圧センサ23の検出誤差に起因する過剰な出力電流のみを抑制することができる。

40

【0098】

<第1実施形態の変形例1>

制御装置30は、過電流状態であると判定している場合に、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、オン操作されている組のみをオフ操作に切り換えてもよい。例えば、図6(a)で示したフルブリッジ回路12内に形成された短絡回路のうち、第1，第4スイッチSW1，SW4がオン操作からオフ操作に切り替わるにより、第1電流I<sub>1</sub>が流れる短絡回路が形成されなくなる。これにより、第1，第2交流側端子TA1，TA2に流れる出力電流が減少し、過電流状態が緩和される。

【0099】

50

## &lt; 第 2 実施形態 &gt;

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。

## 【 0 1 0 0 】

ピーク電流モード制御では、指令電流  $I_{La*}$  に応じた出力電流  $I_{ac}$  が流れるため、出力電流  $I_{ac}$  が過電流状態になっていなければ、出力電流  $I_{ac}$  と指令電流  $I_{La*}$  との偏差は相対的に小さくなる。一方、出力電流  $I_{ac}$  が過電流状態になっていれば、出力電流  $I_{ac}$  と指令電流  $I_{La*}$  との偏差は相対的に大きくなる。

## 【 0 1 0 1 】

本実施形態では、過電流判定部 70 は、出力電流  $I_{ac}$  の絶対値と指令電流  $I_{La*}$  との差の絶対値が偏差閾値  $TH5$  よりも大きい場合に、過電流状態であると判定する。図 14 は、本実施形態に係る第 1 ~ 第 6 スイッチの操作手順を説明するフローチャートである。図 14 に示す処理は、制御装置 30 により所定の制御周期で繰り返し実施される。

10

## 【 0 1 0 2 】

ステップ S18 において、第 1 ~ 第 3 許可信号  $DP1 \sim DP3$  の全てがハイ状態であると判定すると、ステップ S30 に進む。ステップ S30 では、出力電流  $I_{ac}$  の絶対値と指令電流  $I_{La*}$  との差の絶対値が偏差閾値  $TH5$  よりも大きいか否かを判定する。ステップ S30 において肯定判定すると、ステップ S20 に進み、過電流判定フラグ  $F$  をハイ状態に設定する。一方、ステップ S30 において否定判定すると、ステップ S21 に進む。

## 【 0 1 0 3 】

本実施形態においても、出力電流  $I_{ac}$  の絶対値と指令電流  $I_{La*}$  との偏差を用いて、過電流状態であると判定した後に、ヒステリシスを考慮して過電流状態の判定からの解除条件を定めている。具体的には、図 14 のステップ S30 で否定判定して、ステップ S31 に進む場合、出力電流  $I_{ac}$  の絶対値と指令電流  $I_{La*}$  との差の絶対値が、偏差閾値  $TH5$  よりも小さい値である偏差側解除閾値  $TH6$  以下であるか否かを判定する。ステップ S31 で肯定判定すると、ステップ S23 に進み、過電流判定フラグ  $F$  をロー状態に設定する。一方、ステップ S31 で否定判定すると、ステップ S24 に進み、過電流状態の判定を継続する。

20

## 【 0 1 0 4 】

以上説明した本実施形態では、指令電流  $I_{La*}$  を基準として、出力電流  $I_{ac}$  が過電流状態であるか否かを判定することができるため、出力電流  $I_{ac}$  が低い値である場合でも、出力電流  $I_{ac}$  が過電流状態であるか否かを適正に判定することができる。

30

## 【 0 1 0 5 】

## &lt; 第 3 実施形態 &gt;

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 6 】

電力変換装置 100 では、第 1, 第 4 スイッチ  $SW1, SW4$  の組がオン操作される期間において、正の出力電流  $I_{ac}$  が流れ、第 2, 第 3 スイッチ  $SW2, SW3$  の組がオン操作される期間において、負の出力電流  $I_{ac}$  が流れる。本実施形態では、制御装置 30 は、出力電流  $I_{ac}$  が正となる正の過電流状態を判定した場合に、第 1, 第 4 スイッチ  $SW1, SW4$  がオン操作される期間であることを条件に、第 1 ~ 第 4 スイッチ  $SW1 \sim SW4$  の操作をオン操作からオフ操作に反転させる。また、制御装置 30 は、出力電流  $I_{ac}$  が負となる負の過電流状態であると判定した場合に、第 2, 第 3 スイッチ  $SW2, SW3$  がオン操作される期間であることを条件に、第 2, 第 3 スイッチ  $SW2, SW3$  の操作をオン操作からオフ操作に反転させる。

40

## 【 0 1 0 7 】

図 15 は、本実施形態に係る第 1 ~ 第 6 スイッチの操作手順を説明するフローチャートである。図 15 に示す処理は、制御装置 30 により所定の制御周期で繰り返し実施される。図 15 に示す処理では、先の図 11 に示した処理のステップ S18, S19 に代えて、

