

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7412637号
(P7412637)

(45)発行日 令和6年1月12日(2024.1.12)

(24)登録日 令和5年12月28日(2023.12.28)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 P 25/22 (2006.01) H 0 2 P 25/22

請求項の数 12 (全44頁)

(21)出願番号	特願2023-514289(P2023-514289)	(73)特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(86)(22)出願日	令和3年4月16日(2021.4.16)	(74)代理人	100161207 弁理士 西澤 和純
(86)国際出願番号	PCT/JP2021/015673	(74)代理人	100206081 弁理士 片岡 央
(87)国際公開番号	WO2022/219794	(74)代理人	100188673 弁理士 成田 友紀
(87)国際公開日	令和4年10月20日(2022.10.20)	(74)代理人	100188891 弁理士 丹野 拓人
審査請求日	令和5年3月15日(2023.3.15)	(72)発明者	田丸 幸寛 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	森 辰也

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 回転機制御装置、及び電動パワーステアリング装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1系統の直流電源が出力した第1直流電圧に基づいて、回転機が有する前記第1系統の3相巻線に交流電圧を印加する第1インバータと、

第2系統の直流電源が出力した第2直流電圧に基づいて、前記回転機が有する前記第2系統の3相巻線に交流電圧を印加する第2インバータと、

前記回転機の指令値と、前記第1直流電圧及び第2直流電圧とに基づいて、前記第1インバータへの指令値を生成する第1制御部と、

前記回転機の指令値と、前記第1直流電圧及び第2直流電圧とに基づいて、前記第2インバータへの指令値を生成する第2制御部と

を備え、

前記第1制御部及び前記第2制御部のそれぞれは、

自系統の直流電圧が、他系統の直流電圧より高い場合に、前記他系統の直流電圧によって、自系統の3相巻線に印加する電圧に関する自系統電圧指令を制限するとともに、前記自系統電圧指令を前記自系統の直流電圧によって規格化した値を自系統のインバータへの指令値として生成する

回転機制御装置。

【請求項2】

前記第1制御部及び前記第2制御部のそれぞれは、

前記自系統の直流電圧に基づいて、自系統の零相電圧を算出し、各相の前記自系統電圧

指令を前記自系統の零相電圧に基づいて補正する

請求項 1 に記載の回転機制御装置。

【請求項 3】

前記第 1 制御部及び前記第 2 制御部のそれぞれは、

前記自系統電圧指令の最小のものが、前記自系統の直流電圧に基づく所定の下限值に一致するように、前記自系統の零相電圧を算出する

請求項 2 に記載の回転機制御装置。

【請求項 4】

前記第 1 制御部及び前記第 2 制御部のそれぞれは、

前記自系統電圧指令の最大のものが、前記自系統の直流電圧に基づく所定の上限値に一致するように、前記自系統の零相電圧を算出する

請求項 2 に記載の回転機制御装置。

10

【請求項 5】

前記第 1 制御部及び前記第 2 制御部のそれぞれは、

前記自系統の直流電圧が前記他系統の直流電圧より高い場合に、前記第 1 インバータに流れ込む直流部の電流である第 1 系統の直流部電流と、前記第 2 インバータに流れ込む直流部の電流である第 2 系統の直流部電流とのうちの前記他系統の直流部電流から前記自系統の直流部電流を減算した値に、前記自系統の直流部電流が流れる配線の抵抗を示す配線抵抗を乗算した値である電圧偏差に基づいて、前記自系統電圧指令を制限する

請求項 1 から請求項 4 のいずれか一項に記載の回転機制御装置。

20

【請求項 6】

前記第 1 制御部及び前記第 2 制御部のそれぞれは、

前記他系統の直流電圧に基づいて、前記他系統の直流部電流を算出する

請求項 5 に記載の回転機制御装置。

【請求項 7】

前記第 1 制御部及び前記第 2 制御部のそれぞれは、

前記自系統の直流電圧と、前記他系統の直流電圧と、前記自系統の直流電流とに基づいて、前記他系統の前記直流部電流を算出する

請求項 5 又は請求項 6 に記載の回転機制御装置。

【請求項 8】

各系統の 3 相巻線に流れる電流を検出する電流検出部を備え、

前記第 1 制御部及び前記第 2 制御部のそれぞれは、

前記電流検出部が検出した自系統の 3 相巻線に流れる電流に基づいて、前記自系統の直流電流を算出する

請求項 5 から請求項 7 のいずれか一項に記載の回転機制御装置。

30

【請求項 9】

前記第 1 制御部は、第 1 の CPU (Central Processing Unit) を備え、

前記第 2 制御部は、第 2 の CPU を備え、

前記第 1 の CPU は、前記第 1 直流電圧を前記第 2 の CPU に送信し、

前記第 2 の CPU は、前記第 2 直流電圧を前記第 1 の CPU に送信する

請求項 1 から請求項 8 のいずれか一項に記載の回転機制御装置。

40

【請求項 10】

前記第 1 制御部及び前記第 2 制御部のそれぞれは、

前記自系統の直流電圧が前記他系統の直流電圧より高い場合に、前記自系統電圧指令のうち、d q 軸上における電圧指令を前記他系統の直流電圧によって制限する

請求項 1 から請求項 9 のいずれか一項に記載の回転機制御装置。

【請求項 11】

前記第 1 制御部及び前記第 2 制御部のそれぞれは、

前記自系統の直流電圧が前記他系統の直流電圧より高い場合に、前記自系統電圧指令のうち、静止座標軸上における電圧指令ベクトルの大きさを、前記他系統の直流電圧によっ

50

て出力可能な値に制限する

請求項 1 から請求項 9 のいずれか一項に記載の回転機制御装置。

【請求項 1 2】

請求項 1 から請求項 1 1 のいずれか一項に記載の回転機制御装置と、ステアリングの操舵をアシストする前記回転機と、前記ステアリングの操舵トルクを検出するトルクセンサとを備え、

前記回転機制御装置は、前記トルクセンサが検出した前記操舵トルクに応じた前記ステアリングのアシスト指令を、前記回転機の指令値として、前記回転機を制御する電動パワーステアリング装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、回転機制御装置、及び電動パワーステアリング装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、回転機の駆動力により操舵を補助する電動パワーステアリング装置において、独立した 2 系統で操舵のアシスト量を制御する回転機制御装置が知られている（例えば、特許文献 1 を参照）。このような回転機制御装置では、特許文献 1 では、各系統で独立にアシスト量を演算し、独立に電流制御を行うと、系統間にて不整合が生じることがある。そのため、例えば、特許文献 2 に記載の技術では、マスター制御部と、スレーブ制御部とを備え、マスター制御部で演算される指令値をスレーブ制御部に送信することにより、系統間の不整合を低減している。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開 2011 - 195089 号公報

【文献】国際公開第 2018 / 088465 号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

30

【0004】

ところで、回転機は、回転速度に比例して生じる誘起電圧と、回転機を駆動する電力変換器（例えば、インバータ）の印加電圧との差に応じて回転機に通電される電流が決まる。そのため、回転機が高速で回転する場合には、誘起電圧が大きくなり、回転機に指令値通りの電流を通電するのに必要な電圧が、インバータの印加電圧の上限値よりも大きくなる可能性がある。すなわち、回転機に通電される電流は、印加電圧の上限値と誘起電圧との差に基づいて通電されるため、回転機には、指令値と異なる電流が通電されることがある。この場合、各系統のインバータが、同一の直流電源から直流電圧の供給を受けるのであれば、系統間で不整合は発生しない。しかしながら、各系統のインバータが、異なる直流電源から直流電圧の供給を受ける場合に、複数の直流電源間の直流電圧の差が、複数のインバータから回転機に印加される印加電圧の差となって表れることにより、系統間で不整合が生じることがある。

40

【0005】

このように、従来の回転機制御装置では、例えば、回転機を制御する複数の系統の直流電源が出力する直流電圧に差が生じた場合には、依然として、系統間で不整合が生じる可能性があった。

【0006】

本開示は、上記問題を解決すべくなされたもので、その目的は、回転機を制御する複数の系統の直流電源が出力する直流電圧に差が生じた場合であっても、系統間の不整合を低減することができる回転機制御装置、及び電動パワーステアリング装置を提供することに

50

ある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記問題を解決するために、本開示の一態様は、第1系統の直流電源が出力した第1直流電圧に基づいて、回転機が有する前記第1系統の3相巻線に交流電圧を印加する第1インバータと、第2系統の直流電源が出力した第2直流電圧に基づいて、前記回転機が有する前記第2系統の3相巻線に交流電圧を印加する第2インバータと、前記回転機の指令値と、前記第1直流電圧及び第2直流電圧とに基づいて、前記第1インバータへの指令値を生成する第1制御部と、前記回転機の指令値と、前記第1直流電圧及び第2直流電圧とに基づいて、前記第2インバータへの指令値を生成する第2制御部とを備え、前記第1制御部及び前記第2制御部のそれぞれは、自系統の直流電圧が、他系統の直流電圧より高い場合に、前記他系統の直流電圧によって、自系統の3相巻線に印加する電圧に関する自系統電圧指令を制限するとともに、前記自系統電圧指令を前記自系統の直流電圧によって規格化した値を自系統のインバータへの指令値として生成する回転機制御装置である。

10

【0008】

また、本開示の一態様は、上記に記載の回転機制御装置と、ステアリングの操舵をアシストする前記回転機と、前記ステアリングの操舵トルクを検出するトルクセンサとを備え、前記回転機制御装置は、前記トルクセンサが検出した前記操舵トルクに応じた前記ステアリングのアシスト指令を、前記回転機の指令値として、前記回転機を制御する電動パワーステアリング装置である。

20

【発明の効果】

【0009】

本開示によれば、回転機を制御する複数の系統の直流電源が出力する直流電圧に差が生じた場合であっても、系統間の不整合を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】第1の実施形態による回転機制御装置の一例を示すブロック図である。

【図2】第1の実施形態による回転機制御装置の2系統の制御部の一例を示すブロック図である。

【図3】第1の実施形態におけるd軸電圧指令値を生成する電流制御器の一例を示すブロック図である。

30

【図4】第1の実施形態におけるq軸電圧指令値を生成する電流制御器の一例を示すブロック図である。

【図5】第1の実施形態における制御信号生成器の一例を示すブロック図である。

【図6】第1の実施形態におけるキャリア比較部の処理の一例を示す図である。

【図7】第1の実施形態における第1系統の電圧指令ベクトルの一例を示す図である。

【図8】第1の実施形態における第2系統の電圧指令ベクトルの一例を示す図である。

【図9】第1の実施形態における回転数とq軸電流との関係を示す図である。

【図10】第2の実施形態による回転機制御装置の一例を示すブロック図である。

【図11】第2の実施形態による回転機制御装置の2系統の制御部の一例を示すブロック図である。

40

【図12】第3の実施形態における第1系統の制御信号生成器の一例を示すブロック図である。

【図13】第3の実施形態における第2系統の制御信号生成器の一例を示すブロック図である。

【図14】第3の実施形態における他系統の検出電圧を用いた場合の各相のデューティの波形を示す図である。

【図15】第3の実施形態における自系統の検出電圧を用いた場合の各相のデューティの波形を示す図である。

【図16】第4の実施形態における第1系統の制御信号生成器の一例を示すブロック図で

50

ある。

【図 17】第 4 の実施形態における第 2 系統の制御信号生成器の一例を示すブロック図である。

【図 18】第 4 の実施形態における他系統の検出電圧を用いた場合の各相のデューティの波形を示す図である。

【図 19】第 4 の実施形態における自系統の検出電圧を用いた場合の各相のデューティの波形を示す図である。

【図 20】第 5 の実施形態による電動パワーステアリング装置の一例を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

10

【0011】

以下、本開示の実施形態による回転機制御装置、及び電動パワーステアリング装置について、図面を参照して説明する。

【0012】

[第 1 の実施形態]

図 1 は、第 1 の実施形態による回転機制御装置 1 の一例を示すブロック図である。

第 1 の実施形態による回転機制御装置 1 は、回転機 10 を制御する制御装置である。図 1 に示すように、回転機制御装置 1 は、位置検出部 2 と、直流電源 3 - 1 と、直流電源 3 - 2 と、コンデンサ 4 - 1 と、コンデンサ 4 - 2 と、インバータ 5 - 1 と、インバータ 5 - 2 と、電流検出部 6 - 1 と、電流検出部 6 - 2 と、制御部 7 - 1 と、制御部 7 - 2 とを備える。

20

【0013】

回転機制御装置 1 は、第 1 系統と第 2 系統との 2 つの系統により、回転機 10 を制御する。第 1 系統には、直流電源 3 - 1 と、コンデンサ 4 - 1 と、インバータ 5 - 1 と、電流検出部 6 - 1 と、制御部 7 - 1 とが含まれる。また、第 2 系統には、直流電源 3 - 2 と、コンデンサ 4 - 2 と、インバータ 5 - 2 と、電流検出部 6 - 2 と、制御部 7 - 2 とが含まれる。

【0014】

なお、本実施形態において、第 1 系統に含まれる構成には、符号に「- 1」を付与し、第 2 系統に含まれる構成には、符号に「- 2」を付与している。第 1 系統の各構成、及び第 2 系統の各構成は、回転機制御装置 1 が備える任意の構成を示す場合、又は特に系統を区別しない場合には、符号から系統を示す「- 1」又は「- 2」を削除して表記する。例えば、第 1 系統の構成と、第 2 系統の構成とのそれぞれを示す場合には、符号から系統を示す「- 1」又は「- 2」を削除して表記する。

30

【0015】

回転機 10 は、第 1 系統の 3 相巻線 (u_1 、 v_1 、 w_1)、及び第 2 系統の 3 相巻線 (u_2 、 v_2 、 w_2) を有する回転機である。回転機 10 は、例えば、永久磁石同期モータ、誘導モータ、同期リラクタンスモータ等であり、2 つの 3 相巻線を有するモータであれば本開示に適用可能である。本実施形態の以下の説明では、回転機 10 として非突極形の永久磁石同期モータである例について説明する。

40

【0016】

位置検出部 2 は、回転機 10 の回転位置 θ を、第 1 系統の回転位置 θ_1 (=)、及び第 2 系統の回転位置 θ_2 (=) として検出する。位置検出部 2 は、第 1 系統の回転位置 θ_1 を後述する制御部 7 - 1 に出力する。また、位置検出部 2 は、第 2 系統の回転位置 θ_2 を後述する制御部 7 - 2 に出力する。

【0017】

なお、ここでの位置検出部 2 は、2 つの回転位置信号を出力する冗長形の場合で記載しているが、冗長形に限定されるものではなく、さらには、回転位置センサレス制御方式を用いて第 1 系統の回転位置 θ_1 、及び第 2 系統の回転位置 θ_2 を得るようにしてもよい。

【0018】

50

直流電源 3 - 1 は、高電位側と低電位側と 2 つの出力を有する第 1 系統の直流電源であり、第 1 直流電源の一例である。直流電源 3 - 1 は、高電位側と低電位側と 2 つの出力の両端電圧として、第 1 直流電圧 V_{dc1} を、後述するインバータ 5 - 1 に出力する。直流電源 3 - 1 には、例えば、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。

【 0 0 1 9 】

直流電源 3 - 2 は、高電位側と低電位側と 2 つの出力を有する第 2 系統の直流電源であり、第 2 直流電源の一例である。直流電源 3 - 2 は、高電位側と低電位側と 2 つの出力の両端電圧として、第 2 直流電圧 V_{dc2} を、後述するインバータ 5 - 2 に出力する。直流電源 3 - 2 には、例えば、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。

10

【 0 0 2 0 】

コンデンサ 4 - 1 は、所定の静電容量を有するコンデンサである。コンデンサ 4 - 1 は、直流電源 3 - 1 の 2 つの出力の信号線の間接続され、直流電源 3 - 1 と電氣的に並列に接続されている。コンデンサ 4 - 1 は、後述するインバータ 5 - 1 に供給される第 1 直流電圧 V_{dc1} の変動を抑制して安定した直流電圧を実現する平滑コンデンサとして機能する。なお、コンデンサ 4 - 1 における直流電圧 V_{dc1} は、例えば、不図示の検圧検出部により検出され、検出直流電圧 V_{dc1s} として、後述する制御部 7 - 1 に出力される。

【 0 0 2 1 】

コンデンサ 4 - 2 は、所定の静電容量を有するコンデンサである。コンデンサ 4 - 2 は、直流電源 3 - 2 の 2 つの出力の信号線の間接続され、直流電源 3 - 2 と電氣的に並列に接続されている。コンデンサ 4 - 2 は、後述するインバータ 5 - 2 に供給される第 2 直流電圧 V_{dc2} の変動を抑制して安定した直流電圧を実現する平滑コンデンサとして機能する。なお、コンデンサ 4 - 2 における直流電圧 V_{dc2} は、例えば、不図示の検圧検出部により検出され、検出直流電圧 V_{dc2s} として、後述する制御部 7 - 2 に出力される。

20

【 0 0 2 2 】

インバータ 5 - 1 (第 1 インバータの一例) は、直流電源 3 - 1 が出力した第 1 直流電圧 V_{dc1} に基づいて、回転機 10 が有する第 1 系統の 3 相巻線 (u_1 、 v_1 、 w_1) に交流電圧を印加する。インバータ 5 - 1 は、後述する制御部 7 - 1 から出力される制御信号 $GS11$ ~ 制御信号 $GS16$ (第 1 制御信号の一例) に基づいて、直流電源 3 - 1 の高電位側の 3 つのスイッチング素子 (51 - 1、53 - 1、55 - 1)、及び直流電源 3 - 1 の低電位側の 3 つのスイッチング素子 (52 - 1、54 - 1、56 - 1) がオンオフされることによって、直流電源 3 - 1 が出力する第 1 直流電圧 V_{dc1} を電力変換して第 1 系統の 3 相巻線 (u_1 、 v_1 、 w_1) に交流電圧を印加する。これにより、インバータ 5 - 1 は、第 1 系統の 3 相巻線 (u_1 、 v_1 、 w_1) に、電流 I_{u1} 、電流 I_{v1} 、及び電流 I_{w1} を通電する。

30

【 0 0 2 3 】

ここで、制御信号 $GS11$ 、制御信号 $GS13$ 、及び制御信号 $GS15$ は、インバータ 5 - 1 において、それぞれ高電位側のスイッチング素子 51 - 1、スイッチング素子 53 - 1、及びスイッチング素子 55 - 1 をオンオフする (導通状態又は非導通状態にする) ための制御信号である。また、制御信号 $GS12$ 、制御信号 $GS14$ 、及び制御信号 $GS16$ は、インバータ 5 - 1 において、それぞれ低電位側のスイッチング素子 52 - 1、スイッチング素子 54 - 1、及びスイッチング素子 56 - 1 をオンオフする (導通状態又は非導通状態にする) ための制御信号である。

