

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6227173号
(P6227173)

(45) 発行日 平成29年11月8日 (2017. 11. 8)

(24) 登録日 平成29年10月20日 (2017. 10. 20)

(51) Int. Cl. F I
H O 2 P 27/08 (2006. 01) H O 2 P 27/08
H O 2 P 25/22 (2006. 01) H O 2 P 25/22

請求項の数 19 (全 39 頁)

(21) 出願番号	特願2016-570393 (P2016-570393)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成27年1月21日 (2015. 1. 21)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2015/051502		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87) 国際公開番号	W02016/117047	(74) 代理人	100110423
(87) 国際公開日	平成28年7月28日 (2016. 7. 28)		弁理士 曾我 道治
審査請求日	平成29年1月12日 (2017. 1. 12)	(74) 代理人	100111648
			弁理士 梶並 順
		(74) 代理人	100122437
			弁理士 大宅 一宏
		(74) 代理人	100147566
			弁理士 上田 俊一
		(74) 代理人	100161171
			弁理士 吉田 潤一郎
		(74) 代理人	100161115
			弁理士 飯野 智史

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流回転機の制御装置および電動パワーステアリングの制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

位相差を有する第1の3相巻線と第2の3相巻線とを含む交流回転機と、
 直流電圧を出力する直流電源と、
 前記交流回転機の電流指令と電流検出値に基づいて、第1の電圧指令と第2の電圧指令を演算する制御部と、
 前記第1の電圧指令に基づいて前記直流電源から供給される直流電圧をオンオフ制御することで、前記第1の3相巻線の各相に第1の所定値以上のオン間隔またはオフ間隔で電圧を印加する第1の電圧印加器と、
 前記第2の電圧指令に基づいて前記直流電源から供給される直流電圧をオンオフ制御することで、前記第2の3相巻線の各相に前記第1の所定値以上のオン間隔またはオフ間隔で電圧を印加する第2の電圧印加器と、
 前記直流電源と前記第1の電圧印加器との間を流れる第1の母線電流に基づいて、第1の3相電流を検出する第1の電流検出器と、
 前記直流電源と前記第2の電圧印加器との間を流れる第2の母線電流に基づいて、第2の3相電流を検出する第2の電流検出器と、
 前記第1の電圧指令と前記第2の電圧指令の少なくとも1つに基づいて、前記第1の3相電流の検出可否を判定する第1の検出可否判定器と、
 前記第1の電圧指令と前記第2の電圧指令の少なくとも1つに基づいて、前記第2の3相電流の検出可否を判定する第2の検出可否判定器と

10

20

を有し、

前記制御部は、

前記第1の検出可否判定器が前記第1の3相電流を検出不可能と判断した場合には、前記第1の3相巻線に印加する電圧のうちの少なくとも2相に関するオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第1の所定値より小さい第2の所定値以内になるように、前記第1の電圧指令を生成し、

前記第2の検出可否判定器が前記第2の3相電流を検出不可能と判断した場合には、前記第2の3相巻線に印加する電圧のうちの少なくとも2相に関するオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第2の所定値以内になるように、前記第2の電圧指令を生成する

10

交流回転機の制御装置。

【請求項2】

前記第1の検出可否判定器は、前記第1の電圧指令を構成する3相の電圧を、大きい順に第1最大相電圧、第1中間相電圧、第1最小相電圧とした場合に、前記第1中間相電圧に基づいて、前記第1の3相電流の検出可否を判定する

請求項1に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項3】

前記第1の検出可否判定器は、前記第1中間相電圧が第3の所定値を超えた場合に、前記第1の3相電流が検出不可である第1状態と判定し、

前記制御部は、前記第1の検出可否判定器により前記第1状態と判定された場合には、前記第1最大相電圧に対応する相と前記第1中間相電圧に対応する相のオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第2の所定値以内になるように前記第1の電圧指令を生成する

20

請求項2に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項4】

前記第1の検出可否判定器は、前記第1中間相電圧が第4の所定値未満の場合に、前記第1の3相電流が検出不可である第2状態と判定し、

前記制御部は、前記第1の検出可否判定器により前記第2状態と判定された場合には、前記第1中間相電圧に対応する相と前記第1最小相電圧に対応する相のオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第2の所定値以内になるように前記第1の電圧指令を生成する

30

請求項2または3に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項5】

前記第1の検出可否判定器は、前記第1最大相電圧と前記第1中間相電圧との差が第5の所定値未満となった場合に、前記第1の3相電流が検出不可である第3状態と判定し、

前記制御部は、前記第1の検出可否判定器により前記第3状態と判定された場合には、前記第1最大相電圧に対応する相と前記第1中間相電圧に対応する相のオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第2の所定値以内になるように前記第1の電圧指令を生成する

請求項2に記載の交流回転機の制御装置。

40

【請求項6】

前記第1の検出可否判定器は、前記第1中間相電圧と前記第1最小相電圧との差が第5の所定値未満となった場合に、前記第1の3相電流が検出不可である第4状態と判定し、

前記制御部は、前記第1の検出可否判定器により前記第4状態と判定された場合には、前記第1中間相電圧に対応する相と前記第1最小相電圧に対応する相のオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第2の所定値以内になるように前記第1の電圧指令を生成する

請求項2または5に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項7】

前記第1の検出可否判定器は、前記第1の電圧指令の電圧位相角または前記第2の電圧

50

指令の電圧位相角に応じて、前記第 1 の 3 相電流の検出可否を判定することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 8】

前記第 2 の検出可否判定器は、前記第 2 の電圧指令を構成する 3 相の電圧を、大きい順に第 2 最大相電圧、第 2 中間相電圧、第 2 最小相電圧とした場合に、前記第 2 中間相電圧に基づいて、前記第 2 の 3 相電流の検出可否を判定する

請求項 1 から 7 のいずれか 1 項に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 9】

前記第 2 の検出可否判定器は、前記第 2 中間相電圧が第 3 の所定値を超えた場合に、前記第 2 の 3 相電流が検出不可である第 5 状態と判定し、

10

前記制御部は、前記第 2 の検出可否判定器により前記第 5 状態と判定された場合には、前記第 2 最大相電圧に対応する相と前記第 2 中間相電圧に対応する相のオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第 2 の所定値以内になるように前記第 2 の電圧指令を生成する

請求項 8 に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 10】

前記第 2 の検出可否判定器は、前記第 2 中間相電圧が第 4 の所定値未満の場合に、前記第 2 の 3 相電流が検出不可である第 6 状態と判定し、

前記制御部は、前記第 2 の検出可否判定器により前記第 6 状態と判定された場合には、前記第 2 中間相電圧に対応する相と前記第 2 最小相電圧に対応する相のオンタイミングまたはオフタイミングが、第 2 の所定値以下以内になるように前記第 2 の電圧指令を生成する

20

請求項 8 または 9 に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 11】

前記第 2 の検出可否判定器は、前記第 2 最大相電圧と前記第 2 中間相電圧との差が第 5 の所定値未満となった場合に、前記第 2 の 3 相電流が検出不可である第 7 状態と判定し、

前記制御部は、前記第 2 の検出可否判定器により前記第 7 状態と判定された場合には、前記第 2 最大相電圧に対応する相と前記第 2 中間相電圧に対応する相のオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第 2 の所定値以内になるように前記第 2 の電圧指令を生成する

30

請求項 8 に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 12】

前記第 2 の検出可否判定器は、前記第 2 中間相電圧と前記第 2 最小相電圧との差が第 5 の所定値未満となった場合に、前記第 2 の 3 相電流が検出不可である第 8 状態と判定し、

前記制御部は、前記第 2 の検出可否判定器により前記第 8 状態と判定された場合には、前記第 2 中間相電圧に対応する相と前記第 2 最小相電圧に対応する相のオンタイミングまたはオフタイミングが、前記第 2 の所定値以内になるように前記第 2 の電圧指令を生成する

請求項 8 または 11 に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 13】

40

前記第 2 の検出可否判定器は、前記第 1 の電圧指令の電圧位相角または前記第 2 の電圧指令の電圧位相角に応じて、前記第 2 の 3 相電流の検出可否を判定する

請求項 8 から 12 のいずれか 1 項に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 14】

前記制御部は、

前記第 1 の検出可否判定器が前記第 1 の 3 相電流を検出可と判定し、前記第 2 の検出可否判定器が前記第 2 の 3 相電流を検出可と判定した場合には、前記第 1 の 3 相電流に基づいて前記第 1 の電圧指令を演算するとともに、前記第 2 の 3 相電流に基づいて前記第 2 の電圧指令を演算し、

前記第 1 の検出可否判定器が前記第 1 の 3 相電流を検出不可と判定し、前記第 2 の検

50

出可否判定器が前記第2の3相電流を検出可と判定した場合には、前記第2の3相電流に基づいて前記第1の電圧指令および前記第2の電圧指令を演算し、

前記第1の検出可否判定器が前記第1の3相電流を検出可と判定し、前記第2の検出可否判定器が前記第2の3相電流を検出不可と判定した場合には、前記第1の3相電流に基づいて前記第1の電圧指令および前記第2の電圧指令を演算する

請求項1から13のいずれか1項に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項15】

前記制御部は、

前記第1の検出可否判定器が前記第1の3相電流を検出可能と判定し、かつ前記第2の検出可否判定器が前記第2の3相巻線の電流を検出可能と判定した第1の場合には、前記第1の3相電流と前記第2の3相電流との和である和電流と、前記電流指令と、和電流ゲインに基づいて、和電圧を演算し、かつ前記第1の3相電流と前記第2の3相電流との差である差電流と、差電流ゲインに基づいて、差電圧を演算し、

前記第1の検出可否判定器が前記第1の3相電流を検出不可能と判定した第2の場合には、前記第2の3相電流と前記電流指令と前記和電流ゲインに基づいて、前記和電圧を演算し、かつ前記差電流または前記差電圧を零に設定し、

前記第2の検出可否判定器が前記第2の3相電流を検出不可能と判定した第3の場合には、前記第1の3相電流と前記電流指令と前記和電流ゲインに基づいて、前記和電圧を演算し、かつ前記差電流または前記差電圧を零に設定し、

前記第1の場合、前記第2の場合、および前記第3の場合のそれぞれにおいて、前記和電圧と前記差電圧に基づいて前記第1の電圧指令と前記第2の電圧指令を演算する

請求項1から14のいずれか1項に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項16】

前記制御部は、前記第1の電圧指令、前記第2の電圧指令、前記和電圧、前記交流回転機の回転速度の少なくとも1つに応じて、前記差電流ゲインを変更する

請求項15に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項17】

前記制御部は、前記第1の電圧指令、前記第2の電圧指令、前記和電圧、前記交流回転機の回転速度の少なくとも1つに応じて、前記和電流ゲインを変更する

請求項15または16に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項18】

前記位相差は、 $30 \pm 60 \times n$ (n :整数)である

請求項1から17のいずれか1項に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項19】

請求項1から18のいずれか1項に記載の交流回転機の制御装置を備え、

前記制御部は、ステアリング系の操舵トルクを補助するトルクを、前記交流回転機が発生するように、前記第1の電圧指令および第2の電圧指令を演算する

電動パワーステアリングの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、制御周期を変更する必要なく、交流回転機の出力を向上できる交流回転機の制御装置および電動パワーステアリングの制御装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来の三相PWMインバータ装置における相電流検出装置においては、制御周期 T_{sw} は、位相指令値 θ^* および電圧指令値 V^* に応じて長短変化するようになっている。そして、位相指令値 θ^* および電圧指令値 V^* に応じて定まるゼロベクトル以外のいずれかの基本電圧ベクトルに対応するスイッチングモードの保持時間(t_1 または t_2)が、インバータ主回路のデッドタイム t_{dd} とホールCT9による電流検出に要する時間 t_{sw} と

10

20

30

40

50

の和 ($t_{dd} + t_{sw}$) よりも長いときには、一定の短い制御周期 T_{sw} が選択される。一方、スイッチングモードの保持時間が時間 ($t_{dd} + t_{sw}$) よりも短くなるときには、保持時間が時間 ($t_{dd} + t_{sw}$) よりも長くなるように、制御周期 T_{sw} が長くされる例が開示されている (例えば、特許文献 1 参照)。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開平 3-230767 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0004】

しかしながら、従来技術には、以下のような課題がある。制御周期 T_{sw} を長くすると、三相 PWM インバータ装置から出力される PWM の周期 (制御周期 T_{sw} に等しい) が長くなり、PWM 周期の逆数で与えられる PWM 周波数が低下する。

【0005】

三相 PWM インバータの出力に交流回転機を接続すると、交流回転機に流れる電流には、PWM 周波数の成分が含まれる。このため、PWM 周波数が低下することにより電流に含まれるその成分の周波数も低下することによって、交流回転機から騒音が発生するといった課題が生じる。

【0006】

20

特に、電動パワーステアリング用に用いられる交流回転機は、静音性が求められ、PWM 周波数は、例えば、20 kHz 以上 (可聴域超の周波数帯域) に設定される。ここで、電動パワーステアリング用に用いられる交流回転機に、特許文献 1 にあるような制御周期 T_{sw} を長くする (PWM 周波数を下げる) 方式を適用すると、PWM 周波数が 20 kHz 未満となってしまふ。この結果、交流回転機より騒音が発生し、電動パワーステアリングが搭載された車に乗車している人に、不快感を与えてしまうといった課題が生じる。

【0007】

本発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであり、制御周期を変更する必要なく、交流回転機の出力を向上できる交流回転機の制御装置および電動パワーステアリングの制御装置を提供することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明に係る交流回転機の制御装置は、位相差を有する第 1 の 3 相巻線と第 2 の 3 相巻線とを含む交流回転機と、直流電圧を出力する直流電源と、交流回転機の電流指令と電流検出値に基づいて、第 1 の電圧指令と第 2 の電圧指令を演算する制御部と、第 1 の電圧指令に基づいて直流電源から供給される直流電圧をオンオフ制御することで、第 1 の 3 相巻線の各相に第 1 の所定値以上のオン間隔またはオフ間隔で電圧を印加する第 1 の電圧印加器と、第 2 の電圧指令に基づいて直流電源から供給される直流電圧をオンオフ制御することで、第 2 の 3 相巻線の各相に第 1 の所定値以上のオン間隔またはオフ間隔で電圧を印加する第 2 の電圧印加器と、直流電源と第 1 の電圧印加器との間を流れる第 1 の母線電流に基づいて、第 1 の 3 相電流を検出する第 1 の電流検出器と、直流電源と第 2 の電圧印加器との間を流れる第 2 の母線電流に基づいて、第 2 の 3 相電流を検出する第 2 の電流検出器と、第 1 の電圧指令と第 2 の電圧指令の少なくとも 1 つに基づいて、第 1 の 3 相電流の検出可否を判定する第 1 の検出可否判定器と、第 1 の電圧指令と第 2 の電圧指令の少なくとも 1 つに基づいて、第 2 の 3 相電流の検出可否を判定する第 2 の検出可否判定器とを有し、制御部は、第 1 の検出可否判定器が第 1 の 3 相電流を検出不可能と判断した場合には、第 1 の 3 相巻線に印加する電圧のうちの少なくとも 2 相に関するオンタイミングまたはオフタイミングが、第 1 の所定値より小さい第 2 の所定値以内になるように、第 1 の電圧指令を生成し、第 2 の検出可否判定器が第 2 の 3 相電流を検出不可能と判断した場合には、第 2 の 3 相巻線に印加する電圧のうちの少なくとも 2 相に関するオンタイミングまたはオ

40

50

フタイミングが、第2の所定値以内になるように、第2の電圧指令を生成するものである。

【0009】

また、本発明に係る電動パワーステアリングの制御装置は、本発明の交流回転機の制御装置を備え、制御部は、ステアリング系の操舵トルクを補助するトルクを、交流回転機が発生するように、第1の電圧指令および第2の電圧指令を演算するものである。

【発明の効果】

【0010】

本発明によれば、第1の3相巻線の各相に第1の所定値以上のオン間隔またはオフ間隔で電圧を印加するとともに、第1の3相電流が検出不可能と判断された場合には、第1の3相巻線に印加する電圧のうちの少なくとも2相に関するオンタイミングまたはオフタイミングが、第1の所定値より小さい第2の所定値以内になるように、第1の電圧指令を生成し、第2の3相電流が検出不可能と判断された場合には、第2の3相巻線に印加する電圧のうちの少なくとも2相に関するオンタイミングまたはオフタイミングが、第2の所定値以内になるように、第2の電圧指令を生成する構成を備えている。これにより、第2の母線電流の検出タイミングに第1の3相巻線に印加される電圧のオンまたはオフで発生するスイッチングノイズの影響が表れることを回避でき、同様に、第1の母線電流の検出タイミングに第2の3相巻線に印加される電圧のオンまたはオフで発生するスイッチングノイズの影響が表れることを回避できる。この結果、制御周期を変更する必要なく、交流回転機の騒音を低減した状態で、交流回転機の出力を向上できる、といった従来にない顕著な効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】本発明の実施の形態1における交流回転機の制御装置の全体構成を示す図である。