50

ステップ S 4 0 ~ S 4 2 が設けられている。

【 0 1 0 8 】

ステップ S 1 6 又はステップ S 1 7 において、交流電圧  $V_{ac}$  の極性に応じて、第 1 , 第 2 出力信号  $OUT_1$  ,  $OUT_2$  の論理を切り換えると、ステップ S 4 0 に進む。ステップ S 4 0 では、第 1 , 第 4 スイッチ  $SW_1$  ,  $SW_4$  がオン操作される期間であるか否かを判定する。例えば、第 1 出力信号  $OUT_1$  の論理がハイ状態である場合に、第 1 , 第 4 スイッチ  $SW_1$  ,  $SW_4$  がオン操作される期間であると判定する。ステップ S 4 0 を肯定判定した場合、ステップ S 4 1 に進む。

【 0 1 0 9 】

ステップ S 4 1 では、出力電流  $I_{ac}$  が正の過電流状態であるか否かを判定する。具体的には、出力電流  $I_{ac}$  が過電流閾値  $TH_1$  よりも大きい場合に、出力電流  $I_{ac}$  が正の過電流状態であると判定する。そして、ステップ S 2 0 に進み、過電流判定フラグ  $F$  をハイ状態に設定する。一方、出力電流  $I_{ac}$  が過電流閾値  $TH_1$  以下である場合、出力電流  $I_{ac}$  が過電流状態でないとして、ステップ S 2 1 に進む。

10

【 0 1 1 0 】

ステップ S 4 0 を否定判定した場合、第 2 , 第 3 スイッチ  $SW_2$  ,  $SW_3$  がオン操作される期間であるため、ステップ S 4 2 では、出力電流  $I_{ac}$  が負の過電流状態であるか否かを判定する。具体的には、出力電流  $I_{ac}$  が過電流閾値  $TH_1$  の符号を負とした値 ( $= -TH_1$ ) よりも小さい場合に、出力電流  $I_{ac}$  が負の過電流状態であると判定する。そして、ステップ S 2 0 に進み、過電流判定フラグ  $F$  をハイ状態に設定する。一方、ステップ S 4 2 を否定判定する場合、ステップ S 2 1 に進む。

20

【 0 1 1 1 】

以上説明した第 3 実施形態では、第 1 実施形態と同様の効果を奏することができる。

【 0 1 1 2 】

< 第 4 実施形態 >

第 4 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 1 3 】

電力変換装置 1 0 0 において、フルブリッジ回路 1 2 よりも第 1 , 第 2 直流側端子  $TD_1$  ,  $TD_2$  側で過電流が流れる場合、リアクトル電流  $I_{Lr}$  が大きくなることにより、リアクトル電流  $I_{Lr}$  と指令電流  $I_{La^*}$  との差の絶対値が大きくなる。一方で、交流電圧  $V_{ac}$  と実電圧  $V_1$  との間の位相がずれることにより過剰な出力電流  $I_{ac}$  が流れる場合、リアクトル電流  $I_{Lr}$  と指令電流  $I_{La^*}$  との差の絶対値は大きな値とならない。本実施形態では、制御装置 3 0 は、リアクトル電流  $I_{Lr}$  と指令電流  $I_{La^*}$  との差の絶対値が所定の電流差閾値  $TH_7$  よりも小さいことを条件に、第 1 ~ 第 4 スイッチ  $SW_1$  ~  $SW_4$  のオンオフ操作を反転させる。

30

【 0 1 1 4 】

図 1 6 は、本実施形態に係る第 1 ~ 第 6 スイッチの操作手順を説明するフローチャートである。図 1 6 に示す処理は、制御装置 3 0 により所定の制御周期で繰り返し実施される。

【 0 1 1 5 】

ステップ S 5 0 では、リアクトル電流  $I_{Lr}$  と指令電流  $I_{La^*}$  との差の絶対値が電流差閾値  $TH_7$  よりも小さいか否かを判定する。ステップ S 5 0 で肯定判定する場合、フルブリッジ回路 1 2 よりも第 1 , 第 2 直流側端子  $TD_1$  ,  $TD_2$  側で過電流が流れていないため、ステップ S 1 9 に進む。一方、ステップ S 5 0 で否定判定する場合、フルブリッジ回路 1 2 よりも第 1 , 第 2 直流側端子  $TD_1$  ,  $TD_2$  側で過電流が流れているため、ステップ S 2 5 に進む。

40

【 0 1 1 6 】

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

【 0 1 1 7 】

< 第 5 実施形態 >

50

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。

【0118】

本実施形態では、制御装置30は、過電流状態であると判定している期間に渡って、第1～第4スイッチSW1～SW4の全てをオフ操作することにより、過剰な出力電流 $I_{ac}$ を低減する。具体的には、制御装置30は、過電流状態であると判定している期間に渡って、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、オン操作されているスイッチの組のみをオフ操作に切り替える。

【0119】

図17に示すように、本実施形態に係る制御装置30では、RSフリップフロップ357のQ端子からの出力及び反転器358からの出力は、操作部80の補正実行部81に入力される。本実施形態では、補正実行部81の出力は、第1～第4スイッチSW1～SW4の各ゲートに加えて、第5,第6スイッチSW5,SW5の各ゲートに接続されている。補正実行部81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となり、補正実行部81から第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。以下では、RSフリップフロップ357のQ端子から補正実行部81に出力される信号を、第3出力信号OUT3と称し、反転器358から補正実行部81に出力される信号を、第4出力信号OUT4と称する。