40

【 0 0 2 4 】

制御信号 $GS11$ ~ 制御信号 $GS16$ は、例えば、“1” (又は High) の論理状態である場合に、スイッチング素子をオン状態にし、“0” (又は Low) の論理状態である場合に、スイッチング素子をオフ状態にするものとする。

【 0 0 2 5 】

スイッチング素子 51 - 1、スイッチング素子 52 - 1、スイッチング素子 53 - 1、

50

スイッチング素子 54 - 1、スイッチング素子 55 - 1、及びスイッチング素子 56 - 1 のそれぞれは、例えば、I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor)、バイポーラトランジスタ、及び M O S (Metal Oxide Semiconductor) パワートランジスタ、等の半導体スイッチである。また、スイッチング素子 51 - 1、スイッチング素子 52 - 1、スイッチング素子 53 - 1、スイッチング素子 54 - 1、スイッチング素子 55 - 1、及びスイッチング素子 56 - 1 のそれぞれには、ダイオード (又はボディダイオード) が、逆並列に接続されているものとする。

【 0 0 2 6 】

インバータ 5 - 2 (第 2 インバータの一例) は、直流電源 3 - 2 が出力した第 2 直流電圧 V_{dc2} に基づいて、回転機 10 が有する第 2 系統の 3 相巻線 (u_2 、 v_2 、 w_2) に交流電圧を印加する。インバータ 5 - 2 は、後述する制御部 7 - 2 から出力される制御信号 $GS21$ ~ 制御信号 $GS26$ (第 2 制御信号の一例) に基づいて、直流電源 3 - 2 の高電位側の 3 つのスイッチング素子 (51 - 2、53 - 2、55 - 2)、及び直流電源 3 - 2 の低電位側の 3 つのスイッチング素子 (52 - 2、54 - 2、56 - 2) がオンオフされることによって、直流電源 3 - 2 が出力する第 2 直流電圧 V_{dc2} を電力変換して第 2 系統の 3 相巻線 (u_2 、 v_2 、 w_2) に交流電圧を印加する。これにより、インバータ 5 - 2 は、第 2 系統の 3 相巻線 (u_2 、 v_2 、 w_2) に、電流 I_{u2} 、電流 I_{v2} 、及び電流 I_{w2} を通電する。

10

【 0 0 2 7 】

ここで、制御信号 $GS21$ 、制御信号 $GS23$ 、及び制御信号 $GS25$ は、インバータ 5 - 2 において、それぞれ高電位側のスイッチング素子 51 - 2、スイッチング素子 53 - 2、及びスイッチング素子 55 - 2 をオンオフする (導通状態又は非導通状態にする) ための制御信号である。また、制御信号 $GS22$ 、制御信号 $GS24$ 、及び制御信号 $GS26$ は、インバータ 5 - 2 において、それぞれ低電位側のスイッチング素子 52 - 2、スイッチング素子 54 - 2、及びスイッチング素子 56 - 2 をオンオフする (導通状態又は非導通状態にする) ための制御信号である。

20

【 0 0 2 8 】

制御信号 $GS21$ ~ 制御信号 $GS26$ は、例えば、“ 1 ” (又は H i g h) の論理状態である場合に、スイッチング素子をオン状態にし、“ 0 ” (又は L o w) の論理状態である場合に、スイッチング素子をオフ状態にするものとする。

30

【 0 0 2 9 】

スイッチング素子 51 - 2、スイッチング素子 52 - 2、スイッチング素子 53 - 2、スイッチング素子 54 - 2、スイッチング素子 55 - 2、及びスイッチング素子 56 - 2 のそれぞれは、例えば、I G B T、バイポーラトランジスタ、及び M O S パワートランジスタ、等の半導体スイッチである。また、スイッチング素子 51 - 2、スイッチング素子 52 - 2、スイッチング素子 53 - 2、スイッチング素子 54 - 2、スイッチング素子 55 - 2、及びスイッチング素子 56 - 2 のそれぞれには、ダイオード (又はボディダイオード) が、逆並列に接続されているものとする。

【 0 0 3 0 】

電流検出部 6 - 1 (第 1 電流検出部の一例) は、回転機 10 の第 1 系統の 3 相巻線 (u_1 、 v_1 、 w_1) を流れる電流 I_{u1} 、電流 I_{v1} 、及び電流 I_{w1} を、それぞれ電流値 I_{us1} 、電流値 I_{vs1} 、及び電流値 I_{ws1} として検出する。電流検出部 6 - 1 は、インバータ 5 - 1 のスイッチング素子 52 - 1、スイッチング素子 54 - 1、及びスイッチング素子 56 - 1 に直列に電流検出用抵抗 (シャント抵抗) を設けて検出する方式 (いわゆる下アーム 3 シャント方式) としてもよい。また、電流検出部 6 - 1 は、インバータ 5 - 1 とコンデンサ 4 - 1 の間に電流検出用抵抗を設けて直流電流を検出し、回転機 10 の第 1 系統の 3 相巻線 (u_1 、 v_1 、 w_1) に流れる電流 I_{u1} 、電流 I_{v1} 、及び電流 I_{w1} を再生する方式 (母線 1 シャント方式) を用いてもよい。

40

【 0 0 3 1 】

電流検出部 6 - 2 (第 2 電流検出部の一例) は、回転機 10 の第 2 系統の 3 相巻線 (u

50

2、 v_2 、 w_2)を流れる電流 I_{u_2} 、電流 I_{v_2} 、及び電流 I_{w_2} を、それぞれ電流値 I_{us_2} 、電流値 I_{vs_2} 、及び電流値 I_{ws_2} として検出する。電流検出部6-2は、インバータ5-2のスイッチング素子52-2、スイッチング素子54-2、及びスイッチング素子56-2に直列に電流検出用抵抗(シャント抵抗)を設けて検出する方式(いわゆる下アーム3シャント方式)としてもよい。また、電流検出部6-2は、インバータ5-2とコンデンサ4-2の間に電流検出用抵抗を設けて直流電流を検出し、回転機10の第1系統の3相巻線(u_2 、 v_2 、 w_2)に流れる電流 I_{u_2} 、電流 I_{v_2} 、及び電流 I_{w_2} を再生する方式(母線1シャント方式)を用いてもよい。

【0032】

制御部7-1(第1制御部の一例)は、例えば、CPU(Central Processing Unit)を含み、第1系統による回転機10の制御を行う。制御部7-1は、回転機10の指令値 T_{s1} (指令信号)と、第1直流電圧 V_{dc1} (= V_{dc1s})及び第2直流電圧 V_{dc2} (= V_{dc2s})とに基づいて、インバータ5-1への指令値を生成する。制御部7-1は、回転機10の指令値 T_{s1} に基づいて、回転機10の制御目標値として回転機10に通電する電流の指令値($I_{d_target1}=0$ 、 $I_{q_target1}$)を設定する。

10

【0033】

制御部7-1は、電流の指令値($I_{d_target1}$ 、 $I_{q_target1}$)と、位置検出部2が検出した回転位置 θ_1 と、電流検出部6-1が検出した電流値 I_{us1} 、電流値 I_{vs1} 、及び電流値 I_{ws1} と、第1直流電圧 V_{dc1s} と、制御部7-2から取得した第2直流電圧 V_{dc2s} とに基づいてインバータ5-1のスイッチングに関する制御信号GS11~制御信号GS16(第1制御信号)を出力する。

20

【0034】

制御部7-1は、自系統の直流電圧 V_{dc1s} が、他系統の直流電圧 V_{dc2s} より高い場合に、他系統の直流電圧 V_{dc2s} によって、自系統の3相巻線に印加する電圧に関する自系統電圧指令を制限する。また、制御部7-1は、自系統電圧指令を自系統の直流電圧 V_{dc1s} によって規格化した値を自系統のインバータへの指令値として生成する。

なお、制御部7-1の構成の詳細については、図2を参照して後述する。

【0035】

制御部7-2(第2制御部の一例)は、例えば、CPUを含み、第2系統による回転機10の制御を行う。制御部7-2は、回転機10の指令値 T_{s2} と、第1直流電圧 V_{dc1} (= V_{dc1s})及び第2直流電圧 V_{dc2} (= V_{dc2s})とに基づいて、インバータ5-2への指令値を生成する。制御部7-2は、回転機10の指令値 T_{s2} に基づいて、回転機10の制御目標値として回転機10に通電する電流の指令値($I_{d_target2}=0$ 、 $I_{q_target2}$)を設定する。

30

【0036】

制御部7-2は、電流の指令値($I_{d_target2}$ 、 $I_{q_target1}$)と、位置検出部2が検出した回転位置 θ_2 と、電流検出部6-2が検出した電流値 I_{us2} 、電流値 I_{vs2} 、及び電流値 I_{ws2} と、第2直流電圧 V_{dc2s} と、制御部7-1から取得した第1直流電圧 V_{dc1s} とに基づいてインバータ5-2のスイッチングに関する制御信号GS21~制御信号GS26(第2制御信号)を出力する。

40

【0037】

制御部7-2は、自系統の直流電圧 V_{dc2s} が、他系統の直流電圧 V_{dc1s} より高い場合に、他系統の直流電圧 V_{dc1s} によって、自系統の3相巻線に印加する電圧に関する自系統電圧指令を制限する。また、制御部7-2は、自系統電圧指令を自系統の直流電圧 V_{dc2s} によって規格化した値を自系統のインバータへの指令値として生成する。

なお、制御部7-2の構成の詳細については、図2を参照して後述する。

【0038】

次に、図2を参照して、制御部7-1及び制御部7-2の構成の詳細について説明する。

図2は、本実施形態による回転機制御装置1の2系統の制御部7の一例を示すブロック

50

図である。

【 0 0 3 9 】

図 2 に示すように、制御部 7 - 1 は、電流指令演算器 7 0 - 1 と、減算器 7 1 - 1 と、電流制御器 7 2 - 1 と、減算器 7 3 - 1 と、電流制御器 7 4 - 1 と、座標変換器 7 5 - 1 と、M I N 選択部 7 6 - 1 と、座標変換器 7 7 - 1 と、制御信号生成器 7 8 - 1 とを備える。

【 0 0 4 0 】

電流指令演算器 7 0 - 1 は、回転機の指令値 (T s 1) から、第 1 系統の d 軸電流指令値 I d _ t a r g e t 1 及び q 軸電流指令値 I q _ t a r g e t 1 を生成する。

【 0 0 4 1 】

座標変換器 7 5 - 1 は、電流検出部 6 - 1 が検出した電流値 I u s 1、電流値 I v s 1、及び電流値 I w s 1 を、回転位置 θ_1 に基づいて、回転二軸上の電流 I d 1 及び電流 I q 1 に変換する。具体的に、座標変換器 7 5 - 1 は、下記の式 (1) により、電流値 I u s 1、電流値 I v s 1、及び電流値 I w s 1 と、回転位置 θ_1 とから、回転二軸上の電流 I d 1 及び電流 I q 1 を生成する。

$$\begin{pmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_1) & -\sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us1} \\ I_{vs1} \\ I_{ws1} \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

【 0 0 4 3 】

減算器 7 1 - 1 は、d 軸電流指令値 I d _ t a r g e t 1 から回転二軸上の電流 I d 1 を減算し、その結果を、電流制御器 7 2 - 1 に出力する。電流 I d 1 は、座標変換器 7 5 - 1 から出力される。

【 0 0 4 4 】

減算器 7 3 - 1 は、q 軸電流指令値 I q _ t a r g e t 1 から回転二軸上の電流 I q 1 を減算し、その結果を、電流制御器 7 4 - 1 に出力する。電流 I q 1 は、座標変換器 7 5 - 1 から出力される。

【 0 0 4 5 】

M I N 選択部 7 6 - 1 は、第 1 直流電圧 V d c 1 s と、第 2 直流電圧 V d c 2 s とを比較して、低い一方 (値が小さい一方) を、直流電圧最小値 V d c _ m i n として出力する。

【 0 0 4 6 】

電流制御器 7 2 - 1 は、減算器 7 1 - 1 の出力値が “ 0 ” (ゼロ) になるように、減算器 7 1 - 1 の出力値に、比例及び積分制御を行うことによって、回転二軸上の電圧 V d 1 を出力する。ここで、図 3 を参照して、電流制御器 7 2 - 1 の詳細な構成について説明する。

【 0 0 4 7 】

図 3 は、本実施形態における d 軸電圧指令値を生成する電流制御器 7 2 - 1 の一例を示すブロック図である。

図 3 に示すように、電流制御器 7 2 - 1 は、増幅器 7 2 1 - 1 と、加算器 7 2 2 - 1 と、増幅器 7 2 3 - 1 と、積分器 7 2 4 - 1 と、制限器 7 2 5 - 1 とを備える。

【 0 0 4 8 】

増幅器 7 2 1 - 1 は、(d 軸電流指令値 I d _ t a r g e t 1 - I d 1) を、K p d 倍して、その結果を出力値 V d 1 _ p として、加算器 7 2 2 - 1 に出力する。ここで、増幅の係数 K p d は、例えば、所望の電流制御応答 c c ([r a d / s (ラディアン / 秒)]) に、回転機 1 0 の d 軸インダクタンス L d を乗算した値 (c c × L d) である。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 9 】

増幅器 7 2 3 - 1 は、(d 軸電流指令値 $I_{d_target1} - I_{d1}$) を K_{id} 倍して出力する。ここで、増幅の係数 K_{id} は、例えば、所望の電流制御応答 c_c に、回転機 1 0 の巻線抵抗 R を乗算した値 ($c_c \times R$) とする。

【 0 0 5 0 】

積分器 7 2 4 - 1 は、増幅器 7 2 3 - 1 の出力 ($K_{id} \times (I_{d1_target1} - I_{d1})$) を積分して、出力値 V_{d1_i} として出力する。すなわち、値 V_{d1_i} は、($K_{id} / s \times (I_{d1_target1} - I_{d1})$) となる。ここでの「s」は、ラプラス演算子である。

【 0 0 5 1 】

加算器 7 2 2 - 1 は、増幅器 7 2 1 - 1 の出力値 V_{d1_p} と、積分器 7 2 4 - 1 の出力値 V_{d1_i} とを加算して、出力値 V_{d1}' として、制限器 7 2 5 - 1 に出力する。

【 0 0 5 2 】

制限器 7 2 5 - 1 は、加算器 7 2 2 - 1 の出力値 V_{d1}' を、直流電圧最小値 V_{dc_min} に基づいて制限する。具体的に、制限器 7 2 5 - 1 は、下記の式 (2) により加算器 7 2 2 - 1 の出力値 V_{d1}' を制限し、出力値である回転二軸上の電圧 V_{d1} を生成する。

【 0 0 5 3 】

【 数 2 】

$$\left. \begin{aligned} V_{d1} &= -V_{dc_min} / \sqrt{2} , (V_{d1}' < -V_{dc_min} / \sqrt{2}) \\ V_{d1} &= V_{d1}' , (-V_{dc_min} / \sqrt{2} < V_{d1}' < V_{dc_min} / \sqrt{2}) \\ V_{d1} &= V_{dc_min} / \sqrt{2} , (V_{dc_min} / \sqrt{2} < V_{d1}') \end{aligned} \right\} \dots (2)$$

【 0 0 5 4 】

制限器 7 2 5 - 1 は、式 (2) に示すように、加算器 7 2 2 - 1 の出力値 V_{d1}' と直流電圧最小値 V_{dc_min} との関係に応じて、以下のように回転二軸上の電圧 V_{d1} を生成する。

【 0 0 5 5 】

(a) 制限器 7 2 5 - 1 は、加算器 7 2 2 - 1 の出力値 V_{d1}' が、($-V_{dc_min} / 2^{0.5}$) より小さい場合に、($-V_{dc_min} / 2^{0.5}$) を電圧 V_{d1} として生成する ($V_{d1} = -V_{dc_min} / 2^{0.5}$) 。

【 0 0 5 6 】

(b) 制限器 7 2 5 - 1 は、加算器 7 2 2 - 1 の出力値 V_{d1}' が、($-V_{dc_min} / 2^{0.5}$) と、($V_{dc_min} / 2^{0.5}$) との間である場合に、加算器 7 2 2 - 1 の出力値 V_{d1}' を電圧 V_{d1} として生成する ($V_{d1} = V_{d1}'$) 。

【 0 0 5 7 】

(c) 制限器 7 2 5 - 1 は、加算器 7 2 2 - 1 の出力値 V_{d1}' が、($V_{dc_min} / 2^{0.5}$) より大きい場合に、($V_{dc_min} / 2^{0.5}$) を電圧 V_{d1} として生成する ($V_{d1} = V_{dc_min} / 2^{0.5}$) 。

【 0 0 5 8 】

このように、制限器 7 2 5 - 1 は、加算器 7 2 2 - 1 の出力値 V_{d1}' の絶対値が ($V_{dc_min} / 2^{0.5}$) 以下になるように、電圧 V_{d1} を生成する。なお、制限器 7 2 5 - 1 は、例えば、積分項である積分器 7 2 4 - 1 の出力値 V_{d1_i} のリセットを積極的にやりたい場合には、公知技術のアンチワインドアップ制御を用いてもよい。

【 0 0 5 9 】

図 2 の説明に戻り、電流制御器 7 4 - 1 は、減算器 7 3 - 1 の出力値が “ 0 ” (ゼロ) になるように、減算器 7 3 - 1 の出力値に、比例及び積分制御を行うことによって、回転二軸上の電圧 V_{q1} を出力する。ここで、図 4 を参照して、電流制御器 7 4 - 1 の詳細な構

10

20

30

40

50

成について説明する。

【 0 0 6 0 】

図 4 は、本実施形態における q 軸電圧指令値を生成する電流制御器 7 4 - 1 の一例を示すブロック図である。

図 4 に示すように、電流制御器 7 4 - 1 は、増幅器 7 4 1 - 1 と、加算器 7 4 2 - 1 と、増幅器 7 4 3 - 1 と、積分器 7 4 4 - 1 と、制限器 7 4 5 - 1 とを備える。

【 0 0 6 1 】

増幅器 7 4 1 - 1 は、(q 軸電流指令値 $I_{q_target1} - I_{q1}$) を、 K_{pq} 倍して、その結果を出力値 V_{q1_p} として、加算器 7 4 2 - 1 に出力する。ここで、増幅の係数 K_{pq} は、例えば、所望の電流制御応答 cc ([rad / s (ラディアン / 秒)]) に、回転機 1 0 の q 軸インダクタンス L_q を乗算した値 ($cc \times L_q$) である。

