

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6279151号
(P6279151)

(45) 発行日 平成30年2月14日 (2018. 2. 14)

(24) 登録日 平成30年1月26日 (2018. 1. 26)

(51) Int. Cl.	F I
H O 2 P 6/18 (2016. 01)	H O 2 P 6/18
H O 2 P 6/28 (2016. 01)	H O 2 P 6/28
H O 2 P 21/24 (2016. 01)	H O 2 P 21/24
B 6 2 D 5/04 (2006. 01)	B 6 2 D 5/04

請求項の数 9 (全 35 頁)

(21) 出願番号	特願2017-515294 (P2017-515294)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成27年4月27日 (2015. 4. 27)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2015/062644		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87) 国際公開番号	W02016/174702	(74) 代理人	100110423
(87) 国際公開日	平成28年11月3日 (2016. 11. 3)		弁理士 曾我 道治
審査請求日	平成29年3月29日 (2017. 3. 29)	(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	100194939
			弁理士 別所 公博

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装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

Nを2以上の自然数としたとき、N組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を推定
回転位置として推定する交流回転機の制御装置であって、

N組の三相巻線のそれぞれに流れるN組の電流を検出して出力する電流検出器と、
前記交流回転機への制御指令と、前記電流検出器から入力された前記N組の電流とに基づいて、
前記N組の三相巻線のそれぞれへのN組の電圧指令を演算して出力する制御器と

、
入力された前記N組の電圧指令に基づいて、前記N組の三相巻線のそれぞれへ交流電圧
を印加する電力変換器と、

を備え、

前記制御器は、

入力された前記N組の電圧指令から電圧和を演算して出力する電圧和演算器と、

入力された前記N組の電流から電流和を演算して出力する電流和演算器と、

入力された前記電圧和と、入力された前記電流和とに基づいて、前記推定回転位置を
演算する回転位置推定器と、

を有し、

前記電圧和演算器は、

前記N組の電圧指令のいずれか1つをN倍にした値を、前記電圧和として演算し、

前記電流和演算器は、

10

20

前記N組の電流をそれぞれ加算した値を、前記電流和として演算する
交流回転機の制御装置。

【請求項2】

Nを2以上の自然数としたとき、N組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を推定
回転位置として推定する交流回転機の制御装置であって、

N組の三相巻線のそれぞれに流れるN組の電流を検出して出力する電流検出器と、
前記交流回転機への制御指令と、前記電流検出器から入力された前記N組の電流とに基
づいて、前記N組の三相巻線のそれぞれへのN組の電圧指令を演算して出力する制御器と

、
入力された前記N組の電圧指令に基づいて、前記N組の三相巻線のそれぞれへ交流電圧
を印加する電力変換器と、

を備え、

前記制御器は、

入力された前記N組の電圧指令から電圧和を演算して出力する電圧和演算器と、

入力された前記N組の電流から電流和を演算して出力する電流和演算器と、

入力された前記電圧和と、入力された前記電流和とに基づいて、前記推定回転位置を
演算する回転位置推定器と、

を有し、

前記電圧和演算器は、

前記N組の電圧指令をそれぞれ加算した値を、前記電圧和として演算し、

前記電流和演算器は、

前記N組の電流のいずれか1つをN倍にした値を、前記電流和として演算する

交流回転機の制御装置。

【請求項3】

前記制御器は、

入力された前記N組の電流を、前記推定回転位置に基づいて回転二軸上に座標変換す
ること、前記N組の三相巻線のそれぞれに流れるN組のd軸電流およびN組のq軸電流
を演算して出力する電流座標変換器と、

前記交流回転機への制御指令と、入力された前記N組のd軸電流および前記N組のq
軸電流とに基づいて、前記N組の電圧指令として、N組のd軸電圧指令およびN組のq軸
電圧指令を演算して出力する電流制御器と、

入力された前記N組のd軸電圧指令および前記N組のq軸電圧指令を、前記推定回転
位置に基づいて回転二軸上に座標変換すること、N組の三相電圧指令を演算して出力する
電圧座標変換器と、

を有し、

前記電圧和演算器は、

前記電圧和として、前記N組のd軸電圧指令からd軸電圧和、前記N組のq軸電圧指
令からq軸電圧和をそれぞれ演算し、

前記電流和演算器は、

前記電流和として、前記N組のd軸電流からd軸電流和、前記N組のq軸電流からq
軸電流和をそれぞれ演算する

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4】

前記Nは、2であり、

前記交流回転機は、2組の三相巻線として、第1三相巻線および第2三相巻線を有し、

前記電流検出器は、

前記第1三相巻線に流れる第1三相巻線電流を検出する第1電流検出器と、

前記第2三相巻線に流れる第2三相巻線電流を検出する第2電流検出器と、

によって構成され、

前記制御器は、

10

20

30

40

50

前記交流回転機への制御指令と、2組の電流として入力された前記第1三相巻線電流および前記第2三相巻線電流とに基づいて、前記第1三相巻線への第1三相電圧指令および前記第2三相巻線への第2三相電圧指令を演算し、

前記電力変換器は、

入力された前記第1三相電圧指令に基づいて、前記第1三相巻線へ前記交流電圧を印加する第1電力変換器と、

入力された前記第2三相電圧指令に基づいて、前記第2三相巻線へ前記交流電圧を印加する第2電力変換器と、

によって構成される

請求項1から3のいずれか1項に記載の交流回転機の制御装置。

10

【請求項5】

nを4以上の自然数としたとき、

前記制御器は、

前記第1三相電圧指令の位相と前記第2三相電圧指令の位相とが互いに $(180/n)$ 度だけずれるように、前記第1三相電圧指令および前記第2三相電圧指令を演算する

請求項4に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項6】

前記交流回転機は、永久磁石同期回転機であり、

nを4以上の自然数とし、mを自然数としたとき、

前記第1三相巻線と前記第2三相巻線とで $(180/n)$ 度の位相差を有し、

20

前記交流回転機が回転することで、前記第1三相巻線に誘起される第1三相誘起電圧と前記第2三相巻線に誘起される第2三相誘起電圧とのそれぞれに $(n \times m \pm 1)$ 次の成分が含まれる

請求項4または5に記載の交流回転機の制御装置。

【請求項7】

Nを2以上の自然数としたとき、N組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を推定回転位置として推定する交流回転機の制御装置であって、

N組の三相巻線のそれぞれに流れるN組の電流を検出して出力する電流検出器と、

前記交流回転機への制御指令と、前記電流検出器から入力された前記N組の電流とに基づいて、前記N組の三相巻線のそれぞれへのN組の電圧指令を演算して出力する制御器と

30

、

入力された前記N組の電圧指令に基づいて、前記N組の三相巻線のそれぞれへ交流電圧を印加する電力変換器と、

を備え、

前記制御器は、

入力された前記N組の電圧指令から電圧和を演算して出力する電圧和演算器と、

入力された前記N組の電流から電流和を演算して出力する電流和演算器と、

入力された前記電圧和と、入力された前記電流和とに基づいて、前記推定回転位置を演算する回転位置推定器と、

を有し、

40

前記Nは、2であり、

前記交流回転機は、2組の三相巻線として、第1三相巻線および第2三相巻線を有し、

前記電流検出器は、

前記第1三相巻線に流れる第1三相巻線電流を検出する第1電流検出器と、

前記第2三相巻線に流れる第2三相巻線電流を検出する第2電流検出器と、

によって構成され、

前記制御器は、

前記交流回転機への制御指令と、2組の電流として入力された前記第1三相巻線電流および前記第2三相巻線電流とに基づいて、前記第1三相巻線への第1三相電圧指令および前記第2三相巻線への第2三相電圧指令を演算し、

50

前記電力変換器は、

入力された前記第 1 三相電圧指令に基づいて、前記第 1 三相巻線へ前記交流電圧を印加する第 1 電力変換器と、

入力された前記第 2 三相電圧指令に基づいて、前記第 2 三相巻線へ前記交流電圧を印加する第 2 電力変換器と、

によって構成され、

前記交流回転機は、永久磁石同期回転機であり、

n を 4 以上の自然数とし、m を自然数としたとき、

前記第 1 三相巻線と前記第 2 三相巻線とで $(180/n)$ 度の位相差を有し、

前記交流回転機が回転することで、前記第 1 三相巻線に誘起される第 1 三相誘起電圧と前記第 2 三相巻線に誘起される第 2 三相誘起電圧とのそれぞれに $(n \times m \pm 1)$ 次の成分が含まれる

10

交流回転機の制御装置。

【請求項 8】

前記第 1 三相巻線と前記第 2 三相巻線とが互いに磁氣的に結合している

請求項 4 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】

請求項 1 から 8 のいずれか 1 項に記載の交流回転機の制御装置と、

操舵トルクを検出するトルク検出器と、

前記交流回転機が操舵トルクを補助するトルクを発生させるように、前記トルク検出器によって検出された前記操舵トルクに基づいて前記交流回転機への制御指令を演算する制御指令演算器と、

20

を備えた電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流回転機の回転位置を推定する交流回転機の制御装置、およびその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装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

30

交流回転機の回転動作を精度良く制御するには、交流回転機の回転位置と、交流回転機の巻線を通る電流とに関する情報が必要である。また、交流回転機の回転位置は、交流回転機に別途設けた回転位置センサによって取得されることがある。

【0003】

しかしながら、交流回転機に回転位置センサを別途設けた場合、コスト削減、省スペースおよび信頼性の向上という観点からデメリットが大きい。したがって、回転位置センサのセンサレス化を実現するために、回転位置推定機能が要求されている。

【0004】

また、回転位置センサが故障した場合に、推定した回転位置を用いて交流回転機を制御するように構成することで、回転位置センサが故障した場合にも交流回転機の運転を継続することが可能となる。したがって、回転位置センサが故障した場合に対応するためにも、回転位置推定機能が要求されている。