10

【0120】

補正実行部81は、過電流判定信号DSがハイ状態であって、かつ第1～第3許可信号DP1～DP3のすべてがハイ状態であれば、第1,第2出力信号OUT1,OUT2のうち、ハイ状態の出力信号の論理をロー状態に反転させる。この場合、補正実行部81は、第1出力信号OUT1がハイ状態であれば、第1出力信号OUT1の論理を反転させることにより、第1,第4ゲート信号GS1,GS4をロー状態にする。また、補正実行部81は、第2出力信号OUT2がハイ状態であれば、第2出力信号OUT2の論理を反転させることにより、第2,第3ゲート信号GS2,GS3をロー状態にする。これにより、過電流状態であると判定されている期間において、第1～第4ゲート信号GS1～GS4の全てがロー状態に維持される。

20

【0121】

補正実行部81は、過電流状態でないことが判定されている場合において、第3出力信号OUT3がハイ状態であれば、第5ゲート信号GS5をハイ状態にし、第3出力信号OUT3がロー状態であれば、第5ゲート信号をロー状態にする。補正実行部81は、過電流状態でないことが判定されている場合において、第4出力信号OUT4がハイ状態であれば、第6ゲート信号GS6をハイ状態にし、第4出力信号OUT4がロー状態であれば、第6ゲート信号をロー状態にする。

30

【0122】

制御装置30により第1～第4スイッチSW1～SW4の全てがオフ操作されている期間において、リアクトル13から中間コンデンサ14に電流が流れ込むことで、中間コンデンサ14が充電される。そして、制御装置30により過電流状態でないことが判定された場合、第1,第4スイッチSW1,SW4の組と、第2,第3スイッチSW2,SW3の組とのいずれかの組がオン操作される際に、中間コンデンサ14に蓄積された電荷により、オン操作されたスイッチの組に突入電流が流れるおそれがある。

40

【0123】

本実施形態では、補正実行部81は、過電流状態であることが判定されている期間に渡って、第3,第4出力信号OUT3,OUT4の状態に関わらず、第5,第6ゲート信号GS5,GS6をロー状態に維持する。これにより、第1直流側端子TD1側から第5スイッチSW5を介して中間コンデンサ14に電流が流れ込むことを抑制できる。その結果、リアクトル電流 $I_{Lr}$ の増加が抑制され、ひいては過電流状態が解消された場合にオン操作されたスイッチの組に突入電流が流れることを防止できる。

【0124】

50

次に、本実施形態に係るピーク電流モード制御を用いた第1～第6スイッチSW1～SW6の操作手順を、図18を用いて説明する。図18に示す処理は、制御装置30により所定周期で繰り返し実施される。

【0125】

ステップS13において指令電流 $I_{La}^*$ を算出した後、ステップS60では、ピーク電流モード制御により、第3，第4出力信号OUT3，OUT4を出力する。その後、ステップS18において、第1～第3許可信号DP1～DP3の全てがハイ状態であると判定すると、ステップS19に進む。

【0126】

ステップS19において、出力電流 $I_{ac}$ の絶対値が過電流閾値TH1よりも大きいと判定すると、ステップS20を経由してステップS61に進み、第1，第2出力信号OUT1，OUT2のうち、ハイ状態となっている信号の論理を反転させる。これにより、第1～第4ゲート信号GS1～GS4の全てがロー状態になることで、第1～第4スイッチSW1～SW4の全てがオフ操作される。

10

【0127】

ステップS62では、第3，第4出力信号OUT3，OUT4のうち、ハイ状態となっている信号の論理を反転させる。これにより、第5，第6スイッチSW5，SW6がロー状態となることにより、リアクトル13から中間コンデンサ14に流れ込む電流が抑制される。

【0128】

20

ステップS19において出力電流 $I_{ac}$ の絶対値が過電流閾値TH1以下であると判定し、その後、ステップS21で否定判定すると、ステップS25を経由してステップS63に進む。ステップS63では、第3，第4出力信号OUT3，OUT4の論理に応じた第5，第6ゲート信号GS5，GS6を出力する。

【0129】

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。

【0130】

・制御装置30は、過電流状態であると判定している期間に渡って、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、オン操作されているスイッチの組をオフ操作に切り替える。これにより、過電流状態では、フルブリッジ回路12がオフ操作されることにより、過剰な出力電流 $I_{ac}$ の抑制効果を高めることができる。

30

【0131】

・制御装置30は、過電流状態であると判定している期間に渡って、第5，第6スイッチSW5，SW6のオフ操作を維持する。これにより、フルブリッジ回路12のオン操作が再開された際に、中間コンデンサ14に蓄積された電荷に起因してフルブリッジ回路12に突入電流が流れるのを抑制することができる。

【0132】

<第6実施形態>

第6実施形態では、第5実施形態と異なる構成を主に説明する。なお、第5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