10

【 0 0 6 2 】

増幅器 7 4 3 - 1 は、(q 軸電流指令値 $I_{q_target1} - I_{q1}$) を K_{iq} 倍して出力する。ここで、増幅の係数 K_{iq} は、例えば、所望の電流制御応答 cc に、回転機 1 0 の巻線抵抗 R を乗算した値 ($cc \times R$) とする。

【 0 0 6 3 】

積分器 7 4 4 - 1 は、増幅器 7 4 3 - 1 の出力 ($K_{iq} \times (I_{q_target1} - I_{q1})$) を積分して、出力値 V_{q1_i} として出力する。すなわち、値 V_{q1_i} は、($K_{iq} / s \times (I_{q_target1} - I_{q1})$) となる。ここでの「s」は、ラプラス演算子である。

20

【 0 0 6 4 】

加算器 7 4 2 - 1 は、増幅器 7 4 1 - 1 の出力値 V_{q1_p} と、積分器 7 4 4 - 1 の出力値 V_{q1_i} とを加算して、出力値 V_{q1}' として、制限器 7 4 5 - 1 に出力する。

【 0 0 6 5 】

制限器 7 4 5 - 1 は、加算器 7 4 2 - 1 の出力値 V_{q1}' を、直流電圧最小値 V_{dc_min} と、電圧 V_{d1} とに基づいて制限する。具体的に、制限器 7 4 5 - 1 は、下記の式 (3) により加算器 7 4 2 - 1 の電圧 V_{q1}' を制限し、出力値である回転二軸上の電圧 V_{q1} を生成する。

【 0 0 6 6 】

【 数 3 】

30

$$\left. \begin{aligned} V_{q1} &= -(V_{dc_min} - V_{d1}) / \sqrt{2} , (V_{q1}' < -(V_{dc_min} - V_{d1}) / \sqrt{2}) \\ V_{q1} &= V_{q1}' , (-(V_{dc_min} - V_{d1}) / \sqrt{2} < V_{q1}' < (V_{dc_min} - V_{d1}) / \sqrt{2}) \\ V_{q1} &= (V_{dc_min} - V_{d1}) / \sqrt{2} , ((V_{dc_min} - V_{d1}) / \sqrt{2} < V_{q1}') \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

【 0 0 6 7 】

制限器 7 4 5 - 1 は、式 (3) に示すように、加算器 7 4 2 - 1 の出力値 V_{q1}' と直流電圧最小値 V_{dc_min} から電圧 V_{d1} を減算した値 ($V_{dc_min} - V_{d1}$) との関係に応じて、以下のように電圧 V_{q1} を生成する。

40

【 0 0 6 8 】

(d) 制限器 7 4 5 - 1 は、加算器 7 4 2 - 1 の出力値 V_{q1}' が、($-(V_{dc_min} - V_{d1}) / 2^{0.5}$) より小さい場合に、($-(V_{dc_min} - V_{d1}) / 2^{0.5}$) を電圧 V_{d1} として生成する ($V_{q1} = -(V_{dc_min} - V_{d1}) / 2^{0.5}$) 。

【 0 0 6 9 】

(e) 制限器 7 4 5 - 1 は、加算器 7 4 2 - 1 の出力値 V_{q1}' が、($-(V_{dc_min} - V_{d1}) / 2^{0.5}$) と、($(V_{dc_min} - V_{d1}) / 2^{0.5}$) との間である場合に、加算器 7 4 2 - 1 の出力値 V_{q1}' を電圧 V_{q1} として生成する ($V_{q1} = V_{q1}'$) 。

50

【0070】

(f) 制限器745-1は、加算器742-1の出力値Vq1'が、((Vdc_min - Vd1) / 2^0.5)より大きい場合に、((Vdc_min - Vd1) / 2^0.5)を電圧Vq1として生成する(Vq1 = (Vdc_min - Vd1) / 2^0.5)。

【0071】

このように、制限器745-1は、加算器742-1の出力値Vq1'の絶対値が((Vdc_min - Vd1) / 2^0.5)以下になるように、電圧Vq1を生成する。なお、制限器745-1は、例えば、積分項である積分器744-1の出力値Vq1_iのリセットを積極的に行いたい場合には、公知技術のアンチwindアップ制御を用いてもよい。

なお、上述した電圧Vd1及び電圧Vq1は、回転二軸上の電圧指令値である。

10

【0072】

再び図2の説明に戻り、座標変換器77-1は、回転二軸上の電圧指令である電圧Vd1と、電圧Vq1とを、回転位置θ1に基づいて、3相軸上の電圧指令である電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1に変換する。具体的に、座標変換器77-1は、下記の式(4)により、電圧Vd1と、電圧Vq1と、回転位置θ1とから、3相軸上の電圧指令である電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1を生成する。

【0073】

【数4】

$$\begin{pmatrix} V_{u1} \\ V_{v1} \\ V_{w1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & -\sin(\theta_1) \\ \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} \dots (4)$$

20

【0074】

座標変換器77-1は、生成した電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1を制御信号生成器78-1に出力する。

30

【0075】

制御信号生成器78-1は、第1直流電圧Vdc1sと、3相軸上の電圧指令値である電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1とに基づいて、インバータ5-1の制御信号GS11~制御信号GS16を出力する。ここで、図5を参照して、制御信号生成器78-1の詳細な構成について説明する。

【0076】

図5は、本実施形態における制御信号生成器78-1の一例を示すブロック図である。

図5に示すように、制御信号生成器78-1は、デューティ演算部781-1と、キャリア比較部782-1とを備える。

【0077】

デューティ演算部781-1は、電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1に基づいて、第1直流電圧Vdc1sで規格化した値である第1デューティ(du1、dv1、dw1)を出力する。デューティ演算部781-1は、例えば、下記の式(5)により、第1デューティ(du1、dv1、dw1)を生成する。

40

【0078】

【数5】

50

$$\left. \begin{aligned} du1 &= V_{u1} \times \frac{1}{V_{dc1s}} + 0.5 \\ dv1 &= V_{v1} \times \frac{1}{V_{dc1s}} + 0.5 \\ dw1 &= V_{w1} \times \frac{1}{V_{dc1s}} + 0.5 \end{aligned} \right\} \dots (5)$$

【0079】

また、デューティ演算部781-1は、乗算器81-1と、加算器82-1と、乗算器83-1と、加算器84-1と、乗算器85-1と、加算器86-1とを備える。

10

【0080】

乗算器81-1は、電圧 V_{u1} に、 $(1/V_{dc1s})$ を乗算し、当該乗算結果を加算器82-1に出力する。

加算器82-1は、乗算器81-1の出力値に、定数である“0.5”を加算して、第1デューティ $du1$ として、キャリア比較部782-1に出力する。

【0081】

乗算器83-1は、電圧 V_{v1} に、 $(1/V_{dc1s})$ を乗算し、当該乗算結果を加算器84-1に出力する。

加算器84-1は、乗算器83-1の出力値に、定数である“0.5”を加算して、第1デューティ $dv1$ として、キャリア比較部782-1に出力する。

20

【0082】

乗算器85-1は、電圧 V_{w1} に、 $(1/V_{dc1s})$ を乗算し、当該乗算結果を加算器86-1に出力する。

加算器86-1は、乗算器85-1の出力値に、定数である“0.5”を加算して、第1デューティ $dw1$ として、キャリア比較部782-1に出力する。

【0083】

キャリア比較部782-1は、第1デューティ($du1$ 、 $dv1$ 、 $dw1$)に基づいて、インバータ5-1の制御信号 $GS11$ ～制御信号 $GS16$ を出力する。ここで、図6を参照して、キャリア比較部782-1の処理について説明する。

30

【0084】

図6は、本実施形態におけるキャリア比較部782-1の処理の一例を示す図である。

図6において、波形 $W1$ ～波形 $W3$ は、第1デューティ($du1$ 、 $dv1$ 、 $dw1$)の波形を示している。また、波形 $W4$ は、山のレベルが“1”であり、谷のレベルが“0”である三角波の搬送波 CA の波形を示している。また、波形 $W5$ ～波形 $W10$ は、順番に、制御信号 $GS11$ 、制御信号 $GS13$ 、制御信号 $GS15$ 、制御信号 $GS12$ 、制御信号 $GS14$ 、及び制御信号 $GS16$ の波形を示している。また、図6に示すグラフの横軸は、時間であり、周期 $Tc (= 1/fc)$ 、 fc は、周波数を示す。)は、搬送波 CA の周期を示している。

【0085】

図6に示すように、キャリア比較部782-1は、波形 $W1$ ～波形 $W3$ の第1デューティ($du1$ 、 $dv1$ 、 $dw1$)と、波形 $W4$ の搬送波 CA とを比較し、各相において、第1デューティが高い場合に、インバータ5-1の高電位側のスイッチング素子(51-1、53-1、55-1)に対応する制御信号($GS11$ 、 $GS13$ 、 $GS15$)をオン状態(値が“1”)にする。また、キャリア比較部782-1は、各相において、第1デューティが低い場合に、インバータ5-1の高電位側のスイッチング素子(51-1、53-1、55-1)に対応する制御信号($GS11$ 、 $GS13$ 、 $GS15$)をオフ状態(値が“0”)にする。

40

【0086】

また、キャリア比較部782-1は、波形 $W1$ ～波形 $W3$ の第1デューティ($du1$ 、

50

d v 1、d w 1) と、波形 W 4 の搬送波 C A とを比較し、各相において、第 1 デューティが低い場合に、インバータ 5 - 1 の低電位側のスイッチング素子 (5 2 - 1、5 4 - 1、5 6 - 1) に対応する制御信号 (G S 1 2、G S 1 4、G S 1 6) をオン状態 (値が “ 1 ”) にする。また、キャリア比較部 7 8 2 - 1 は、各相において、第 1 デューティが高い場合に、インバータ 5 - 1 の高電位側のスイッチング素子 (5 2 - 1、5 4 - 1、5 6 - 1) に対応する制御信号 (G S 1 2、G S 1 4、G S 1 8) をオフ状態 (値が “ 0 ”) にする。

【 0 0 8 7 】

このようなキャリア比較部 7 8 2 - 1 の処理により、各相のうちの任意の 1 相 (X 相) について、第 1 デューティ d x 1 とすると、搬送波 C A の周期 T c のうち、高電位側の制御信号がスイッチング素子をオン状態にする割合が d x 1 であり、低電位側の制御信号がスイッチング素子をオン状態にするが (1 - d x 1) である。よって、高電位側のオン状態時にインバータ 5 - 1 の X 相の電位は、第 1 直流電圧 V d c 1 であり、低電位側のオン状態時にインバータ 5 - 1 の X 相の電位は、 “ 0 ” (G N D) である。このことから、X 相の出力電圧 V x 1 _ P W M は、下記の式 (6) により表される。

【 0 0 8 8 】

【数 6】

$$V_{x1_PWM} = dx1 \times V_{dc1} \quad \dots (6)$$

【 0 0 8 9 】

ここで X 相のデューティは、上述した式 (5) から下記の式 (7) として表される。

【 0 0 9 0 】

【数 7】

$$dx1 = V_{x1} \times \frac{1}{V_{dc1s}} + 0.5 \quad \dots (7)$$

【 0 0 9 1 】

式 (7) を、式 (6) に代入すると、X 相の出力電圧 V x 1 _ P W M は、下記の式 (8) により表される。

【 0 0 9 2 】

【数 8】

$$V_{x1_PWM} = V_{x1} \times \frac{V_{dc1}}{V_{dc1s}} + 0.5 \times V_{dc1} \quad \dots (8)$$

【 0 0 9 3 】

ここで、実際に出力される X 相の出力電圧 V x 1 _ P W M は、検出された第 1 直流電圧 V d c 1 s と第 1 直流電圧 V d c 1 (真の値) とが等しければ、右辺の第 1 項は、V x 1 のみとなる。結果として、出力電圧 V x 1 _ P W M は、右辺の第 2 項の (0 . 5 x V d c 1) を中心として、第 1 項がその指令値 V x 1 に一致した電圧となる。よって、インバータ 5 - 1 が、指令値通りの電圧を出力することが可能となる。

【 0 0 9 4 】

再び、図 2 の説明に戻り、制御部 7 - 2 は、電流指令演算器 7 0 - 2 と、減算器 7 1 - 2 と、電流制御器 7 2 - 2 と、減算器 7 3 - 2 と、電流制御器 7 4 - 2 と、座標変換器 7 5 - 2 と、M I N 選択部 7 6 - 2 と、座標変換器 7 7 - 2 と、制御信号生成器 7 8 - 2 とを備える。

【 0 0 9 5 】

電流指令演算器 7 0 - 2 は、回転機 1 0 の指令値 (T s 2) から、第 2 系統の d 軸電流指令値 I d _ t a r g e t 2 及び q 軸電流指令値 I q _ t a r g e t 2 を生成する。電流

10

20

30

40

50

指令演算器 70 - 2 は、電流指令演算器 70 - 1 と同様の構成である。

【0096】

座標変換器 75 - 2 は、電流検出部 6 - 2 が検出した電流値 I_{us2} 、電流値 I_{vs2} 、及び電流値 I_{ws2} を、回転位置 θ_2 に基づいて、回転二軸上の電流 I_{d2} 及び電流 I_{q2} に変換する。座標変換器 75 - 2 は、座標変換器 75 - 1 と同様の構成である。

【0097】

MIN 選択部 76 - 2 は、第 1 直流電圧 V_{dc1s} と、第 2 直流電圧 V_{dc2s} とを比較して、低い一方（値が小さい一方）を、直流電圧最小値 V_{dc_min} として出力する。MIN 選択部 76 - 2 は、MIN 選択部 76 - 1 と同様の構成である。

【0098】

減算器 71 - 2 は、d 軸電流指令値 $I_{d_target2}$ から回転二軸上の電流 I_{d2} を減算し、その結果を、電流制御器 72 - 2 に出力する。電流 I_{d2} は、座標変換器 75 - 2 から出力される。

【0099】

減算器 73 - 2 は、q 軸電流指令値 $I_{q_target2}$ から回転二軸上の電流 I_{q2} を減算し、その結果を、電流制御器 74 - 2 に出力する。電流 I_{q2} は、座標変換器 75 - 2 から出力される。

【0100】

電流制御器 72 - 2 は、減算器 71 - 2 の出力値が“0”（ゼロ）になるように、減算器 71 - 2 の出力値に、比例及び積分制御を行うことによって、回転二軸上の電圧 V_{d2} を出力する。電流制御器 72 - 2 の構成は、上述した電流制御器 72 - 1 と同様であるため、ここではその説明を省略する。

【0101】

電流制御器 74 - 2 は、減算器 73 - 2 の出力値が“0”（ゼロ）になるように、減算器 73 - 2 の出力値に、比例及び積分制御を行うことによって、回転二軸上の電圧 V_{q2} を出力する。電流制御器 74 - 2 の構成は、上述した電流制御器 74 - 1 と同様であるため、ここではその説明を省略する。

【0102】

座標変換器 77 - 2 は、回転二軸上の電圧指令である電圧 V_{d2} と、電圧 V_{q2} とを、回転位置 θ_2 に基づいて、3 相軸上の電圧指令である電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} に変換する。座標変換器 77 - 2 の構成は、上述した座標変換器 77 - 1 と同様であるため、ここではその説明を省略する。

【0103】

制御信号生成器 78 - 2 は、第 2 直流電圧 V_{dc2s} と、3 相軸上の電圧指令値である電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} とに基づいて、インバータ 5 - 2 の制御信号 GS_{21} ~ 制御信号 GS_{26} を出力する。制御信号生成器 78 - 2 の構成は、上述した制御信号生成器 78 - 1 と同様であるため、ここではその説明を省略する。

【0104】

次に、本実施形態による回転機制御装置 1 の動作及び効果について説明する。

まず、第 1 系統の制御部 7 - 1 において、電流制御器 72 - 1 及び電流制御器 74 - 1 は、電圧指令である出力 V_{d1} 及び出力 V_{q1} を、MIN 選択部 76 - 1 の出力である直流電圧最小値 V_{dc_min} に基づいて制限する。

【0105】

例えば、第 1 直流電圧 V_{dc1} が、第 2 直流電圧 V_{dc2} より大きい ($V_{dc1} > V_{dc2}$) 場合に、出力 V_{d1} 及び出力 V_{q1} によって生成された第 1 電圧指令ベクトル V_1^* は、図 7 に示すように、円 CR2（大きさが、 $|V_{dc_min}| / 2^{0.5}$ 内）に制限される。この場合、第 1 直流電圧 V_{dc1} が、第 2 直流電圧 V_{dc2} より大きい ($V_{dc1} > V_{dc2}$) ため、 $|V_{dc_min}|$ は、第 2 直流電圧 V_{dc2} である ($|V_{dc_min}| = V_{dc2}$)。なお、図 7 において、円 CR1 は、比較のために、第 1 直流電圧 V_{dc1} を用いた場合の大きさが $|V_{dc1}| / 2^{0.5}$ の円を示している。

10

20

30

40

50

【0106】

次に、第2系統の制御部7-2において、電流制御器72-2及び電流制御器74-2は、電圧指令である出力 V_{d2} 及び出力 V_{q2} を、MIN選択部76-2の出力である直流電圧最小値 V_{dc_min} に基づいて制限する。

【0107】

例えば、第1直流電圧 V_{dc1} が、第2直流電圧 V_{dc2} より大きい($V_{dc1} > V_{dc2}$)場合に、出力 V_{d2} 及び出力 V_{q2} によって生成された第2電圧指令ベクトル V_2^* は、図8に示すように、円CR4(大きさが、 $|V_{dc_min}| / 2^{0.5}$ 内)に制限される。この場合、第1直流電圧 V_{dc1} が、第2直流電圧 V_{dc2} より大きい($V_{dc1} > V_{dc2}$)ため、 $|V_{dc_min}|$ は、第2直流電圧 V_{dc2} である($|V_{dc_min}| = V_{dc2}$)。なお、図8において、円CR3は、比較のために、第1直流電圧 V_{dc1} を用いた場合の大きさが $|V_{dc1}| / 2^{0.5}$ の円を示している。

10

【0108】

第1電圧指令ベクトル V_1^* は、第2電圧指令ベクトル V_2^* と同様に、第2直流電圧 V_{dc2} によって制限される。よって、図7及び図8から明らかなように、第1系統の電圧指令(V_{d1} 、 V_{q1})と、第2系統の電圧指令(V_{d2} 、 V_{q2})とが等しくなる($V_{d1} = V_{d2}$ 、且つ、 $V_{q1} = V_{q2}$)。これによって、具体的に回転機10の動作条件での効果として、実施形態による回転機制御装置1は、図9に示すように、回転機10の回転数が増大して、電圧飽和領域に達した場合であっても、系統間の不整合を低減することができる。