40

【0005】

そこで、従来では、同期電動機の誘起電圧が回転位置に依存することを利用し、同期電動機に印加される電圧と、同期電動機に流れる電流と、同期電動機の電気的定数とを用いて、回転位置を推定している（例えば、特許文献 1、非特許文献 1 および非特許文献 2 等参照）。また、特許文献 1、非特許文献 1 および非特許文献 2 に記載の回転位置推定方式は、「誘起電圧方式」と呼ばれ、幅広く認知されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

50

【0006】

【特許文献1】特許第4672236号公報

【非特許文献】

【0007】

【非特許文献1】竹下隆晴他著、「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレスDCモータ制御」T. IEE Japan, Vol. 117-D, No. 1、1997年発行、p. 98～104

【非特許文献2】市川真士他著、「回転座標系での拡張誘起電圧推定によるIPMSMのセンサレス制御」平成13年電気学会全国大会講演論文集4、2001年発行、p. 1401～1402

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

ここで、「誘起電圧方式」と呼ばれる回転位置推定方式では、前述したように、同期電動機に印加される電圧と、同期電動機に流れる電流と、同期電動機の電氣的定数とに関する情報が必要である。

【0009】

しかしながら、第1に、同期電動機の真の電氣的定数と、誘起電圧方式で用いられる電氣的定数との間で誤差が生じる場合、同期電動機の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間で誤差が生じる。

20

【0010】

第2に、同期電動機に印加される真の電圧と、誘起電圧方式で用いられる電圧との間で誤差が生じる場合、同期電動機の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間で誤差が生じる。

【0011】

なお、同期電動機に印加される電圧を検出するセンサを別途設けることはコストアップにつながるので、同期電動機に印加される電圧をセンサによって検出することはしない。そのため、誘起電圧方式では、同期電動機に印加される電圧に対応する電圧指令を用いて回転位置を推定する場合が多い。したがって、同期電動機に印加される真の電圧と、電圧指令との間の誤差について、特に、電力変換器のデッドタイムに起因する誤差が問題となる場合が多い。

30

【0012】

第3に、同期電動機に流れる真の電流と、誘起電圧方式で用いられる電流との間で誤差が生じる場合、同期電動機の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間で誤差が生じる。

【0013】

このように、誘起電圧方式で用いられる同期電動機の電氣的定数、電圧および電流等の物理量が、同期電動機の真の物理量に対して誤差が生じる場合において、同期電動機の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間で誤差が生じる。その結果として、同期電動機の制御性能が低下する。

40

【0014】

また、複数組の三相巻線を有する交流回転機において、複数組のうちの1組の三相巻線に対応する物理量に基づいて、誘起電圧方式で回転位置を推定する場合を考える。この場合、その1組の三相巻線に対応する真の物理量と、誘起電圧方式で用いられる物理量との間に誤差が生じると、同期電動機の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間に誤差が生じる。

【0015】

さらに、複数組の三相巻線を有する交流回転機において、複数組の各組の三相巻線に対応する物理量に基づいて、誘起電圧方式で各組ごとに回転位置を推定し、各組ごとに推定した回転位置の平均値を、最終的に推定した回転位置とする場合を考える。この場合、各

50

組ごとに推定した回転位置の誤差が平均化されこととなるので、最終的に推定した回転位置は、交流回転機の真の回転位置に対して、誤差が低減される。しかしながら、各組ごとに回転位置を推定するための回転位置演算を実施する必要がある。したがって、交流回転機の三相巻線の組数に応じて回転位置演算の演算量が増加し、その結果、回転位置推定機能を廉価なマイコンへ実装することが困難となる。

【0016】

本発明は、前記のような課題を解決するためになされたものであり、複数組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を従来よりも高精度に推定することを可能としつつ、回転位置推定機能の廉価なマイコンへの実装を容易にすることを可能とする交流回転機の制御装置、およびその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装置を得ることを目的とする。

10

【課題を解決するための手段】

【0017】

本発明における交流回転機の制御装置は、 N を2以上の自然数としたとき、 N 組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を推定回転位置として推定する交流回転機の制御装置であって、 N 組の三相巻線のそれぞれに流れる N 組の電流を検出して出力する電流検出器と、交流回転機への制御指令と、電流検出器から入力された N 組の電流とに基づいて、 N 組の三相巻線のそれぞれへの N 組の電圧指令を演算して出力する制御器と、入力された N 組の電圧指令に基づいて、 N 組の三相巻線のそれぞれへ交流電圧を印加する電力変換器と、を備え、制御器は、入力された N 組の電圧指令から電圧和を演算して出力する電圧和演算器と、入力された N 組の電流から電流和を演算して出力する電流和演算器と、入力された電圧和と、入力された電流和とに基づいて、推定回転位置を演算する回転位置推定器と、を有し、電圧和演算器は、 N 組の電圧指令のいずれか1つを N 倍にした値を、電圧和として演算し、電流和演算器は、 N 組の電流をそれぞれ加算した値を、電流和として演算するものである。

20

【0018】

本発明における電動パワーステアリング装置は、交流回転機の制御装置と、操舵トルクを検出するトルク検出器と、交流回転機が操舵トルクを補助するトルクを発生させるように、トルク検出器によって検出された操舵トルクに基づいて交流回転機への制御指令を演算する制御指令演算器と、を備えたものである。

30

【発明の効果】

【0019】

本発明によれば、 N を2以上の自然数としたとき、 N 組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を推定回転位置として推定する交流回転機の制御装置において、 N 組の三相巻線のそれぞれへ交流電圧を印加するための N 組の電圧指令から電圧和を演算する電圧和演算器と、 N 組の三相巻線のそれぞれに流れる N 組の電流から電流和を演算する電流和演算器と、電圧和演算器および電流和演算器のそれぞれの演算結果に基づいて、推定回転位置を演算する回転位置推定器を備えて構成する。これにより、複数組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を従来よりも高精度に推定することを可能としつつ、回転位置推定機能の廉価なマイコンへの実装を容易にすることを可能とする交流回転機の制御装置、およびその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装置を得ることができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0020】

【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を示す構成図である。

【図2】図1の交流回転機の第1三相巻線を示す構成図である。

【図3】図1の交流回転機の第2三相巻線を示す構成図である。

【図4】本発明の実施の形態1における交流回転機の制御装置によって推定される回転位置と、従来の誘起電圧方式で推定された回転位置とを比較するための説明図である。

【図5】本発明の実施の形態2における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である

50

。【図 6】本発明の実施の形態 3 における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。

。【図 7】本発明の実施の形態 4 における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。

。【図 8】本発明の実施の形態 4 において、第 1 三相電圧指令と第 2 三相電圧指令とで位相を 30 度ずらした場合の、第 1 三相巻線電流と、第 2 三相巻線電流と、第 1 三相巻線電流および第 2 三相巻線電流の和とをそれぞれ示した波形図である。

【図 9】本発明の実施の形態 5 における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。

10

【図 10】図 9 の交流回転機の第 1 三相巻線を示す構成図である。

【図 11】図 9 の交流回転機の第 2 三相巻線を示す構成図である。

【図 12】図 9 の交流回転機の第 1 三相巻線に誘起される第 1 三相誘起電圧を示す波形図である。

【図 13】図 9 の交流回転機の第 2 三相巻線に誘起される第 2 三相誘起電圧を示す波形図である。

【図 14】図 12 の第 1 三相誘起電圧を $d-q$ 軸に座標変換した回転二軸上における第 1 $d-q$ 軸誘起電圧を示す波形図である。

【図 15】図 13 の第 2 三相誘起電圧を $d-q$ 軸に座標変換した回転二軸上における第 2 $d-q$ 軸誘起電圧を示す波形図である。

20

【図 16】図 14 の第 1 $d-q$ 軸誘起電圧と、図 15 の第 2 $d-q$ 軸誘起電圧との和である $d-q$ 軸誘起電圧和を示す波形図である。

【図 17】本発明の実施の形態 6 における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。

【図 18】図 17 の交流回転機の第 1 三相巻線の U 相巻線および第 2 三相巻線の U 相巻線の等価回路を示す回路図である。

【図 19】本発明の実施の形態 7 における電動パワーステアリング装置の全体を示す構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0021】

30

以下、本発明によ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装置を、好適な実施の形態にしたがって図面を用いて説明する。なお、図面の説明においては、同一部分または相当部分には同一符号を付し、重複する説明を省略する。

【0022】

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を示す構成図である。図 2 は、図 1 の交流回転機 1 の第 1 三相巻線を示す構成図である。図 3 は、図 1 の交流回転機 1 の第 2 三相巻線を示す構成図である。なお、図 1 には、本実施の形態 1 における交流回転機の制御装置の制御対象である交流回転機 1 も併せて図示されている。

【0023】

40

図 1 に示すように、本実施の形態 1 における交流回転機の制御装置は、第 1 電流検出器 2、第 2 電流検出器 3、第 1 電力変換器 4、第 2 電力変換器 5 および制御器 6 を備える。

【0024】

交流回転機 1 は、同期回転機であり、2 組の三相巻線として、第 1 三相巻線および第 2 三相巻線を有する。具体的には、交流回転機 1 は、U 相巻線 U1、V 相巻線 V1 および W 相巻線 W1 から構成された第 1 三相巻線と、U 相巻線 U2、V 相巻線 V2 および W 相巻線 W2 から構成された第 2 三相巻線とを有する。また、交流回転機 1 は、永久磁石または界磁巻線によって界磁磁束が生じるように構成された回転子（図示せず）を有する。

【0025】

第 1 三相巻線および第 2 三相巻線について、図 2 および図 3 に示すように、U1 相およ

50

びU 2相と、V 1相およびV 2相と、W 1相およびW 2相とは、全て同位相に配置されている。また、交流回転機1の回転子によって生じる磁束の方向をd軸と定義し、d軸よりも電気角で90度進んだ方向をq軸と定義すると、図2および図3に示すように、U相巻線U 1およびd軸がなす角度と、U相巻線U 2およびd軸がなす角度とは、ともにθ度である。この角度θについて、交流回転機の真の回転位置θと呼ぶ。