【0133】

本実施形態では、補正実行部81は、過電流状態であると判定されている期間に渡って、第5スイッチSW5を半オン状態とすることにより、リアクトル13から中間コンデンサ14に流れ込む電流を抑制する。第5スイッチSW5の半オン状態は、オン状態が維持されつつ、オン抵抗が第5スイッチSW5のフルオン状態よりも高い値となる状態である。

【0134】

次に、本実施形態に係るピーク電流モード制御を用いた第1～第6スイッチSW1～SW6の操作手順を、図19を用いて説明する。図19に示す処理は、制御装置30により所定周期で繰り返し実施される。

50

## 【 0 1 3 5 】

ステップ S 6 1 の処理の完了後、ステップ S 7 0 に進み、第 5 , 第 6 スイッチ S W 5 , S W 6 のうち、オン操作の対象となるスイッチを半オン状態に維持する。具体的には、第 3 出力信号 O U T 3 がハイ状態となっている場合に、第 5 ゲート信号 G S 5 の電圧を、第 5 スイッチ S W 5 が半オン状態となる電圧まで低下させる。また、第 4 出力信号 O U T 4 がハイ状態となっている場合に、第 6 ゲート信号 G S 6 の電圧を、第 6 スイッチ S W 6 が半オン状態となる電圧まで低下させる。

## 【 0 1 3 6 】

以上説明した本実施形態では、第 5 実施形態の効果に準じた効果を奏することができる。

## 【 0 1 3 7 】

< 第 6 実施形態の変形例 >

補正実行部 8 1 は、過電流状態であると判定している期間に渡って、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、オン操作されているスイッチの組を半オン状態にすることにより、オン抵抗を増加させてもよい。これにより、フルブリッジ回路 1 2 から第 1 , 第 2 交流側端子 T A 1 , T A 2 に流れる出力電流 I a c を抑制することができる。この場合、図 1 8 , 図 1 9 のステップ S 6 1 において、第 1 出力信号 O U T 1 がハイ状態となっていれば、第 1 , 第 4 ゲート信号 G S 1 , G S 4 の電圧を、第 1 , 第 4 スイッチ S W 1 , S W 4 が半オン状態となる電圧まで低下させる。一方、第 2 出力信号 O U T 2 がハイ状態となっていれば、第 2 , 第 3 ゲート信号 G S 2 , G S 3 の電圧を、第 2 , 第 3 スイッチ S W 2 , S W 3 が半オン状態となる電圧まで低下させる。以上説明した本実施形態では、第 6 実施形態の効果に準じた効果を奏することができる。

## 【 0 1 3 8 】

< その他の実施形態 >

・操作部 8 0 は、第 1 ~ 第 3 許可判定部 8 2 ~ 8 4 のうち、いずれか 1 つを備えていてもよい。また、操作部 8 0 は、第 1 ~ 第 3 許可判定部 8 2 ~ 8 4 のいずれも備えていなくともよい。この場合、図 1 1 , 図 1 4 , 図 1 6 , 図 1 8 , 図 1 9 において、ステップ S 1 8 の処理を抹消し、ステップ S 1 5 において、ステップ S 4 0 の処理を抹消すればよい。

## 【 0 1 3 9 】

・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 0 】

・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。

## 【 0 1 4 1 】

・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 2 】

・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

10

20

30

40

50

、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。

【符号の説明】

【0143】

12 ...フルブリッジ回路、13 ...リアクトル、30 ...制御装置、50 ...電流制御部、70 ...過電流判定部、80 ...操作部、100 ...電力変換装置、200 ...交流電源