20

【0109】

図9は、本実施形態における回転数とq軸電流との関係を示す図である。

図9において、縦軸は、q軸電流、及び回転数を示し、横軸は、時間を示している。また、波形W11及び波形W12は、本実施形態における第2系統のq軸電流 I_{q2} 及び第1系統のq軸電流 I_{q1} を示している。また、波形W13は、比較のために従来技術における第1系統のq軸電流 I_{q1} を示している。また、波形W14は、回転機10の回転数の変化を示している。また、領域RG1は、電圧飽和領域を示している。

【0110】

図9に示すように、q軸電流 I_{q1} 及びq軸電流 I_{q2} のそれぞれは、第1直流電圧 V_{dc1} 及び第2直流電圧 V_{dc2} により制限される。なお、回転機10に指令値通りの電流を通電するのに必要な電圧が、各インバータ5の印加電圧の上限値を超える場合に、q軸電流 I_{q1} 及びq軸電流 I_{q2} のそれぞれは、目標q軸電流 I_{q_target} に対して低下する。この目標q軸電流 I_{q_target} に対して、q軸電流 I_{q1} 及びq軸電流 I_{q2} が低下する領域RG1を電圧飽和領域という。

30

【0111】

例えば、第1直流電圧 V_{dc1} が、第2直流電圧 V_{dc2} より大きい場合に、従来技術では、電圧飽和領域において、q軸電流 I_{q1} (波形W13)が、q軸電流 I_{q2} (波形W11)より大きくなる。そのため、従来技術では、q軸電流 I_{q1} とq軸電流 I_{q2} とを等しく制御することは困難であった。

【0112】

これに対して、本実施形態による回転機制御装置1では、第1系統の電流制御器72-1及び電流制御器74-1が、直流電圧最小値 V_{dc_min} ($=V_{dc2}$)により制限しているため、電圧飽和領域(領域RG1)においても、電圧指令をほぼ等しく($V_{d1} = V_{d2}$ 、且つ、 $V_{q1} = V_{q2}$)することができ、q軸電流 I_{q1} とq軸電流 I_{q2} とをほぼ等しく制御することができる(波形W11及び波形W12)。

40

【0113】

また、第1直流電圧 V_{dc1} が、第2直流電圧 V_{dc2} より小さい場合($V_{dc1} < V_{dc2}$)も同様に、第2系統の電流制御器72-1及び電流制御器74-2が、直流電圧最小値 V_{dc_min} ($=V_{dc1}$)により制限しているため、q軸電流 I_{q1} とq軸電流 I_{q2} とをほぼ等しく制御することができる。

50

このように、本実施形態による回転機制御装置 1 は、系統間での不整合（回転機 10 に通電される電流の差異）を低減することができる。

【0114】

また、本実施形態では、第 1 系統の制御信号生成器 78 - 1 は、3 相軸上の電圧指令値（ V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} ）を第 1 直流電圧 V_{dc1} により規格化している。また、第 2 系統の制御信号生成器 78 - 2 は、3 相軸上の電圧指令値（ V_{u2} 、 V_{v2} 、 V_{w2} ）を第 2 直流電圧 V_{dc2} により規格化している。ここでは、自系統の電圧指令値を自系統の直流電圧で規格化することの効果について説明する。

【0115】

制御部 7 - 1 は、3 相軸上の電圧指令値（ V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} ）を直流電圧最小値 V_{dc_min} により制限した。よって、通常であれば、直流電圧最小値 V_{dc_min} により規格化した場合においても、定常状態においては、回転機 10 の制御は可能である。しかしながら、過渡状態（例えば、 q 軸電流指令値 $I_{q_target1}$ の急変や回転速度の急変が生じたときなど）においては、自系統の電圧指令値を直流電圧最小値 V_{dc_min} により規格化した場合に、所望の電圧を出力することができない。これは、電圧指令値（ V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} ）を直流電圧最小値 V_{dc_min} により規格化した場合、上述した式（5）を参考に、第 1 デューティ（ $du1$ 、 $dv1$ 、 $dw1$ ）を求めると下記の式（9）となる。

【0116】

【数 9】

$$\left. \begin{aligned} du1 &= V_{u1} \times \frac{1}{V_{dc_min}} + 0.5 \\ dv1 &= V_{v1} \times \frac{1}{V_{dc_min}} + 0.5 \\ dw1 &= V_{w1} \times \frac{1}{V_{dc_min}} + 0.5 \end{aligned} \right\} \dots (9)$$

【0117】

また、この場合の 3 相の出力電圧（ V_{u1_PWM} 、 V_{v1_PWM} 、 V_{w1_PWM} ）は、上述した式（6）～式（8）を参考にして同様に表すと、下記の式（10）のようになる。

【0118】

【数 10】

$$\left. \begin{aligned} Vu1_PWM &= V_{u1} \times \frac{V_{dc1}}{V_{dc_min}} + 0.5 \times V_{dc1} \\ Vv1_PWM &= V_{v1} \times \frac{V_{dc1}}{V_{dc_min}} + 0.5 \times V_{dc1} \\ Vw1_PWM &= V_{w1} \times \frac{V_{dc1}}{V_{dc_min}} + 0.5 \times V_{dc1} \end{aligned} \right\} \dots (10)$$

【0119】

ここで、式（10）の右辺の第 1 項に着目すると、3 相の出力電圧（ V_{u1_PWM} 、 V_{v1_PWM} 、 V_{w1_PWM} ）は、元々の電圧指令に対して、（ V_{dc1} / V_{dc_min} ）倍されており、電圧誤差が生じる。この電圧誤差は、電流制御器 72 - 1 及び電流制御器 72 - 2 により吸収されるので、定常状態では、元々の電圧指令値に対して（ V_{dc_min} / V_{dc1} ）倍された値となる。そのため、3 相軸上の電圧指令値（ V_{u1}' 、 V_{v1}' 、 V_{w1}' ）は、下記の式（11）のようになる。

【0120】

10

20

30

40

50

【数 1 1】

$$\left. \begin{aligned} V_{u1}' &= V_{u1} \times V_{dc_min} / V_{dc1} \\ V_{v1}' &= V_{v1} \times V_{dc_min} / V_{dc1} \\ V_{w1}' &= V_{w1} \times V_{dc_min} / V_{dc1} \end{aligned} \right\} \dots (11)$$

【0 1 2 1】

式(11)に示すように、直流電圧最小値 V_{dc_min} により規格化したことによる電圧誤差が、電流制御器 72-1 及び電流制御器 72-2 の作用により吸収される。しかしながら、過渡状態においては、電圧誤差の影響により、制御部 7-1 及び制御部 7-2 は、回転機 10 に対して、所望の過渡特性をもった状態で制御することが困難であった。そこで、本実施形態による回転機制御装置 1 は、自系統の電圧指令値を自系統直流電圧で規格化することで、所望の過渡特性を実現することができる。

10

【0 1 2 2】

以上説明したように、本実施形態による回転機制御装置 1 は、インバータ 5-1 (第 1 インバータ) と、インバータ 5-2 (第 2 インバータ) と、制御部 7-1 (第 1 制御部) と、制御部 7-2 (第 2 制御部) とを備える。インバータ 5-1 は、第 1 系統の直流電源 3-1 が出力した第 1 直流電圧 V_{dc1} に基づいて、第 1 系統の 3 相巻線 ($u1$ 、 $v1$ 、 $w1$) に交流電圧を印加する。インバータ 5-2 は、第 2 系統の直流電源 3-2 が出力した第 2 直流電圧 V_{dc2} に基づいて、第 2 系統の 3 相巻線 ($u2$ 、 $v2$ 、 $w2$) に交流電圧を印加する。制御部 7-1 は、回転機 10 の指令値 ($Ts1$) と、第 1 直流電圧 V_{dc1} 及び第 2 直流電圧 V_{dc2} とに基づいて、インバータ 5-1 への指令値を生成する。制御部 7-2 は、回転機 10 の指令値 ($Ts1$) と、第 1 直流電圧 V_{dc1} 及び第 2 直流電圧 V_{dc2} とに基づいて、インバータ 5-2 への指令値を生成する。制御部 7-1 及び制御部 7-2 のそれぞれ (制御部 7) は、自系統の直流電圧 (例えば、第 1 直流電圧 V_{dc1}) が、他系統の直流電圧 (例えば、第 2 直流電圧 V_{dc2}) より高い場合に、他系統の直流電圧 (例えば、直流電圧最小値 $V_{dc_min} = V_{dc2}$) によって、自系統の 3 相巻線に印加する電圧に関する自系統電圧指令 (V_{d1} 、 V_{q1}) を制限するとともに、自系統電圧指令を自系統の直流電圧 (例えば、第 1 直流電圧 V_{dc1}) によって規格化した値 (例えば、式(5)及び式(7参照))を自系統のインバータ 5 (例えば、インバータ 5-1) への指令値として生成する。

20

30

【0 1 2 3】

これにより、本実施形態による回転機制御装置 1 は、上述したように、回転機 10 を制御する複数の系統の直流電源 (3-1、3-2) が出力する直流電圧に差が生じた場合であっても、系統間の不整合を低減することができる。すなわち、本実施形態による回転機制御装置 1 は、第 1 直流電圧 V_{dc1} と第 2 直流電圧 V_{dc2} とのうちの小さい値の一方である直流電圧最小値 V_{dc_min} を用いて、自系統の 3 相巻線に印加する自系統電圧指令値を制限するため、系統間の不整合 (回転機 10 に通電される電流の差異) を低減することができる。また、本実施形態による回転機制御装置 1 は、自系統電圧指令を自系統直流電圧で規格化した値 (第 1 デューティ、第 2 デューティ) を第 1 系統及び第 2 系統のそれぞれのインバータ 5 (5-1、5-2) に出力するため、過渡特性を改善することができる。

40

【0 1 2 4】

また、本実施形態では、制御部 7-1 は、第 1 の CPU を備え、制御部 7-2 は、第 2 の CPU を備える。第 1 の CPU は、第 1 直流電圧 V_{dc1} ($= V_{dc1s}$) を第 2 の CPU に送信し、第 2 の CPU は、第 2 直流電圧 V_{dc2} ($= V_{dc2s}$) を第 1 の CPU に送信する。

【0 1 2 5】

これにより、本実施形態による回転機制御装置 1 は、独立した 2 つの CPU により処理

50

を実行することによって、例えば、片方の系統が故障した場合であっても、残りの一方で回転機 10 の制御を継続することができる。

【 0 1 2 6 】

また、本実施形態では、制御部 7 (例えば、制御部 7 - 1) は、自系統の直流電圧 (例えば、第 1 直流電圧 V_{dc1}) が、他系統の直流電圧 (例えば、第 2 直流電圧 V_{dc2}) より高い場合に、自系統電圧指令のうち、 dq 軸上における電圧指令 (V_{d1} 、 V_{q1}) を他系統の直流電圧 (例えば、直流電圧最小値 $V_{dc_min} = V_{dc2}$) によって制限する。

これにより、本実施形態による回転機制御装置 1 は、系統間で dq 軸上における電圧指令が一致するように調整することができる。

10

【 0 1 2 7 】

また、本実施形態では、制御部 7 (例えば、制御部 7 - 1) は、自系統の直流電圧 (例えば、第 1 直流電圧 V_{dc1}) が、他系統の直流電圧 (例えば、第 2 直流電圧 V_{dc2}) より高い場合に、自系統電圧指令のうち、静止座標軸上における電圧指令ベクトルの大きさを、他系統の直流電圧 (例えば、直流電圧最小値 $V_{dc_min} = V_{dc2}$) によって出力可能な値に制限するようにしてもよい。

これにより、本実施形態による回転機制御装置 1 は、系統間で、静止座標軸上における電圧指令ベクトルの大きさが一致するように調整することができる。

【 0 1 2 8 】

[第 2 の実施形態]

次に、図面を参照して、第 2 の実施形態による回転機制御装置 1 a について、説明する。

図 10 は、第 2 の実施形態による回転機制御装置 1 a の一例を示すブロック図である。

20

【 0 1 2 9 】

図 10 に示すように、回転機制御装置 1 a は、位置検出部 2 と、直流電源 3 - 1 と、直流電源 3 - 2 と、コンデンサ 4 - 1 と、コンデンサ 4 - 2 と、インバータ 5 - 1 と、インバータ 5 - 2 と、電流検出部 6 - 1 と、電流検出部 6 - 2 と、制御部 7 a - 1 と、制御部 7 a - 2 とを備える。

なお、図 10 において、図 1 に示す第 1 の実施形態と同一の構成には、同一の符号を付与してその説明を省略する。

【 0 1 3 0 】

本実施形態では、回転機制御装置 1 a は、制御部 7 (7 - 1、7 - 2) の代わりに制御部 7 a (7 a - 1、7 a - 2) を備える点が、第 1 の実施形態の回転機制御装置 1 と異なる。また、本実施形態では、第 1 系統は、直流電源 3 - 1 からインバータ 5 - 1 に流れる直流部の配線抵抗 (R_{p1}) を有しており、配線抵抗 (R_{p1}) により電圧降下が生じた真の直流電圧を第 1 直流電圧 V_{dc1_real} とする。また、第 2 系統は、直流電源 3 - 2 からインバータ 5 - 2 に流れる直流部の配線抵抗 (R_{p2}) を有しており、配線抵抗 (R_{p2}) により電圧降下が生じた真の直流電圧を第 2 直流電圧 V_{dc2_real} とする。

30

【 0 1 3 1 】

制御部 7 a - 1 (第 1 制御部の一例) は、例えば、CPU を含み、第 1 系統による回転機 10 の制御を行う。制御部 7 a - 1 は、電流の指令値 ($I_{d_target1}$ 、 $I_{q_target1}$) と、位置検出部 2 が検出した回転位置 θ_1 と、電流検出部 6 - 1 が検出した電流値 I_{us1} 、電流値 I_{vs1} 、及び電流値 I_{ws1} と、第 1 直流電圧 V_{dc1s} と、制御部 7 a - 2 から取得した第 2 直流電圧 V_{dc2s} とに基づいてインバータ 5 - 1 のスイッチングに関する制御信号 $GS11 \sim$ 制御信号 $GS16$ (第 1 制御信号) を出力する。

40

【 0 1 3 2 】

制御部 7 a - 2 (第 2 制御部の一例) は、例えば、CPU を含み、第 2 系統による回転機 10 の制御を行う。制御部 7 a - 2 は、電流の指令値 ($I_{d_target2}$ 、 $I_{q_target2}$) と、位置検出部 2 が検出した回転位置 θ_1 と、電流検出部 6 - 2 が検出した電流値 I_{us2} 、電流値 I_{vs2} 、及び電流値 I_{ws2} と、第 2 直流電圧 V_{dc2s} と

50

、制御部 7 a - 1 から取得した第 1 直流電圧 V_{dc1s} とに基づいてインバータ 5 - 2 のスイッチングに関する制御信号 $GS21 \sim$ 制御信号 $GS26$ (第 2 制御信号) を出力する。

【0133】

ここで、図 11 を参照して、本実施形態による回転機制御装置 1 a の 2 系統の制御部 7 a の構成について説明する。

図 11 は、本実施形態による回転機制御装置 1 a の 2 系統の制御部 7 a の一例を示すブロック図である。

【0134】

図 11 に示すように、制御部 7 a - 1 は、電流指令演算器 70 - 1 と、減算器 71 - 1 と、電流制御器 72 - 1 と、減算器 73 - 1 と、電流制御器 74 - 1 と、座標変換器 75 - 1 と、MIN 選択部 76 - 1 と、座標変換器 77 - 1 と、制御信号生成器 78 - 1 と、自系統バッテリー電流演算部 61 - 1 と、他系統バッテリー電流演算部 62 - 1 と、電圧偏差算出部 63 - 1 とを備える。なお、MIN 選択部 76 - 1 と、電圧偏差算出部 63 - 1 とは、電圧最小値算出部 60 - 1 に含まれる。

10

【0135】

自系統バッテリー電流演算部 61 - 1 は、自系統の三相電流値 (電流値 I_{us1} 、電流値 I_{vs1} 、及び電流値 I_{ws1}) と、自系統のデューティである第 1 デューティ ($du1$ 、 $dv1$ 、 $dw1$) とに基づいて、自系統の電流 I_{dc1} を算出する。ここでの自系統の電流 I_{dc1} (自系統の直流部電流) は、インバータ 5 - 1 に流れ込む直流部の電流であり、第 1 系統の直流部電流である。自系統バッテリー電流演算部 61 - 1 は、例えば、下記の式 (12) を用いて、自系統の電流 I_{dc1} を算出する。

20

【0136】

【数 12】

$$I_{dc1} = du1 \times I_{us1} + dv1 \times I_{vs1} + dw1 \times I_{ws1} \quad \dots (12)$$

【0137】

他系統バッテリー電流演算部 62 - 1 は、自系統の電流 I_{dc1} と、自系統の直流電圧の検出値である第 1 直流電圧 V_{dc1s} と、他系統の直流電圧の検出値である第 2 直流電圧 V_{dc2s} とに基づいて、他系統の電流 I_{dc2} を算出する。ここでの他系統の電流 I_{dc2} (他系統の直流部電流) は、インバータ 5 - 2 に流れ込む直流部の電流であり、第 2 系統の直流部電流である。他系統バッテリー電流演算部 62 - 1 は、例えば、下記の式 (13) を用いて、他系統の電流 I_{dc2} を算出する。

30

【0138】

【数 13】

$$I_{dc2} = \frac{V_{dc1s} \times I_{dc1}}{V_{dc2s}} \quad \dots (13)$$

【0139】

電圧偏差算出部 63 - 1 は、自系統バッテリー電流演算部 61 - 1 が出力した自系統の電流 I_{dc1} と、他系統バッテリー電流演算部 62 - 1 が出力した他系統の電流 I_{dc2} とに基づいて、第 1 系統の電圧偏差 V_a を算出する。電圧偏差算出部 63 - 1 は、例えば、下記の式 (14) を用いて、第 1 系統の電圧偏差 V_a を算出する。

40

【0140】

【数 14】

$$\Delta V_a = R_p (I_{dc2} - I_{dc1}) \quad \dots (14)$$

【0141】

50

式(14)において、抵抗 $R_p (= R_{p1})$ は、第1系統の配線抵抗を示す。

このように、第1系統の電圧偏差 V_a は、第1系統の電流 I_{dc1} と、第2系統の電流 I_{dc2} とのうちの他系統の電流 I_{dc2} から自系統の電流 I_{dc1} を減算した値に、自系統の直流部電流(電流 I_{dc1})が流れる配線の抵抗を示す配線抵抗 $R_p (= R_{p1})$ を乗算した値である。