【0026】

なお、本実施の形態1では、交流回転機1は、2組の三相巻線を有する永久磁石同期回転機である場合を例示して説明する。ただし、3組以上の三相巻線を有する永久磁石同期回転機、または界磁巻線式同期回転機に対しても、本願発明が適用可能である。

【0027】

ここで、第1三相巻線について、d-q軸座標上での電圧方程式は、以下の式(1)のように表され、第2三相巻線について、d-q軸座標上での電圧方程式は、以下の式(2)のように表される。

【0028】

【数1】

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{d1} & -\omega L_{q1} \\ \omega L_{d1} & R_1 + pL_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_1 \end{bmatrix} \cdots (1)$$

【0029】

【数2】

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_2 + pL_{d2} & -\omega L_{q2} \\ \omega L_{d2} & R_2 + pL_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_2 \end{bmatrix} \cdots (2)$$

【0030】

ただし、式(1)および式(2)において、V d 1は、第1三相巻線のd軸電圧、V d 2は、第2三相巻線のd軸電圧、V q 1は、第1三相巻線のq軸電圧、V q 2は、第2三相巻線のq軸電圧を示す。i d 1は、第1三相巻線のd軸電流、i d 2は、第2三相巻線のd軸電流、i q 1は、第1三相巻線のq軸電流、i q 2は、第2三相巻線のq軸電流を示す。R 1は、第1三相巻線の巻線抵抗、R 2は、第2三相巻線の巻線抵抗、L d 1は、第1三相巻線のd軸インダクタンス、L d 2は、第2三相巻線のd軸インダクタンス、L q 1は、第1三相巻線のq軸インダクタンス、L q 2は、第2三相巻線のq軸インダクタンスを示す。φ 1は、第1三相巻線の磁束鎖交数、φ 2は、第2三相巻線の磁束鎖交数、ωは、電気角速度、pは、微分演算子を示す。

【0031】

第1電流検出器2および第2電流検出器3のそれぞれは、シャント抵抗またはホール素子等の従来の電流検出器を用いて構成される。

【0032】

第1電流検出器2は、U相巻線U 1に流れるU相電流i 1 uと、V相巻線V 1に流れるV相電流i 1 vと、W相巻線W 1に流れるW相電流i 1 wとを検出する。なお、U相電流i 1 u、V相電流i 1 vおよびW相電流i 1 wを、第1三相巻線電流と総称する。また、第1電流検出器2は、検出した第1三相巻線電流を制御器6に出力する。

【0033】

第2電流検出器3は、U相巻線U 2に流れるU相電流i 2 uと、V相巻線V 2に流れるV相電流i 2 vと、W相巻線W 2に流れるW相電流i 2 wとを検出する。なお、U相電流i 2 u、V相電流i 2 vおよびW相電流i 2 wを、第2三相巻線電流と総称する。また、第2電流検出器3は、検出した第2三相巻線電流を制御器6に出力する。

【0034】

第1電力変換器4および第2電力変換器5のそれぞれは、インバータまたはマトリックスコンバータ等の従来の電力変換器を用いて構成される。

【0035】

第1電力変換器4は、後述する第1三相電圧指令に対して、従来の変調処理を施すことで、第1三相巻線のU相巻線U1、V相巻線V1およびW相巻線W1のそれぞれに交流電圧を印加する。

【0036】

第2電力変換器5は、後述する第2三相電圧指令に対して、従来の変調処理を施すことで、第2三相巻線のU相巻線U2、V相巻線V2およびW相巻線W2のそれぞれに交流電圧を印加する。

10

【0037】

なお、第1電力変換器4および第2電力変換器5のそれぞれによって行われる従来の変調処理としては、例えば、PWM(Pulse Width Modulation)方式またはPAM(Pulse Amplitude Modulation)方式等が挙げられる。

【0038】

制御器6は、マイコン、DSP(Digital Signal Processor)またはFPGA(Field Programmable Gate Array)等の演算器を用いて構成される。また、制御器6は、制御周期 T_c でデジタル制御され、入力された第1三相巻線電流、第2三相巻線電流および制御指令に基づいて、第1三相電圧指令および第2三相電圧指令を出力する。

20

【0039】

続いて、制御器6の各構成部について説明する。制御器6は、第1電流座標変換器7、第2電流座標変換器8、第1電流減算器9、第2電流減算器10、第1電流制御器11、第2電流制御器12、第1電圧座標変換器13、第2電圧座標変換器14、電圧加算器15、電流加算器16および回転位置推定器17を有する。

【0040】

第1電流座標変換器7は、第1電流検出器2から入力された第1三相巻線電流と、回転位置推定器17から入力された推定回転位置 θ_{est} とに基づいて、回転二軸に相当するd-q軸上の、第1d軸電流 i_{1dc} および第1q軸電流 i_{1qc} を演算する。なお、第1d軸電流 i_{1dc} および第1q軸電流 i_{1qc} を、第1dq軸電流と総称する。第1電流座標変換器7は、演算した第1dq軸電流を、第1電流減算器9および電流加算器16に出力する。

30

【0041】

第2電流座標変換器8は、第2電流検出器3から入力された第2三相巻線電流と、回転位置推定器17から入力された推定回転位置 θ_{est} とに基づいて、回転二軸に相当するd-q軸上の、第2d軸電流 i_{2dc} および第2q軸電流 i_{2qc} を演算する。なお、第2d軸電流 i_{2dc} および第2q軸電流 i_{2qc} を、第2dq軸電流と総称する。第2電流座標変換器8は、演算した第2dq軸電流を、第2電流減算器10および電流加算器16に出力する。

40

【0042】

第1電流減算器9および第2電流減算器10のそれぞれには、交流回転機1への制御指令として、d軸電流指令 i_d^* およびq軸電流指令 i_q^* が入力される。なお、d軸電流指令 i_d^* およびq軸電流指令 i_q^* を、dq軸電流指令と総称する。

【0043】

ここで、d軸電流指令 i_d^* は、第1d軸電流 i_{1dc} および第2d軸電流 i_{2dc} に対する指令値である。q軸電流指令 i_q^* は、第1q軸電流 i_{1qc} および第2q軸電流 i_{2qc} に対する指令値である。換言すると、dq軸電流指令は、交流回転機1を制御するための制御指令に相当する。なお、本実施の形態1では、dq軸電流指令を制御指令と

50

して設定する場合を例示しているが、従来技術の速度制御またはV／f制御等を利用する場合には、速度指令を制御指令として設定してもよい。

【0044】

第1電流減算器9は、d軸電流指令 i_d^* から、第1電流座標変換器7から入力された第1d軸電流 $i_{1d}c$ を減算した値を、偏差 $d i_{1d}$ として第1電流制御器11に出力する。第1電流減算器9は、q軸電流指令 i_q^* から、第1電流座標変換器7から入力された第1q軸電流 $i_{1q}c$ を減算した値を、偏差 $d i_{1q}$ として第1電流制御器11に出力する。偏差 $d i_{1d}$ および偏差 $d i_{1q}$ は、以下の式のように表される。

$$d i_{1d} = i_d^* - i_{1d}c$$

$$d i_{1q} = i_q^* - i_{1q}c$$

10

【0045】

第2電流減算器10は、d軸電流指令 i_d^* から、第2電流座標変換器8から入力された第2d軸電流 $i_{2d}c$ を減算した値を、偏差 $d i_{2d}$ として第2電流制御器12に出力する。第2電流減算器10は、q軸電流指令 i_q^* から、第2電流座標変換器8から入力された第2q軸電流 $i_{2q}c$ を減算した値を、偏差 $d i_{2q}$ として第2電流制御器12に出力する。偏差 $d i_{2d}$ および偏差 $d i_{2q}$ は、以下の式のように表される。

$$d i_{2d} = i_d^* - i_{2d}c$$

$$d i_{2q} = i_q^* - i_{2q}c$$

【0046】

第1電流制御器11は、第1電流減算器9から入力された偏差 $d i_{1d}$ および偏差 $d i_{1q}$ がともに零に一致するように、比例積分制御または比例制御を行うことで、回転二軸上の第1d軸電圧指令 v_{1d}^* および第1q軸電圧指令 v_{1q}^* を演算する。なお、第1d軸電圧指令 v_{1d}^* および第1q軸電圧指令 v_{1q}^* を、第1dq軸電圧指令と総称する。第1電流制御器11は、第1dq軸電圧指令を、第1電圧座標変換器13および電圧加算器15に出力する。

20

【0047】

第2電流制御器12は、第2電流減算器10から入力された偏差 $d i_{2d}$ および偏差 $d i_{2q}$ がともに零に一致するように、比例積分制御または比例制御を行うことで、回転二軸上の第2d軸電圧指令 v_{2d}^* および第2q軸電圧指令 v_{2q}^* を演算する。なお、第2d軸電圧指令 v_{2d}^* および第2q軸電圧指令 v_{2q}^* を、第2dq軸電圧指令と総称する。第2電流制御器12は、第2dq軸電圧指令を、第2電圧座標変換器14および電圧加算器15に出力する。

30

【0048】

第1電圧座標変換器13は、第1電流制御器11から入力された第1dq軸電圧指令から、第1三相巻線へのU相電圧指令 v_{1u}^* 、V相電圧指令 v_{1v}^* およびW相電圧指令 v_{1w}^* を演算する。なお、U相電圧指令 v_{1u}^* 、V相電圧指令 v_{1v}^* およびW相電圧指令 v_{1w}^* を、第1三相電圧指令と総称する。第1電圧座標変換器13は、演算した第1三相電圧指令を第1電力変換器4に出力する。

【0049】

第2電圧座標変換器14は、第2電流制御器12から入力された第2dq軸電圧指令から、第2三相巻線へのU相電圧指令 v_{2u}^* 、V相電圧指令 v_{2v}^* およびW相電圧指令 v_{2w}^* を演算する。なお、U相電圧指令 v_{2u}^* 、V相電圧指令 v_{2v}^* およびW相電圧指令 v_{2w}^* を、第2三相電圧指令と総称する。第2電圧座標変換器14は、演算した第2三相電圧指令を第2電力変換器5に出力する。