10

20

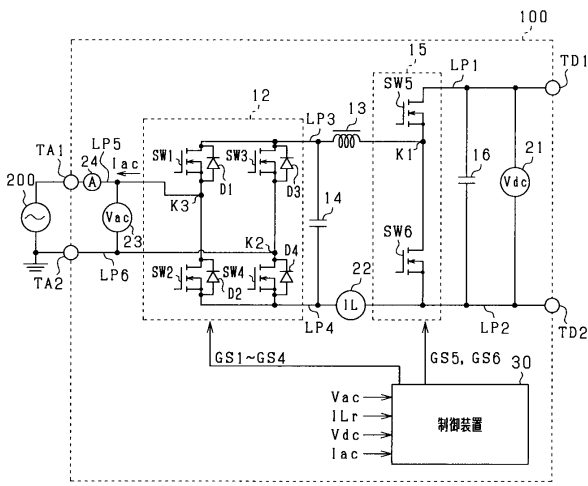
30

40

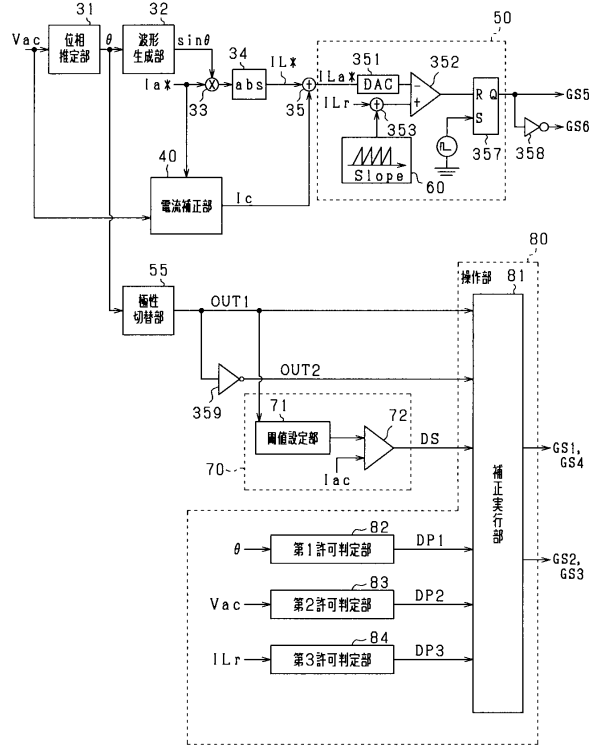
50

【図面】

【図 1】



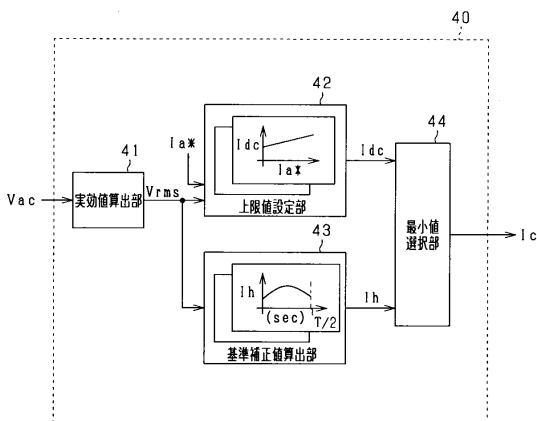
【図 2】



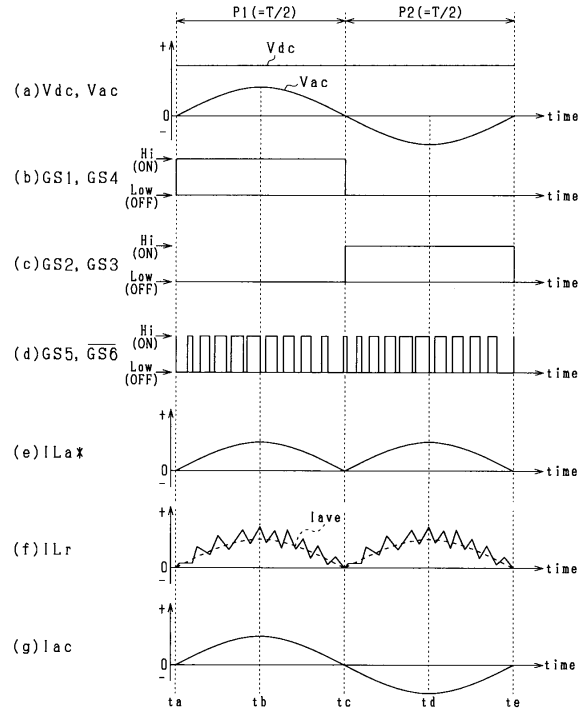
10

20

【図 3】



【図 4】

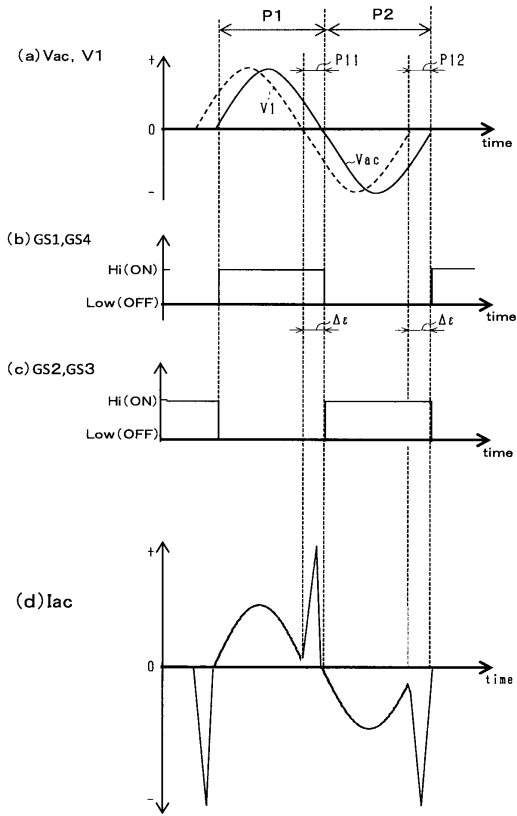


30

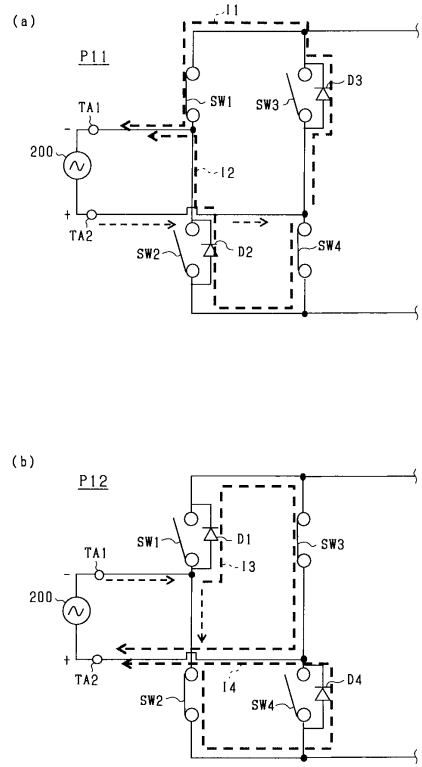
40