【0142】

電圧最小値算出部60-1は、MIN選択部76-1と、電圧偏差算出部63-1とを備える。電圧最小値算出部60-1は、MIN選択部76-1が出力する直流電圧最小値 V_{dc_min} と、電圧最小値算出部60-1が算出した第1系統の電圧偏差 V_a とに基づいて、新たな直流電圧最小値 V_{dc_min2} を生成し、生成した直流電圧最小値 V_{dc_min2} を出力する。直流電圧最小値 V_{dc_min2} は、電圧偏差 V_a を考慮した直流電圧最小値 V_{dc_min} の補正值である。電圧最小値算出部60-1は、例えば、下記の式(15)を用いて、直流電圧最小値 V_{dc_min2} を算出する。

10

【0143】

【数15】

$$\left. \begin{aligned} V_{dc_min2} &= V_{dc_min}, (V_{dc1s} < V_{dc2s}) \\ V_{dc_min2} &= V_{dc_min} - \Delta V_a, (V_{dc1s} > V_{dc2s}) \end{aligned} \right\} \dots (15)$$

20

【0144】

すなわち、電圧最小値算出部60-1は、自系統の直流電圧 V_{dc1s} が、他系統の直流電圧 V_{dc2s} より小さい場合に、直流電圧最小値 $V_{dc_min} (= V_{dc1s})$ を、直流電圧最小値 V_{dc_min2} として出力する。また、電圧最小値算出部60-1は、自系統の直流電圧 V_{dc1s} が、他系統の直流電圧 V_{dc2s} より大きい場合に、直流電圧最小値 $V_{dc_min} (= V_{dc2s})$ を電圧偏差 V_a により減算した値を、直流電圧最小値 V_{dc_min2} として出力する。

【0145】

電圧最小値算出部60-1が出力した直流電圧最小値 V_{dc_min2} は、直流電圧最小値 V_{dc_min} の代わりに、減算器71-1及び減算器73-1に供給される。制御部7a-1のその後の処理は、第1の実施形態の制御部7-1と同様であるので、ここではその説明を省略する。

30

【0146】

また、制御部7a-2は、電流指令演算器70-2と、減算器71-2と、電流制御器72-2と、減算器73-2と、電流制御器74-2と、座標変換器75-2と、MIN選択部76-2と、座標変換器77-2と、制御信号生成器78-2と、自系統バッテリー電流演算部61-2と、他系統バッテリー電流演算部62-2と、電圧偏差算出部63-2とを備える。なお、MIN選択部76-2と、電圧偏差算出部63-2とは、電圧最小値算出部60-2に含まれる。

【0147】

自系統バッテリー電流演算部61-2は、自系統の三相電流値(電流値 I_{us2} 、電流値 I_{vs2} 、及び電流値 I_{ws2})と、自系統のデューティである第2デューティ($du2$ 、 $dv2$ 、 $dw2$)とに基づいて、自系統の電流 I_{dc2} を算出する。ここでの自系統の電流 I_{dc2} (自系統の直流部電流)は、インバータ5-2に流れ込む直流部の電流であり、第2系統の直流部電流である。自系統バッテリー電流演算部61-2は、例えば、下記の式(16)を用いて、自系統の電流 I_{dc2} を算出する。

40

【0148】

【数16】

$$I_{dc2} = du2 \times I_{us2} + dv2 \times I_{vs2} + dw2 \times I_{ws2} \dots (16)$$

50

【 0 1 4 9 】

他系統バッテリー電流演算部 6 2 - 2 は、自系統の電流 I_{dc2} と、自系統の直流電圧の検出値である第 2 直流電圧 V_{dc2s} と、他系統の直流電圧の検出値である第 1 直流電圧 V_{dc1s} とに基づいて、他系統の電流 I_{dc1} を算出する。ここでの他系統の電流 I_{dc1} (他系統の直流部電流) は、インバータ 5 - 1 に流れ込む直流部の電流であり、第 1 系統の直流部電流である。他系統バッテリー電流演算部 6 2 - 1 は、例えば、下記の式 (1 7) を用いて、他系統の電流 I_{dc1} を算出する。

【 0 1 5 0 】

【 数 1 7 】

$$I_{dc1} = \frac{V_{dc2s} \times I_{dc2}}{V_{dc1s}} \quad \dots (17)$$

10

【 0 1 5 1 】

電圧偏差算出部 6 3 - 2 は、自系統バッテリー電流演算部 6 1 - 2 が出力した自系統の電流 I_{dc2} と、他系統バッテリー電流演算部 6 2 - 2 が出力した他系統の電流 I_{dc1} とに基づいて、第 2 系統の電圧偏差 V_b を算出する。電圧偏差算出部 6 3 - 2 は、例えば、下記の式 (1 8) を用いて、第 2 系統の電圧偏差 V_b を算出する。

【 0 1 5 2 】

【 数 1 8 】

$$\Delta V_b = R_p(I_{dc1} - I_{dc2}) \quad \dots (18)$$

20

【 0 1 5 3 】

式 (1 8) において、抵抗 R_p (= R_{p2}) は、第 2 系統の配線抵抗を示す。

このように、第 2 系統の電圧偏差 V_b は、第 2 系統の電流 I_{dc2} と、第 1 系統の電流 I_{dc1} とのうちの他系統の電流 I_{dc1} から自系統の電流 I_{dc2} を減算した値に、自系統の直流部電流 (電流 I_{dc2}) が流れる配線の抵抗を示す配線抵抗 R_p (= R_{p2}) を乗算した値である。

【 0 1 5 4 】

電圧最小値算出部 6 0 - 2 は、MIN 選択部 7 6 - 2 と、電圧偏差算出部 6 3 - 2 とを備える。電圧最小値算出部 6 0 - 2 は、MIN 選択部 7 6 - 2 が出力する直流電圧最小値 V_{dc_min} と、電圧最小値算出部 6 0 - 2 が算出した第 2 系統の電圧偏差 V_b とに基づいて、新たな直流電圧最小値 V_{dc_min2} を生成し、生成した直流電圧最小値 V_{dc_min2} を出力する。直流電圧最小値 V_{dc_min2} は、電圧偏差 V_b を考慮した直流電圧最小値 V_{dc_min} の補正值である。電圧最小値算出部 6 0 - 2 は、例えば、下記の式 (1 9) を用いて、直流電圧最小値 V_{dc_min2} を算出する。

【 0 1 5 5 】

【 数 1 9 】

$$\left. \begin{aligned} V_{dc_min2} &= V_{dc_min}, (V_{dc2s} < V_{dc1s}) \\ V_{dc_min2} &= V_{dc_min} - \Delta V_b, (V_{dc2s} > V_{dc1s}) \end{aligned} \right\} \dots (19)$$

40

【 0 1 5 6 】

すなわち、電圧最小値算出部 6 0 - 2 は、自系統の直流電圧 V_{dc2s} が、他系統の直流電圧 V_{dc1s} より小さい場合に、直流電圧最小値 V_{dc_min} (= V_{dc2s}) を、直流電圧最小値 V_{dc_min2} として出力する。また、電圧最小値算出部 6 0 - 2 は、自系統の直流電圧 V_{dc2s} が、他系統の直流電圧 V_{dc1s} より大きい場合に、直流電圧最小値 V_{dc_min} (= V_{dc1s}) を電圧偏差 V_b により減算した値を、直流

50

電圧最小値 V_{dc_min2} として出力する。

【0157】

電圧最小値算出部 60 - 2 が出力した直流電圧最小値 V_{dc_min2} は、直流電圧最小値 V_{dc_min} の代わりに、減算器 71 - 2 及び減算器 73 - 2 に供給される。制御部 7a - 2 のその後の処理は、第 1 の実施形態の制御部 7 - 2 と同様である。

【0158】

次に、本実施形態による回転機制御装置 1a の動作及び効果について説明する。

本実施形態では、第 1 の実施形態に比べてインバータ 5 の配線抵抗 (R_{p1} 、 R_{p2}) が存在することにより、直流電圧に電圧降下が生じる。なお、ここでは、 $R_{p1} = R_{p2} = R_p$ とする。

10

【0159】

インバータ 5 - 1 において、配線抵抗 R_p が存在するため、自系統の検出電圧 V_{dc1s} と真の入力電圧 V_{dc1_real} とに偏差が生じる。また、インバータ 5 - 2 において、配線抵抗 R_p が存在するため、自系統の検出電圧 V_{dc2s} と真の入力電圧 V_{dc2_real} とに偏差が生じる。そのため、回転機 10 に通電される 1 系統の電流と 2 系統の電流とを一致させるためには、インバータ 5 - 1 とインバータ 5 - 2 とは、真の入力電圧 V_{dc1_real} と真の入力電圧 V_{dc2_real} との小さい側の電圧に基づいた電圧を印加する必要がある。

【0160】

しかしながら、実際に検出可能な電圧は、検出電圧 V_{dc1s} と検出電圧 V_{dc2s} とであるため誤差が生じる。そこで、本実施形態による回転機制御装置 1a は、電圧偏差算出部 63 - 1 及び電圧偏差算出部 63 - 2 を用いて、この誤差を補正する。

20

本実施形態において、回転機制御装置 1a は、インバータ 5 - 1 とインバータ 5 - 2 とが回転機 10 に供給する電力が一致するように制御するため、下記の式 (20) が成り立つ。

【0161】

【数 20】

$$V_{dc1s} \times I_{dc1} = V_{dc2s} \times I_{dc2} \quad \dots (20)$$

30

【0162】

また、図 10 における電圧降下の関係式より下記の式 (21) が成り立つ。

【0163】

【数 21】

$$\left. \begin{aligned} V_{dc1_real} &= V_{dc1s} - R_p \cdot I_{dc1} \\ V_{dc2_real} &= V_{dc2s} - R_p \cdot I_{dc2} \end{aligned} \right\} \dots (21)$$

【0164】

40

まず、比較のために、電圧偏差 V_a による補正を行わない場合について説明する。

例えば、第 1 系統の検出電圧 V_{dc1s} が、第 2 系統の検出電圧 V_{dc2s} より大きい場合 ($V_{dc1s} > V_{dc2s}$)、上述した式 (13) によって、第 1 系統の電流 I_{dc1} は、第 2 系統の電流 I_{dc2} より小さくなる ($I_{dc1} < I_{dc2}$)。ここで、第 2 系統においては、上述した式 (21) に示される入力電圧 V_{dc2_real} が、インバータ 5 - 2 に出力される。

【0165】

これに対して、第 1 系統においては、MIN 選択部 76 - 1 が、直流電圧最小値 V_{dc_min} として、電圧 V_{dc2s} を選択するため、下記の式 (22) により示される入力電圧 V_{dc1_real} が、インバータ 5 - 1 に出力される。

50

【 0 1 6 6 】

【 数 2 2 】

$$V_{dc1_real} = V_{dc2s} - R_p \cdot I_{dc1} \quad \dots (22)$$

【 0 1 6 7 】

ここで、第1系統の検出電圧 V_{dc1s} が、第2系統の検出電圧 V_{dc2s} より大きい場合 ($V_{dc1s} > V_{dc2s}$) に、第1系統の電流 I_{dc1} は、第2系統の電流 I_{dc2} より小さくなる ($I_{dc1} < I_{dc2}$) ため、下記の式 (23) の関係なる。

【 0 1 6 8 】

【 数 2 3 】

$$V_{dc1_real} > V_{dc2_real} \quad \dots (23)$$

【 0 1 6 9 】

すなわち、本実施形態の電圧偏差 V_a による補正を行わない場合には、インバータ5-1に印加される電圧 (入力電圧 V_{dc1_real}) と、インバータ5-2に印加される電圧 (入力電圧 V_{dc2_real}) とが一致しない。よって、第1系統の3相巻線 ($u1$ 、 $v1$ 、 $w1$) に通電される電流と、第2系統の3相巻線 ($u2$ 、 $v2$ 、 $w2$) に通電される電流とが一致せず、例えば、回転機10に騒音が生じることがある。

【 0 1 7 0 】

これに対して、本実施形態による回転機制御装置1aでは、電圧最小値算出部60-1が、式 (14) により示される電圧偏差 V_a を用いて、直流電圧最小値 V_{dc_min} を補正するため、インバータ5-1に印加される電圧 (入力電圧 V_{dc1_real}) は、下記の式 (24) により表される。

【 0 1 7 1 】

【 数 2 4 】

$$\begin{aligned} V_{dc1_real} &= V_{dc2s} - \Delta V_a - R_p \cdot I_{dc1} \\ &= V_{dc2s} - R_p \cdot (I_{dc2} - I_{dc1}) - R_p \cdot I_{dc1} \\ &= V_{dc2s} - R_p \cdot I_{dc2} \quad \dots (24) \end{aligned}$$

【 0 1 7 2 】

式 (24) の右辺は、上述した式 (21) により示される入力電圧 V_{dc2_real} と同一である。そのため、本実施形態による回転機制御装置1aでは、インバータ5-1に印加される電圧 (入力電圧 V_{dc1_real}) と、インバータ5-2に印加される電圧 (入力電圧 V_{dc2_real}) とが一致する。

【 0 1 7 3 】

次に、第1系統の検出電圧 V_{dc1s} が、第2系統の検出電圧 V_{dc2s} より小さい場合 ($V_{dc1s} < V_{dc2s}$)、上述した式 (13) によって、第1系統の電流 I_{dc1} は、第2系統の電流 I_{dc2} より大きくなる ($I_{dc1} > I_{dc2}$)。ここで、第1系統においては、上述した式 (21) に示される入力電圧 V_{dc1_real} が、インバータ5-1に出力される。

【 0 1 7 4 】

これに対して、第2系統においては、MIN選択部76-2が、直流電圧最小値 V_{dc_min} として、電圧 V_{dc1s} を選択するため、下記の式 (25) により示される入力電圧 V_{dc2_real} が、インバータ5-2に出力される。

【 0 1 7 5 】

【 数 2 5 】

10

20

30

40

50

$$V_{dc2_real} = V_{dc1s} - R_p \cdot I_{dc2} \quad \dots (25)$$

【0176】

ここで、第1系統の検出電圧 V_{dc1s} が、第2系統の検出電圧 V_{dc2s} より小さい場合 ($V_{dc1s} < V_{dc2s}$) に、第1系統の電流 I_{dc1} は、第2系統の電流 I_{dc2} より大きくなる ($I_{dc1} > I_{dc2}$) ため、下記の式 (26) の関係なる。

【0177】

【数26】

$$V_{dc1_real} < V_{dc2_real} \quad \dots (26)$$

10

【0178】

すなわち、本実施形態の電圧偏差 V_b による補正を行わない場合には、インバータ5-1に印加される電圧(入力電圧 V_{dc1_real})と、インバータ5-2に印加される電圧(入力電圧 V_{dc2_real})とが一致しない。よって、第1系統の3相巻線(u_1 、 v_1 、 w_1)に通電される電流と、第2系統の3相巻線(u_2 、 v_2 、 w_2)に通電される電流とが一致せず、例えば、回転機10に騒音が生じることがある。

【0179】

これに対して、本実施形態による回転機制御装置1aでは、電圧最小値算出部60-2が、式(14)により示される電圧偏差 V_b を用いて、直流電圧最小値 V_{dc_min} を補正するため、インバータ5-2に印加される電圧(入力電圧 V_{dc2_real})は、下記の式(27)により表される。

20

【0180】

【数27】

$$\begin{aligned} V_{dc2_real} &= V_{dc1s} - \Delta V_b - R_p \cdot I_{dc2} \\ &= V_{dc1s} - R_p \cdot (I_{dc1} - I_{dc2}) - R_p \cdot I_{dc2} \\ &= V_{dc1s} - R_p \cdot I_{dc1} \quad \dots (27) \end{aligned}$$

30

【0181】

式(27)の右辺は、上述した式(21)により示される入力電圧 V_{dc1_real} と同一である。そのため、本実施形態による回転機制御装置1aでは、インバータ5-1に印加される電圧(入力電圧 V_{dc1_real})と、インバータ5-2に印加される電圧(入力電圧 V_{dc2_real})とが一致する。

【0182】

以上説明したように、本実施形態による回転機制御装置1aでは、制御部7aは、自系統の直流電圧が他系統の直流電圧より高い場合に、電圧偏差 (V_a 、 V_b) に基づいて、自系統電圧指令を制限する。ここで、電圧偏差 (V_a 、 V_b) は、インバータ5-1に流れ込む直流部の電流である第1系統の直流部電流(電流 I_{dc1})と、インバータ5-2に流れ込む直流部の電流である第2系統の直流部電流(電流 I_{dc2})との中の他系統の直流部電流から自系統の直流部電流を減算した値に、自系統の直流部電流が流れる配線の抵抗を示す配線抵抗 (R_p) を乗算した値である(式(14)及び式(18)を参照)。

40

【0183】

これにより、本実施形態による回転機制御装置1aは、上述したように、インバータ5の配線抵抗 R_p が存在する場合においても、インバータ5-1とインバータ5-2とから出力される電圧を一致させることができ、系統間の不整合を低減することができる。本実施形態による回転機制御装置1aは、第1系統の3相巻線(u_1 、 v_1 、 w_1)と第2系統の3相巻線(u_2 、 v_2 、 w_2)に通電される電流とが一致するため、例えば、回転機

50

10 から生じる騒音を低減することができる。

【0184】

また、本実施形態では、制御部7aは、他系統の直流電圧に基づいて、他系統の直流部電流を算出する。

これにより、本実施形態による回転機制御装置1aは、他系統の直流部電流を算出するため、他系統の直流部電流を検出するひつようがない。そのため、本実施形態による回転機制御装置1aは、例えば、センサーなどの検出部の数を低減し、構成を簡略化することができる。低コスト化を実現することができる。

【0185】

また、本実施形態では、制御部7aは、自系統の直流電圧と、他系統の直流電圧と、自系統の直流電流とに基づいて、他系統の直流部電流を算出する(式(13)及び式(17)を参照)。

10

これにより、本実施形態による回転機制御装置1aは、簡易な手法により、容易に他系統の直流部電流を算出することができる。

【0186】

また、本実施形態による回転機制御装置1aは、各系統の3相巻線に流れる電流を検出する電流検出部6(6-1、6-2)を備える。制御部7aは、電流検出部6が検出した自系統の3相巻線に流れる電流に基づいて、自系統の直流電流を算出する(式(12)及び式(16)を参照)。

これにより、本実施形態による回転機制御装置1aは、簡易な手法により、容易に自系統の直流部電流を算出することができる。

20

【0187】

なお、上述した本実施形態において、第1系統の電圧最小値算出部60-1は、他系統のバッテリー電流 I_{dc2} を、他系統において、上述した式(13)又は式(14)を用いて算出された値を、他系統から受信して使用してもよい。また、第2系統の電圧最小値算出部60-2は、他系統のバッテリー電流 I_{dc1} を、他系統において、上述した式(12)又は式(17)を用いて算出された値を、他系統から受信して使用してもよい。