【図2】本発明の実施の形態1における交流回転機として用いられる3相交流発電機の構成を説明するための図である。

【図3】本発明の実施の形態1における半導体スイッチ $S_{up1} \sim S_{wn1}$ のオンオフ状態に応じた第1の電圧ベクトル $V_0(1) \sim V_7(1)$ と I_{dc1} との関係を示した図である。

【図4】本発明の実施の形態1における半導体スイッチ $S_{up2} \sim S_{wn2}$ のオンオフ状態に応じた第2の電圧ベクトル $V_0(2) \sim V_7(2)$ と I_{dc2} に等しい電流との関係を示した図である。

【図5】本発明の実施の形態1において、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' に基づく第1の電圧指令ベクトル V_{1*} と、第2の電圧指令 V_{u2}' 、 V_{v2}' 、 V_{w2}' に基づく第2の電圧指令ベクトル V_{2*} を示した説明図である。

【図6】本発明の実施の形態1における第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、および第2の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} の波形図である。

【図7】本発明の実施の形態1における第1の電圧印加器に関して、電圧指令と、各相上側アーム素子がオンする割合との関係を説明するための図である。

【図8】本発明の実施の形態1における第2の電圧印加器に関して、電圧指令と、各相上側アーム素子がオンする割合との関係を説明するための図である。

【図9】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する動作説明図である。

【図10】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する、図9とは別の動作説明図である。

【図11】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する、図9、図10とは別の動作説明図である。

【図12】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電

10

20

30

40

50

流検出器における電流検出タイミングに関する、図10、図11とは別の動作説明図である。

【図13】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する、図12とは別の動作説明図である。

【図14】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する動作説明図である。

【図15】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する動作説明図である。

【図16】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する、図9とは別の動作説明図である。

10

【図17】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する、図16とは別の動作説明図である。

【図18】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する、図16、図17とは別の動作説明図である。

【図19】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する、図17、図18とは別の動作説明図である。

【図20】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する、図19とは別の動作説明図である。

20

【図21】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する動作説明図である。

【図22】本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器における電流検出タイミングに関する動作説明図である。

【図23】本発明の実施の形態1における第1の検出可否判定器および第2の検出可否判定器の機能に関する説明図である。

【図24】本発明の実施の形態1における第1の検出可否判定器の一連動作を示したフローチャートである。

【図25】本発明の実施の形態1における第2の検出可否判定器の一連動作を示したフローチャートである。

30

【図26】本発明の実施の形態1における切替器の一連動作を示したフローチャートである。

【図27】本発明の実施の形態2における第1の検出可否判定器の一連動作を示したフローチャートである。

【図28】本発明の実施の形態2における第5の所定値 V_{s5} を $0.1V_{dc}$ に設定した場合の、先の図27の各ステップに対応する波形を示した図である。

【図29】本発明の実施の形態4における交流発電機の制御装置の全体構成を示す図である。

【図30】本発明の実施の形態4において、差電流ゲインを、第1の電圧指令に基づいて変動させる状態を示した図である。

40

【図31】本発明の実施の形態4において、和電流ゲインを、第1の電圧指令に基づいて変動させる状態を示した図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

以下、本発明の交流回転機の制御装置および電動パワーステアリングの制御装置の好適な実施の形態につき図面を用いて説明する。

【0013】

実施の形態1.

図1は、本発明の実施の形態1における交流回転機の制御装置の全体構成を示す図である。また、図2は、本発明の実施の形態1における交流回転機として用いられる3相交流

50

発電機の構成を説明するための図である。図1に示した交流回転機1aは、図2のように、中性点N1で接続された第1の3相巻線U1、V1、W1、および中性点N2で接続された第2の3相巻線U2、V2、W2が、電氣的に接続されることなく回転機の固定子に納められている3相交流回転機である。

【0014】

なお、U1巻線とU2巻線、V1巻線とV2巻線、W1巻線とW2巻線のそれぞれには、30度の位相差がある。図2では、交流回転機1aとして、第1の3相巻線と第2の3相巻線がともにY結線の場合を例示しているが、本発明は、Δ結線の場合にも適用可能である。

【0015】

直流電源2aは、第1の電圧印加器3aに直流電圧Vdc1を出力し、直流電源2bは、第2の電圧印加器3bに直流電圧Vdc2を出力する。これらの直流電源2a、2bとしては、バッテリー、DC-DCコンバータ、ダイオード整流器、PWM整流器等、直流電圧を出力する全ての機器が含まれる。また、直流電源2a、2bのいずれか1つを用いて、第1の電圧印加器3aおよび第2の電圧印加器3bに直流電圧を出力する構成も、本発明の範囲に含まれる。

【0016】

第1の電圧印加器3aは、逆変換回路（インバータ）を用いて、第1の電圧指令Vu1'、Vv1'、Vw1'をPWM変調し、半導体スイッチSup1、Sun1、Svp1、Svn1、Swp1、Swn1（以下の説明では、これら6つの半導体スイッチを、半導体スイッチSup1～Swn1と表現する）をオンオフする。これにより、第1の電圧印加器3aは、直流電源2aから入力した直流電圧Vdc1を交流に電力変換して、交流回転機1aの第1の3相巻線U1、V1、W1に、交流電圧を印加する。

【0017】

ここで、半導体スイッチSup1～Swn1としては、IGBT、バイポーラトランジスタ、MOSパワートランジスタ等の半導体スイッチと、ダイオードを逆並列に接続したものをを用いる。

【0018】

第2の電圧印加器3bは、逆変換回路（インバータ）を用いて、第2の電圧指令Vu2'、Vv2'、Vw2'をPWM変調し、半導体スイッチSup2、Sun2、Svp2、Svn2、Swp2、Swn2（以下の説明では、これら6つの半導体スイッチを、半導体スイッチSup2～Swn2と表現する）をオンオフする。これにより、第2の電圧印加器3bは、直流電源2bから入力した直流電圧Vdc2を交流に電力変換して、交流回転機1aの第2の3相巻線U2、V2、W2に、交流電圧を印加する。

【0019】

ここで、半導体スイッチSup2～Swn2としては、IGBT、バイポーラトランジスタ、MOSパワートランジスタ等の半導体スイッチと、ダイオードを逆並列に接続したものをを用いる。

【0020】

第1の電流検出器4aは、シャント抵抗や計器用変流器（CT）等の電流センサを用いて、第1の電力変換器3aの第1の直流母線を流れる電流Idc1を検出する。図3は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチSup1～Swn1のオンオフ状態に応じた第1の電圧ベクトルV0(1)～V7(1)とIdc1との関係を示した図である。なお、図3に示したSup1～Swn1は、「1」がスイッチオン、「0」がスイッチオフの状態をそれぞれ示すものとする。

【0021】

第1の電流検出器4aは、図3に示した関係に基づいて、第1の3相電流Iu1、Iv1、Iw1を検出する。なお、第1の電流検出器4aは、Idc1より、第1の3相電流Iu1、Iv1、Iw1のうち2相分を検出し、残りの1相は、三相電流の和が零になることを利用して、演算によって求めてもよい。

10

20

30

40

50

【0022】

第2の電流検出器4bは、シャント抵抗や計器用変流器（CT）等の電流センサを用いて、第2の電力変換器3bの第2の直流母線を流れる電流 I_{dc2} を検出する。図4は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチ $Sup2 \sim Swn2$ のオンオフ状態に応じた第2の電圧ベクトル $V0(2) \sim V7(2)$ と I_{dc2} に等しい電流との関係を示した図である。なお、図4に示した $Sup2 \sim Swn2$ は、「1」がスイッチオン、「0」がスイッチオフの状態をそれぞれ示すものとする。

【0023】

第2の電流検出器4bは、図4に示した関係に基づいて、第2の3相電流 I_{u2} 、 I_{v2} 、 I_{w2} を検出する。なお、第2の電流検出器4bは、 I_{dc2} より、第2の3相電流 I_{u2} 、 I_{v2} 、 I_{w2} のうち2相分を検出し、残りの1相は、三相電流の和が零になることを利用して、演算によって求めてもよい。

10

【0024】

また、図3に示した第1の電圧ベクトルにおけるかっこ内の数字（1）、および図4に示した第2の電圧ベクトルにおけるかっこ内の数字（2）は、第1の電圧ベクトルと第2の電圧ベクトルを判別するためのものであり、第1の電圧指令に基づく第1の電圧ベクトルには、（1）が付され、第2の電圧指令に基づく第2の電圧ベクトルには、（2）が付されている。

【0025】

第1の検出可否判定器12aは、第1の電圧指令 $V_{u1'}$ 、 $V_{v1'}$ 、 $V_{w1'}$ に基づいて、第1の3相電流が検出可能であるか否かを判定し、第1の検出可否判定信号 $flag_1$ を出力する。

20

【0026】

また、第2の検出可否判定器12bは、第2の電圧指令 $V_{u2'}$ 、 $V_{v2'}$ 、 $V_{w2'}$ に基づいて、第2の3相電流が検出可能であるか否かを判定し、第2の検出可否判定信号 $flag_2$ を出力する。

【0027】

続いて、制御部5aについて説明する。座標変換器6aは、第1の電流検出器4aより検出された第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} を、交流回転機1aの回転位置 θ に基づいて回転座標上の電流に変換し、回転二軸上における第1巻線の電流 I_{d1} 、 I_{q1} を演算する。

30

【0028】

座標変換器6bは、第2の電流検出器4bで検出された第2の3相電流 I_{u2} 、 I_{v2} 、 I_{w2} を、交流回転機1aの回転位置 θ から30度減算した位置 $\theta - 30$ に基づいて回転座標上の電流に変換し、回転二軸上における第2巻線の電流 I_{d2} 、 I_{q2} を演算する。

【0029】

切替器7aは、第1の検出可否判定信号 $flag_1$ に基づいて、第1の3相電流が検出可能と判定された場合には、第1巻線の電流 I_{d1} 、 I_{q1} を、それぞれ回転二軸座標上の電流 $I_{d1'}$ 、 $I_{q1'}$ として出力するように切り替えられる。また、切替器7aは、第1の検出可否判定信号 $flag_1$ に基づいて、第1の3相電流が検出不可能と判定された場合には、第2巻線の電流 I_{d2} 、 I_{q2} を、それぞれ回転二軸座標上の電流 $I_{d1'}$ 、 $I_{q1'}$ として出力するように切り替えられる。

40

【0030】

また、切替器7aは、第2の検出可否判定信号 $flag_2$ に基づいて、第2の3相電流が検出可と判定された場合には、第2巻線の電流 I_{d2} 、 I_{q2} を、それぞれ回転二軸座標上の電流 $I_{d2'}$ 、 $I_{q2'}$ として出力するように切り替えられる。また、切替器7aは、第2の検出可否判定信号 $flag_2$ に基づいて、第2の3相電流が検出不可能と判定された場合には、第1巻線の電流 I_{d1} 、 I_{q1} を、それぞれ回転二軸座標上の電流 $I_{d2'}$ 、 $I_{q2'}$ として出力するように切り替えられる。

50

【0031】

ここで、回転二軸座標上の電流 I_{d1}' 、 I_{q1}' 、および回転二軸座標上の電流 I_{d2}' 、 I_{q2}' のそれぞれは、後述する回転二軸座標上の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} 、および回転二軸座標上の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} を演算するために用いられる電流検出値に相当する。

【0032】

なお、ここでは、検出不可能となった側の3相電流として、検出可能な側の巻線の3相電流そのものを用いたが、他の推定方法によって求めてもよい。

【0033】

減算器8aは、交流回転機1aのd軸電流指令 I_{d*} と、切替器7aから出力された回転二軸座標上の電流 I_{d1}' との偏差 dI_{d1} を演算する。また、減算器8bは、交流回転機1aのq軸電流指令 I_{q*} と、切替器7aから出力された回転二軸座標上の電流 I_{q1}' との偏差 dI_{q1} を演算する。

10

【0034】

また、減算器8cは、交流回転機1aのd軸電流指令 I_{d*} と、切替器7aから出力された回転二軸座標上の電流 I_{d2}' との偏差 dI_{d2} を演算する。さらに、減算器8dは、交流回転機1aのq軸電流指令 I_{q*} と、切替器7aから出力された回転二軸座標上の電流 I_{q2}' との偏差 dI_{q2} を演算する。

【0035】

制御器9aは、P制御器やPI制御器を用いて、偏差 dI_{d1} を零に制御するように、回転二軸座標上の電圧指令 V_{d1} を演算する。また、制御器9bは、P制御器やPI制御器を用いて、偏差 dI_{q1} を零に制御するように、回転二軸座標上の電圧指令 V_{q1} を演算する。

20

【0036】

また、制御器9cは、P制御器やPI制御器を用いて、偏差 dI_{d2} を零に制御するように、回転二軸座標上の電圧指令 V_{d2} を演算する。さらに、制御器9dは、P制御器やPI制御器を用いて、偏差 dI_{q2} を零に制御するように、回転二軸座標上の電圧指令 V_{q2} を演算する。

【0037】

座標変換器10aは、回転二軸座標上の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} を、交流回転機1aの回転位置 θ に基づいて3相交流座標へ座標変換し、第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} を演算する。

30

【0038】

また、座標変換器10bは、回転二軸座標上の電圧指令 V_{d2} 、 V_{q2} を、交流回転機1aの回転位置 θ から30度減算した位置 $\theta - 30$ に基づいて3相交流座標へ座標変換し、第2の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} を演算する。

【0039】

オフセット演算器11aは、第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} に対して、下式(1)～(3)に示すように、オフセット電圧 $V_{offset1}$ を加算し、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' として出力する。

40

$$V_{u1}' = V_{u1} + V_{offset1} \quad (1)$$

$$V_{v1}' = V_{v1} + V_{offset1} \quad (2)$$

$$V_{w1}' = V_{w1} + V_{offset1} \quad (3)$$

【0040】

オフセット演算器11bは、第2の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} に対して、下式(4)～(6)に示すように、オフセット電圧 $V_{offset2}$ を加算し、第2の電圧指令 V_{u2}' 、 V_{v2}' 、 V_{w2}' として出力する。

$$V_{u2}' = V_{u2} + V_{offset2} \quad (4)$$

$$V_{v2}' = V_{v2} + V_{offset2} \quad (5)$$

$$V_{w2}' = V_{w2} + V_{offset2} \quad (6)$$

50

【0041】

続いて、第1の電圧指令、第2の電圧指令と、第1の検出可否判定器12aの動作について、詳細に説明する。図5は、本発明の実施の形態1において、第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} に基づく第1の電圧指令ベクトル V_1^* と、第2の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} に基づく第2の電圧指令ベクトル V_2^* を示した説明図である。図5に示すように、第1の電圧指令ベクトル V_1^* および第2の電圧指令ベクトル V_2^* のそれぞれは、 $U(1)-V(1)-W(1)$ 軸、 $U(2)-V(2)-W(2)$ 軸を回転するベクトルとなる。

【0042】

なお、図5に示したカッコ内の数字は、第1巻線に対応した軸と第2巻線に対応した軸を分けて示すためのものである。具体的には、(1)がついている $U(1)$ 、 $V(1)$ 、 $W(1)$ は、それぞれ第1巻線のU相、V相、W相に対応した軸を示しており、(2)がついている $U(2)$ 、 $V(2)$ 、 $W(2)$ は、それぞれ第2巻線のU相、V相、W相に対応した軸を示している。ここで、 $U(1)$ 軸を基準とした場合の第1の電圧指令ベクトル V_1^* と第2の電圧指令ベクトル V_2^* との位相角は、ともに θ_v であり、位相差はない。

【0043】

図6は、本発明の実施の形態1における第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 、および第2の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} の波形図である。先の図5に示した $U(2)$ 、 $V(2)$ 、 $W(2)$ 軸は、それぞれ $U(1)$ 、 $V(1)$ 、 $W(1)$ 軸に対し30度位相が遅れている。従って、図6に示すように、第2の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} は、第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} に比べて30度位相が遅れる。

【0044】

図6において、横軸は、 $U(1)$ 軸を基準とした電圧位相角 θ_v である。よって、第1巻線と第2巻線に30度の位相差を有する交流回転機1aに対して、第1の電圧指令と第2の電圧指令は、30度の位相差を有する。また、第1巻線と第2巻線に $30+60 \times N$ (N :整数)度の位相差を有する交流回転機に対しても、同様に、第1の電圧指令と第2の電圧指令は、 $30+60 \times N$ 度の位相差を有する。

【0045】

図7は、本発明の実施の形態1における第1の電圧印加器3aに関して、電圧指令と、各相上側アーム素子がオンする割合との関係を説明するための図である。図7(a)は、図6に示した第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} であり、座標変換器10aの出力である。また、図7(b)は、オフセット演算器11aの出力である第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' であり、上式(1)～(3)によって演算される。