50

【 図 5 】



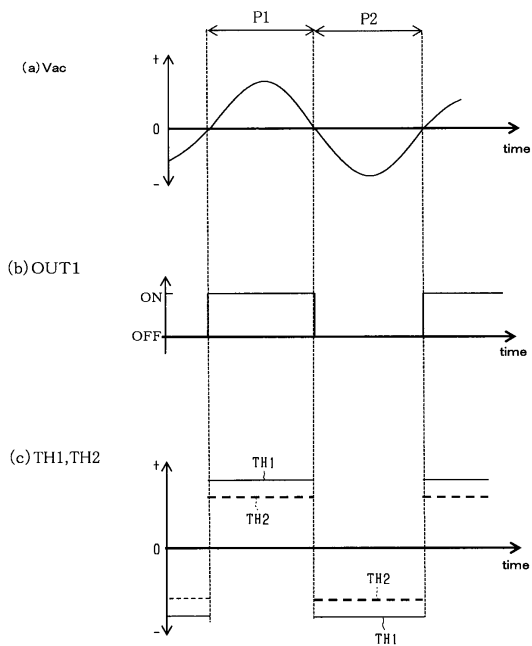
【 図 6 】



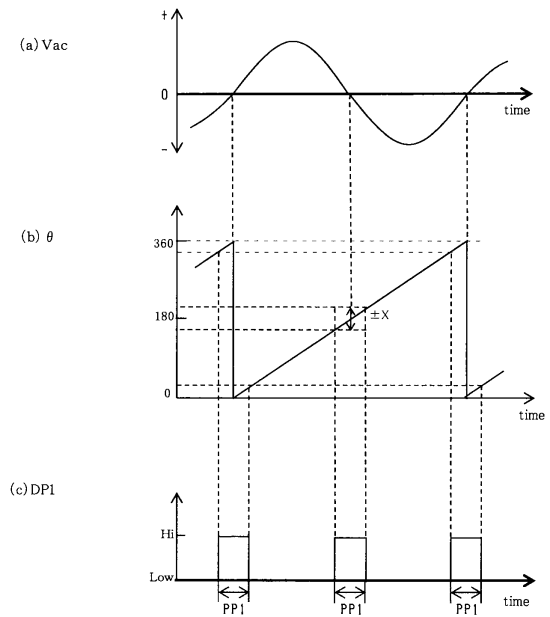
10

20

【 図 7 】



【 図 8 】

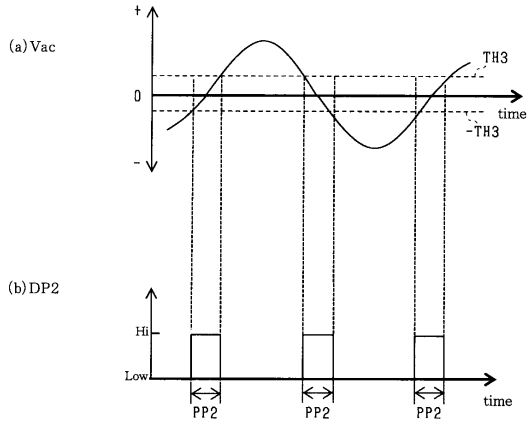


30

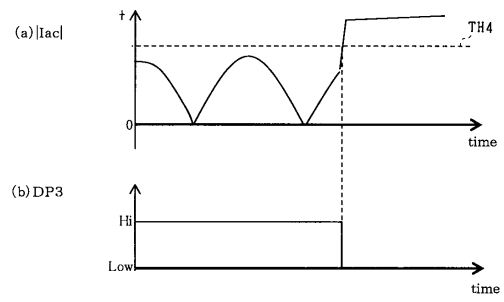
40

50

【図 9】

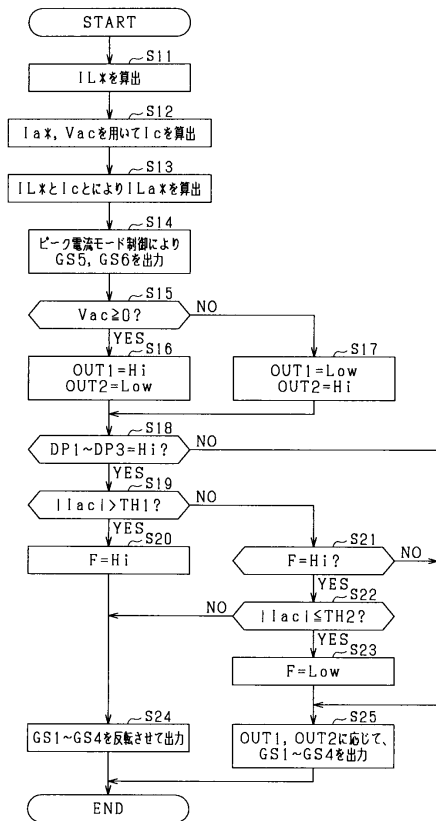


【図 10】

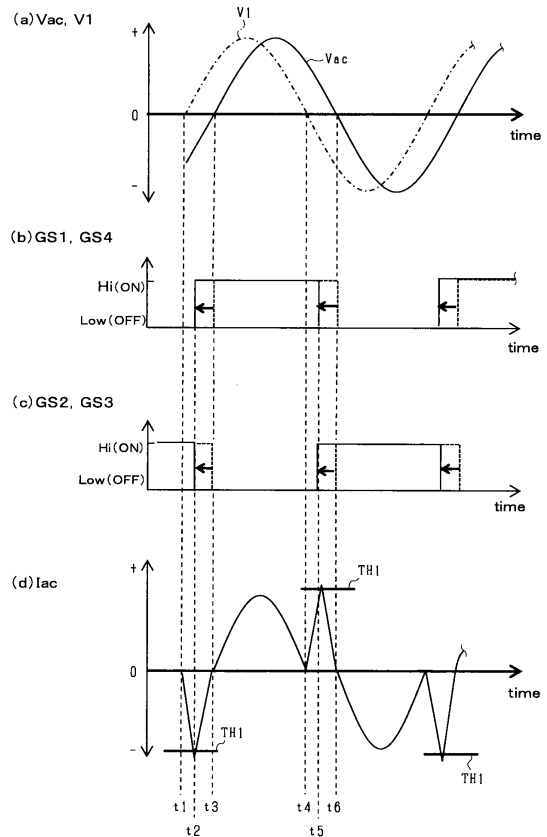