40

【0050】

電圧加算器15は、第1電流制御器11から入力された第1d軸電圧指令 v_{1d}^* と、第2電流制御器12から入力された第2d軸電圧指令 v_{2d}^* とを加算した値を、d軸電圧和 $V_{ds}um$ として回転位置推定器17に出力する。また、電圧加算器15は、第1電流制御器11から入力された第1q軸電圧指令 v_{1q}^* と、第2電流制御器12から入力された第2q軸電圧指令 v_{2q}^* とを加算した値を、q軸電圧和 $V_{qs}um$ として回転位

50

置推定器 17 に出力する。なお、d 軸電圧和 V_{dsum} および q 軸電圧和 V_{qsum} を d q 軸電圧和と総称する。また、電圧加算器 15 は、d q 軸電圧和を演算する電圧和演算器の一例である。

【0051】

電流加算器 16 は、第 1 電流座標変換器 7 から入力された第 1 d 軸電流 i_{1dc} と、第 2 電流座標変換器 8 から入力された第 2 d 軸電流 i_{2dc} とを加算した値を、d 軸電流和 I_{dsum} として回転位置推定器 17 に出力する。また、電流加算器 16 は、第 1 電流座標変換器 7 から入力された第 1 q 軸電流 i_{1qc} と、第 2 電流座標変換器 8 から入力された第 2 q 軸電流 i_{2qc} とを加算した値を、q 軸電流和 I_{qsum} として回転位置推定器 17 に出力する。なお、d 軸電流和 I_{dsum} および q 軸電流和 I_{qsum} を d q 軸電流和と総称する。また、電流加算器 16 は、d q 軸電流和を演算する電流和演算器の一例である。

10

【0052】

回転位置推定器 17 は、電圧加算器 15 から入力された d q 軸電圧和と、電流加算器 16 から入力された d q 軸電流和と、交流回転機 1 の電氣的定数の設定値とに基づいて、推定回転位置 θ_{est} を演算する。なお、ここでいう交流回転機 1 の電氣的定数とは、巻線抵抗、インダクタンスおよび磁束鎖交数を意味する。

【0053】

また、回転位置推定器 17 は、演算した推定回転位置 θ_{est} を、第 1 電流座標変換器 7、第 2 電流座標変換器 8、第 1 電圧座標変換器 13 および第 2 電圧座標変換器 14 に出力する。

20

【0054】

次に、回転位置推定器 17 による推定回転位置 θ_{est} の演算について説明する。ここで、第 1 三相巻線および第 2 三相巻線について、巻線抵抗、インダクタンスおよび磁束鎖交数がそれぞれ等しいものとして、式 (1) および式 (2) の両式の和を演算すると、以下の式 (3) のように表される。

【0055】

【数 3】

$$\begin{bmatrix} v_{d1} + v_{d2} \\ v_{q1} + v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{d1} & -\omega L_{q1} \\ \omega L_{d1} & R_1 + pL_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} + i_{d2} \\ i_{q1} + i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2\omega\phi_1 \end{bmatrix} \cdots (3)$$

30

【0056】

続いて、式 (3) において、 $v_{d1} + v_{d2}$ 、 $v_{q1} + v_{q2}$ 、 $i_{d1} + i_{d2}$ 、 $i_{q1} + i_{q2}$ は、それぞれ、d 軸電圧和 V_{dsum} 、q 軸電圧和 V_{qsum} 、d 軸電流和 I_{dsum} 、q 軸電流和 I_{qsum} に対応するものとして、電圧和方程式を、以下の式 (4) および式 (5) のように定義する。

【0057】

【数 4】

$$\begin{bmatrix} V_{dsum} \\ V_{qsum} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_c + pL_{dc} & -\omega L_{qc} \\ \omega L_{dc} & R_c + pL_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dsum} \\ I_{qsum} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\phi_c \end{bmatrix} \quad (\Delta\theta = 0 \text{ の場合})$$

...

40

【0058】

【数 5】

$$\begin{bmatrix} V_{dsum} \\ V_{qsum} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_c + pL_{dc} & -\omega L_{qc} \\ \omega L_{dc} & R_c + pL_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dsum} \\ I_{qsum} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \phi_c \sin(\Delta \theta) \\ \omega \phi_c \cos(\Delta \theta) \end{bmatrix} \quad (\Delta \theta \neq 0 \text{ の場合})$$

・・・(5)

【0059】

ただし、式(4)および式(5)において、 R_c 、 L_{dc} 、 L_{qc} および ϕ_c は、回転位置推定器17に設定される電氣的定数を示す。具体的には、 R_c は、巻線抵抗の設定値、 L_{dc} は、d軸インダクタンスの設定値、 L_{qc} は、q軸インダクタンスの設定値、 ϕ_c は、磁束鎖交数の設定値を示す。また、 $\Delta \theta$ は、回転位置誤差を示し、この回転位置誤差は、推定回転位置 θ_{est} から、真の回転位置 θ を減算した値に相当する。

10

【0060】

なお、巻線抵抗の設定値 R_c は、巻線抵抗 R_1 および巻線抵抗 R_2 の仕様値または実測値となるように設定される。 d 軸インダクタンスの設定値 L_{dc} は、 d 軸インダクタンス L_{d1} および d 軸インダクタンス L_{d2} の仕様値または実測値となるように設定される。 q 軸インダクタンスの設定値 L_{qc} は、 q 軸インダクタンス L_{q1} および q 軸インダクタンス L_{q2} の仕様値または実測値となるように設定される。磁束鎖交数の設定値 ϕ_c は、磁束鎖交数 ϕ_1 および磁束鎖交数 ϕ_2 の仕様値または実測値の2倍の値になるように設定される。

20

【0061】

続いて、制御器6が制御周期 T_c で演算する d 軸電圧和 V_{dsum} 、 q 軸電圧和 V_{qsum} 、 d 軸電流和 I_{dsum} および q 軸電流和 I_{qsum} を、サンプル番号 n を用いて、 d 軸電圧和 $V_{dsum}(n)$ 、 q 軸電圧和 $V_{qsum}(n)$ 、 d 軸電流和 $I_{dsum}(n)$ および q 軸電流和 $I_{qsum}(n)$ と表記する。また、制御器6によって推定される回転速度を ω_{est} とする。この場合、式(4)に対して、以下の式(6)のように表される近似式を適用することで、以下の式(7)が得られる。

【0062】

【数 6】

$$\frac{dI}{dt} = \frac{I(n) - I(n-1)}{T_c} \quad \dots (6)$$

30

【0063】

【数 7】

$$\begin{bmatrix} I_{dsum_cal}(n) \\ I_{qsum_cal}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_c}{L_{dc}} T_c & -\omega_{est} \frac{L_{qc}}{L_{dc}} T_c \\ -\omega_{est} \frac{L_{dc}}{L_{qc}} T_c & 1 - \frac{R_c}{L_{qc}} T_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dsum}(n-1) \\ I_{qsum}(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T_c}{L_{dc} L_{qc}} \begin{bmatrix} L_{qc} V_{dsum}(n-1) \\ L_{dc} V_{qsum}(n-1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ L_{dc} \omega_{est} \phi_c \end{bmatrix}$$

・・・(7)

40

【0064】

同様に、式(5)に対して、式(6)のように表される近似式を適用することで、以下の式(8)が得られる。

【0065】

【数 8】

$$\begin{bmatrix} I_{dsum}(n) \\ I_{qsum}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_c}{L_{dc}} T_c & -\omega \frac{L_{qc}}{L_{dc}} T_c \\ -\omega \frac{L_{dc}}{L_{qc}} T_c & 1 - \frac{R_c}{L_{qc}} T_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dsum}(n-1) \\ I_{qsum}(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T_c}{L_{dc} L_{qc}} \begin{bmatrix} L_{qc} V_{dsum}(n-1) \\ L_{dc} V_{qsum}(n-1) \end{bmatrix} - \omega \phi_c \begin{bmatrix} -L_{qc} \sin(\Delta \theta) \\ L_{dc} \cos(\Delta \theta) \end{bmatrix}$$

... (8)

10

【0066】

続いて、式（8）から式（7）を減算することで、以下の式（9）が得られる。

【0067】

【数 9】

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{dsum}(n) \\ \Delta I_{qsum}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dsum}(n) - I_{dsum_cal}(n) \\ I_{qsum}(n) - I_{qsum_cal}(n) \end{bmatrix} = \frac{\phi_c T_c}{L_{dc} L_{qc}} \begin{bmatrix} \omega L_{qc} \sin(\Delta \theta) \\ \omega_{est} L_{dc} - \omega L_{dc} \cos(\Delta \theta) \end{bmatrix} \doteq \frac{\phi_c T_c}{L_{dc} L_{qc}} \begin{bmatrix} \omega L_{qc} \Delta \theta \\ L_{dc} \Delta \omega \end{bmatrix}$$

... (9)

20

【0068】

ただし、式（9）において、 $\Delta \theta = 0$ として、 $\sin(\Delta \theta) = \Delta \theta$ 、 $\cos(\Delta \theta) = 1$ と近似している。また、回転速度誤差 $\Delta \omega$ として、 $\Delta \omega = \omega_{est} - \omega$ としている。

また、式（9）において、d軸電流誤差 $\Delta I_{dsum}(n)$ は、回転位置誤差 $\Delta \theta$ に比例し、q軸電流誤差 $\Delta I_{qsum}(n)$ は、回転速度誤差 $\Delta \omega$ に比例する。

【0069】

次に、回転位置推定器17による推定回転位置 θ_{est} の演算について、式（7）、式（8）および式（9）を参照しながらさらに説明する。

30

【0070】

式（7）において、サンプル番号 n の1つ前の $n-1$ 番目でのサンプル値である、d軸電圧和 $V_{dsum}(n-1)$ 、q軸電圧和 $V_{qsum}(n-1)$ 、d軸電流和 $I_{dsum}(n-1)$ およびq軸電流和 $I_{qsum}(n-1)$ と、制御器6によって推定された回転速度 ω_{est} とから、d軸電流和 $I_{dsum_cal}(n)$ およびq軸電流和 $I_{qsum_cal}(n)$ が演算される。