【0046】

なお、上式(1)～(3)におけるオフセット電圧 $V_{offset1}$ は、第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} の最大値 V_{max1} 、最小値 V_{min1} を用いて、下式(7)で与えている。

$$V_{offset1} = -0.5(V_{min1} + V_{max1}) \quad (7)$$

【0047】

ただし、第1の電圧印加器3aが出力できる相電圧の電圧出力範囲は、0～母線電圧 V_{dc1} である。従って、電圧出力範囲の幅を、第1の電圧印加器3aが出力可能な V_{dc1} 以内とすべく、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' は、 $-0.5V_{dc1}$ 未満、 $0.5V_{dc1}$ 超となる場合には、それぞれ $-0.5V_{dc1}$ 、 $0.5V_{dc1}$ で制限されている。

【0048】

また、 $V_{offset1}$ として、上式(7)以外に、2相変調方式や3次高調波重畳方式として知られるような、他のオフセット電圧演算方法を用いてもよい。

【0049】

図7(c)は、第1の電圧印加器3aにおける、各相上側アーム素子(S_{up1} 、 S_v

10

20

30

40

50

p1、Sw p1) がオンする割合を示すオンデューティ D_{sup1} 、 D_{svp1} 、 D_{swp1} である。これらのオンデューティ D_{sup1} 、 D_{svp1} 、 D_{swp1} は、それぞれ $V_{u1'}$ 、 $V_{v1'}$ 、 $V_{w1'}$ を用いて

$$D_{sxp1} = 0.5 + V_{x1'} / V_{dc1}$$

より求める。ただし、 $x = U, V, W$ である。例えば、 D_{sup1} が 0.6 のとき、第1の電圧印加器 3a は、スイッチング周期 T_{sw} において S_{up1} のオン割合 0.6 とする。

【0050】

ここで、第1の電圧印加器 3a においては、各相毎に、常時、上側アーム素子 (S_{up1} 、 S_{vp1} 、 S_{wp1}) と下側アーム素子 (S_{un1} 、 S_{vn1} 、 S_{wn1}) のいずれか一方がオンする。従って、各相上側アーム素子のオンデューティ (D_{sup1} 、 D_{svp1} 、 D_{swp1}) と、下側アーム素子のオンデューティ (D_{sun1} 、 D_{svn1} 、 D_{swn1}) との間には、下式 (8) ~ (10) の関係がある。

$$D_{sup1} + D_{sun1} = 1 \quad (8)$$

$$D_{svp1} + D_{svn1} = 1 \quad (9)$$

$$D_{swp1} + D_{swn1} = 1 \quad (10)$$

【0051】

よって、例えば、 D_{sup1} が 0.6 の場合、上式 (8) より、 D_{sun1} は 0.4 となる。以上より、第1の電圧指令 $V_{u1'}$ 、 $V_{v1'}$ 、 $V_{w1'}$ に基づいた第1の電圧印加器 3a における各スイッチング素子のオンデューティが定まる。

【0052】

図8は、本発明の実施の形態1における第2の電圧印加器 3b に関して、電圧指令と、各相上側アーム素子がオンする割合との関係を説明するための図である。図8(a)は、図6に示した第2の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} であり、座標変換器 10b の出力である。また、図8(b)は、オフセット演算器 11b の出力である第2の電圧指令 $V_{u2'}$ 、 $V_{v2'}$ 、 $V_{w2'}$ であり、上式 (4) ~ (6) によって演算される。

【0053】

なお、上式 (4) ~ (6) におけるオフセット電圧 $V_{offset2}$ は、第2の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} の最大値 V_{max2} 、最小値 V_{min2} を用いて、下式 (11) で与えている。

$$V_{offset2} = -0.5 (V_{min2} + V_{max2}) \quad (11)$$

【0054】

ただし、第2の電圧印加器 3b が出力できる相電圧の電圧出力範囲は、0 ~ 母線電圧 V_{dc2} である。従って、電圧出力範囲の幅を、第2の電圧印加器 3b が出力可能な V_{dc2} 以内とすべく、第2の電圧指令 $V_{u2'}$ 、 $V_{v2'}$ 、 $V_{w2'}$ は、 $-0.5 V_{dc2}$ 未満、 $0.5 V_{dc2}$ 超となる場合には、それぞれ $-0.5 V_{dc2}$ 、 $0.5 V_{dc2}$ で制限されている。

【0055】

また、 $V_{offset2}$ として、上式 (11) 以外に、2相変調方式や3次高調波重畳方式として知られるような、他のオフセット電圧演算方法を用いてもよい。

【0056】

図8(c)は、第2の電圧印加器 3b における、各相上側アーム素子 (S_{up2} 、 S_{vp2} 、 S_{wp2}) がオンする割合を示すオンデューティ D_{sup2} 、 D_{svp2} 、 D_{swp2} である。これらのオンデューティ D_{sup2} 、 D_{svp2} 、 D_{swp2} は、それぞれ $V_{u2'}$ 、 $V_{v2'}$ 、 $V_{w2'}$ を用いて

$$D_{sxp2} = 0.5 + V_{x2'} / V_{dc2}$$

より求める。ただし、 $x = U, V, W$ である。例えば、 D_{sup1} が 0.6 のとき、第1の電圧印加器 3a は、スイッチング周期 T_{sw} において S_{up1} のオン割合 0.6 とする。

【0057】

10

20

30

40

50

ここで、第2の電圧印加器3bにおいては、各相毎に、常時、上側アーム素子（ S_{up2} 、 S_{vp2} 、 S_{wp2} ）と下側アーム素子（ S_{un2} 、 S_{vn2} 、 S_{wn2} ）のいずれか一方がオンする。従って、各相上側アーム素子のオンデューティ（ D_{sup2} 、 D_{svp2} 、 D_{swp2} ）と、下側アーム素子のオンデューティ（ D_{sun2} 、 D_{svn2} 、 D_{swn2} ）との間には、下式（12）～（14）の関係がある。

$$D_{sup2} + D_{sun2} = 1 \quad (12)$$

$$D_{svp2} + D_{svn2} = 1 \quad (13)$$

$$D_{swp2} + D_{swn2} = 1 \quad (14)$$

【0058】

よって、例えば、 D_{sup2} が0.6の場合、上式（12）より、 D_{sun2} は0.4となる。以上より、第2の電圧指令 V_{u2}' 、 V_{v2}' 、 V_{w2}' に基づいた第2の電圧印加器3bにおける各スイッチング素子のオンデューティが定まる。

【0059】

図9は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する動作説明図である。具体的には、第1の電圧印加器3aの半導体スイッチ S_{up1} 、 S_{vp1} 、 S_{wp1} 、および第2の電圧印加器3bの半導体スイッチ S_{up2} 、 S_{vp2} 、 S_{wp2} のオンオフパターンと、電流検出器4a、4bにおける、スイッチング信号の周期（PWM周期） T_{sw} 内の電流検出タイミングとの関係を示した図である。

【0060】

なお、 S_{un1} 、 S_{vn1} 、 S_{wn1} 、および S_{un2} 、 S_{vn2} 、 S_{wn2} は、それぞれ S_{up1} 、 S_{vp1} 、 S_{wp1} 、および S_{up2} 、 S_{vp2} 、 S_{wp2} と反転（1ならば0、0ならば1、ただしデッドタイム期間を除く）の関係にあるため、図示を省略している。

【0061】

図9においては、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' に関して、大きい順に第1最大相電圧 E_{max1} 、第1中間相電圧 E_{mid1} 、第1最小相電圧 E_{min1} としたとき、下式（15）～（17）の関係があるものとする

$$E_{max1} = V_{u1}' \quad (15)$$

$$E_{mid1} = V_{v1}' \quad (16)$$

$$E_{min1} = V_{w1}' \quad (17)$$

【0062】

同様に、第2の電圧指令 V_{u2}' 、 V_{v2}' 、 V_{w2}' に関して、大きい順に第2最大相電圧 E_{max2} 、第2中間相電圧 E_{mid2} 、第2最小相電圧 E_{min2} としたとき、下式（18）～（20）の関係があるものとする。

$$E_{max2} = V_{u2}' \quad (18)$$

$$E_{mid2} = V_{v2}' \quad (19)$$

$$E_{min2} = V_{w2}' \quad (20)$$

【0063】

時刻 $t_1(n)$ において、 S_{up1} 、 S_{up2} を1、かつ S_{vp1} 、 S_{wp1} 、 S_{vp2} 、 S_{wp2} を0とし、時刻 $t_1(n)$ から Δt_1 経過後の時刻 $t_2(n)$ まで継続する。図3、図4より、時刻 $t_1(n) \sim t_2(n)$ において、第1の電圧ベクトルは、 $V_1(1)$ 、第2の電圧ベクトルは、 $V_1(2)$ である。電流検出器4a、4bは、時刻 $t_1(n) \sim t_2(n)$ における、時刻 $t_{s1-1}(n)$ にて、 I_{dc1} 、 I_{dc2} を検出する。

【0064】

第1の電圧印加器3aや第2の電圧印加器3bのデッドタイム時間と、第1の電流検出器が I_{dc1} を検出する、あるいは第2の電流検出器が I_{dc2} を検出するのに要する時間（例えば、検出波形に含まれるリングングが収束するのに要する時間やサンプルホールドに要する時間）の和を「第1の所定値」とした場合、ずらし時間 Δt_1 は、その「第1

10

20

30

40

50

の所定値」以上に設定される。

【0065】

図3より、時刻 $t_1(n) \sim t_2(n)$ においては、第1の電圧ベクトルは、 $V_1(1)$ であり、時刻 $t_{s1-1}(n)$ で検出された I_{dc1} は、 I_{u1} に等しい。また、図4より、時刻 $t_1(n) \sim t_2(n)$ においては、第2の電圧ベクトルは、 $V_1(2)$ であり、時刻 $t_{s1-1}(n)$ で検出された I_{dc2} は、 I_{u2} に等しい。

【0066】

次に、時刻 $t_2(n)$ において、 S_{vp1} 、 S_{vp2} を1とし、そのスイッチングパターンを時刻 $t_2(n)$ から Δt_2 経過後の時刻 $t_3(n)$ まで継続する。図3、図4より、時刻 $t_2(n) \sim t_3(n)$ において、第1の電圧ベクトルは、 $V_2(1)$ 、第2の電圧ベクトルは、 $V_2(2)$ である。電流検出器4a、4bは、時刻 $t_2(n) \sim t_3(n)$ における、時刻 $t_{s1-2}(n)$ にて、再度、 I_{dc1} 、 I_{dc2} を検出する。ずらし時間 Δt_2 は、ずらし時間 Δt_1 と同様に「第1の所定値」以上に設定される。

【0067】

図3より、時刻 $t_2(n) \sim t_3(n)$ においては、第1の電圧ベクトルは、 $V_2(1)$ であり、時刻 $t_{s1-2}(n)$ で検出された I_{dc1} は、 $-I_{w1}$ に等しい。また、図4より、時刻 $t_2(n) \sim t_3(n)$ においては、第2の電圧ベクトルは、 $V_2(2)$ であり、時刻 $t_{s1-2}(n)$ で検出された I_{dc2} は、 $-I_{w2}$ に等しい。

【0068】

以上より、第1巻線の電流 I_{u1} 、 I_{w1} 、第2巻線の電流 I_{u2} 、 I_{w2} が検出できたので、三相電流の和が零なることを利用すると、第1の3相電流 I_{u1} 、 $I_{v1}(=I_{u1}-I_{w1})$ 、 I_{w1} 、第2の3相電流 I_{u2} 、 $I_{v2}(=I_{u2}-I_{w2})$ 、 I_{w2} を検出できる。

【0069】

そして、時刻 $t_3(n)$ にて、 S_{wp1} 、 S_{wp2} を1とする。 $S_{up1} \sim S_{wp2}$ のパルス幅（「1」を継続する時間）は、各スイッチに対応するオンデューティ D_{sup1} 、 D_{swp2} とスイッチング周期 T_{sw} との乗算値によって定まる。

【0070】

以上より、本実施の形態1では、第1最大相電圧 E_{max1} に対応する相の上側アーム素子のスイッチ、第1中間相電圧 E_{mid1} に対応する相の上側アーム素子のスイッチ、第1最小相電圧 E_{min1} に対応する相の上側アーム素子のスイッチの順に、第1の所定値以上に設定された Δt_1 や Δt_2 だけ時刻をずらしてオンしている。

【0071】

そして、このようなスイッチングにより、図3に示す、 I_{dc1} から、第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} のうち、2相を検出できる2種類の第1の電圧ベクトルを形成し、図4に示す、 I_{dc2} から、第2の3相電流 I_{u2} 、 I_{v2} 、 I_{w2} のうち、2相を検出できる2種類の第2の電圧ベクトルを形成する。

【0072】

しかしながら、第1中間相電圧 E_{mid1} に対応する相の電圧指令値によっては、 I_{dc1} から第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} のうち、2相を検出できる2種類の第1の電圧ベクトルを形成することができず、結果として、第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} を検出することができない場合がある。

【0073】

例えば、図10は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する、図9とは別の動作説明図であり、第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} を検出することができない場合を例示している。

【0074】

図10では、 V_{v1}' が小さく、 $D_{svp1} \cdot T_{sw}$ が Δt_2 より小さくなった状態を示している。この状態では、時刻 $t_2(n)$ で S_{vp1} をオンすると、時刻 $t_3(n)$ よ

10

20

30

40

50

りも前にオフしてしまい、第1の電圧ベクトル $V_2(1)$ がずらし時間 Δt_2 の区間に渡って形成できない。

【0075】

また、図11は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する、図9、図10とは別の動作説明図であり、図10と同様に、第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} を検出することができない場合を例示している。

【0076】

図11では、 V_{v1}' が大きく、 $D_{svp1} \cdot T_{sw}$ が $T_{sw} - \Delta t_1$ より大きくなった状態を示している。この状態では、スイッチング周期 T_{sw} が終了する時刻 $t_4(n)$ で S_{vp1} をオフした場合においても、時刻 $t_2(n)$ よりも前で S_{vp1} をオンしなければ、 $D_{svp1} \cdot T_{sw}$ に対応したパルス幅が出せない。この結果として、 $V_1(1)$ がずらし時間 Δt_1 の区間に渡って形成できない。

【0077】

図12は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する、図10、図11とは別の動作説明図であり、第2の3相電流 I_{u2} 、 I_{v2} 、 I_{w2} を検出することができない場合を例示している。第2の電圧印加器3bについても、同様に、図12に示すように、 V_{v2}' が小さい場合、 $V_2(2)$ がずらし時間 Δt_2 の区間に渡って形成できない。

【0078】

また、図13は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する、図12とは別の動作説明図であり、第2の3相電流 I_{u2} 、 I_{v2} 、 I_{w2} を検出することができない場合を例示している。図13に示すように、 V_{v2}' が大きい場合、 $V_1(2)$ がずらし時間 Δt_1 の区間に渡って形成できない。

【0079】

この課題は、特許文献1に記載されたスイッチング周期（特許文献1における制御周期） T_{sw} を増大させることで解決できる。ずらし時間 Δt_1 やずらし時間 Δt_2 を固定時間とすると、 T_{sw} を増大させることで、 T_{sw} に占めるずらし時間 Δt_1 やずらし時間 Δt_2 の割合が低下する。このため、先に述べた中間相電圧が小さく D_{svp1} が小さい場合や、中間相電圧が大きく D_{svp1} が大きい場合にも、電流検出が可能となる。

【0080】

しかしながら、 T_{sw} を増大させると、 T_{sw} の逆数で与えられるスイッチング周波数が低下し、その周波数が可聴域に入ると、スイッチング周波数成分の騒音が増大する課題が生じる。例えば、交流回転機1aが電動パワーステアリング用モータの場合、スイッチング周波数が20kHz以上（可聴域の帯域外）に設定される。

【0081】

これは、人間の可聴域が20Hz～20kHzであり、20kHz以上（可聴域の帯域外）に設定することで、スイッチング周波数成分の音が人間の耳には聞えないからである。しかしながら、ずらし時間 Δt_1 やずらし時間 Δt_2 を確保するためにスイッチング周波数を20kHzより低下させると、スイッチング周波数成分の音が人間の耳に聞こえてしまい、結果として騒音となってしまう。

【0082】

また、スイッチング周期を増大させずに、先の図10～図13に示したような方法を採用した場合には、別の課題も存在する。図10において、 Δt_2 区間での I_{dc1} の検出を断念したとしても、 S_{vp1} のオフタイミングは、 $t_2(n) \sim t_3(n)$ 間であり、 I_{dc2} を検出するタイミングである $t_{s1-2}(n)$ との間隔が接近する。このため、 S_{vp1} をオフとするスイッチングによって、 I_{dc2} に検出ノイズが発生して、 Δt_2 区間で I_{dc2} を正しく検出できないおそれがある。

【0083】

また、図11において、 Δt_1 区間での I_{dc1} の検出を断念したとしても、 S_{vp1} のオンタイミングは、 $t_1(n) \sim t_2(n)$ 間であり、 I_{dc2} を検出するタイミングである $t_{s1-1}(n)$ との間隔が接近する。このため、 S_{vp1} をオンとするスイッチングによって、 I_{dc2} に検出ノイズが発生して、 Δt_1 区間で I_{dc2} を正しく検出できないおそれがある。