【0188】

[第3の実施形態]

次に、図面を参照して、第3の実施形態による回転機制御装置1bについて、説明する。本実施形態では、3相の各相の自系統電圧を自系統の零相電圧に基づいて補正する変形例について説明する。

30

【0189】

本実施形態による回転機制御装置1bは、制御信号生成器78(78-1、78-2)の代わりに、制御信号生成器78a(78a-1、78a-2)を備え、その他の構成は、第1の実施形態の回転機制御装置1と同様である。

【0190】

図12は、本実施形態における第1系統の制御信号生成器78a-1の一例を示すブロック図である。

図12に示すように、制御信号生成器78a-1は、デューティ演算部781a-1と、キャリア比較部782-1とを備える。なお、図12において、上述した図5と同一の構成には、同一の符号を付与して、その説明を省略する。

40

制御信号生成器78a-1は、第1直流電圧 V_{dc1s} と、3相軸上の電圧指令値である電圧 V_{u1} 、電圧 V_{v1} 、及び電圧 V_{w1} とに基づいて、インバータ5-1の制御信号 $GS11$ ～制御信号 $GS16$ を出力する。

【0191】

なお、本実施形態による回転機制御装置1bは、第1系統の制御部7b-1を備えており、制御部7b-1は、制御信号生成器78a-1を備えている。

【0192】

デューティ演算部781a-1は、電圧 V_{u1} 、電圧 V_{v1} 、及び電圧 V_{w1} に基づいて

50

、第1直流電圧Vdc1sで規格化した値である第1デューティ(du1、dv1、dw1)を出力する。デューティ演算部781a-1は、零相電圧演算部80-1と、乗算器81-1と、加算器82-1と、乗算器83-1と、加算器84-1と、乗算器85-1と、加算器86-1と、減算器87-1と、減算器88-1と、減算器89-1とを備える。なお、デューティ演算部781a-1は、零相電圧演算部80-1と、減算器87-1と、減算器88-1と、減算器89-1とが追加されている点が、第1の実施形態のデューティ演算部781-1と異なる。

【0193】

零相電圧演算部80-1は、電圧指令値である電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1と、自系統の検出電圧Vdc1sとに基づいて、零相電圧V0aを算出する。零相電圧演算部80-1は、例えば、下記の式(28)を用いて、零相電圧V0aを算出する。なお、零相電圧演算部80-1は、自系統電圧指令(電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1)の最小のものが、自系統の直流電圧Vdc1sに基づく所定の下限值(例えば、0V)に一致するように、自系統の零相電圧V0aを算出する。

10

【0194】

【数28】

$$V_{0a} = V_{min} + \frac{V_{dc1s}}{2} \dots (28)$$

20

【0195】

ここで、最小電圧Vminは、零相電圧V0aを算出する時点における電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1の最小値である。

零相電圧演算部80-1は、自系統電圧指令(電圧Vu1、電圧Vv1、及び電圧Vw1)の最小のもの(最小電圧Vmin)が、自系統の直流電圧Vdc1sに基づく所定の下限值(例えば、0V)に一致するように、最小電圧Vminに、自系統の直流電圧Vdc1sの2分の1の値(Vdc1s/2)を加算して自系統の零相電圧V0aを算出する。

【0196】

減算器87-1は、電圧指令値である電圧Vu1に対して、零相電圧V0aを減算した値を、乗算器81-1に出力する。

30

減算器88-1は、電圧指令値である電圧Vv1に対して、零相電圧V0aを減算した値を、乗算器83-1に出力する。

減算器89-1は、電圧指令値である電圧Vw1に対して、零相電圧V0aを減算した値を、乗算器85-1に出力する。

【0197】

減算器87-1、減算器88-1、及び減算器89-1以降の構成は、第1の実施形態と同様であるため、ここではその説明を省略する。

デューティ演算部781a-1は、下記の式(29)を用いて、第1デューティ(du1、dv1、dw1)を算出する。

40

【0198】

【数29】

$$\left. \begin{aligned} du1 &= (V_{u1} - V_{0a}) \times \frac{1}{V_{dc1s}} + 0.5 \\ dv1 &= (V_{v1} - V_{0a}) \times \frac{1}{V_{dc1s}} + 0.5 \\ dw1 &= (V_{w1} - V_{0a}) \times \frac{1}{V_{dc1s}} + 0.5 \end{aligned} \right\} \dots (29)$$

【0199】

50

次に、図 13 を参照して、第 2 系統の制御信号生成器 78a-2 の構成について説明する。

図 13 は、本実施形態における第 2 系統の制御信号生成器 78a-1 の一例を示すブロック図である。

図 13 に示すように、制御信号生成器 78a-2 は、デューティ演算部 781a-2 と、キャリア比較部 782-2 とを備える。

制御信号生成器 78a-2 は、第 2 直流電圧 V_{dc2s} と、3 相軸上の電圧指令値である電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} とに基づいて、インバータ 5-2 の制御信号 $GS21 \sim$ 制御信号 $GS26$ を出力する。

【0200】

なお、本実施形態による回転機制御装置 1b は、第 2 系統の制御部 7b-2 を備えており、制御部 7b-2 は、制御信号生成器 78a-2 を備えている。

【0201】

デューティ演算部 781a-2 は、電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} に基づいて、第 2 直流電圧 V_{dc2s} で規格化した値である第 2 デューティ (d_{u2} 、 d_{v2} 、 d_{w2}) を出力する。デューティ演算部 781a-2 は、零相電圧演算部 80-2 と、乗算器 81-2 と、加算器 82-2 と、乗算器 83-2 と、加算器 84-2 と、乗算器 85-2 と、加算器 86-2 と、減算器 87-2 と、減算器 88-2 と、減算器 89-2 とを備える。なお、デューティ演算部 781a-2 は、零相電圧演算部 80-2 と、減算器 87-2 と、減算器 88-2 と、減算器 89-2 とが追加されている点が、第 1 の実施形態のデューティ演算部 781-2 と異なる。

【0202】

零相電圧演算部 80-2 は、電圧指令値である電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} と、自系統の検出電圧 V_{dc2s} とに基づいて、零相電圧 V_{0b} を算出する。零相電圧演算部 80-2 は、例えば、下記の式 (30) を用いて、零相電圧 V_{0a} を算出する。なお、零相電圧演算部 80-1 は、自系統電圧指令 (電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2}) の最小のものが、自系統の直流電圧 V_{dc2s} に基づく所定の下限值 (例えば、0V) に一致するように、自系統の零相電圧 V_{0b} を算出する。

【0203】

【数 30】

$$V_{0b} = V_{min} + \frac{V_{dc2s}}{2} \quad \dots (30)$$

【0204】

ここで、最小電圧 V_{min} は、零相電圧 V_{0b} を算出する時点における電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} の最小値である。

零相電圧演算部 80-2 は、自系統電圧指令 (電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2}) の最小のもの (最小電圧 V_{min}) が、自系統の直流電圧 V_{dc2s} に基づく所定の下限值 (例えば、0V) に一致するように、最小電圧 V_{min} に、自系統の直流電圧 V_{dc2s} の 2 分の 1 の値 ($V_{dc2s} / 2$) を加算して自系統の零相電圧 V_{0b} を算出する。

【0205】

減算器 87-2 は、電圧指令値である電圧 V_{u2} に対して、零相電圧 V_{0b} を減算した値を、乗算器 81-2 に出力する。

減算器 88-2 は、電圧指令値である電圧 V_{v2} に対して、零相電圧 V_{0b} を減算した値を、乗算器 83-2 に出力する。

減算器 89-2 は、電圧指令値である電圧 V_{w2} に対して、零相電圧 V_{0b} を減算した値を、乗算器 85-2 に出力する。

【0206】

したがって、デューティ演算部 781a-2 は、下記の式 (31) を用いて、第 2 デュ

10

20

30

40

50

ーティ (d u 2、 d v 2、 d w 2) を算出する。

【 0 2 0 7 】

【 数 3 1 】

$$\left. \begin{aligned} du2 &= (V_{u2} - V_{0b}) \times \frac{1}{V_{dc2s}} + 0.5 \\ dv2 &= (V_{v2} - V_{0b}) \times \frac{1}{V_{dc2s}} + 0.5 \\ dw2 &= (V_{w2} - V_{0b}) \times \frac{1}{V_{dc2s}} + 0.5 \end{aligned} \right\} \dots (31)$$

10

【 0 2 0 8 】

次に、本実施形態による回転機制御装置 1 b の動作及び効果について説明する。

本実施形態による回転機制御装置 1 b では、デューティ演算部 7 8 1 a - 1 及びデューティ演算部 7 8 1 a - 2 が、自系統の検出電圧 (V d c 1 s、 V d c 2 s) を用いて、式 (2 8) 及び式 (3 0) により、零相電圧 (V 0 a、 V 0 b) を算出し、零相電圧を、電圧指令値から減算することで、電圧飽和しない範囲でデューティの値を下側にシフトさせる。なお、ここでの説明において、第 1 系統の制御部 7 b - 1 と、第 2 系統の制御部 7 b - 2 とは、同一の構成であるため、各系統を示す符号の「 - 1 」、及び「 - 2 」と、添え字の「 1 」及び「 2 」と、零相電圧における [a] 及び「 b 」とを省略して説明する。

20

【 0 2 0 9 】

零相電圧 V 0 を計算する際の、検出電圧を電圧 V d c ' とすると、零相電圧 V 0 は、以下の式 (3 2) により表される。

【 0 2 1 0 】

【 数 3 2 】

$$V_0 = V_{min} + \frac{V_{dc'}}{2} \dots (32)$$

【 0 2 1 1 】

また、電圧指令値 (V u、 V v、 V w) に対して、それぞれ、式 (3 2) に示す零相電圧 V 0 を減算した新たな電圧指令値 (V u '、 V v '、 V w ') は、下記の式 (3 3) により表される。

30

【 0 2 1 2 】

【 数 3 3 】

$$\left. \begin{aligned} V_u' &= V_u - V_0 = V_u - \left(V_{min} + \frac{V_{dc'}}{2} \right) \\ V_v' &= V_v - V_0 = V_v - \left(V_{min} + \frac{V_{dc'}}{2} \right) \\ V_w' &= V_w - V_0 = V_w - \left(V_{min} + \frac{V_{dc'}}{2} \right) \end{aligned} \right\} \dots (33)$$

40

【 0 2 1 3 】

ここで、電圧指令値 (V u、 V v、 V w) のうちの電圧指令値 V u が最小値であるとする、最小値 V m i n は、電圧指令値 V u となる。したがって、新たな電圧指令値 V u ' は、下記の式 (3 4) により表される。

50

【 0 2 1 4 】

【 数 3 4 】

$$V_u' = V_{min} - \left(V_{min} + \frac{V_{dc'}}{2} \right) = -\frac{V_{dc'}}{2} \quad \dots (34)$$

【 0 2 1 5 】

次に、新たな電圧指令値 V_u' を用いると、デューティ du' は、下記の式 (35) により表される。

【 0 2 1 6 】

10

【 数 3 5 】

$$du' = \frac{V_u'}{V_{dc}} + 0.5 = \frac{-\frac{V_{dc'}}{2}}{V_{dc}} + 0.5 \quad \dots (35)$$

【 0 2 1 7 】

ここで、検出電圧 V_{dc}' が、他系統側の値を用いて、直流電圧 V_{dc} と等しくない場合 ($V_{dc}' < V_{dc}$) に、デューティ du' は、下記の式 (36) により表される。その他の相のデューティについても同様に考えると、各相のデューティは、図 14 に示すような波形になる。

20

【 0 2 1 8 】

【 数 3 6 】

$$du' = -\frac{1}{2} \left(\frac{V_{dc'}}{V_{dc}} \right) + 0.5 \neq 0 \quad \dots (36)$$

【 0 2 1 9 】

図 14 は、本実施形態における他系統の検出電圧を用いた場合の各相のデューティの波形を示す図である。

図 14 において、グラフは、横軸が、電圧位相を示す、縦軸が、デューティを示している。また、波形 W21、波形 W22、波形 W23 は、それぞれ、U 相のデューティの波形、V 相のデューティの波形、及び W 相のデューティの波形を示している。また、期間 TR1 は、常時 3 相がスイッチングされる期間を示している。

30

【 0 2 2 0 】

図 14 に示すように、検出電圧 V_{dc}' が、他系統側の値を用いた場合には、制御部 7b は、常時 3 相スイッチングするように制御する。

【 0 2 2 1 】

次に、検出電圧 V_{dc}' が、自系統側の値を用いて、直流電圧 V_{dc} と等しい場合 ($V_{dc}' = V_{dc}$) に、デューティ du' は、下記の式 (37) により表される。その他の相のデューティについても同様に考えると、各相のデューティは、図 15 に示すような波形になる。

40

【 0 2 2 2 】

【 数 3 7 】

$$du' = -\frac{1}{2} + 0.5 = 0 \quad \dots (37)$$

【 0 2 2 3 】

式 (37) に示すように、3 相のデューティのうち最小のものが常に “0” と一致しているため、当該相においては、上アーム側 (高電位側) のスイッチング素子が常にオン状態

50

である。

【 0 2 2 4 】

図 1 5 は、本実施形態における自系統の検出電圧を用いた場合の各相のデューティの波形を示す図である。

図 1 5 において、グラフは、横軸が、電圧位相を示す、縦軸が、デューティを示している。また、波形 W 2 4、波形 W 2 5、波形 W 2 6 は、それぞれ、U 相のデューティの波形、V 相のデューティの波形、及び W 相のデューティの波形を示している。また、期間 T R 2 は、常時 2 相がスイッチングされる期間を示している。

【 0 2 2 5 】

図 1 5 に示すように、検出電圧 V_{dc}' が、自系統側の値を用いた場合には、制御部 7 b は、常時 2 相スイッチングするように制御する。すなわち、本実施形態による回転機制御装置 1 b は、零相電圧 V_0 を計算する際に、自系統の検出電圧 V_{dc} を用いることにより、常時 2 相スイッチングになる。このことから、本実施形態による回転機制御装置 1 b は、他系統の検出電圧を用いた場合と比べて、スイッチングロスを低減して、電流検出精度を向上させることができる。

【 0 2 2 6 】

以上説明したように、本実施形態による回転機制御装置 1 b では、制御部 7 b は、自系統の直流電圧に基づいて、自系統の零相電圧 (V_{0a} 、 V_{0b}) を算出し、各相の自系統電圧指令を自系統の零相電圧 (V_{0a} 、 V_{0b}) に基づいて補正する。

【 0 2 2 7 】

これにより、本実施形態による回転機制御装置 1 b では、2 相変調 (常時 2 相スイッチング) を行うことができ、電流検出におけるノイズの影響を低減させることができる。

【 0 2 2 8 】

また、本実施形態では、制御部 7 b は、自系統電圧指令の最小のものが、自系統の直流電圧に基づく所定の下限值に一致するように、自系統の零相電圧を算出する。

これにより、本実施形態による回転機制御装置 1 b は、電圧飽和しない範囲でデューティの値を下側に適切にシフトすることができる。

【 0 2 2 9 】

[第 4 の実施形態]

次に、図面を参照して、第 4 の実施形態による回転機制御装置 1 c について、説明する。

本実施形態では、3 相の各相の自系統電圧を自系統の零相電圧に基づいて補正する別の変形例について説明する。上述した第 3 の実施形態では、各相の自系統電圧の最小値から零相電圧を算出したが、本実施形態では、各相の自系統電圧の最大値から零相電圧を算出する。

【 0 2 3 0 】

本実施形態による回転機制御装置 1 c は、制御信号生成器 7 8 a (7 8 a - 1、7 8 a - 2) の代わりに、制御信号生成器 7 8 b (7 8 b - 1、7 8 b - 2) を備え、その他の構成は、第 2 の実施形態の回転機制御装置 1 a と同様である。

【 0 2 3 1 】

図 1 6 は、本実施形態における第 1 系統の制御信号生成器 7 8 b - 1 の一例を示すブロック図である。

図 1 6 に示すように、制御信号生成器 7 8 b - 1 は、デューティ演算部 7 8 1 b - 1 と、キャリア比較部 7 8 2 - 1 とを備える。なお、図 1 6 において、上述した図 1 2 と同一の構成には、同一の符号を付与して、その説明を省略する。

制御信号生成器 7 8 b - 1 は、第 1 直流電圧 V_{dc1s} と、3 相軸上の電圧指令値である電圧 V_{u1} 、電圧 V_{v1} 、及び電圧 V_{w1} とに基づいて、インバータ 5 - 1 の制御信号 $GS11 \sim$ 制御信号 $GS16$ を出力する。

【 0 2 3 2 】

なお、本実施形態による回転機制御装置 1 c は、第 1 系統の制御部 7 c - 1 を備えており、制御部 7 c - 1 は、制御信号生成器 7 8 b - 1 を備えている。

10

20

30

40

50

【 0 2 3 3 】

デューティ演算部 7 8 1 b - 1 は、電圧 V_{u1} 、電圧 V_{v1} 、及び電圧 V_{w1} に基づいて、第 1 直流電圧 V_{dc1s} で規格化した値である第 1 デューティ (d_{u1} 、 d_{v1} 、 d_{w1}) を出力する。デューティ演算部 7 8 1 b - 1 は、零相電圧演算部 8 0 a - 1 と、乗算器 8 1 - 1 と、加算器 8 2 - 1 と、乗算器 8 3 - 1 と、加算器 8 4 - 1 と、乗算器 8 5 - 1 と、加算器 8 6 - 1 と、減算器 8 7 - 1 と、減算器 8 8 - 1 と、減算器 8 9 - 1 とを備える。なお、デューティ演算部 7 8 1 b - 1 は、零相電圧演算部 8 0 - 1 の代わりに、零相電圧演算部 8 0 a - 1 を備える点が、第 3 の実施形態のデューティ演算部 7 8 1 a - 1 と異なる。

【 0 2 3 4 】

零相電圧演算部 8 0 a - 1 は、電圧指令値である電圧 V_{u1} 、電圧 V_{v1} 、及び電圧 V_{w1} と、自系統の検出電圧 V_{dc1s} とに基づいて、零相電圧 V_{0a} を算出する。零相電圧演算部 8 0 a - 1 は、例えば、下記の式 (3 8) を用いて、零相電圧 V_{0a} を算出する。なお、零相電圧演算部 8 0 a - 1 は、自系統電圧指令 (電圧 V_{u1} 、電圧 V_{v1} 、及び電圧 V_{w1}) の最大のもので、自系統の直流電圧 V_{dc1s} に基づく所定の上限值 (例えば、 V_{dc1s}) に一致するように、自系統の零相電圧 V_{0a} を算出する。