【0071】

また、式（7）は、 $\Delta \theta = 0$ 、 $\omega_{est} = \omega$ であるものとして、式（4）および式（6）から導出される。したがって、 $\Delta \theta = 0$ 、 $\omega_{est} = \omega$ である場合、式（7）の左辺の項である $I_{dsum_cal}(n)$ および $I_{qsum_cal}(n)$ は、サンプル番号 n のd軸電流和 $I_{dsum}(n)$ およびq軸電流和 $I_{qsum}(n)$ と一致する。一方、 $\omega_{est} \neq \omega$ である場合、 $I_{dsum_cal}(n)$ および $I_{qsum_cal}(n)$ は、d軸電流和 $I_{dsum}(n)$ およびq軸電流和 $I_{qsum}(n)$ と一致しない。

40

【0072】

さらに、d軸電圧和 $V_{dsum}(n-1)$ に対応する第1d軸電圧指令 $v1d^*$ および第2d軸電圧指令 $v2d^*$ と、q軸電圧和 $V_{qsum}(n-1)$ に対応する第1q軸電圧指令 $v1q^*$ および第2q軸電圧指令 $v2q^*$ とが、交流回転機1に印加されるとする。この場合、d軸電流和 $I_{dsum}(n)$ およびq軸電流和 $I_{qsum}(n)$ は、式（8）の関係を満たす。

【0073】

50

そこで、回転位置推定器17は、式(7)に従って、d軸電圧和 $V_{dsum}(n-1)$ 、q軸電圧和 $V_{qsum}(n-1)$ 、d軸電流和 $I_{dsum}(n-1)$ およびq軸電流和 $I_{qsum}(n-1)$ と、制御器6によって推定された回転速度 ω_{est} とから、 $I_{dsum_cal}(n)$ および $I_{qsum_cal}(n)$ を演算する。

【0074】

続いて、回転位置推定器17は、演算した $I_{dsum_cal}(n)$ と、電流加算器16から入力されたd軸電流和 $I_{dsum}(n)$ との差である $\Delta I_{dsum}(n)$ が0となるように制御することで、式(9)に従って、回転位置誤差 $\Delta\theta$ を0に収束させる。すなわち、回転位置推定器17は、d軸電流誤差 $\Delta I_{dsum}(n)$ が0となるように推定回転位置 θ_{est} を演算する。

10

【0075】

同様に、回転位置推定器17は、演算した $I_{qsum_cal}(n)$ と電流加算器16から入力されたq軸電流和 $I_{qsum}(n)$ との差である $\Delta I_{qsum}(n)$ が0となるように制御することで、式(9)に従って、回転速度誤差 $\Delta\omega$ を0に収束させる。すなわち、回転位置推定器17は、q軸電流誤差 $\Delta I_{qsum}(n)$ が0となるように回転速度 ω_{est} を演算する。

【0076】

次に、本実施の形態1における交流回転機の制御装置によって得られる効果について説明する。ここで、第1三相巻線についての電圧方程式である式(1)と、第2三相巻線についての電圧方程式である式(2)とは、一般的な同期回転機の電圧方程式である。また、例えば非特許文献1に記載の「誘起電圧方式」と呼ばれる回転位置推定方式を用いる場合を考える。

20

【0077】

この場合、第1dq軸電圧指令と、第1dq軸電流とに基づいて、式(1)から、回転位置を推定することが可能である。同様に、第2dq軸電圧指令と、第2dq軸電流とに基づいて、式(2)から、回転位置を推定することも可能である。

【0078】

続いて、第1三相巻線および第2三相巻線の2組の三相巻線のうち、一方の三相巻線を選択し、選択した三相巻線に対応する物理量に基づいて、誘起電圧方式で回転位置を推定する場合をさらに考える。この場合、交流回転機1の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間に誤差が生じる。なお、ここでは、一例として、第1三相巻線を選択するものとする。

30

【0079】

具体的には、第1三相巻線への電圧指令として制御器6によって演算される電圧指令と、第1三相巻線に実際に印加される電圧との間で誤差が生じる場合、交流回転機1の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間に誤差が生じる。

【0080】

また、第1三相巻線に対応する第1電流検出器2によって検出された第1三相巻線電流と、第1三相巻線に実際に流れる電流との間で誤差が生じる場合、交流回転機1の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間に誤差が生じる。

40

【0081】

さらに、第1三相巻線の電氣的定数の設定値と、第1三相巻線の実際の電氣定数との間に誤差が生じる場合、交流回転機1の真の回転位置と、誘起電圧方式で推定された回転位置との間に誤差が生じる。

【0082】

そこで、本実施の形態1における交流回転機の制御装置では、第1三相電圧指令および第2三相電圧指令の和に対応するdq軸電圧和と、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流の和に対応するdq軸電流和とに基づいて、回転位置を推定するように構成している。このように構成することで、誘起電圧方式で用いられる電氣的定数、電圧および電流等の物理量について、交流回転機1の真の物理量に対する誤差の影響を平均化する効果が得

50

られる。その結果、推定される回転位置の誤差の低減が可能となる。

【0083】

続いて、本実施の形態1における交流回転機の制御装置によって得られる効果について、図4を参照しながらさらに説明する。図4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によって推定される回転位置と、従来の誘起電圧方式で推定される回転位置とを比較するための説明図である。

【0084】

図4では、電氣的定数の1つである巻線抵抗の設定値 R_c に対して、第1三相巻線の巻線抵抗 R_1 を変動させた場合において、本実施の形態1における交流回転機の制御装置によって推定される回転位置の変化のシミュレーション結果が図示されている。

10

【0085】

図4では、比較のために、従来の誘起電圧方式で推定された回転位置の変化のシミュレーション結果も併せて図示されている。なお、ここでは、従来の誘起電圧方式として、第1dq軸電圧指令と、第1dq軸電流とに基づいて、式(1)から、回転位置が推定される場合を例示する。

【0086】

また、図4において、横軸は、以下の式で表される抵抗誤差 ΔR [%]を示し、縦軸は、回転位置誤差 $\Delta \theta$ [deg]を示す。

$$\Delta R = (R_1 - R_c) / R_c \times 100$$

【0087】

20

ここで、図4に示すように、従来の誘起電圧方式に対して、本実施の形態1における交流回転機の制御装置の方が、抵抗誤差 ΔR に対して、回転位置誤差 $\Delta \theta$ が小さい。この理由としては、以下のように考えることができる。

【0088】

すなわち、第1三相巻線の電氣的定数の設定値と、第1三相巻線の実際の電氣定数との間に x [%]の誤差が生じた場合、回転位置推定器17は、回転位置を推定回転位置 θ_{est} として推定する際に、この x [%]の誤差分だけ影響を受けることとなる。

【0089】

しかしながら、回転位置推定器17において、第1三相電圧指令および第2三相電圧指令の和に対応するdq軸電圧和と、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流の和に対応するdq軸電流和とに基づいて、回転位置を推定するように構成している。したがって、第1三相巻線に起因した x [%]の誤差の影響は、第1三相巻線と第2三相巻線との間で平均化されることとなる。そのため、回転位置推定器17において、回転位置が推定回転位置 θ_{est} として推定される際に受ける影響は、 x [%]の誤差分から $(x/2)$ [%]の誤差分に低減される。

30

【0090】

以上の理由から、従来の誘起電圧方式に対して、本実施の形態1における交流回転機の制御装置の方が、抵抗誤差 ΔR に対して、回転位置誤差 $\Delta \theta$ が小さい。

【0091】

また、ここでは、第1三相巻線の電氣的定数の1つである巻線抵抗の設定値 R_c と、第1三相巻線の実際の巻線抵抗 R_1 との間に誤差が生じる場合を例示しながら、従来の誘起電圧方式に対して、本実施の形態1における交流回転機の制御装置の方が、回転位置誤差 $\Delta \theta$ が小さくなるという効果が得られることを示した。しかしながら、以下の場合においても、同様の効果が得られるといえる。

40

【0092】

すなわち、第1に、第1三相巻線および第2三相巻線のそれぞれについて、巻線抵抗以外の電氣的定数の設定値と、実際の電氣的定数との間に誤差が生じる場合も、同様の効果が得られる。

【0093】

第2に、第1三相巻線への電圧指令として制御器6によって演算される電圧指令と、第

50

1 三相巻線に実際に印加される電圧との間で誤差が生じる場合も、同様の効果が得られる。また、第3に、第2三相巻線への電圧指令として制御器6によって演算される電圧指令と、第2三相巻線に実際に印加される電圧との間で誤差が生じる場合も、同様の効果が得られる。

【0094】

第4に、第1三相巻線に対応する第1電流検出器2によって検出された第1三相巻線電流と、第1三相巻線に実際に流れる電流との間で誤差が生じる場合も、同様の効果が得られる。また、第5に、第2三相巻線に対応する第2電流検出器3によって検出された第2三相巻線電流と、第2三相巻線に実際に流れる電流との間で誤差が生じる場合も、同様の効果が得られる。

10

【0095】

このように、本実施の形態1における交流回転機の制御装置では、誘起電圧方式で用いられる物理量について、交流回転機1の真の物理量に対する誤差の影響を平均化する効果が得られる。その結果、推定される回転位置の誤差の低減が可能となる。

【0096】

また、さらなる比較例として、従来の誘起電圧方式で、第1三相巻線および第2三相巻線の各組ごとに回転位置を推定し、各組ごとに推定した回転位置の平均値を、最終的に推定した回転位置とする場合を考える。

【0097】

すなわち、第1三相巻線に対応する物理量から推定された回転位置である回転位置 θ_{est1} と、第2三相巻線に対応する物理量から推定された回転位置である θ_{est2} との平均値を、最終的に推定した回転位置とする場合を考える。この平均値は、以下の式のように表される。