【0084】

また、図12において、 Δt_2 区間での I_{dc2} の検出を断念したとしても、 S_{vp2} のオフタイミングは、 $t_2(n) \sim t_3(n)$ 間であり、 I_{dc1} を検出するタイミングである $t_{s1-2}(n)$ との間隔が接近する。このため、 S_{vp2} をオフとするスイッチングによって、 I_{dc1} に検出ノイズが発生して、 Δt_2 区間で I_{dc1} を正しく検出できないおそれがある。

10

【0085】

さらに、図13において、 Δt_1 区間での I_{dc2} の検出を断念したとしても、 S_{vp2} のオンタイミングは、 $t_1(n) \sim t_2(n)$ 間であり、 I_{dc1} を検出するタイミングである $t_{s1-1}(n)$ との間隔が接近する。このため、 S_{vp2} をオンとするスイッチングによって、 I_{dc1} に検出ノイズが発生して、 Δt_1 区間で I_{dc1} を正しく検出できないおそれがある。

【0086】

また、これらの課題に対応すべく、第1中間相電圧 E_{mid1} がずらし時間 Δt_1 や Δt_2 を確保できる範囲になるように、第1の電圧指令の振幅を制限してしまうと、交流回転機1aに印加される電圧が制限され、交流回転機1aにより、高い出力が発生できないといった別の課題が生じる。

20

【0087】

そこで、本発明では、第1中間相電圧 E_{mid1} の大きさによっては I_{dc1} の検出ができないことについては許容するとしても、 I_{dc2} については精度よく検出するとともに、第2中間相電圧 E_{mid2} の大きさによっては I_{dc2} の検出ができないことについては許容するとしても、 I_{dc1} については精度よく検出することを技術的特徴としている。

【0088】

そのための半導体スイッチ $S_{up1} \sim S_{wn1}$ 、 $S_{up2} \sim S_{wn2}$ のオンオフパターンを、以下に説明する。なお、図12および図13の課題は、図10および図11の課題と同様のものであるから、以下では、図10および図11の課題を解消するための方法について、具体的に説明する。

30

【0089】

図14は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する動作説明図であり、先の図10における課題を解決するための動作を示している。具体的には、この図14では、先の図10に対して、 S_{vp1} のオンタイミングを、 $t_2(n)$ から $t_5(n)$ にシフトしたものである。

【0090】

40

$t_5(n)$ は、第1最小相電圧がオンするタイミング $t_3(n)$ の前後で「第2の所定値」以内に設定される。ここで、「第2の所定値」とは、「第1の所定値」より小さい値であり、母線電流検出タイミングである $t_{s1-2}(n)$ と第1最小相がオンするタイミング $t_3(n)$ との間隔よりも小さい値である。なお、 $t_3(n)$ と $t_5(n)$ を一致させるように、すなわち、第1中間相電圧と第1最小相電圧を同時にオンするように、設定してもよい。

【0091】

先の図10のように、第1の中間相電圧のオン時間が Δt_2 以下に対応する値となってしまう場合には、図14のように、第1中間相電圧のオン時間を、第1最小相電圧のオン時間と第2の所定値以内となるように接近させる。これにより、図14の構成は、 t_{s1}

50

－ 2 (n) 近傍での第 1 の電圧印加器 3 a のスイッチングが生じなくなり、先の図 1 0 に比べ、 $t_{s1-2}(n)$ での I_{dc2} を精度よく検出できる。

【0092】

図 1 5 は、本発明の実施の形態 1 における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器 4 a、4 b における電流検出タイミングに関する動作説明図であり、先の図 1 1 における課題を解決するための動作を示している。具体的には、この図 1 5 では、先の図 1 1 に対して、 S_{vp1} のオンタイミングを、 $t_2(n)$ から $t_6(n)$ にシフトしたものである。

【0093】

$t_6(n)$ は、第 1 最大相電圧がオンするタイミング $t_1(n)$ の前後で「第 2 の所定値」以内に設定される。なお、 $t_1(n)$ と $t_6(n)$ を一致させる、すなわち、第 1 中間相電圧と第 1 最大相電圧を同時にオンするように設定してもよい。

10

【0094】

先の図 1 1 のように、第 1 中間相電圧のオン時間が Δt_2 以下に対応する値となってしまう場合には、図 1 5 のように、第 1 中間相電圧のオン時間を、第 1 最大相電圧のオン時間と第 2 の所定値以内となるように接近させる。これにより、図 1 5 の構成は、 $t_{s1-1}(n)$ 近傍で第 1 の電圧印加器 3 a のスイッチングが生じなくなり、先の図 1 1 に比べ、 $t_{s1-1}(n)$ での I_{dc2} を精度よく検出できる。

【0095】

図 1 6 は、本発明の実施の形態 1 における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器 4 a、4 b における電流検出タイミングに関する、図 9 とは別の動作説明図である。

20

【0096】

図 1 6 においても、先の図 9 と同様に、第 1 の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' において、大きい順に第 1 最大相電圧 E_{max1} 、第 1 中間相電圧 E_{mid1} 、第 1 最小相電圧 E_{min1} としたとき、上式 (15) ～ (17) の関係があるものとし、第 2 の電圧指令 V_{u2}' 、 V_{v2}' 、 V_{w2}' において、大きい順に第 2 最大相電圧 E_{max2} 、第 2 中間相電圧 E_{mid2} 、第 2 最小相電圧 E_{min2} としたとき、上式 (18) ～ (20) の関係があるものとする。

【0097】

30

時刻 $t_1(n)$ において、 S_{up1} 、 S_{up2} 、 S_{vp1} 、 S_{vp2} を 1、かつ S_{wp1} 、 S_{wp2} を 0 とし、時刻 $t_1(n)$ から Δt_1 経過後の時刻 $t_2(n)$ まで継続する。図 3、図 4 より、時刻 $t_1(n) \sim t_2(n)$ において、第 1 の電圧ベクトルは、 $V_2(1)$ 、第 2 の電圧ベクトルは、 $V_2(2)$ である。電流検出器 4 a、4 b は、時刻 $t_1(n) \sim t_2(n)$ における、時刻 $t_{s1-1}(n)$ にて、 I_{dc1} 、 I_{dc2} を検出する。

【0098】

図 3 より、時刻 $t_1(n) \sim t_2(n)$ においては、第 1 の電圧ベクトルは、 $V_2(1)$ であり、時刻 $t_{s1-1}(n)$ で検出された I_{dc1} は、 $-I_{w1}$ に等しい。また、図 4 より、時刻 $t_1(n) \sim t_2(n)$ においては、第 2 の電圧ベクトルは、 $V_2(2)$ であり、時刻 $t_{s1-1}(n)$ で検出された I_{dc2} は、 $-I_{w2}$ に等しい。

40

【0099】

次に、時刻 $t_2(n)$ において、 S_{vp1} 、 S_{vp2} を 0 とし、そのスイッチングパターンを時刻 $t_2(n)$ から Δt_2 経過後の時刻 $t_3(n)$ まで継続する。図 3、図 4 より、時刻 $t_2(n) \sim t_3(n)$ において、第 1 の電圧ベクトルは、 $V_1(1)$ 、第 2 の電圧ベクトルは、 $V_1(2)$ である。電流検出器 4 a、4 b は、時刻 $t_2(n) \sim t_3(n)$ における、時刻 $t_{s1-2}(n)$ にて、再度、 I_{dc1} 、 I_{dc2} を検出する。

【0100】

図 3 より、時刻 $t_2(n) \sim t_3(n)$ においては、第 1 の電圧ベクトルは、 $V_1(1)$ であり、時刻 $t_{s1-2}(n)$ で検出された I_{dc1} は、 I_{u1} に等しい。また、図 4

50

より、時刻 $t_2(n) \sim t_3(n)$ においては、第2の電圧ベクトルは、 $V_1(2)$ であり、時刻 $t_{s1-2}(n)$ で検出された I_{dc2} は、 I_{u2} に等しい。

【0101】

以上より、第1巻線の電流 I_{u1} 、 I_{w1} 、第2巻線の電流 I_{u2} 、 I_{w2} が検出できたので、三相電流の和が零なることを利用すると、第1の3相電流 I_{u1} 、 $I_{v1} (= -I_{u1} - I_{w1})$ 、 I_{w1} 、第2の3相電流 I_{u2} 、 $I_{v2} (= -I_{u2} - I_{w2})$ 、 I_{w2} を検出できる。

【0102】

そして、時刻 $t_3(n)$ にて、 $Sup1$ 、 $Sup2$ を1とする。 $Sup1 \sim Swp2$ が「0」を継続する時間は、1から各スイッチに対応するオンデューティ D_{sup1} 、 D_{swp2} を減算した値とスイッチング周期 T_{sw} との乗算値によって定まる。

10

【0103】

以上より、本実施の形態1の別の例では、第1最小相電圧 E_{mim1} に対応する相の上側アーム素子のスイッチ、第1中間相電圧 E_{mid1} に対応する相の上側アーム素子のスイッチ、第1最大相電圧 E_{max1} に対応する相の上側アーム素子のスイッチの順に、第1の所定値以上に設定された Δt_1 や Δt_2 だけ時刻をずらしてオフしている。

【0104】

そして、このようなスイッチングにより、図3に示す、 I_{dc1} から、第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} のうち、2相を検出できる2種類の第1の電圧ベクトルを形成し、図4に示す、 I_{dc2} から、第2の3相電流 I_{u2} 、 I_{v2} 、 I_{w2} のうち、2相を検出できる2種類の第2の電圧ベクトルを形成する。

20

【0105】

しかしながら、図9で示した動作説明例と同様に、図16に示す動作説明例においても、第1中間相電圧 E_{mid1} に対応する相の電圧指令値によっては、 I_{dc1} から第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} のうち、2相を検出できる2種類の第1の電圧ベクトルを形成することができず、結果として、第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} を検出することができない場合がある。

【0106】

例えば、図17は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する、図16とは別の動作説明図であり、第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} を検出することができない場合を例示している。

30

【0107】

図17では、 V_{v1}' が小さく、 $D_{svp1} \cdot T_{sw}$ が Δt_1 より小さくった状態を示している。この状態では、時刻 $t_1(n)$ で S_{vp1} をオンすると、時刻 $t_2(n)$ よりも前にオフしてしまい、第1の電圧ベクトル $V_2(1)$ がずらし時間 Δt_1 の区間に渡って形成できず、 Δt_1 区間で I_{dc1} を検出できない。

【0108】

さらに、 S_{vp1} のオフタイミングは、 $t_1(n) \sim t_2(n)$ 間であり、 I_{dc2} を検出するタイミングである $t_{s1-1}(n)$ との間隔が接近する。このため、 S_{vp1} をオフとするスイッチングによって、 I_{dc2} に検出ノイズが発生して Δt_2 区間で I_{dc2} を正しく検出できないおそれがある。

40

【0109】

また、図18は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する、図16、図17とは別の動作説明図であり、先の図17と同様に、第1の3相電流 I_{u1} 、 I_{v1} 、 I_{w1} を検出することができない場合を例示している。

【0110】

図17では、 V_{v1}' が大きく、 S_{vp1} のオフ時間である $(1 - D_{svp1}) \cdot T_{sw}$ が Δt_2 より小さくなった状態を示している。この状態では、図12と同様に、時刻 t

50

2 (n) で $Svp1$ をオフすると、時刻 $t3(n)$ よりも前でオンしてしまい、結果として、第1のベクトル $V1(1)$ がずらし時間 $\Delta t2$ の区間に渡って形成できず、 $\Delta t2$ 区間で $I dc1$ を検出できない。

【0111】

さらに、 $Svp1$ のオンタイミングは、 $t2(n) \sim t3(n)$ 間であり、 $I dc2$ を検出するタイミングである $ts1-2(n)$ との間隔が接近する。このため、 $Svp1$ をオンとするスイッチングによって、 $I dc2$ に検出ノイズが発生して $\Delta t2$ 区間で $I dc2$ を正しく検出できないおそれがある。

【0112】

図19は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する、図17、図18とは別の動作説明図であり、第2の3相電流 $Iu2$ 、 $Iv2$ 、 $Iw2$ を検出することができない場合を例示している。第2の電圧印加器3bについても、同様に、図19に示すように、 $Vv2'$ が小さい場合、 $V2(2)$ がずらし時間 $\Delta t1$ の区間に渡って形成できず、 $\Delta t1$ 区間で $I dc2$ を検出できない。

【0113】

さらに、 $Svp2$ のオフタイミングは、 $t1(n) \sim t2(n)$ 間であり、 $I dc1$ を検出するタイミングである $ts1-1(n)$ との間隔が接近する。このため、 $Svp2$ をオフとするスイッチングによって、 $I dc1$ に検出ノイズが発生して $\Delta t1$ 区間で $I dc1$ を正しく検出できないおそれがある。

【0114】

また、図20は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する、図19とは別の動作説明図であり、第2の3相電流 $Iu2$ 、 $Iv2$ 、 $Iw2$ を検出することができない場合を例示している。図20に示すように、 $Vv2'$ が大きい場合、 $V1(2)$ がずらし時間 $\Delta t2$ の区間に渡って形成できず、 $\Delta t2$ 区間で $I dc2$ を検出できない。

【0115】

さらに、 $Svp2$ のオンタイミングは、 $t2(n) \sim t3(n)$ 間であり、 $I dc1$ を検出するタイミングである $ts1-2(n)$ との間隔が接近する。このため、 $Svp2$ をオンとするスイッチングによって、 $I dc1$ に検出ノイズが発生して $\Delta t2$ 区間で $I dc1$ を正しく検出できないおそれがある。

【0116】

図21は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する動作説明図であり、先の図17における課題を解決するための動作を示している。具体的には、この図21では、先の図17に対して、 $Svp1$ のオフタイミングを、 $t7(n)$ にシフトしたものである。

【0117】

$t7(n)$ は、第1最小相電圧がオフするタイミング $t4(n)$ の前後で「第2の所定値」以内に設定される。このように、第1中間相電圧のオフ時間を、第1最小相電圧のオフ時間と第2の所定値以内となるように接近させる。これにより、図21の構成は、 $ts1-1(n)$ 近傍での第1の電圧印加器3aのスイッチングが生じなくなり、先の図17に比べ、 $ts1-1(n)$ での $I dc2$ を精度よく検出できる。

【0118】

図22は、本発明の実施の形態1における半導体スイッチのオンオフパターン、および電流検出器4a、4bにおける電流検出タイミングに関する動作説明図であり、先の図18における課題を解決するための動作を示している。具体的には、この図22では、先の図18に対して、 $Svp1$ のオフタイミングを、 $t8(n)$ にシフトしたものである。

【0119】

$t8(n)$ は、第1最大相電圧がオンするタイミング $t3(n)$ の前後で「第2の所定値」以内に設定される。このように、第1中間相電圧のオフ時間を、第1最大相電圧のオ

10

20

30

40

50

フ時間と第2の所定値以内となるように接近させる。これにより、図22の構成は、 $t_{s1-2}(n)$ 近傍で第1の電圧印加器3aのスイッチングが生じなくなり、先の図18に比べ、 $t_{s1-2}(n)$ での I_{dc2} を精度よく検出できる。

【0120】

なお、上述したように、図14、図15、図21、図22では、第1中間相電圧 E_{mid1} がずらし時間 $\Delta t1$ や $\Delta t2$ を確保できない場合に、 $t_{s1-1}(n)$ 、 $t_{s1-2}(n)$ において、 I_{dc2} を精度よく検出できる手法について述べた。しかしながら、本発明でのスイッチングパターンを適用することで、第2中間相電圧 E_{mid2} がずらし時間 $\Delta t1$ や $\Delta t2$ を確保できない場合に、 $t_{s1-1}(n)$ 、 $t_{s1-2}(n)$ において、 I_{dc2} の代わりに、 I_{dc1} を精度よく検出できることは言うまでもない。

10

【0121】

続いて、第1の検出可否判定器12aおよび第2の検出可否判定器12bについて説明する。図23は、本発明の実施の形態1における第1の検出可否判定器12aおよび第2の検出可否判定器12bの機能に関する説明図である。

【0122】

具体的には、第1の電流可否判定器12aは、第1中間相電圧 E_{mid1} に対応する相の電圧指令値が第3の所定値 V_{s3} 以下、かつ第4の所定値 V_{s4} 以上の範囲か否かを判別し、第1の電流検出器4aが第1の3相電流を検出可能か判別する。同様に、第2の電流可否判定器12bは、第2中間相電圧 E_{mid2} に対応する相の電圧指令値が第3の所定値 V_{s3} 以下、かつ第4の所定値 V_{s4} 以上の範囲か否かを判別し、第2の電流検出器4bが第2の3相電流を検出可能か判別する。

20

【0123】

ここで、第1の中間相電圧 E_{mid1} や第2の中間相電圧 E_{mid2} が第3の所定値 V_{s3} と等しければ、中間相電圧における上側アーム素子の T_{sw} におけるオン時間が、 $T_{sw}-\Delta t1$ に等しいことを意味している。従って、第3の所定値 V_{s3} は、ずらし時間 $\Delta t1$ を確保できる上限値に相当する。