【 0 2 3 5 】

【 数 3 8 】

$$V_{0a} = V_{max} - \frac{V_{dc1s}}{2} \quad \dots (38)$$

【 0 2 3 6 】

ここで、最大電圧 V_{max} は、零相電圧 V_{0a} を算出する時点における電圧 V_{u1} 、電圧 V_{v1} 、及び電圧 V_{w1} の最大値である。

零相電圧演算部 8 0 a - 1 は、自系統電圧指令 (電圧 V_{u1} 、電圧 V_{v1} 、及び電圧 V_{w1}) の最大のもので (最大電圧 V_{max}) が、自系統の直流電圧 V_{dc1s} に基づく所定の上限值 (例えば、 V_{dc1s}) に一致するように、最大電圧 V_{max} から、自系統の直流電圧 V_{dc1s} の 2 分の 1 の値 ($V_{dc1s} / 2$) を減算して自系統の零相電圧 V_{0a} を算出する。

【 0 2 3 7 】

減算器 8 7 - 1、減算器 8 8 - 1、及び減算器 8 9 - 1 以降の構成は、第 3 の実施形態と同様であるため、ここではその説明を省略する。

【 0 2 3 8 】

次に、図 1 7 を参照して、第 2 系統の制御信号生成器 7 8 b - 2 の構成について説明する。

図 1 7 は、本実施形態における第 2 系統の制御信号生成器 7 8 b - 1 の一例を示すブロック図である。

図 1 7 に示すように、制御信号生成器 7 8 b - 2 は、デューティ演算部 7 8 1 b - 2 と、キャリア比較部 7 8 2 - 2 とを備える。

制御信号生成器 7 8 b - 2 は、第 2 直流電圧 V_{dc2s} と、3 相軸上の電圧指令値である電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} とに基づいて、インバータ 5 - 2 の制御信号 $GS21$ ~ 制御信号 $GS26$ を出力する。

【 0 2 3 9 】

なお、本実施形態による回転機制御装置 1 c は、第 2 系統の制御部 7 c - 2 を備えており、制御部 7 c - 2 は、制御信号生成器 7 8 b - 2 を備えている。

【 0 2 4 0 】

デューティ演算部 7 8 1 b - 2 は、電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} に基づいて、第 2 直流電圧 V_{dc2s} で規格化した値である第 2 デューティ (d_{u2} 、 d_{v2} 、 d_{w2}) を出力する。デューティ演算部 7 8 1 b - 2 は、零相電圧演算部 8 0 a - 2 と、乗算

10

20

30

40

50

器 8 1 - 2 と、加算器 8 2 - 2 と、乗算器 8 3 - 2 と、加算器 8 4 - 2 と、乗算器 8 5 - 2 と、加算器 8 6 - 2 と、減算器 8 7 - 2 と、減算器 8 8 - 2 と、減算器 8 9 - 2 とを備える。なお、デューティ演算部 7 8 1 b - 2 は、零相電圧演算部 8 0 - 2 の代わりに、零相電圧演算部 8 0 a - 2 を備える点が、第 3 の実施形態のデューティ演算部 7 8 1 a - 2 と異なる。

【 0 2 4 1 】

零相電圧演算部 8 0 a - 2 は、電圧指令値である電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} と、自系統の検出電圧 V_{dc2s} とに基づいて、零相電圧 V_{0b} を算出する。零相電圧演算部 8 0 a - 2 は、例えば、下記の式 (3 9) を用いて、零相電圧 V_{0b} を算出する。なお、零相電圧演算部 8 0 a - 2 は、自系統電圧指令 (電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2}) の最大のものが、自系統の直流電圧 V_{dc2s} に基づく所定の上限值 (例えば、 V_{dc2s}) に一致するように、自系統の零相電圧 V_{0b} を算出する。

10

【 0 2 4 2 】

【 数 3 9 】

$$V_{0b} = V_{max} - \frac{V_{dc2s}}{2} \quad \dots (39)$$

【 0 2 4 3 】

ここで、最大電圧 V_{max} は、零相電圧 V_{0b} を算出する時点における電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2} の最大値である。

20

零相電圧演算部 8 0 a - 2 は、自系統電圧指令 (電圧 V_{u2} 、電圧 V_{v2} 、及び電圧 V_{w2}) の最大のもの (最大電圧 V_{max}) が、自系統の直流電圧 V_{dc2s} に基づく所定の下限值 (例えば、 V_{dc2s}) に一致するように、最大電圧 V_{max} に、自系統の直流電圧 V_{dc2s} の 2 分の 1 の値 ($V_{dc2s} / 2$) を加算して自系統の零相電圧 V_{0b} を算出する。

【 0 2 4 4 】

減算器 8 7 - 2、減算器 8 8 - 2、及び減算器 8 9 - 2 以降の構成は、第 3 の実施形態と同様であるため、ここではその説明を省略する。

【 0 2 4 5 】

30

次に、本実施形態による回転機制御装置 1 c の動作及び効果について説明する。

本実施形態による回転機制御装置 1 c では、デューティ演算部 7 8 1 b - 1 及びデューティ演算部 7 8 1 b - 2 が、自系統の検出電圧 (V_{dc1s} 、 V_{dc2s}) を用いて、式 (3 8) 及び式 (3 9) により、零相電圧 (V_{0a} 、 V_{0b}) を算出し、零相電圧を、電圧指令値から減算することで、電圧飽和しない範囲でデューティの値を上側にシフトさせる。なお、ここでの説明において、第 1 系統の制御部 7 c - 1 と、第 2 系統の制御部 7 c - 2 とは、同一の構成であるため、各系統を示す符号の「 - 1 」、及び「 - 2 」と、添え字の「 1 」及び「 2 」と、零相電圧における [a] 及び「 b 」とを省略して説明する。

【 0 2 4 6 】

零相電圧 V_0 を計算する際の、検出電圧を電圧 V_{dc}' とすると、零相電圧 V_0 は、以下の式 (4 0) により表される。

40

【 0 2 4 7 】

【 数 4 0 】

$$V_0 = V_{max} - \frac{V_{dc}'}{2} \quad \dots (40)$$

【 0 2 4 8 】

また、電圧指令値 (V_u 、 V_v 、 V_w) に対して、それぞれ、式 (4 0) に示す零相電圧 V_0 を減算した新たな電圧指令値 (V_u' 、 V_v' 、 V_w') は、下記の式 (4 1) により表さ

50

れる。

【 0 2 4 9 】

【 数 4 1 】

$$\left. \begin{aligned} V'_u &= V_u - V_0 = V_u - \left(V_{max} - \frac{Vdc'}{2} \right) \\ V'_v &= V_v - V_0 = V_v - \left(V_{max} - \frac{Vdc'}{2} \right) \\ V'_w &= V_w - V_0 = V_w - \left(V_{max} - \frac{Vdc'}{2} \right) \end{aligned} \right\} \dots (41)$$

10

【 0 2 5 0 】

ここで、電圧指令値 (V_u 、 V_v 、 V_w) のうちの電圧指令値 V_w が最大値であるとする
と、最大値 V_{max} は、電圧指令値 V_w となる。したがって、新たな電圧指令値 V_w' は、
下記の式 (42) により表される。

【 0 2 5 1 】

【 数 4 2 】

$$V'_w = V_{max} - \left(V_{max} - \frac{Vdc'}{2} \right) = \frac{Vdc'}{2} \dots (42)$$

20

【 0 2 5 2 】

次に、新たな電圧指令値 V_w' を用いると、デューティ dw' は、下記の式 (43) により
表される。

【 0 2 5 3 】

【 数 4 3 】

$$dw' = \frac{V'_w}{Vdc} + 0.5 = \frac{\frac{Vdc'}{2}}{Vdc} + 0.5 \dots (43)$$

30

【 0 2 5 4 】

ここで、検出電圧 Vdc' が、他系統側の値を用いて、直流電圧 Vdc と等しくない場合
($Vdc' \neq Vdc$) に、デューティ dw' は、下記の式 (44) により表される。その他の
の相のデューティについても同様に考えると、各相のデューティは、図 18 に示すような
波形になる。

【 0 2 5 5 】

【 数 4 4 】

$$dw' = \frac{1}{2} \left(\frac{Vdc'}{Vdc} \right) + 0.5 \neq 1 \dots (44)$$

40

【 0 2 5 6 】

図 18 は、本実施形態における他系統の検出電圧を用いた場合の各相のデューティの波
形を示す図である。

図 18 において、グラフは、横軸が、電圧位相を示す、縦軸が、デューティを示してい
る。また、波形 W31、波形 W32、波形 W33 は、それぞれ、U 相のデューティの波形
、V 相のデューティの波形、及び W 相のデューティの波形を示している。また、期間 TR

50

3は、常時3相がスイッチングされる期間を示している。

【0257】

図18に示すように、検出電圧 V_{dc}' が、他系統側の値を用いた場合には、制御部7cは、常時3相スイッチングするように制御する。

【0258】

次に、検出電圧 V_{dc}' が、自系統側の値を用いて、直流電圧 V_{dc} と等しい場合($V_{dc}' = V_{dc}$)に、デューティ dw' は、下記の式(45)により表される。その他の相のデューティについても同様に考えると、各相のデューティは、図19に示すような波形になる。

【0259】

【数45】

$$dw' = \frac{1}{2} + 0.5 = 1 \quad \dots (45)$$

10

【0260】

式(45)に示すように、3相のデューティのうち最大のものが常に“1”と一致しているため、当該相においては、下アーム側(低電位側)のスイッチング素子が常にオン状態である。

【0261】

図19は、本実施形態における自系統の検出電圧を用いた場合の各相のデューティの波形を示す図である。

図19において、グラフは、横軸が、電圧位相を示す、縦軸が、デューティを示している。また、波形W34、波形W35、波形W36は、それぞれ、U相のデューティの波形、V相のデューティの波形、及びW相のデューティの波形を示している。また、期間TR4は、常時2相がスイッチングされる期間を示している。

20

【0262】

図19に示すように、検出電圧 V_{dc}' が、自系統側の値を用いた場合には、制御部7cは、常時2相スイッチングするように制御する。すなわち、本実施形態による回転機制御装置1cは、零相電圧 V_0 を計算する際に、自系統の検出電圧 V_{dc} を用いることにより、常時2相スイッチングになる。このことから、本実施形態による回転機制御装置1cは、他系統の検出電圧を用いた場合と比べて、スイッチングロスを低減して、電流検出精度を向上させることができる。

30

【0263】

以上説明したように、本実施形態による回転機制御装置1cでは、制御部7cは、自系統の直流電圧に基づいて、自系統の零相電圧(V_{0a} 、 V_{0b})を算出し、各相の自系統電圧指令を自系統の零相電圧(V_{0a} 、 V_{0b})に基づいて補正する。

【0264】

これにより、本実施形態による回転機制御装置1cでは、2相変調(常時2相スイッチング)を行うことができ、電流検出におけるノイズの影響を低減させることができる。

40

【0265】

また、本実施形態では、制御部7cは、自系統電圧指令の最大のものが、自系統の直流電圧に基づく所定の上限值に一致するように、自系統の零相電圧を算出する。

これにより、本実施形態による回転機制御装置1cは、電圧飽和しない範囲でデューティの値を上側に適切にシフトすることができる。

【0266】

[第5の実施形態]

次に、図面を参照して、第5の実施形態による電動パワーステアリング装置100について説明する。

図20は、第5の実施形態による電動パワーステアリング装置100の一例を示すプロ

50

ック図である。

【0267】

図20に示すように、電動パワーステアリング装置100は、回転機10と、ステアリングホイール101と、トルクセンサ102と、ステアリングシャフト103と、車輪104と、ラック・ピニオンギヤ105と、制御装置106とを備える。また、制御装置106は、上述した回転機制御装置1(1a、1b、1c)を備えている。

【0268】

トルクセンサ102は、運転者(不図示)の操舵トルクを検出する。

車輪104は、例えば、自動車などの車両の操舵対象の車輪である。

【0269】

電動パワーステアリング装置100において、運転者からステアリングホイール101に加えられた操舵トルクは、トルクセンサ102のトーションバー、及びステアリングシャフト103を通り、ラック・ピニオンギヤ105を介してラックに伝達される。これにより、電動パワーステアリング装置100は、車輪104を転舵させる。

【0270】

また、回転機10は、制御装置106の回転機制御装置1(1a、1b、1c)によって駆動され、出力としてアシスト力を発生する。アシスト力は、ステアリングシャフト103に伝達され、操舵時に運転者が加える操舵トルクを軽減する。制御装置106は、アシスト力を調整するためのアシスト指令を、トルクセンサ102によって検出した運転者の操舵トルクに基づいて算出する。制御装置106は、例えば、アシスト指令を、運転者の操舵トルクに比例する値として算出する。さらに、制御装置106は、回転機10の指令値となるトルク指令として、アシスト指令を設定する。

【0271】

以上説明したように、本実施形態による電動パワーステアリング装置100は、上述した回転機制御装置1(1a、1b、1c)と、ステアリングの操舵をアシストする回転機10と、ステアリングの操舵トルクを検出するトルクセンサ102とを備える。回転機制御装置1(1a、1b、1c)は、トルクセンサ102が検出した操舵トルクに応じたステアリングのアシスト指令を、回転機10の指令値として、回転機10を制御する。

【0272】

これにより、本実施形態による電動パワーステアリング装置100は、上述した回転機制御装置1(1a、1b、1c)と同様の効果を奏し、回転機10を制御する複数の系統の直流電源(3-1、3-2)が出力する直流電圧に差が生じた場合であっても、系統間の不整合を低減することができる。また、本実施形態による電動パワーステアリング装置100は、運転者の操舵に応じたアシストトルクを回転機10から得ることができ、且つ、2系統の電流としたことで安定した回転機10の制御ができるので、快適に操舵できる電動パワーステアリング装置が実現できる。

【0273】

なお、本開示は、上記の実施形態に限定されるものではなく、本開示の趣旨を逸脱しない範囲で変更可能である。

例えば、上記の各実施形態において、制御目標値(指令値)として回転機10に通電する電流の指令値を用いる例を説明したが、これに限定されるものではない。例えば、回転機10をV/F制御する場合には、制御目標値は、回転機10の速度指令値であり、回転機10の回転位置を制御する場合に、制御目標値は回転機10の位置指令値となる。

【0274】

また、上記の各実施形態において、電流指令演算器70-1が、回転機10の指令信号Ts1から電流の指令値(I_{d_target1}、I_{q_target1})を生成し、電流指令演算器70-2が、回転機10の指令信号Ts2から電流の指令値(I_{d_target2}、I_{q_target2})を生成する例を説明したが、これに限定されるものではない。例えば、電流指令演算器70-1及び電流指令演算器70-2に同一の指令信号Tsが入力されてもよい。

10

20

30

40

50

【0275】

また、2系統の制御部7(7a、7b、7c)のうち一方の系統が、電流指令演算器70を備え、1つの電流指令演算器70が生成した電流の指令値(I_{d_target} 、 I_{q_target})を2系統の制御部7(7a、7b、7c)で使用するようにしてもよい。また、電流の指令値(I_{d_target} 、 I_{q_target})を生成するための電流指令演算器70を備える第3制御部を設けて、第3制御部の電流指令演算器70が生成した電流の指令値(I_{d_target} 、 I_{q_target})を2系統の制御部7(7a、7b、7c)で使用するようにしてもよい。

【0276】

また、上記の各実施形態において、電流指令演算器70-1は、第1直流電圧 V_{dc1} ($=V_{dc1s}$)と第2直流電圧 V_{dc2} ($=V_{dc2s}$)とのうちの低い方の電圧である直流電圧最小値 V_{dc_min} と、回転機10の指令値とに基づいて、d軸電流指令値 $I_{d_target1}$ 及びq軸電流指令値 $I_{q_target1}$ を生成するようにしてもよい。また、電流指令演算器70-2は、直流電圧最小値 V_{dc_min} と、回転機10の指令値とに基づいて、d軸電流指令値 $I_{d_target2}$ 及びq軸電流指令値 $I_{q_target2}$ を生成するようにしてもよい。

【0277】

また、上記の各実施形態において、第1系統の制御部7-1(7a-1、7b-1、7c-1)と、第2系統の制御部7-2(7a-2、7b-2、7c-2)とのそれぞれが、CPUを備える例を説明したが、これに限定されるものではない。制御部7-1(7a-1、7b-1、7c-1)と制御部7-2(7a-2、7b-2、7c-2)との両方が、1つのCPUにより制御されてもよい。この場合、1つのCPUが、第1直流電圧 V_{dc1s} 及び第2直流電圧 V_{dc2s} の取り込みを行い、制御部7-1(7a-1、7b-1、7c-1)及び制御部7-2(7a-2、7b-2、7c-2)の演算を実行する。

【0278】

また、上記の各実施形態を単独の実施形態として説明したが、これに限定されるものではなく、各実施形態の一部又は全部を組み合わせ実施してもよい。

【0279】

なお、上述した回転機制御装置1(1a、1b、1c)が備える各構成は、内部に、コンピュータシステムを有している。そして、上述した回転機制御装置1(1a、1b、1c)が備える各構成の機能を実現するためのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することにより上述した回転機制御装置1(1a、1b、1c)が備える各構成における処理を行ってもよい。ここで、「記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行する」とは、コンピュータシステムにプログラムをインストールすることを含む。ここでいう「コンピュータシステム」とは、OSや周辺機器等のハードウェアを含むものとする。

また、「コンピュータシステム」は、インターネットやWAN、LAN、専用回線等の通信回線を含むネットワークを介して接続された複数のコンピュータ装置を含んでもよい。また、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、ROM、CD-ROM等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。このように、プログラムを記憶した記録媒体は、CD-ROM等の非一過性の記録媒体であってもよい。

【0280】

また、記録媒体には、当該プログラムを配信するために配信サーバからアクセス可能な内部又は外部に設けられた記録媒体も含まれる。なお、プログラムを複数に分割し、それぞれ異なるタイミングでダウンロードした後に回転機制御装置1(1a、1b、1c)が備える各構成で合体される構成や、分割されたプログラムのそれぞれを配信する配信サーバが異なってもよい。さらに「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、ネットワークを介してプログラムが送信された場合のサーバやクライアントとなるコンピュータ

10

20

30

40

50

システム内部の揮発性メモリ（RAM）のように、一定時間プログラムを保持しているものも含むものとする。また、上記プログラムは、上述した機能の一部を実現するためのものであってもよい。さらに、上述した機能をコンピュータシステムに既に記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるもの、いわゆる差分ファイル（差分プログラム）であってもよい。