20

$$\text{平均値} = (\theta_{est1} + \theta_{est2}) / 2$$

【0098】

この場合、回転位置 θ_{est1} および回転位置 θ_{est2} の両方を演算する必要があり、その結果、演算量が膨大となる。したがって、このような比較例における回転位置推定機能を、廉価なマイコンへ実装することが困難になるという課題がある。

【0099】

これに対して、本実施の形態1における交流回転機の制御装置では、電圧加算器15および電流加算器16を新たに追加するのみの構成によって、回転位置 θ_{est1} および回転位置 θ_{est2} の両方を演算しなくても、前述した効果を得つつ、廉価なマイコンにも実装が可能であるといったさらなる効果も得られる。

30

【0100】

以上、本実施の形態1によれば、2組のd軸電圧指令をそれぞれ加算した値を、d軸電圧和として演算し、2組のq軸電圧指令をそれぞれ加算した値を、q軸電圧和として演算し、2組のd軸電流をそれぞれ加算した値を、d軸電流和として演算し、2組のq軸電流をそれぞれ加算した値を、q軸電流和として演算するように構成する。また、d軸電圧和およびq軸電圧和と、d軸電流和およびq軸電流和とに基づいて、推定回転位置を演算するように構成する。

40

【0101】

このように、2組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を推定するにあたって、第1三相電圧指令および第2三相電圧指令の和に対応するdq軸電圧和と、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流の和に対応するdq軸電流和とを用いる構成としている。そのため、交流回転機の真の物理量に対する誤差の影響を平均化する効果が得られる。その結果、従来と比べて、回転位置を高精度に推定することが可能となる。

【0102】

また、各組ごとに回転位置を推定するための回転位置演算を実施する必要がないので、回転位置推定器の個数を増やす必要がなく、その結果、回転位置推定機能を廉価なマイコンへ実装することが可能となる。

50

【0103】

なお、本実施の形態1では、2組の三相巻線として、第1三相巻線および第2三相巻線を有する交流回転機に対して本願発明を適用する場合を例示したが、これに限定されず、3組以上の三相巻線を有する交流回転機に対しても本願発明を適用することができる。すなわち、Nを2以上の自然数としたとき、N組の三相巻線を有する交流回転機に対して、本願発明を適用することができる。

【0104】

また、N組の三相巻線を有する交流回転機に対して、本願発明を適用する場合、交流回転機の制御装置を以下のように構成すればよい。

【0105】

すなわち、N組の三相巻線のそれぞれに流れるN組の三相巻線電流を検出して出力する電流検出器と、交流回転機への制御指令と、電流検出器から入力されたN組の三相巻線電流とに基づいて、N組の三相巻線のそれぞれへのN組の三相電圧指令を演算して出力する制御器と、入力されたN組の三相電圧指令に基づいて、N組の三相巻線のそれぞれへ交流電圧を印加する電力変換器と、を備えるように構成する。

【0106】

また、電流座標変換器は、入力されたN組の三相巻線電流を、推定回転位置 θ_{est} に基づいて回転二軸上に座標変換することでN組の三相巻線のそれぞれに流れるN組のd軸電流およびN組のq軸電流を演算して出力する。電流制御器は、交流回転機への制御指令と、入力されたN組のd軸電流およびN組のq軸電流とに基づいて、N組のd軸電圧指令およびN組のq軸電圧指令を演算して出力する。

【0107】

電圧座標変換器は、入力されたN組のd軸電圧指令およびN組のq軸電圧指令を、推定回転位置 θ_{est} に基づいて回転二軸上に座標変換することでN組の三相電圧指令を演算して出力する。

【0108】

電圧和演算器は、入力されたN組のd軸電圧指令からd軸電圧和 V_{dsum} を演算して出力し、入力されたN組のq軸電圧指令からq軸電圧和 V_{qsum} を演算して出力する。より具体的には、電圧和演算器は、N組のd軸電圧指令をそれぞれ加算した値を、d軸電圧和 V_{dsum} として演算し、N組のq軸電圧指令をそれぞれ加算した値を、q軸電圧和 V_{qsum} として演算する。

【0109】

電流和演算器は、入力されたN組のd軸電流からd軸電流和 I_{dsum} を演算して出力し、入力されたN組のq軸電流からq軸電流和 I_{qsum} を演算して出力する。より具体的には、電流和演算器は、N組のd軸電流をそれぞれ加算した値を、d軸電流和 I_{dsum} として演算し、N組のq軸電流をそれぞれ加算した値を、q軸電流和 I_{qsum} として演算する。

【0110】

回転位置推定器17は、入力されたd軸電圧和 V_{dsum} およびq軸電圧和 V_{qsum} と、入力されたd軸電流和 I_{dsum} およびq軸電流和 I_{qsum} とに基づいて、推定回転位置 θ_{est} を演算する。

【0111】

N組の三相巻線を有する交流回転機に対して本願発明を適用する場合、交流回転機の制御装置をこのように構成することで、2組の三相巻線を有する交流回転機1に対して本願発明を適用することで得られる効果と同様の効果を得ることができる。

【0112】

すなわち、複数組の三相巻線を有する交流回転機の回転位置を従来よりも高精度に推定することが可能となり、さらに、回転位置推定機能の廉価なマイコンへの実装を容易にすることが可能となる。

【0113】

10

20

30

40

50

なお、回転位置の推定方法は、本実施の形態 1 で述べた方法に限定されず、交流回転機の電圧指令、電流、および電氣的定数に基づいて推定する方式であればどのような方式にも本願発明を適用することができる。

【0114】

実施の形態 2.

本発明の実施の形態 2 では、先の実施の形態 1 に対して、第 1 d q 軸電圧指令および第 2 d q 軸電圧指令の一方を 2 倍にした値を、d q 軸電圧和として演算するように構成する場合について説明する。なお、本実施の形態 2 では、先の実施の形態 1 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 と異なる点を中心に説明する。

【0115】

図 5 は、本発明の実施の形態 2 における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。図 5 に示すように、本実施の形態 2 における交流回転機の制御装置は、第 1 電流検出器 2、第 2 電流検出器 3、第 1 電力変換器 4、第 2 電力変換器 5 および制御器 6 A を備える。

【0116】

また、制御器 6 A は、第 1 電流座標変換器 7、第 2 電流座標変換器 8、第 1 電流減算器 9、第 2 電流減算器 10、第 1 電流制御器 11、第 2 電流制御器 12、第 1 電圧座標変換器 13、第 2 電圧座標変換器 14、電流加算器 16、回転位置推定器 17、乗算器 21 および乗算器 22 を有する。制御器 6 A は、制御器 6 と比較すると、電圧和演算器として、電圧加算器 15 の代わりに、乗算器 21 および乗算器 22 を有する

【0117】

乗算器 21 は、第 1 電流制御器 11 から入力された第 1 d 軸電圧指令 v_{1d}^* を 2 倍にした値を、d 軸電圧和 $V_{ds}um$ として演算し、演算した d 軸電圧和 $V_{ds}um$ を回転位置推定器 17 に出力する。

【0118】

乗算器 22 は、第 1 電流制御器 11 から入力された第 1 q 軸電圧指令 v_{1q}^* を 2 倍にした値を、q 軸電圧和 $V_{qs}um$ として演算し、演算した q 軸電圧和 $V_{qs}um$ を回転位置推定器 17 に出力する。

【0119】

このように、本実施の形態 2 では、先の実施の形態 1 における電圧加算器 15 の演算結果の代わりに、乗算器 21 および乗算器 22 の演算結果を、回転位置推定器 17 に入力するように構成している。

【0120】

次に、本実施の形態 2 における交流回転機の制御装置によって得られる効果について説明する。

【0121】

ここで、前述したように、第 1 電力変換器 4、第 2 電力変換器 5 は、PWM 方式または PAM 方式を用いて、それぞれ、第 1 三相巻線、第 2 三相巻線に交流電圧を印加する。この場合、第 1 三相巻線電流および第 2 三相巻線電流には、交流回転機 1 にトルクを生じさせるための基本成分の他に、キャリア周波数の整数倍等の高調波成分が含まれる。

【0122】

したがって、第 1 三相巻線電流または第 2 三相巻線電流を用いて回転位置を推定する場合、三相巻線電流に含まれる高調波成分が少ないほど、推定される回転位置に含まれる高調波成分を低減することができる。

【0123】

本実施の形態 2 では、第 1 三相巻線電流および第 2 三相巻線電流の和に対応する d q 軸電流和を用いて回転位置を推定するように構成している。したがって、第 1 三相巻線電流および第 2 三相巻線電流の和について、基本波成分に対する高調波成分の含有割合が、第 1 三相巻線電流および第 2 三相巻線電流のそれぞれと比較して、低下することとなる。

【0124】

10

20

30

40

50

このように、本実施の形態 2 では、推定回転位置 θ_{est} に含まれる高調波成分の影響を低減するように、第 1 三相巻線電流および第 2 三相巻線電流の和に対応する dq 軸電流和を用いて回転位置を推定するように構成している。したがって、 dq 軸電圧和として、第 1 dq 軸電圧指令を 2 倍にした値を使用しても、先の実施の形態 1 と同様の効果が得られる。

【0125】

なお、本実施の形態 2 では、第 1 dq 軸電圧指令を 2 倍にした値を、 dq 軸電圧和として演算するように構成する場合を例示した。しかしながら、第 2 d 軸電圧指令 v_{2d} を 2 倍にした値を、 d 軸電圧和 V_{dsum} として演算し、第 2 q 軸電圧指令 v_{2q} を 2 倍にした値を、 q 軸電圧和 V_{qsum} として演算するように構成してもよい。このように、2 組の d 軸電圧指令のいずれか 1 つを 2 倍にした値を、 d 軸電圧和 V_{dsum} として演算し、2 組の q 軸電圧指令のいずれか 1 つを 2 倍にした値を、 q 軸電圧和 V_{qsum} として演算するように構成してもよい。

10

【0126】

以上、本実施の形態 2 によれば、先の実施の形態 1 に対して、2 組の d 軸電圧指令のいずれか 1 つを 2 倍にした値を、 d 軸電圧和として演算し、2 組の q 軸電圧指令のいずれか 1 つを 2 倍にした値を、 q 軸電圧和として演算するように構成する。これにより、先の実施の形態 1 と同様の効果が得られる。

【0127】

なお、先の実施の形態 1 と同様に、 N 組の三相巻線を有する交流回転機に対して、本願発明を適用する場合、電圧和演算器は、 N 組の d 軸電圧指令のいずれか 1 つを N 倍にした値を、 d 軸電圧和 V_{dsum} として演算し、 N 組の q 軸電圧指令のいずれか 1 つを N 倍にした値を、 q 軸電圧和 V_{qsum} として演算するように構成すればよい。

20

【0128】

実施の形態 3.