【0124】

一方、第1の中間相電圧 E_{mid1} や第2の中間相電圧 E_{mid2} が第4の所定値 V_{s4} と等しければ、中間相電圧における上側アーム素子の T_{sw} におけるオン時間が、 $\Delta t2$ を確保できることを意味している。従って、第4の所定値 V_{s4} は、ずらし時間 $\Delta t2$ を確保できる下限値である。

30

【0125】

図23(a)は、図7(b)に示した第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' を点線、第1中間相電圧 E_{mid1} を実線、第3の所定値 V_{s3} および第4の所定値 V_{s4} を一点鎖線で示す。ここでは、

$$V_{s3} = 0.4 V_{dc1}$$

$$V_{s4} = -0.4 V_{dc1}$$

に設定する。

【0126】

図23(b)は、第1の検出可否判定器12aの出力である。第1の検出可否判定器12aは、第1中間相電圧 E_{mid1} が第3の所定値 V_{s3} 以下、かつ第4の所定値 V_{s4} 以上の範囲内か範囲外かを判別することで、第1の3相電流が検出可能か否かを判別する。そして、第1の検出可否判定器12aは、第1中間相電圧 E_{mid1} が、第3の所定値 V_{s3} 以下、かつ第4の所定値 V_{s4} 以上の範囲内であれば1、範囲外であれば0となる第1の検出可否判定信号 $flag_1$ を出力する。

40

【0127】

図23(c)は、図8(b)に示した第2の電圧指令 V_{u2}' 、 V_{v2}' 、 V_{w2}' を点線、第2中間相電圧 E_{mid2} を実線、第3の所定値 V_{s3} および第4の所定値 V_{s4} を一点鎖線で示す。

【0128】

50

図23(d)は、第2の検出可否判定器12bの出力である。第2の検出可否判定器12bは、第2中間相電圧Emid2が第3の所定値Vs3以下、かつ第4の所定値Vs4以上の範囲内か範囲外かを判別することで、第2の3相電流が検出可能か否かを判別し、第3の所定値Vs3以下、かつ第4の所定値Vs4以上の範囲内であれば1、範囲外であれば0となる第2の検出可否判定信号flag_2を出力する。

【0129】

第1の検出可否判定信号flag_1に着目すると、電圧位相角 θ_v で $60 \times x$ ($x: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$)度近傍で0となる。第2の検出可否判定信号flag_2に着目すると、電圧位相角 θ_v で $30 + 60 \times x$ ($x: 0, 1, 2, 3, 4, 5$)度近傍で0となる。

10

【0130】

よって、第1の検出可否判定信号flag_1と第2の検出可否判定信号flag_2とは、0となる電圧位相角 θ_v が互いに30度ずれており、flag_1が0のとき、flag_2は1であり、逆に、flag_2が0のとき、flag_1は1である。よって、flag_1とflag_2が同時に0になることはなく、少なくとも一方は、1であることがわかる。

【0131】

図24は、本発明の実施の形態1における第1の検出可否判定器12aの一連動作を示したフローチャートである。ステップS1000aにおいて、第1の検出可否判定器12aは、第1の電圧指令Vu1'、Vv1'、Vw1'に基づいて、第1中間相電圧Emid1を演算する。

20

【0132】

ステップS1000bにおいて、第1の検出可否判定器12aは、第1中間相電圧Emid1が第3の所定値Vs3以下であるか否かを判定し、「YES」であれば、ステップS1000cへ進み、「NO」であれば、ステップS1000eへ進む。

【0133】

ステップS1000cに進んだ場合には、第1の検出可否判定器12aは、第1中間相電圧Emid1が第4の所定値Vs4以上であるか否かを判定し、「YES」であれば、ステップS1000dへ進み、「NO」であれば、ステップS1000eへ進む。

【0134】

30

ステップS1000dに進んだ場合には、第1の検出可否判定器12aは、第1の検出可否判定信号flag_1に1を代入する。一方、ステップS1000eに進んだ場合には、第1の検出可否判定器12aは、第1の検出可否判定信号flag_1に0を代入する。

【0135】

図25は、本発明の実施の形態1における第2の検出可否判定器12bの一連動作を示したフローチャートである。ステップS2000aにおいて、第2の検出可否判定器12bは、第2の電圧指令Vu2'、Vv2'、Vw2'に基づいて、第2中間相電圧Emid2を演算する。

【0136】

40

ステップS2000bにおいて、第2の検出可否判定器12bは、第2中間相電圧Emid2が第3の所定値Vs3以下であるか否かを判定し、「YES」であれば、ステップS2000cへ進み、「NO」であれば、ステップS2000eへ進む。

【0137】

ステップS2000cにおいて、第2の検出可否判定器12bは、第2中間相電圧Emid2が第4の所定値Vs4以上であるか否かを判定し、「YES」であれば、ステップS2000dへ進み、「NO」であれば、ステップS2000eへ進む。

【0138】

ステップS2000dに進んだ場合には、第2の検出可否判定器12bは、第2の検出可否判定信号flag_2に1を代入する。一方、ステップS2000eに進んだ場合に

50

は、第2の検出可否判定器12bは、第2の検出可否判定信号flag_2に0を代入する。

【0139】

続いて、切替器7aの動作について、図26を用いて説明する。図26は、本発明の実施の形態1における切替器7aの一連動作を示したフローチャートである。切替器7aによる切替動作は、ステップS3100aにおける第1の検出可否判定信号flag_1が1と等しいか否かの判定結果、およびステップS3100bにおける第2の検出可否判定信号flag_2が1と等しいか否かの判定結果により、ステップS3100c、3100d、3100eに場合分けされる。

【0140】

flag_1が1に等しく、かつflag_2が1に等しい場合には、ステップS3100cに進み、Id1'、Iq1'として、第1巻線の電流Id1、Iq1を選択し、Id2'、Iq2'として、第2巻線の電流Id2、Iq2を選択し、出力する。

【0141】

flag_1が1に等しく、かつflag_2が1と等しくない場合には、ステップS3100dに進み、Id1'、Iq1'として、第1巻線の電流Id1、Iq1を選択し、Id2'、Iq2'としても、第1巻線の電流Id1、Iq1を選択し、出力する。

【0142】

flag_1が1に等しくない場合には、flag_2の値にかかわらず、ステップS3100eに進み、Id1'、Iq1'として、第2巻線の電流Id2、Iq2を選択し、Id2'、Iq2'としても、第2巻線の電流Id2、Iq2を選択し、出力する。

【0143】

なお、上述した実施の形態1においては、第1の電圧印加器3aにより第1の3相巻線に第1の所定値以上のオン間隔(Δt_1 、 Δt_2)で電圧を印加する例について説明した。しかしながら、第1の所定値以上のオフ間隔で電圧を印加する場合にも、本発明が有用であることは言うまでもない。

【0144】

また、上述した実施の形態1においては、図15で示したように、第1中間相電圧が第1の所定値よりも大きい場合に、第1中間相電圧を第1最大相電圧と第2の所定値以内のタイミングでオンするように変更する例について説明した。しかしながら、第1中間相電圧に加えて、第1最小相電圧も第1最大相電圧と第2の所定値以内のタイミングでオンするように変更してもよい。

【0145】

この場合、第1の3相巻線に印加される電圧は、3相全てが第2の所定値以内でオンすることになる。よって、本発明は、電流検出が不可と判断された第1の3相巻線あるいは第2の3相巻線に対して、その少なくとも2相に関して、オンまたはオフ間隔を第2の所定値以内と設定することで効果を得ることができる。

【0146】

以上のように、実施の形態1によれば、特許文献1のようにスイッチング周期 T_{sw} を長くすることなく、また、第1中間相電圧がずらし時間を確保できる範囲になるように、第1の電圧指令の振幅を制限する必要もなく、電流検出タイミングにおける電圧印加器のスイッチングを回避できる。この結果、交流回転機1aの低騒音を維持した状態で、高出力化が可能となる効果を得ることができる。

【0147】

実施の形態2.

本実施の形態2における交流回転機の制御装置は、第1の検出可否判定器12cにおける演算処理が、先の実施の形態1における第1の検出可否判定器12aと異なっている。そこで、本実施の形態2における第1の検出可否判定器12cの演算処理を中心に、以下に説明する。

【0148】

図27は、本発明の実施の形態2における第1の検出可否判定器12cの一連動作を示したフローチャートである。ステップS4000aにおいて、第1の検出可否判定器12cは、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' に基づいて、第1最大相電圧 E_{max1} 、第1中間相電圧 E_{mid1} 、第1最小相電圧 E_{min1} を演算する。

【0149】

ステップS4000bにおいて、第1の検出可否判定器12cは、第1最大相電圧と第1中間相電圧との差($E_{max1} - E_{mid1}$)が、第5の所定値 V_{s5} 以上であるかを判定し、「YES」であれば、ステップS4000cへ進み、「NO」であれば、ステップS4000eへ進む。

【0150】

ステップS4000cに進んだ場合には、第1の検出可否判定器12cは、第1中間相電圧と第1最小相電圧との差($E_{mid1} - E_{min1}$)が、第5の所定値 V_{s5} 以上であるかを判定し、「YES」であれば、ステップS4000dへ進み、「NO」であれば、ステップS4000eへ進む。

【0151】

ステップS4000dに進んだ場合には、第1の検出可否判定器12cは、第1の検出可否判定信号 $flag_1$ に1を代入する。一方、ステップS4000eに進んだ場合には、第1の検出可否判定器12cは、第1の検出可否判定信号 $flag_1$ に0を代入する。

【0152】

ここで、第5の所定値 V_{s5} は、ずらし時間 Δt_1 またはずらし時間 Δt_2 と、スイッチング周期 T_{sw} ($50\mu s$)との比に基づいて決めればよい。例えば、ずらし時間 $\Delta t_1 = \Delta t_2 = 5\mu s$ 、スイッチング周期 T_{sw} とすると、第5の所定値 V_{s5} は、 $\Delta t_1 / T_{sw} \cdot V_{dc} = 0.1V_{dc}$ となる。

【0153】

図28は、本発明の実施の形態2における第5の所定値 V_{s5} を $0.1V_{dc}$ に設定した場合の、先の図27の各ステップに対応する波形を示した図である。図28(a)は、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' の波形である。図28(b)は、ステップS4000aに対応する第1最大相電圧 E_{max1} 、第1中間相電圧 E_{mid1} 、第1最小相電圧 E_{min1} の各波形である。

【0154】

図28(c)は、ステップS4000bに対応する第1最大相電圧と第1中間相電圧との差 $E_{max1} - E_{mid1}$ 、およびステップS4000cに対応する第1中間相電圧と第1最小相電圧との差 $E_{mid1} - E_{min1}$ の各波形である。さらに、図28(d)は、ステップS4000dおよびステップS4000eに対応する第1の検出可否判定信号 $flag_1$ の波形である。

【0155】

本実施の形態2に示すように、第1最大相電圧と第1中間相電圧との差、第1中間相電圧と第1最小相電圧との差、を演算し、それらの値が第5の所定値未満となった場合に、第1の3相電流を検出不可と判定することによっても、先の実施の形態1と同等の効果を

【0156】

また、本実施の形態2では、オフセット演算器11aの出力である第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' に基づいて、第1の検出可否判定器12cが第1の3相電流の検出可否を判定した。しかしながら、オフセット演算器11aの入力である第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} を、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' の代わりに代入して演算しても、 $E_{max1} - E_{mid1}$ や $E_{mid1} - E_{min1}$ の演算結果は同じとなる。

【0157】

従って、第1の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} を、第1の検出可否判定器12cに入

10

20

30

40

50

力する構成としても、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' に基づいて演算する場合と同等の効果が得られる。

【0158】

なお、本実施の形態2では、第1の検出可否検出器12cの演算について述べた。これに対して、第2の検出可否判定器12bについては、第2の電圧指令 V_{u2}' 、 V_{v2}' 、 V_{w2}' を用いて、第1の検出可否判定器12cと同様に、先の図27の演算を実施することで、第2の検出可否判定信号 $flag_2$ が得られることは言うまでもない。

【0159】

実施の形態3.

本実施の形態3における交流回転機の制御装置は、第1の検出可否判定器12dにおける演算処理が、先の実施の形態1における第1の検出可否判定器12aと異なっている。そこで、本実施の形態3における第1の検出可否判定器12dの演算処理を中心に、以下に説明する。

【0160】

本実施の形態3における第1の検出可否検出器12dは、第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' に基づいて、下式(21)により、電圧位相角 θ_v を演算し、電圧位相角 θ_v の領域に応じて、第1の3相電流の検出可否を判定する。

【0161】

【数1】

$$\theta_v = \arctan \left(\frac{\frac{\sqrt{3}}{2} (V_{v1}' - V_{w1}')}{V_{u1}' - 0.5V_{v1}' - 0.5V_{w1}'} \right) \quad (21)$$

【0162】

先の実施の形態1においては、電圧位相角 θ_v が $60 \times x$ ($x: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$) 度近傍で、第1の3相電流の検出ができないことを示した。そこで、第1の検出可否判定器12dは、第1の電圧指令に基づく演算によって得た θ_v が、 $60 \times x - \alpha$ 以上、 $60 \times x + \alpha$ 以下 (ただし、 α : マージン) の範囲内にある場合には、検出不可と判定し、 $flag_1$ として0を出力し、範囲外にある場合には、検出可と判定し、 $flag_1$ として1を出力する。

【0163】

ここで、マージン α は、ずらし時間 Δt_1 、 Δt_2 や第1の電圧指令の最大値等によって決定するが、30度以内の大きさである。

【0164】

本実施の形態3に示すように、第1の電圧指令の電圧位相角に応じて、第1の3相電流の検出判定の可否を判定することによっても、先の実施の形態1と同等の効果をすることができる。

【0165】

なお、先の実施の形態1においては、電圧位相角 θ_v で $30 + 60 \times x$ ($x: 0, 1, 2, 3, 4, 5$) 度近傍で、第2の3相電流の検出ができないことを示した。そこで、第2の検出可否器12dは、第1の電圧指令に基づく演算によって得た θ_v が、 $30 + 60 \times x - \alpha$ 以上、 $30 + 60 \times x + \alpha$ (α : マージン) 以下の範囲内にある場合には、検出不可と判定し、 $flag_2$ として0を出力し、範囲外にある場合には、検出可と判定し、 $flag_2$ として1を出力する構成とすることもできる。

【0166】

また、本実施の形態3では、オフセット演算器11aの出力である第1の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' に基づいて、第1の検出可否判定器12dが第1の3相電流の

10

20

30

40

50

検出可否を判定した。しかしながら、オフセット演算器 11a の入力である第 1 の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} を、第 1 の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' の代わりに代入して演算しても、上式 (21) の演算結果は同じとなる。

【0167】

従って、第 1 の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} を、第 1 の検出可否判定器 12d に入力する構成としても、第 1 の電圧指令 V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' に基づいて演算する場合と同等の効果が得られる。

【0168】

その他、回転二軸の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} に基づいて電圧位相角 θ_v を求める方式など、電圧指令に基づいて電圧位相角 θ_v を求めた上で、電圧位相角 θ_v に基づいて第 1 の 3 相電流の検出可否や第 2 の 3 相電流の検出可否を判定する方法は、すべて本発明に含まれる。

10

【0169】

また、第 1 の検出可否判定器 12d は、第 1 の電圧指令 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} の代わりに、第 2 の電圧指令 V_{u2}' 、 V_{v2}' 、 V_{w2}' を用いて、下式 (22) に従って電圧位相角 θ_v を求めることも可能である。

【0170】

【数 2】

$$\theta_v = \arctan \left(\frac{\frac{\sqrt{3}}{2} (V_{v2}' - V_{w2}')}{V_{u2}' - 0.5V_{v2}' - 0.5V_{w2}'} \right) + 30 \quad (22)$$

20

【0171】

その他、第 1 の電圧指令 V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} や回転二軸の電圧指令 V_{d2} 、 V_{q2} を用いても、電圧位相角 θ_v を演算することが可能であることは言うまでもない。

【0172】

また、上式 (21)、および上式 (22) の両方の演算を行い、その平均値を用いて第 1 の 3 相電流の検出可否や第 2 の 3 相電流の検出可否を判定することで、電圧位相角 θ_v に含まれるノイズ成分が抑制される効果を得ることができる。

30

【0173】

実施の形態 4.