【符号の説明】

【0281】

1, 1a, 1b, 1c ... 回転機制御装置、2 ... 位置検出部、3-1, 3-2 ... 直流電源、4-1, 4-2 ... コンデンサ、5-1, 5-2 ... インバータ、6-1, 6-2 ... 電流検出部、7, 7-1, 7-2, 7a, 7a-1, 7a-2, 7b, 7b-1, 7b-2, 7c, 7c-1, 7c-2 ... 制御部、10 ... 回転機、51-1, 51-2, 52-1, 52-2, 53-1, 53-2, 54-1, 54-2, 55-1, 56-2 ... スwitching素子、60, 60-1, 60-2 ... 電圧最小値算出部、61, 61-1, 61-2 ... 自系統バッテリー電流演算部、62, 62-1, 62-2 ... 他系統バッテリー電流演算部、63, 63-1, 63-2 ... 電圧偏差算出部、70-1, 70-2 ... 電流指令演算器、71-1, 71-2, 73-1, 73-2 ... 減算器、72-1, 72-2, 74-1, 74-2 ... 電流制御器、75-1, 75-2, 77-1, 77-2 ... 座標変換器、76-1, 76-2 ... MIN選択部、78, 78-1, 78-2, 78a, 78a-1, 78a-2, 78b, 78b-1, 78b-2 ... 制御信号生成器、80-1, 80-2, 80a-1, 80a-2 ... 零相電圧演算部、81-1, 83-1, 85-2 ... 乗算器、82-1, 84-1, 86-1, 722-1, 742-1 ... 加算器、91-1, 91-2, 92-1, 92-2 ... 直流部電流検出部、100 ... 電動パワーステアリング装置、101 ... ステアリングホイール、102 ... トルクセンサ、103 ... ステアリングシャフト、104 ... 車輪、105 ... ラック・ピニオンギヤ、106 ... 制御装置、721-1, 723-1, 741-1, 743-1 ... 増幅器、724-1, 744-1 ... 積分器、725-1, 745-1 ... 制限器、781-1, 781a-1, 781a-2, 781b-1, 781b-2 ... デューティ演算部、782-1, 782-2 ... キャリア比較部

10

20

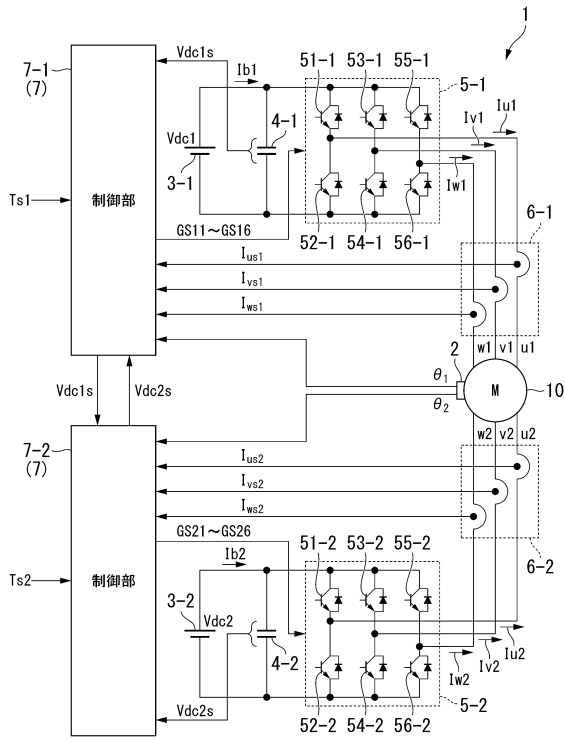
30

40

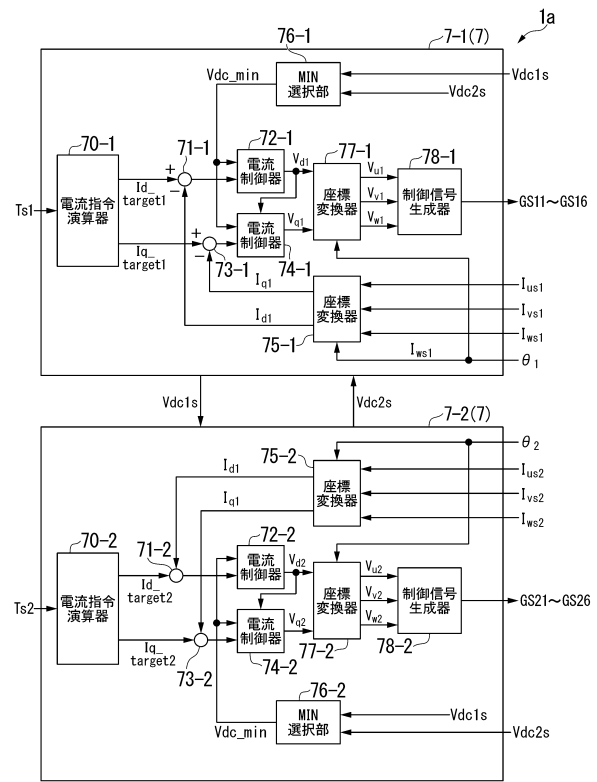
50

【 図面 】

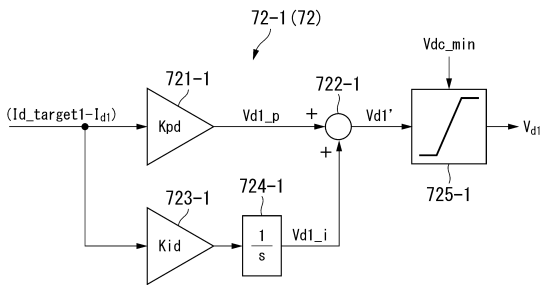
【 図 1 】



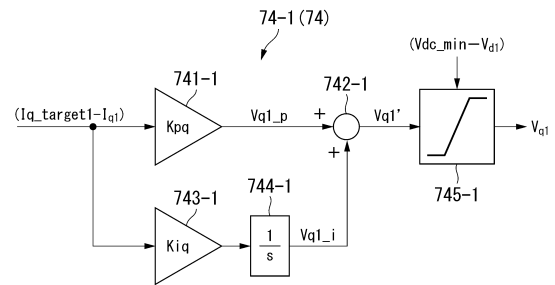
【 図 2 】



【 図 3 】



【 図 4 】



10

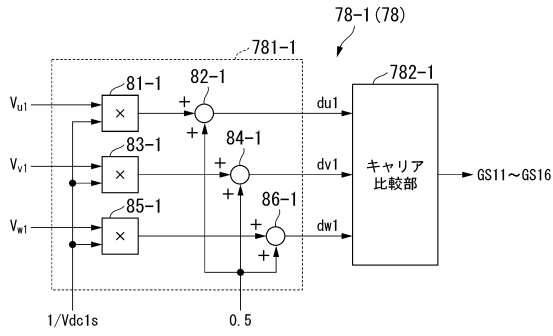
20

30

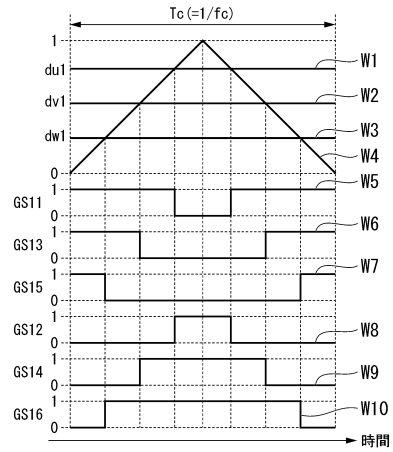
40

50

【図5】

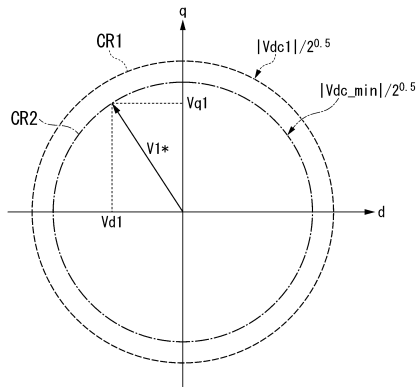


【図6】

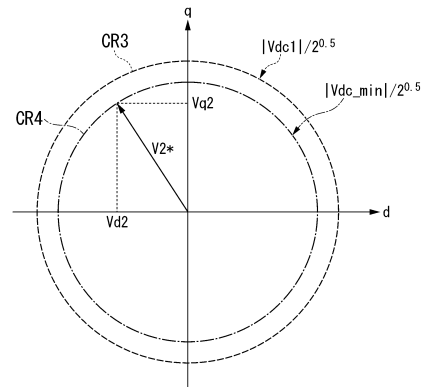


10

【図7】



【図8】



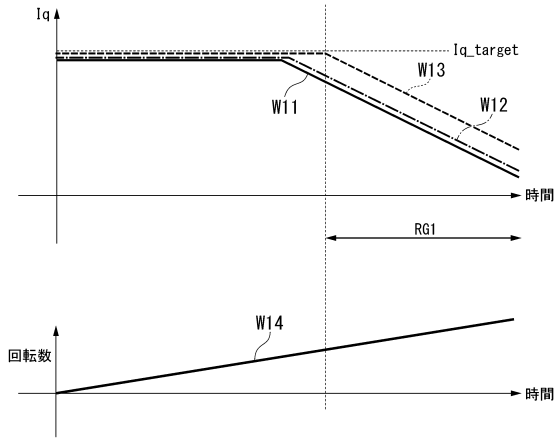
20

30

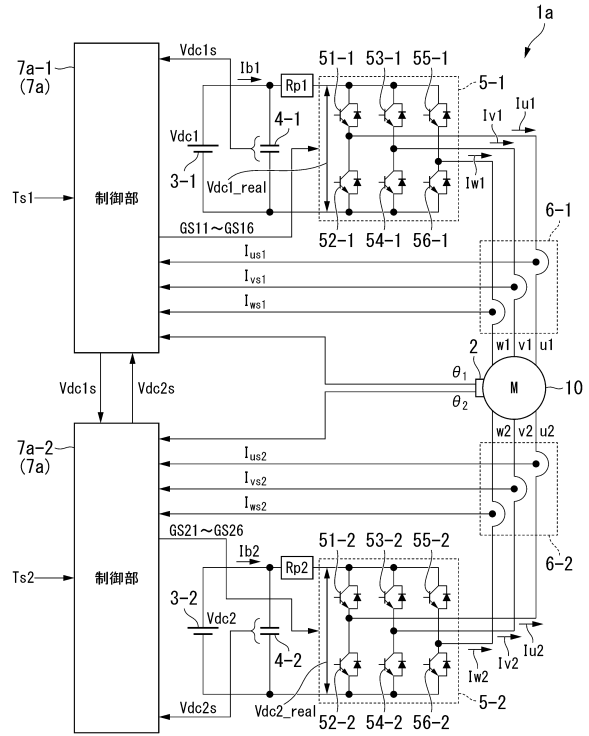
40

50

【図 9】



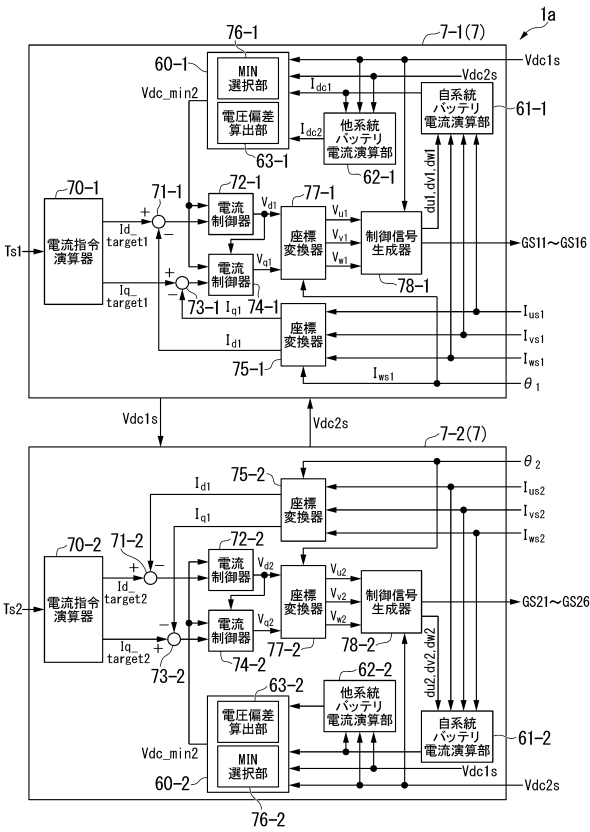
【図 10】



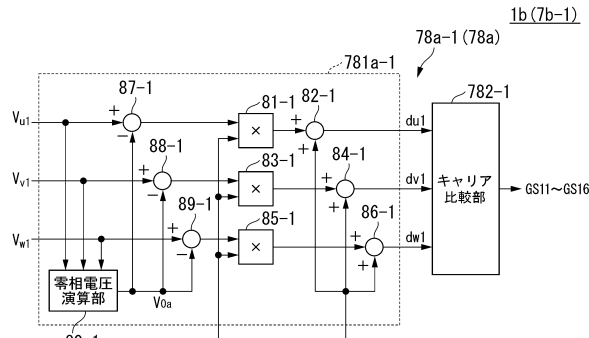
10

20

【図 11】



【図 12】

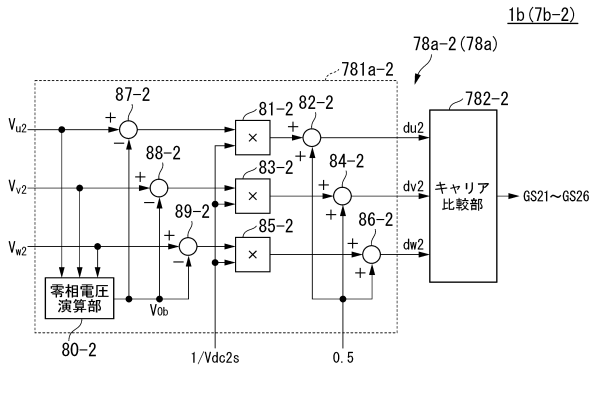


30

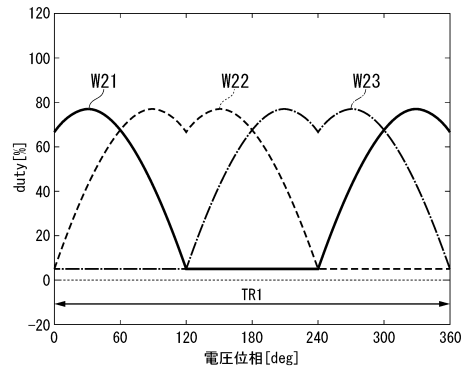
40

50

【 図 1 3 】

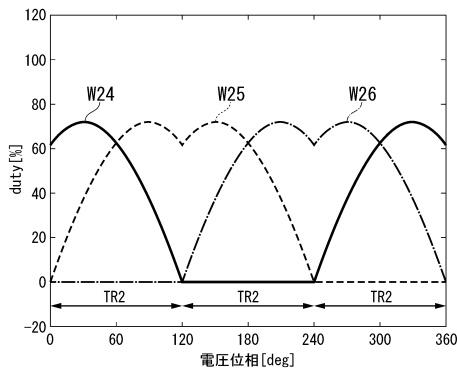


【 図 1 4 】

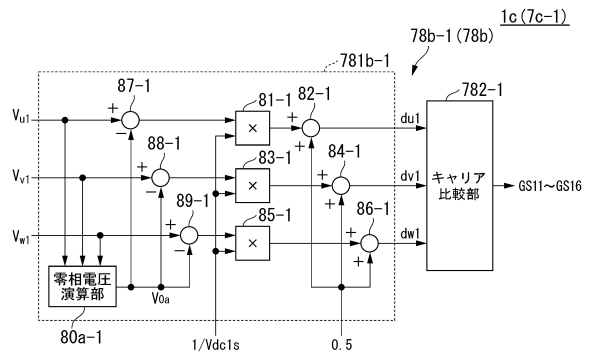


10

【 図 1 5 】

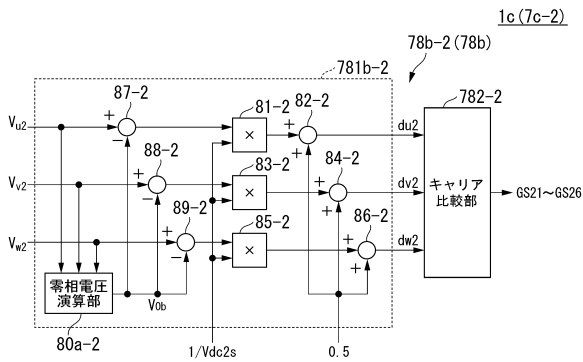


【 図 1 6 】

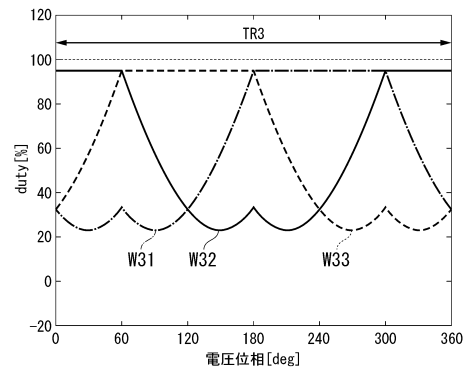


20

【 図 1 7 】



【 図 1 8 】

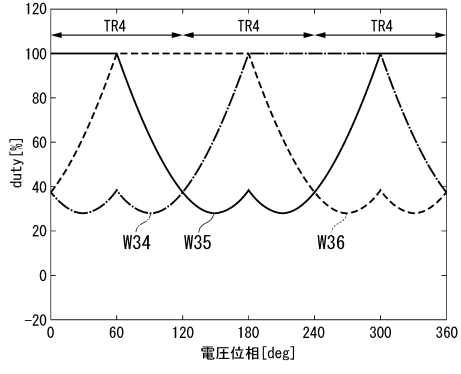


30

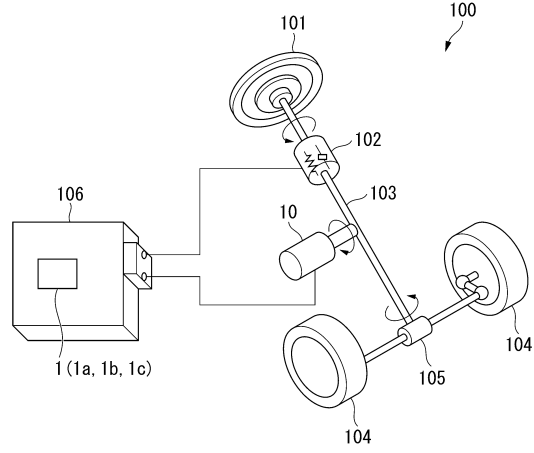
40

50

【 図 19 】



【 図 20 】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- 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 藤本 千明
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 佐藤 彰洋
(56)参考文献 国際公開第2021/059436(WO, A1)
特開2018-130007(JP, A)
(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02P 25/22