本発明の実施の形態 3 では、先の実施の形態 1 に対して、第 1 dq 軸電流および第 2 dq 軸電流の一方を 2 倍にした値を、 dq 軸電流和として演算するように構成する場合について説明する。なお、本実施の形態 3 では、先の実施の形態 1 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 と異なる点を中心に説明する。

【0129】

図 6 は、本発明の実施の形態 3 における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。図 6 に示すように、本実施の形態 3 における交流回転機の制御装置は、第 1 電流検出器 2、第 2 電流検出器 3、第 1 電力変換器 4、第 2 電力変換器 5 および制御器 6 B を備える。

30

【0130】

また、制御器 6 B は、第 1 電流座標変換器 7、第 2 電流座標変換器 8、第 1 電流減算器 9、第 2 電流減算器 10、第 1 電流制御器 11、第 2 電流制御器 12、第 1 電圧座標変換器 13、第 2 電圧座標変換器 14、電圧加算器 15、回転位置推定器 17、乗算器 31 および乗算器 32 を有する。制御器 6 B は、制御器 6 と比較すると、電流和演算器として、電流加算器 16 の代わりに、乗算器 31 および乗算器 32 を有する。

40

【0131】

乗算器 31 は、第 1 電流座標変換器 7 から入力された第 1 d 軸電流 i_{1dc} を 2 倍にした値を、 d 軸電流和 I_{dsum} として演算し、演算した d 軸電流和 I_{dsum} を回転位置推定器 17 に出力する。

【0132】

乗算器 32 は、第 1 電流座標変換器 7 から入力された第 1 q 軸電流 i_{1qc} を 2 倍にした値を、 q 軸電流和 I_{qsum} として演算し、演算した q 軸電流和 I_{qsum} を回転位置推定器 17 に出力する。

【0133】

このように、本実施の形態 3 では、先の実施の形態 1 における電流加算器 16 の演算結

50

果の代わりに、乗算器 3 1 および乗算器 3 2 の演算結果を、回転位置推定器 1 7 に入力するように構成している。

【0134】

次に、本実施の形態 3 における交流回転機の制御装置によって得られる効果について説明する。

【0135】

ここで、第 1 電流制御器 1 1 および第 2 電流制御器 1 2 の電流追従性能が高い場合、第 1 d 軸電流 i_{1dc} および第 2 d 軸電流 i_{2dc} が d 軸電流指令 i_d^* にほぼ一致するとともに、第 1 q 軸電流 i_{1qc} および第 2 q 軸電流 i_{2qc} が q 軸電流指令 i_q^* にほぼ一致するように制御される。この場合、第 1 d 軸電流 i_{1dc} および第 2 d 軸電流 i_{2dc} が概ね一致し、第 1 q 軸電流 i_{1qc} および第 2 q 軸電流 i_{2qc} も概ね一致する。

10

【0136】

したがって、先の実施の形態 1 で説明した交流回転機 1 の電氣的定数の誤差の影響は、第 1 三相巻線への電圧指令として制御器 6 B によって演算される電圧指令と、第 1 三相巻線に実際に印加される電圧との間で生じる誤差、または第 2 三相巻線への電圧指令として制御器 6 B によって演算される電圧指令と、第 2 三相巻線に実際に印加される電圧との間で生じる誤差として現れる。

【0137】

本実施の形態 3 では、このような電圧誤差の影響が平均化されるように、第 1 三相電圧指令および第 2 三相電圧指令の和に対応する d q 軸電圧和を用いて回転位置を推定するように構成している。したがって、d q 軸電流和として、第 1 d q 軸電流を 2 倍にした値を使用しても、先の実施の形態 1 と同様の効果が得られる。

20

【0138】

なお、本実施の形態 3 では、第 1 d q 軸電流を 2 倍にした値を、d q 軸電流和として演算するように構成する場合を例示した。しかしながら、第 2 d 軸電流 i_{2dc} を 2 倍にした値を、d 軸電流和 I_{dsu} として演算し、第 2 q 軸電流 i_{2qc} を 2 倍にした値を、q 軸電流和 I_{qsu} として演算するように構成してもよい。このように、2 組の d 軸電流のいずれか 1 つを 2 倍にした値を、d 軸電流和 I_{dsu} として演算し、2 組の q 軸電流のいずれか 1 つを 2 倍にした値を、q 軸電流和 I_{qsu} として演算するように構成してもよい。

30

【0139】

以上、本実施の形態 3 によれば、先の実施の形態 1 に対して、2 組の d 軸電流のいずれか 1 つを 2 倍にした値を、d 軸電流和として演算し、2 組の q 軸電流のいずれか 1 つを 2 倍にした値を、q 軸電流和として演算するように構成する。これにより、先の実施の形態 1 と同様の効果が得られる。

【0140】

なお、先の実施の形態 1 と同様に、N 組の三相巻線を有する交流回転機に対して、本願発明を適用する場合、電流和演算器は、N 組の d 軸電流のいずれか 1 つを N 倍にした値を、d 軸電流和 I_{dsu} として演算し、N 組の q 軸電流のいずれか 1 つを N 倍にした値を、q 軸電流和 I_{qsu} として演算するように構成すればよい。

40

【0141】

実施の形態 4.

本発明の実施の形態 4 では、先の実施の形態 1 に対して、第 1 三相電圧指令の位相と第 2 三相電圧指令の位相とがずれるように構成する場合について説明する。なお、本実施の形態 4 では、先の実施の形態 1 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 と異なる点を中心に説明する。

【0142】

図 7 は、本発明の実施の形態 4 における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。図 7 に示すように、本実施の形態 4 における交流回転機の制御装置は、第 1 電流検出器 2、第 2 電流検出器 3、第 1 電力変換器 4、第 2 電力変換器 5 および制御器 6 C を備え

50

る。

【0143】

また、制御器6Cは、第1電流座標変換器7、第2電流座標変換器8、第1電流減算器9、第2電流減算器10、第1電流制御器11、第2電流制御器12、第1電圧座標変換器13、第2電圧座標変換器14、電圧加算器15、電流加算器16、回転位置推定器17、加算器41および減算器42を有する。制御器6Cは、制御器6と比較して、加算器41および減算器42をさらに有する。

【0144】

加算器41は、回転位置推定器17から入力された推定回転位置 θ_{est} と、 $X/2$ とを加算した値を、推定回転位置 θ_{est}' として演算し、演算した推定回転位置 θ_{est}' を第1電流座標変換器7および第1電圧座標変換器13に出力する。推定回転位置 θ_{est}' は、以下の式のように表される。

$$\theta_{est}' = \theta_{est} + (X/2)$$

【0145】

減算器42は、回転位置推定器17から入力された推定回転位置 θ_{est} から、 $X/2$ を減算した値を、推定回転位置 θ_{est}'' として演算し、演算した推定回転位置 θ_{est}'' を第2電流座標変換器8および第2電圧座標変換器14に出力する。推定回転位置 θ_{est}'' は、以下の式のように表される。

$$\theta_{est}'' = \theta_{est} - (X/2)$$

【0146】

ただし、Xは、nを4以上の自然数とすると、以下の式で表される。

$$X = 180/n$$

【0147】

このように、先の実施の形態1の構成に対して、加算器41および減算器42をさらに有するように構成することで、第1三相電圧指令および第1三相巻線電流のそれぞれは、推定回転位置 θ_{est}' を用いて座標変換され、第2三相電圧指令および第2三相巻線電流のそれぞれは、推定回転位置 θ_{est}'' を用いて座標変換される。

【0148】

したがって、第1三相電圧指令と第2三相電圧指令との間にはX度の位相差が生じる。すなわち、第1三相電圧指令と第2三相電圧指令とでは、X度だけ位相がずれている。同様に、第1三相巻線電流と第2三相巻線電流との間にもX度の位相差が生じる。

【0149】

なお、Xの数値例として、 $X = 30$ 度の場合を例に挙げて、以下、さらに説明を続ける。 $X = 30$ 度の場合、 $n = 6$ となる。

【0150】

ここで、先の実施の形態1～3では、前述したように、第1電力変換器4、第2電力変換器5は、PWM方式またはPAM方式を用いて、それぞれ、第1三相巻線、第2三相巻線に電圧を印加する。

【0151】

第1電力変換器4および第2電力変換器5として、インバータを用いる場合、直流母線の正極側に配置されたパワーデバイスと、負極側に配置されたパワーデバイスとを同時にオンすることがないようにデッドタイムを設ける必要がある。

【0152】

同様に、第1電力変換器4および第2電力変換器5として、マトリックスコンバータを用いる場合、第1三相巻線および第2三相巻線の相毎に系統側三相と接続されたパワーデバイスを、系統側と短絡させないようにデッドタイムを設ける必要がある。

【0153】

このようにデッドタイムを設けるように構成した場合、このデッドタイムによって、第1三相巻線および第2三相巻線に印加される電圧と、第1三相巻線および第2三相巻線に流れる電流とは、歪むことが知られており、これを補正する方法として、数多くの技術が