図 29 は、本発明の実施の形態 4 における交流発電機の制御装置の全体構成を示す図である。本実施の形態 4 の構成は、先の実施の形態 1 の構成と比較すると、制御部 5a の代わりに、制御部 5b を用いている点が異なっている。そこで、制御部 5b について、制御部 5a からの変更点を中心に、以下に説明する。

【0174】

加算器 801a は、回転二軸上の電流 I_{d1}' と回転二軸上の電流 I_{d2}' との加算値 ($I_{d1}' + I_{d2}'$) を出力する。

40

加算器 801b は、回転二軸上の電流 I_{q1}' と回転二軸上の電流 I_{q2}' との加算値 ($I_{q1}' + I_{q2}'$) を出力する。

【0175】

減算器 802a は、回転二軸上の電流 I_{d1}' を回転二軸上の電流 I_{q2}' で減算した値 ($I_{d1}' - I_{q2}'$) を出力する。

減算器 802b は、回転二軸上の電流 I_{q1}' を回転二軸上の電流 I_{q2}' で減算した値 ($I_{q1}' - I_{q2}'$) を出力する。

【0176】

乗算器 803a は、加算器 801a から出力された加算値 ($I_{d1}' + I_{d2}'$) を K

50

1 倍し、和電流 I_{d_sum} として出力する。ここで、 K_1 は、0.5 である。

乗算器 803b は、加算器 801b から出力された加算値 ($I_{q1}' + I_{q2}'$) を K_1 倍し、和電流 I_{q_sum} を出力する。ここで、 K_1 は、0.5 である。

【0177】

乗算器 804a は、減算器 802a から出力された減算値 ($I_{d1}' - I_{d2}'$) を K_2 倍し、差電流 ΔI_d を出力する。ここで、 K_2 は、0.5 である。

乗算器 804b は、減算器 802b から出力された減算値 ($I_{q1}' - I_{q2}'$) を K_2 倍し、差電流 ΔI_q を出力する。ここで、 K_2 は、0.5 である。

【0178】

減算器 805a は、交流回転機 1a の d 軸電流指令 I_d^* と和電流 I_{d_sum} との偏差 ΔI_{d_sum} を演算する。 10

減算器 805b は、交流回転機 1a の q 軸電流指令 I_q^* と和電流 I_{q_sum} との偏差 ΔI_{q_sum} を演算する。

【0179】

制御器 806a は、P 制御器や PI 制御器などを用いて、それら制御器の比例ゲイン K_{pd_sum} と偏差 ΔI_{d_sum} の乗算値に基づいて、偏差 ΔI_{d_sum} を零に制御するように、和電圧 V_{d_sum} を出力する。

【0180】

制御器 806b は、P 制御器や PI 制御器などを用いて、それら制御器の比例ゲイン K_{pq_sum} と偏差 ΔI_{q_sum} の乗算値に基づいて、偏差 ΔI_{q_sum} を零に制御 20

【0181】

制御器 806c は、P 制御器や PI 制御器などを用いて、それら制御器の比例ゲイン K_{pd_delta} と偏差 ΔI_{d_sum} の乗算値に基づいて、差電流 ΔI_d を零に制御するように、差電圧 ΔV_d を出力する。

【0182】

制御器 806d は、P 制御器や PI 制御器などを用いて、それら制御器の比例ゲイン K_{pq_delta} と偏差 ΔI_{q_sum} の乗算値に基づいて、差電流 ΔI_q を零に制御するように、差電圧 ΔV_q を出力する。

【0183】

加算器 807a は、和電圧 V_{d_sum} と差電圧 ΔV_d とを加算した値を第 1 の電圧指令 V_{d1} として出力する。 30

加算器 807b は、和電圧 V_{q_sum} と差電圧 ΔV_q とを加算した値を第 1 の電圧指令 V_{q1} として出力する。

【0184】

減算器 808a は、和電圧 V_{d_sum} を差電圧 ΔV_d で減算した値を第 2 の電圧指令 V_{d2} として出力する。

減算器 808b は、和電圧 V_{q_sum} を差電圧 ΔV_q で減算した値を第 2 の電圧指令 V_{q2} として出力する。

【0185】

続いて、本実施の形態 4 における制御部 5b の動作を詳細に説明する。第 1 の検出可否判定信号 $flag_1$ 、第 2 の検出可否判定信号 $flag_2$ がともに 1 である場合（すなわち、第 1 の 3 相電流、第 2 の 3 相電流がともに検出可能と判定された場合）には、回転二軸上の電流 I_{d1}' 、 I_{q1}' は、第 1 巻線の電流 I_{d1} 、 I_{q1} に等しく、回転二軸上の電流 I_{d2}' 、 I_{q2}' は、第 2 巻線の電流 I_{d2} 、 I_{q2} に等しい。 40

【0186】

よって、和電流 I_{d_sum} 、 I_{q_sum} 、および差電流 ΔI_d 、 ΔI_q は、それぞれ下式 (23) ~ (26) のようになる。

$$\begin{aligned} I_{d_sum} &= K_1 \times (I_{d1}' + I_{d2}') \\ &= K_1 \times (I_{d1} + I_{d2}) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} I_{q_sum} &= K1 \times (I_{q1}' + I_{q2}') \\ &= K1 \times (I_{q1} + I_{q2}) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_d &= K2 \times (I_{d1}' - I_{d2}') \\ &= K2 \times (I_{d1} - I_{d2}) \end{aligned} \quad (25) \quad \Delta I_q$$

$$\begin{aligned} \Delta I_q &= K2 \times (I_{q1}' - I_{q2}') \\ &= K2 \times (I_{q1} - I_{q2}) \end{aligned} \quad (26)$$

【0187】

つまり、和電流は、第1の電流検出器4aによって検出された第1の3相電流と、第2の電流検出器4bによって検出された第2の3相電流との和で表され、差電流は、第1の電流検出器4aによって検出された第1の3相電流と、第2の電流検出器4bによって検出された第2の3相電流との差で表される。

10

【0188】

和電流 I_{d_sum} 、 I_{q_sum} と、和電流ゲインに基づいて、和電圧 V_{d_sum} 、 V_{q_sum} が演算され、差電流 ΔI_d 、 ΔI_q と、差電流ゲインに基づいて、差電圧 ΔV_d 、 ΔV_q が演算される。さらに、加算器807a、807bおよび減算器808a、808bによって、第1の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} 、および第2の電圧指令 V_{d2} 、 V_{q2} が演算される。

【0189】

ここで、交流回転機1aの第1の3相巻線 $U1$ 、 $V1$ 、 $W1$ と、第2の3相巻線 $U2$ 、 $V2$ 、 $W2$ は、電氣的に接続されていないが、磁氣的に互いに結合されている。従って、第2の3相巻線には、第1の3相電流の微分値と、第1巻線と第2巻線間の相互インダクタンスとの積に比例する電圧が発生する。一方、第1の3相巻線には、第2の3相電流の微分値と、第1巻線と第2巻線間の相互インダクタンスとの積に比例する電圧が発生する。すなわち、第1巻線と第2巻線は、磁氣的に干渉している。

20

【0190】

これに対し、本実施の形態4においては、和電流、差電流に基づいて、第1の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} 、および第2の電圧指令 V_{d2} 、 V_{q2} が演算されている。この結果、第1の3相電流と第2の3相電流がともに検出可能な場合には、第1巻線の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} は、第1の電流検出器4aによって検出された第1の3相電流に加えて、第2の電流検出器4bによって検出された第2の3相電流も考慮して演算される。

30

【0191】

°同様に、第2の電圧指令 V_{d2} 、 V_{q2} は、第2の電流検出器4bによって検出された第2の3相電流に加えて、第1の電流検出器4aによって検出された第1の3相電流も考慮して演算される。従って、本実施の形態4の構成を備えることで、第1巻線と第2巻線の磁氣的な干渉に対して、より安定な制御系を構築できる。

【0192】

次に、第1の検出可否判定信号 $flag_1$ が0、かつ第2の検出可否判定信号 $flag_2$ が1である場合（すなわち、第1の3相電流が検出不可能、かつ第2の3相電流が検出可能と判定された場合）には、先の図26で示したように、回転二軸上の電流 I_{d1}' 、 I_{q1}' は、第1巻線の電流 I_{d1} 、 I_{q1} に等しく、回転二軸上の電流 I_{d2}' 、 I_{q2}' も第2巻線の電流 I_{d2} 、 I_{q2} に等しい。

40

【0193】

よって、和電流 I_{d_sum} 、 I_{q_sum} 、および差電流 ΔI_d 、 ΔI_q は、それぞれ下式(27)～(30)のようになる。

$$\begin{aligned} I_{d_sum} &= K1 \times (I_{d1}' + I_{d2}') \\ &= K1 \times (2 \times I_{d2}) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} I_{q_sum} &= K1 \times (I_{q1}' + I_{q2}') \\ &= K1 \times (2 \times I_{q2}) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\Delta I_d = K2 \times (I_{d1}' - I_{d2}') = 0 \quad (29)$$

$$\Delta I_q = K2 \times (I_{q1}' - I_{q2}') = 0 \quad (30)$$

50

【0194】

上式(27)～(30)より、和電流は、第2の電流検出器4bによって検出された第2の3相電流で表され、差電流は、0となる。よって、第1の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} 、第2の電圧指令 V_{d2} 、 V_{q2} は、第2の3相電流と和電流ゲインに基づいて演算される。

【0195】

次に、第1の検出可否判定信号 $flag_1$ が1、かつ第2の検出可否判定信号 $flag_2$ が0である場合(すなわち、第1の3相電流が検出可能、かつ第2の3相電流が検出不可能と判定された場合)には、先の図26で示したように、回転二軸上の電流 I_{d1}' 、 I_{q1}' は、第1巻線の電流 I_{d1} 、 I_{q1} に等しく、また回転二軸上の電流 I_{d2}' 、 I_{q2}' も、第1巻線の電流 I_{d1} 、 I_{q1} に等しい。

【0196】

よって、和電流 I_{d_sum} 、 I_{q_sum} 、および差電流 ΔI_d 、 ΔI_q は、それぞれ下式(31)～(34)のようになる。

$$\begin{aligned} I_{d_sum} &= K1 \times (I_{d1}' + I_{d2}') \\ &= K1 \times (2 \times I_{d1}) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} I_{q_sum} &= K1 \times (I_{q1}' + I_{q2}') \\ &= K1 \times (2 \times I_{q1}) \end{aligned} \quad (32)$$

$$\Delta I_d = K2 \times (I_{d1}' - I_{d2}') = 0 \quad (33)$$

$$\Delta I_q = K2 \times (I_{q1}' - I_{q2}') = 0 \quad (34)$$

【0197】

上式(31)～(34)より、和電流は、第1の電流検出器4aによって検出された第1の3相電流で表され、差電流は、0となる。よって、第1の電圧指令 V_{d1} 、 V_{q1} 、第2の電圧指令 V_{d2} 、 V_{q2} は、第1の3相電流と和電流ゲインに基づいて演算される。

【0198】

ここで、第1の検出可否判定器12aが $flag_1$ として0を出力した場合には、上式(29)、(30)より、また、第2の検出可否判定器12bが $flag_2$ として0を出力した場合には上式(33)、(34)より、差電流は、0に設定される。このため、差電流に差電圧ゲインを乗算した差電圧も、零となる。

【0199】

そこで、差電圧 ΔV_d 、 ΔV_q を0に設定し、差電流から差電圧を演算するまでの減算器802a、802b、乗算器804a、804b、制御器806c、806dを省略してもよい。

【0200】

また、ここでは、検出不可となった側の3相電流として、検出可能な側の巻線の3相電流そのものを用いたが、他の推定方法によって求めてもよい。

【0201】

また、差電流ゲイン K_{pd_delta} 、 K_{pq_delta} を第1の電圧指令、第2の電圧指令、和電圧、または交流回転機1aの回転速度の少なくとも1つに基づいて変動させることによって、第1の検出可否判定信号 $flag_1$ 、第2の検出可否判定信号 $flag_2$ の0から1、または1から0への切替時における差電流 ΔI_d 、 ΔI_q の脈動による差電圧 ΔV_d 、 ΔV_q への脈動を低減させることができる。

【0202】

図30は、本発明の実施の形態4において、差電流ゲインを、第1の電圧指令に基づいて変動させる状態を示した図である。図30では、差電流ゲイン K_{pd_delta} 、 K_{pq_delta} を、第1の電圧指令の振幅 V_1 に応じて変動させる場合を例示している。第1の電圧指令の振幅 V_1 が、閾値 V_{s1} 以下の場合には、差電流ゲイン K_{pd_delta} 、 K_{pq_delta} を、それぞれ K_{pd_delta1} 、 K_{pq_delta1}

1として一定値としている。

【0203】

一方、第1の電圧指令の振幅V1が、閾値Vsa1超の場合には、差電流ゲインKpd_delta、Kpq_deltaを、それぞれ直線上に低減させている。閾値Vsa1および直線の傾きは、発生する脈動レベルに応じて決定すればよい。ここで、第1の電圧指令の振幅V1は、下式(35)によって求めればよい。

【0204】

【数3】

$$V1 = \sqrt{2(V_{u1}^2 + V_{u1}^2 + V_{u1}^2)} = \sqrt{2(V_{d1}^2 + V_{q1}^2)} \quad (35) \quad 10$$

【0205】

また、上式(35)の平方根の演算によって、制御部5bを演算するCPUの演算負荷が大きくなる場合には、図30の横軸を、振幅の2乗に設定することもできる。また、図30の横軸を、下式(36)で与えられる第2の電圧指令の振幅V2や、下式(37)で与えられる和電圧の振幅V_sumを用いる、あるいはV1、V2、V_sumを組み合わせて用いてもよい。

【0206】

【数4】

$$V2 = \sqrt{2(V_{u2}^2 + V_{u2}^2 + V_{u2}^2)} = \sqrt{2(V_{d2}^2 + V_{q2}^2)} \quad (36) \quad 20$$

$$V_sum = \sqrt{2(V_{dsum}^2 + V_{qsum}^2)} \quad (37)$$

【0207】

和電流ゲインKpd_sum、Kpq_sumを第1の電圧指令、第2の電圧指令、和電圧の少なくとも1つに基づいて変動させることによって、第1の検出可否判定信号flag_1、第2の検出可否判定信号flag_2の切替時における和電流Id_sum、delta_sumの脈動による和電圧Vd_sum、Vq_sumへの脈動を低減させることができる。 30

【0208】

図31は、本発明の実施の形態4において、和電流ゲインを、第1の電圧指令に基づいて変動させる状態を示した図である。図31では、和電流ゲインKpd_sum、Kpq_sumを、第1の電圧指令の振幅V1に応じて変動させる場合を例示している。第1の電圧指令の振幅V1が、閾値Vsa1以下の場合には、和電流ゲインKpd_sum、Kpq_sumを、それぞれKpd_sum1、Kpq_sum1として一定値としている。

【0209】

一方、第1の電圧指令の振幅V1が、閾値Vsa1超の場合には、和電流ゲインKpd_sum、Kpq_sumを、それぞれ直線上に低減させている。閾値Vsa1および直線の傾きは、発生する脈動レベルに応じて決定すればよい。 40

【0210】

また、図31の横軸を、上式(36)で与えられる第2の電圧指令の振幅V2や式(37)で与えられる和電圧の振幅V_sum、またはV1、V2、V_sumを組み合わせたものを用いてもよい。また、第1の電圧指令、第2の電圧指令、和電圧の振幅に限らず、実効値に応じて切り替えてもよい。

【0211】

また、図30、図31の横軸を、交流回転機1aの回転速度に設定し、速度に関する所定の閾値以下では、和電流ゲインや差電流ゲインを一定とし、所定の閾値超では、和電流 50

ゲインや差電流ゲインを速度に応じて下げるように構成してもよく、同様の効果を得られる。

【0212】

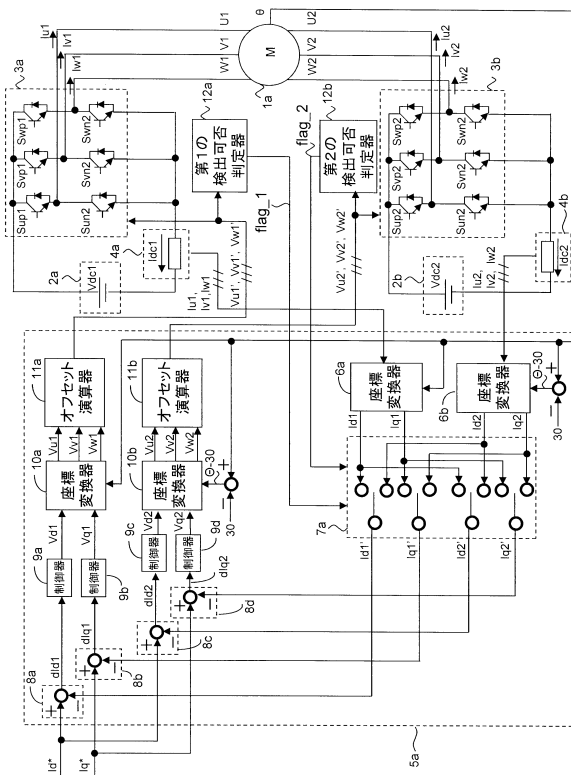
また、交流回転機の制御装置を備えた電動パワーステアリングの制御に対して、実施の形態1～4で述べた交流回転機の制御装置を適用することが可能である。電動パワーステアリング装置では、ステアリング系の操舵トルクを補助するトルクを、交流回転機が発生するように、第1の電圧指令および第2の電圧指令を演算する制御部が必要である。