10

【図 11】



【図 12】



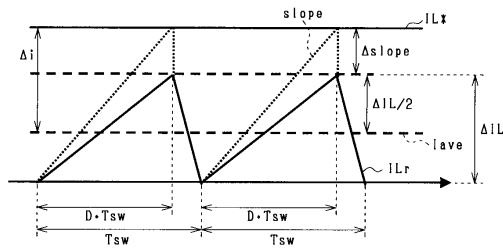
20

30

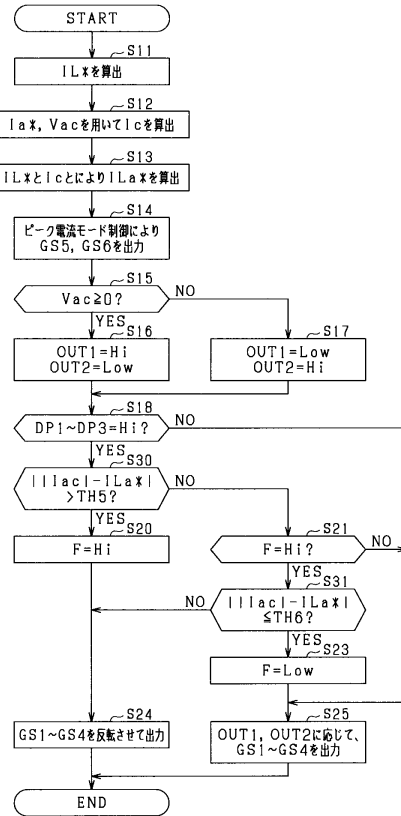
40

50

【図 13】



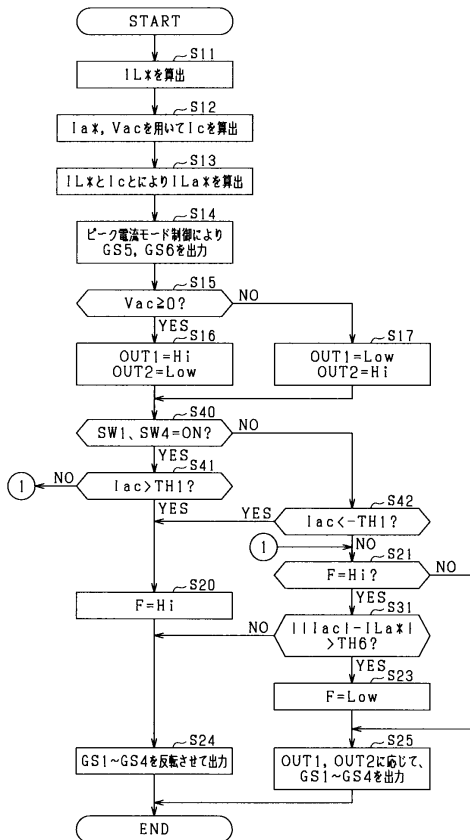
【図 14】



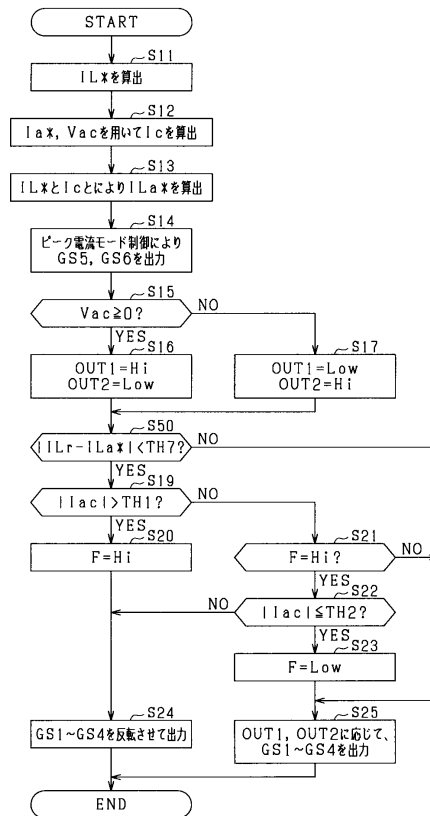
10

20

【図 15】



【図 16】

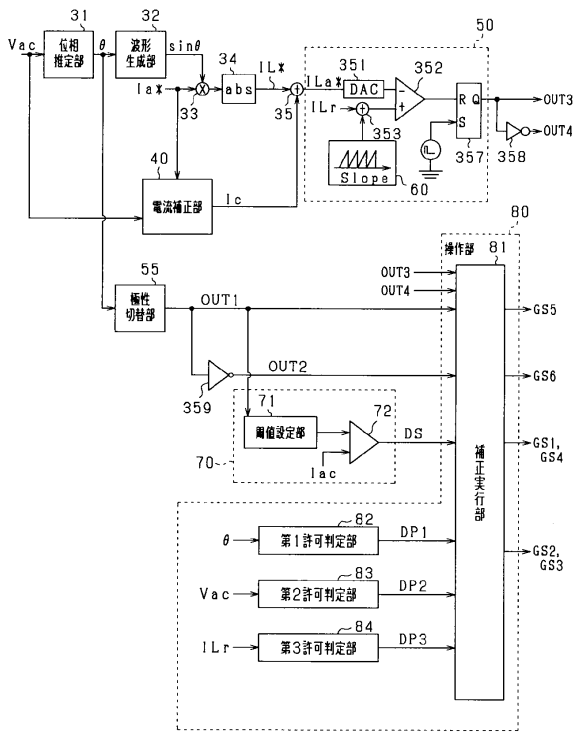


30