【0213】

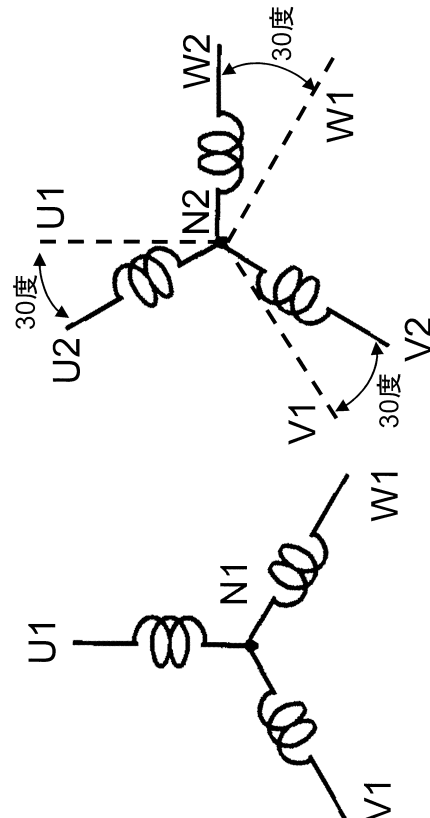
そして、このような電動パワーステアリング装置の制御部として、本発明による交流回転機の制御装置を適用することで、スイッチング周期 T_{sw} を維持した状態で、振幅の高い第1の電圧指令および第2の電圧指令を演算することが可能となる。この結果、スイッチング周期の逆数で与えられるスイッチング周波数を可聴域から外し、静音性を維持した状態で、同一体積比で、より高出力なステアリング系を構築することが可能となる。換言すると、同一出力比を得るために、装置をより小型化することが可能となり、搭載性の良いステアリング系が実現できる効果を得ることができる。

10

【図1】



【図2】



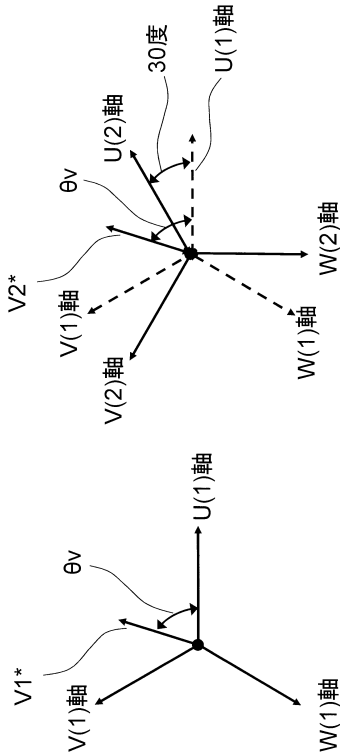
【図 3】

Sup1	Sun1	Svp1	Svn1	Swp1	Swn1	第1の電圧ベクトル	Idc1
0	1	0	1	0	1	V0(1)	0
1	0	0	1	0	1	V1(1)	Iu1
1	0	1	0	0	1	V2(1)	-Iw1
0	1	1	0	0	1	V3(1)	Iv1
0	1	1	0	1	0	V4(1)	-Iu1
0	1	0	1	1	0	V5(1)	Iw1
1	0	0	1	1	0	V6(1)	-Iv1
1	0	1	0	1	0	V7(1)	0

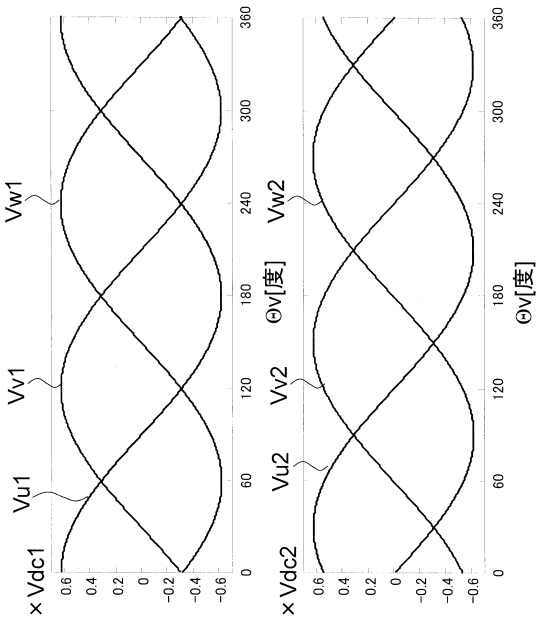
【図 4】

Sup2	Sun2	Svp2	Svn2	Swp2	Swn2	第2の電圧ベクトル	Idc2
0	1	0	1	0	1	V0(2)	0
1	0	0	1	0	1	V1(2)	Iu2
1	0	1	0	0	1	V2(2)	-Iw2
0	1	1	0	0	1	V3(2)	Iv2
0	1	1	0	1	0	V4(2)	-Iu2
0	1	0	1	1	0	V5(2)	Iw2
1	0	0	1	1	0	V6(2)	-Iv2
1	0	1	0	1	0	V7(2)	0