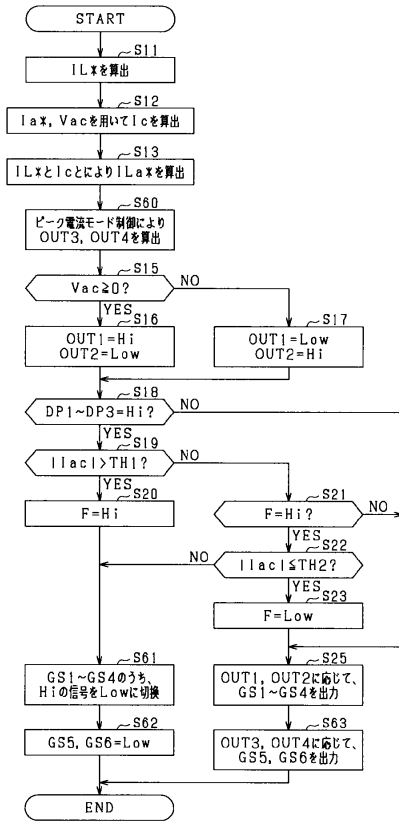
40

50

【図 17】



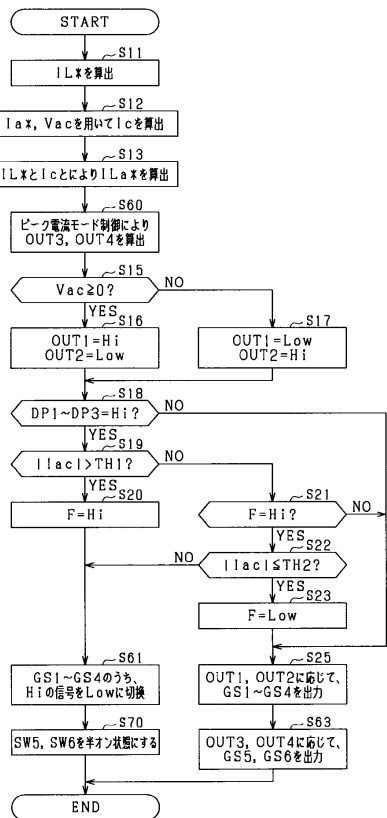
【図 18】



10

20

【図 19】



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 麻生 哲朗
- (56)参考文献 特開2013-255413(JP,A)  
特開2013-172612(JP,A)  
特開2014-138450(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)  
H02M 7/12  
H02M 7/48