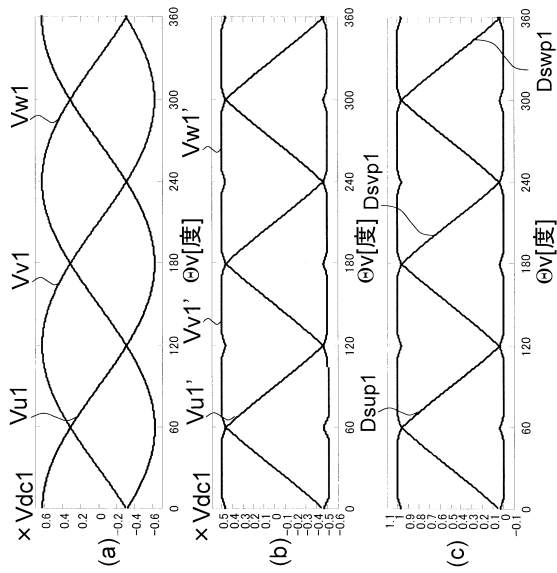
【図 5】



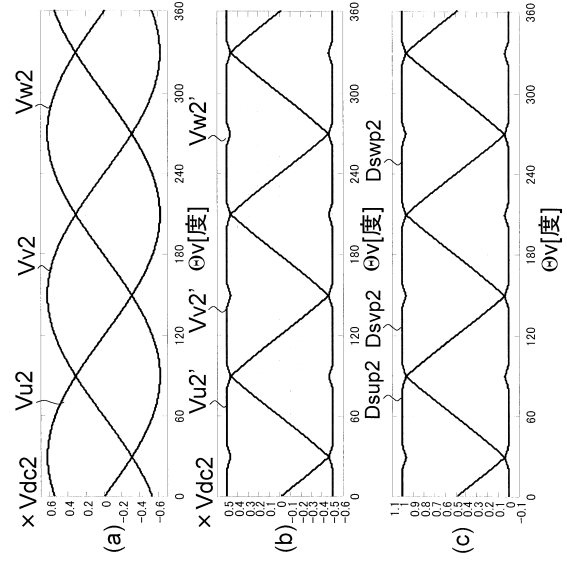
【図 6】



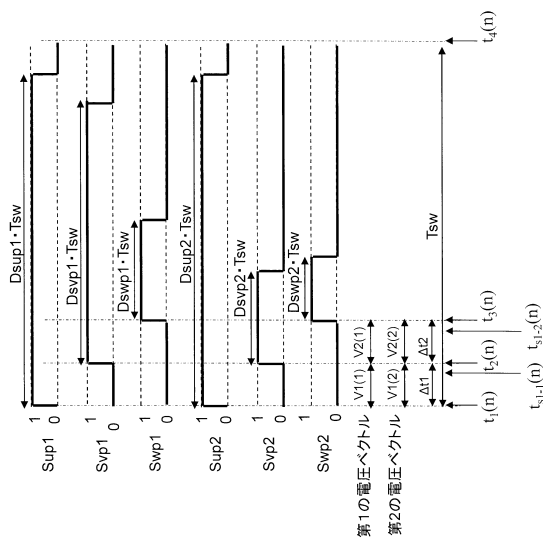
【図 7】



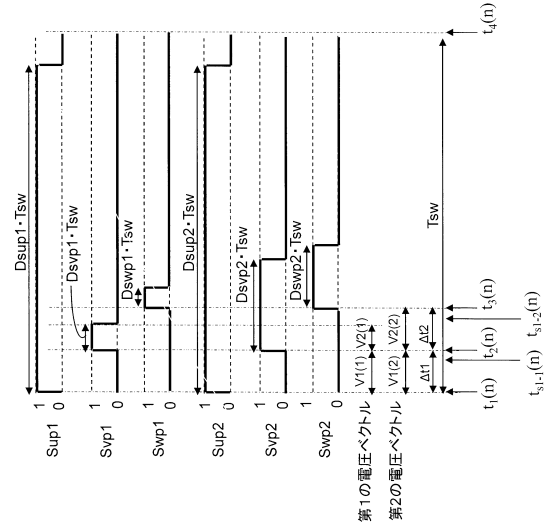
【図 8】



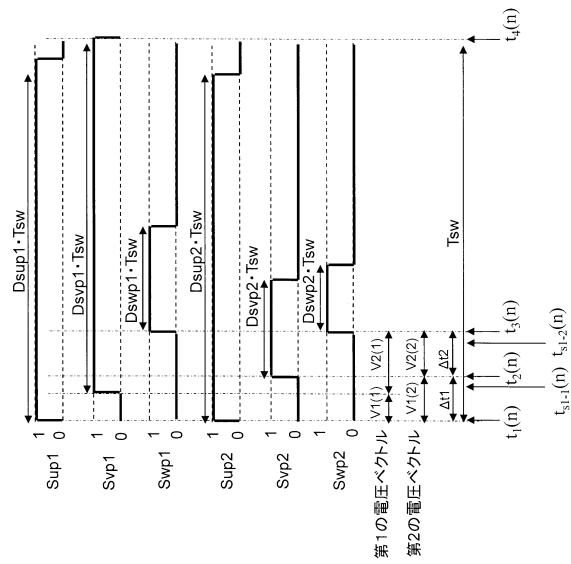
【図 9】



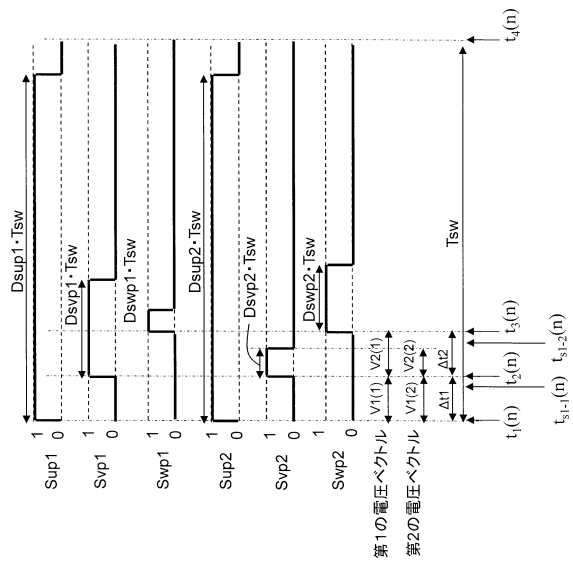
【図 10】



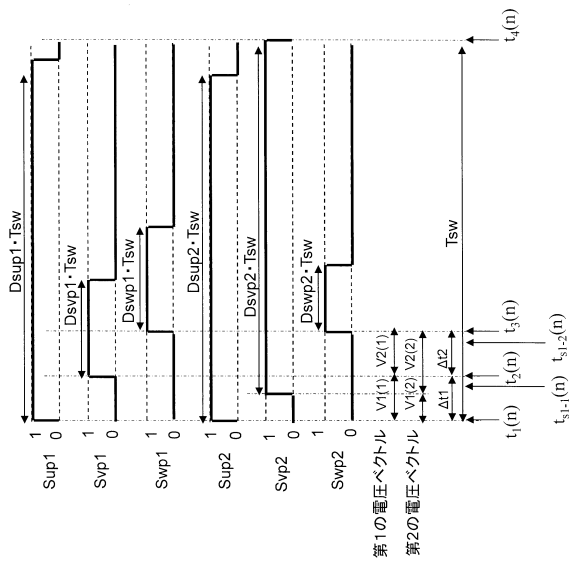
【図 1 1】



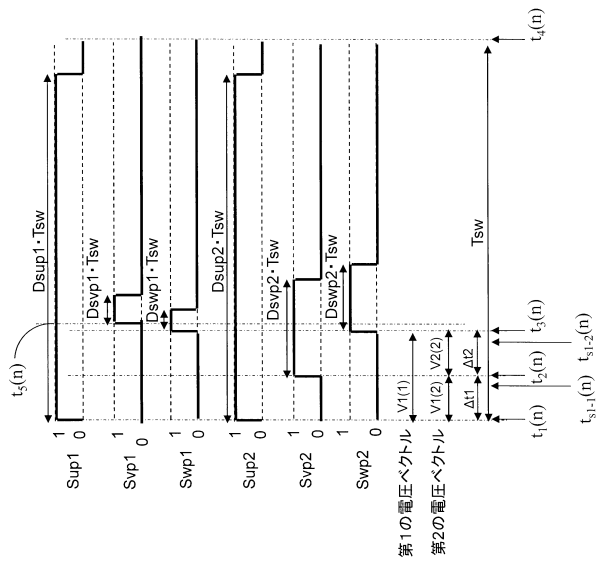
【図 1 2】



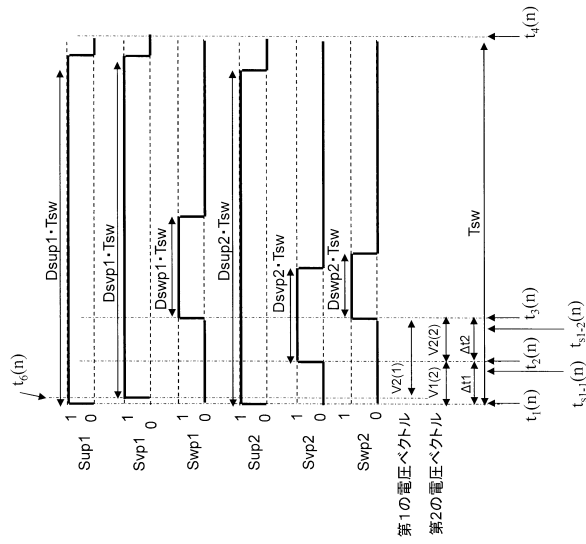
【図 1 3】



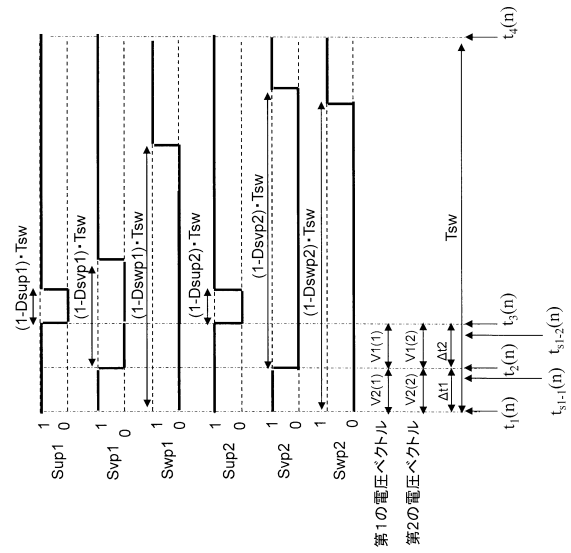
【図 1 4】



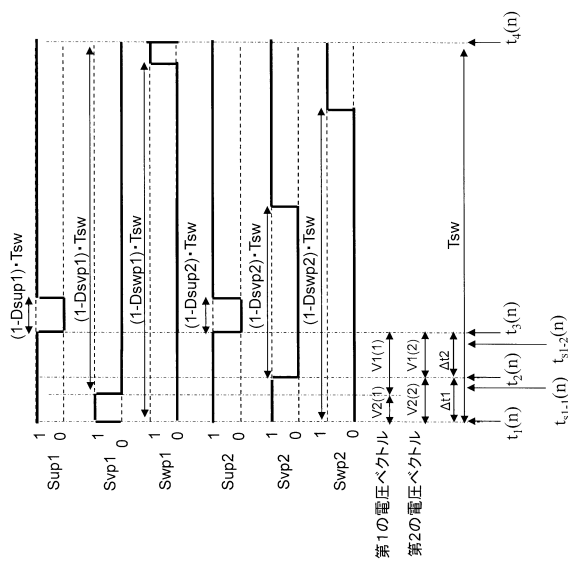
【図 15】



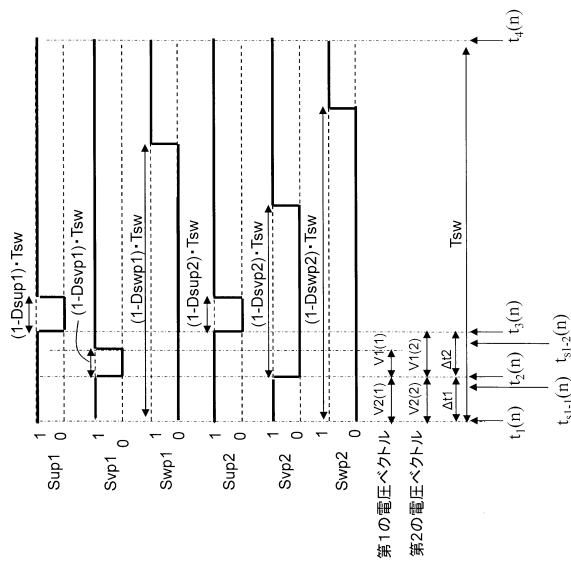
【図 16】



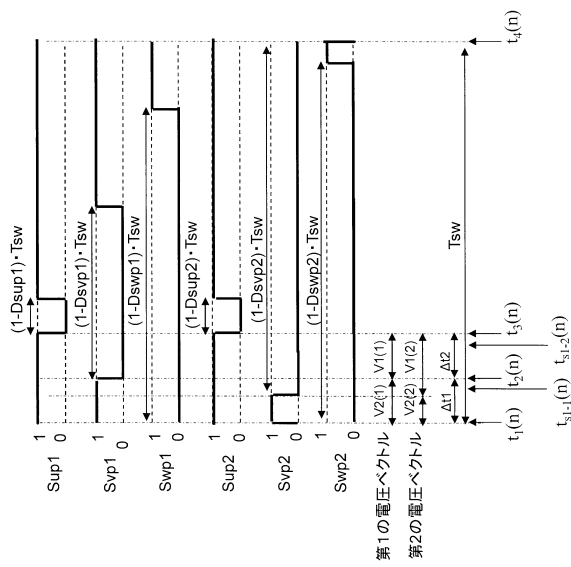
【図 17】



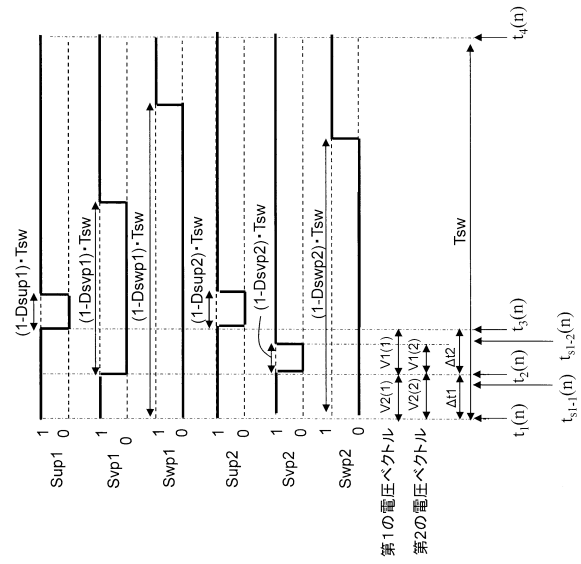
【図 18】



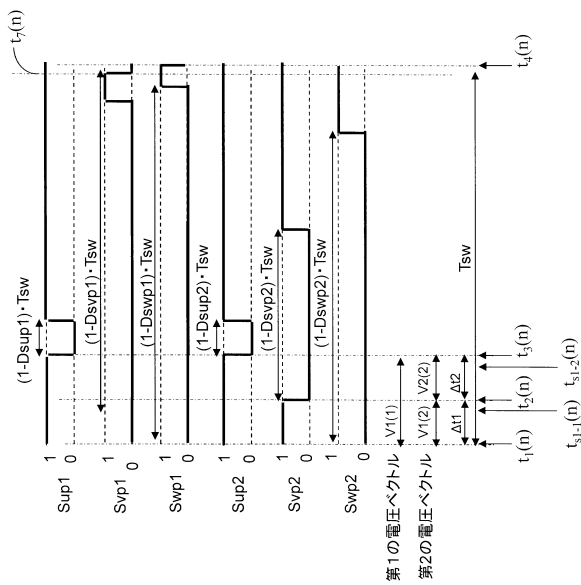
【図 19】



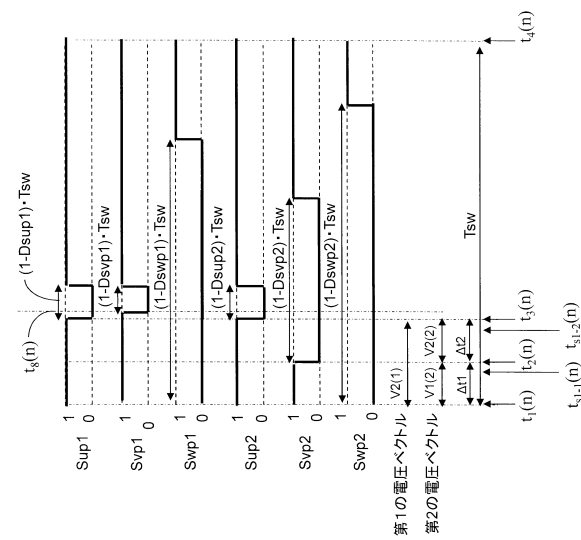
【図 20】



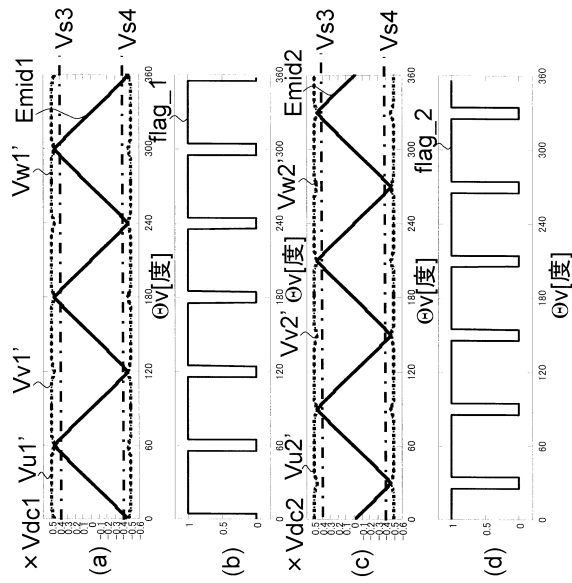
【図 21】



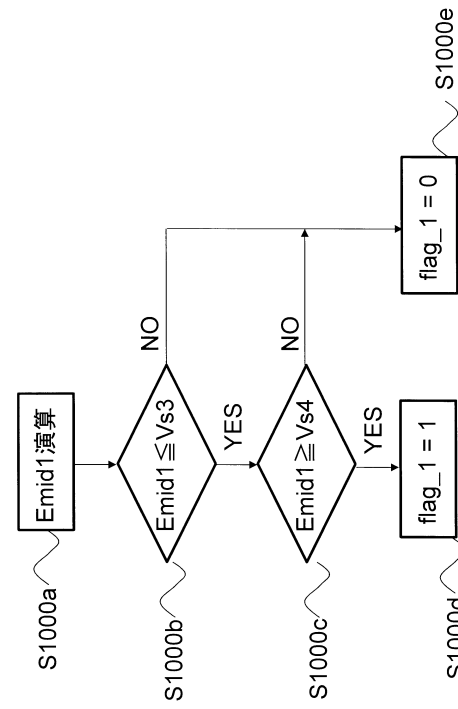
【図 22】



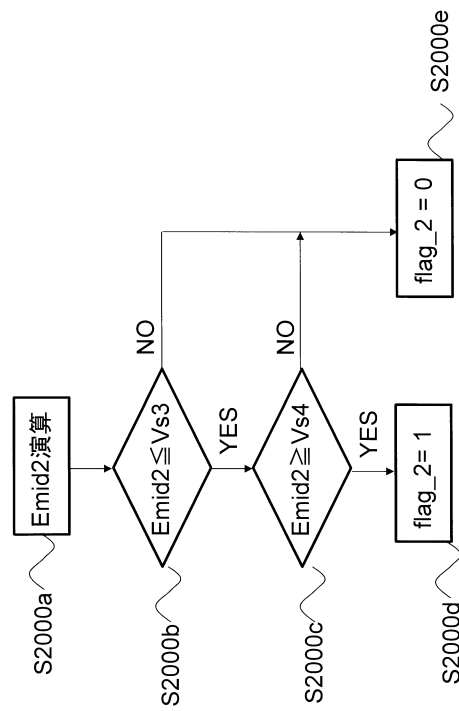
【図 2 3】



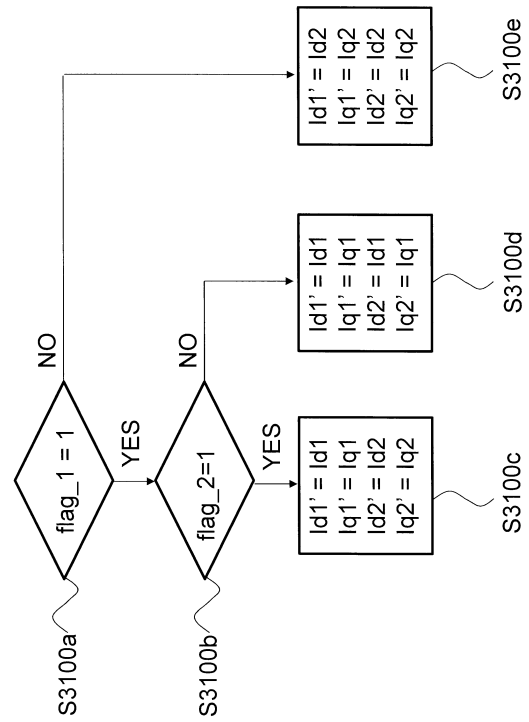
【図 2 4】



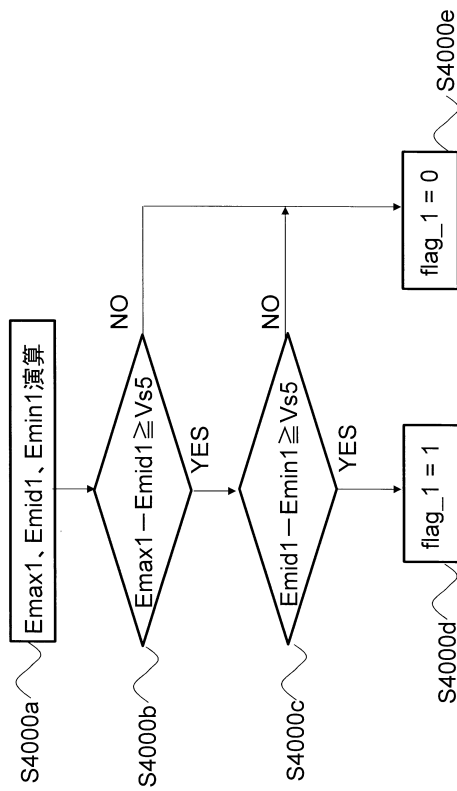
【図 2 5】



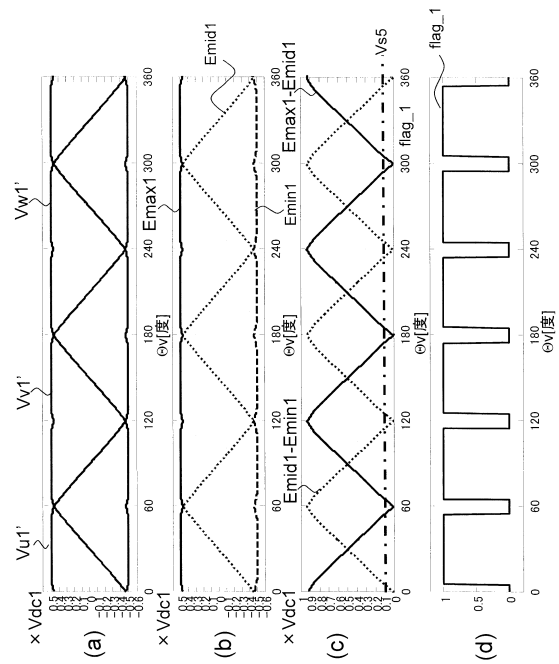
【図 2 6】



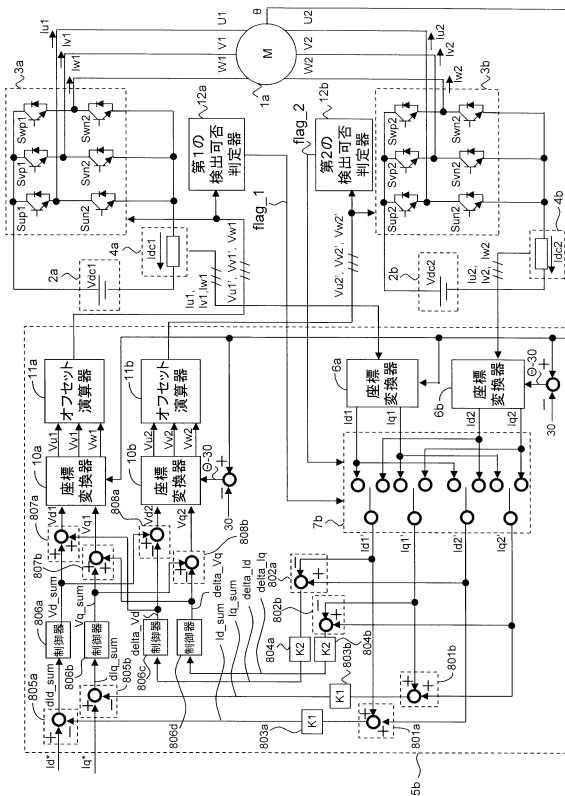
【図 27】



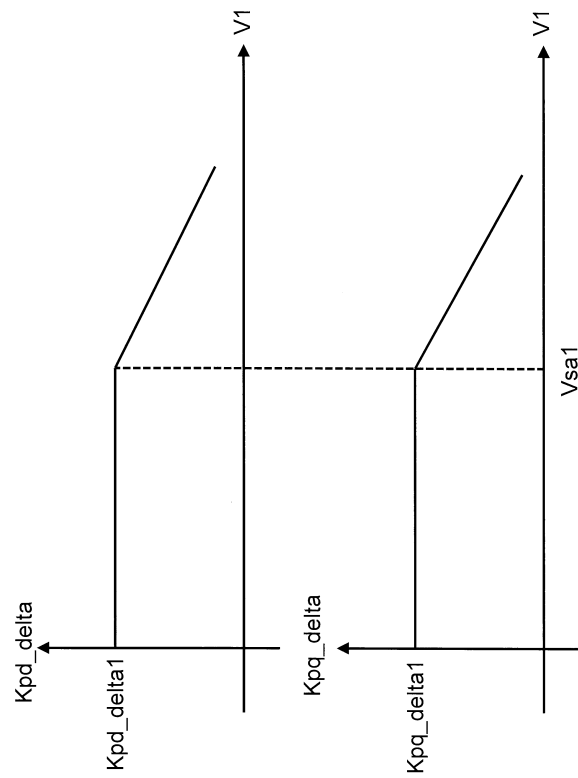
【図 28】



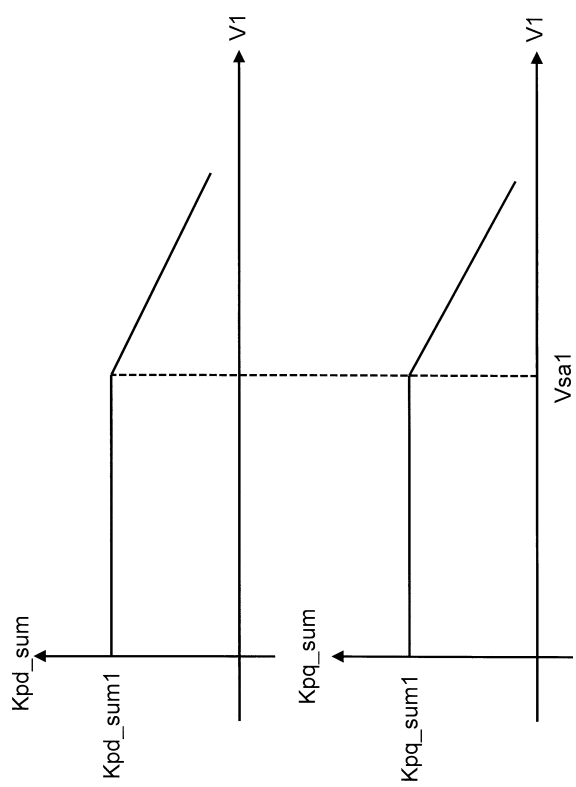
【図 29】



【図 30】



【図 3 1】



フロントページの続き

- (72)発明者 森 辰也
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 古川 晃
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 上野 力

- (56)参考文献 特開2008-219956 (JP, A)
特開2008-113494 (JP, A)
特開2012-178927 (JP, A)
特開2014-168332 (JP, A)
特開2003-189670 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 27/08
H02P 25/22