知られている。

【0154】

また、デッドタイムによって歪んだ電圧指令または電流に基づいて、回転位置を推定すると、推定された回転位置にもその歪みの影響が発生し、その結果、交流回転機1の駆動性能を低下させてしまう。

【0155】

先の実施の形態1～3では、 dq 軸電圧和および dq 軸電流和に基づいて回転位置を推定するように構成することで、誤差が平均化される効果が得られ、デッドタイムの影響を軽減することができる。しかしながら、第1三相電圧指令および第2三相電圧指令と、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流とは、それぞれほぼ同相である。したがって、それらが同時にゼロクロスとなることによって、デッドタイムの影響を十分に取り除くことができなかった。

10

【0156】

そこで、本実施の形態4では、第1三相電圧指令と第2三相電圧指令とで位相を30度ずらすことで、ゼロクロスタイミングを30度ずらした上で、 dq 軸電圧和および dq 軸電流和を計算する構成としている。このように構成することで、電圧指令および電流のそれぞれの歪み成分の基本波成分に対する含有率を低下させることができ、その結果、高精度に回転位置を推定することができる。

【0157】

図8は、本発明の実施の形態4において、第1三相電圧指令と第2三相電圧指令とで位相を30度ずらした場合の、第1三相巻線電流と、第2三相巻線電流と、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流の和とをそれぞれ示した波形図である。なお、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流の和は、 dq 軸電流和に対応する。

20

【0158】

ここで、図8において、第1三相巻線電流に着目すると、ゼロクロス近傍で波形が歪んでいることが分かる。例えば、図中、区間(1)のAでは、波形が歪んでいる。

【0159】

同様に、図8において、第2三相巻線電流に着目すると、ゼロクロス近傍で波形が歪んでいることが分かる。例えば、図中、区間(2)のBでは、波形が歪んでいる。

【0160】

第1三相巻線電流および第2三相巻線電流において、5次成分の基本波成分に対する含有割合は、4.75%である。第1三相電圧指令と第2三相電圧指令との位相差を30度としたことで、区間(1)のAおよび区間(2)のBから分かるように、波形の歪みが30度ずれている。また、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流の和について、区間(1)のCおよび区間(2)のDでは、このデッドタイムによるゼロクロス近傍の歪みが改善されている。

30

【0161】

ここで、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流の和において、5次成分の基本波成分に対する含有割合は、1.25%であり、前述の4.75%に比べて1/3に低減している。すなわち、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流のそれぞれに含まれる、デッドタイムに起因した歪みの影響は、第1三相巻線電流および第2三相巻線電流を加算することで、軽減される。同様に、第1三相電圧指令および第2三相電圧指令のそれぞれに含まれる、デッドタイムに起因した歪みの影響も、第1三相電圧指令および第2三相電圧指令を加算することで、軽減される。

40

【0162】

以上から、第1三相電圧指令と第2三相電圧指令とで位相を30度ずらした上で、 dq 軸電圧和および dq 軸電流和を計算する構成としたことによって、 dq 軸電圧和および dq 軸電流和のそれぞれに含まれる、デッドタイムに起因した歪み成分の基本波成分に対する含有率を低下させることができる。その結果、高精度に回転位置を推定することができる。

50

【0163】

なお、本実施の形態4では、 $X = 30$ 度である場合を例示したが、 $X = (180/n)$ 度であれば、図8における区間(1)および区間(2)がずれるので、同様の効果が得られる。

【0164】

また、本実施の形態4では、先の実施の形態1の構成に対して、第1三相電圧指令の位相と第2三相電圧指令の位相とが $(180/n)$ 度だけずれるようにする場合を例示した。しかしながら、先の実施の形態2、3のそれぞれの構成に対して、第1三相電圧指令の位相と第2三相電圧指令の位相とが $(180/n)$ 度だけずれるようにしても同様の効果が得られる。

10

【0165】

以上、本実施の形態4によれば、先の実施の形態1～3のそれぞれに対して、第1三相電圧指令の位相と第2三相電圧指令の位相とが $(180/n)$ 度だけずれるように構成する。これにより、 dq 軸電圧和および dq 軸電流和のそれぞれに含まれる、デッドタイムに起因した歪み成分の基本波成分に対する含有率を低下させることができる。その結果、高精度に回転位置を推定することができる。

【0166】

実施の形態5.

本発明の実施の形態5では、先の実施の形態1に対して、交流回転機1の代わりに交流回転機1Aを制御対象とする場合について説明する。なお、本実施の形態5では、先の実施の形態1と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態1と異なる点を中心に説明する。

20

【0167】

図9は、本発明の実施の形態5における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。図9に示すように、本実施の形態5における交流回転機の制御装置は、第1電流検出器2、第2電流検出器3、第1電力変換器4、第2電力変換器5および制御器6Dを備える。また、本実施の形態5における交流回転機の制御装置の制御対象は、交流回転機1の代わりに、交流回転機1Aとなる。

【0168】

また、制御器6Dは、第1電流座標変換器7、第2電流座標変換器8、第1電流減算器9、第2電流減算器10、第1電流制御器11、第2電流制御器12、第1電圧座標変換器13、第2電圧座標変換器14、電圧加算器15、電流加算器16、回転位置推定器17および減算器51を有する。すなわち、制御器6Dは、制御器6と比較して、減算器51をさらに有する。

30

【0169】

減算器51は、回転位置推定器17から入力された推定回転位置 θ_{est} から、 X を減算した値を、推定回転位置 θ_{est}'''' として演算し、演算した推定回転位置 θ_{est}'''' を第2電流座標変換器8および第2電圧座標変換器14に出力する。推定回転位置 θ_{est}'''' は、以下の式で表される。なお、ここでは、図9に示すように、 $X = 30$ 度の場合を例示する。

40

$$\theta_{est}'''' = \theta_{est} - X$$

【0170】

ただし、 X は、 n を4以上の自然数とすると、以下の式で表される。

$$X = 180/n$$

【0171】

続いて、交流回転機1Aについて、図10～図16を参照しながら説明する。図10は、図9の交流回転機1Aの第1三相巻線を示す構成図である。図11は、図9の交流回転機1Aの第2三相巻線を示す構成図である。

【0172】

図12は、図9の交流回転機1Aの第1三相巻線に誘起される第1三相誘起電圧を示す

50

波形図である。図 13 は、図 9 の交流回転機 1 A の第 2 三相巻線に誘起される第 2 三相誘起電圧を示す波形図である。

【0173】

図 14 は、図 12 の第 1 三相誘起電圧を $d-q$ 軸に座標変換した回転二軸上における第 1 dq 軸誘起電圧を示す波形図である。図 15 は、図 13 の第 2 三相誘起電圧を $d-q$ 軸に座標変換した回転二軸上における第 2 dq 軸誘起電圧を示す波形図である。図 16 は、図 14 の第 1 dq 軸誘起電圧と、図 15 の第 2 dq 軸誘起電圧との和である dq 軸誘起電圧和を示す波形図である。なお、図 12～図 16 では、電気角 1 周期での波形がそれぞれ図示されている。

【0174】

交流回転機 1 A は、永久磁石同期回転機であり、第 1 三相巻線および第 2 三相巻線の 2 組の三相巻線を有する。具体的には、交流回転機 1 A は、U 相巻線 U1、V 相巻線 V1 および W 相巻線 W1 から構成された第 1 三相巻線と、U 相巻線 U2、V 相巻線 V2 および W 相巻線 W2 から構成された第 2 三相巻線とを有する。また、交流回転機 1 A は、永久磁石によって界磁磁束が生じるように構成された回転子（図示せず）を有する。

【0175】

第 1 三相巻線および第 2 三相巻線について、図 10 および図 11 に示すように、U1 相および U2 相と、V1 相および V2 相と、W1 相および W2 相とは、全て、電気角 30 度の位相差を設けて配置されている。また、交流回転機 1 A の回転子によって生じる磁束の方向を d 軸と定義し、 d 軸よりも電気角で 90 度進んだ方向を q 軸と定義すると、U 相巻線 U1 および d 軸がなす角度は、 θ 度であり、U 相巻線 U2 および d 軸がなす角度は、 $(\theta - 30)$ 度である。

【0176】

ここで、図 12 において、第 1 三相誘起電圧は、U 相巻線 U1 に誘起される U 相誘起電圧 e_{1u} と、V 相巻線 V1 に誘起される V 相誘起電圧 e_{1v} と、W 相巻線 W1 に誘起される W 相誘起電圧 e_{1w} とで構成される。図 13 において、第 2 三相誘起電圧は、U 相巻線 U2 に誘起される U 相誘起電圧 e_{2u} と、V 相巻線 V2 に誘起される V 相誘起電圧 e_{2v} と、W 相巻線 W2 に誘起される W 相誘起電圧 e_{2w} とで構成される。

【0177】

第 1 三相誘起電圧および第 2 三相誘起電圧は、周期が電気角 1 周期に等しい基本波成分に加え、周期が電気角 $1/5$ 周期に等しい 5 次成分と、周期が電気角 $1/7$ 周期に等しい 7 次成分とを含む。

【0178】

また、図 14 において、第 1 dq 軸誘起電圧は、第 1 d 軸誘起電圧 e_{1d} および第 1 q 軸誘起電圧 e_{1q} で構成される。図 15 において、第 2 dq 軸誘起電圧は、第 2 d 軸誘起電圧 e_{2d} および第 2 q 軸誘起電圧 e_{2q} で構成される。

【0179】

第 1 三相誘起電圧において、回転二軸上における第 1 dq 軸誘起電圧では、基本波成分が直流成分に変換され、5 次成分および 7 次成分が 6 次成分に変換される。同様に、第 2 三相誘起電圧において、回転二軸上における第 2 dq 軸誘起電圧では、基本波成分が直流成分に変換され、5 次成分および 7 次成分が 6 次成分に変換される。

【0180】

また、第 1 三相巻線と第 2 三相巻線とでは、位相差が 30 度あるので、基本波成分が 30 度の位相差を有し、6 次成分が 180 ($= 30 \times 6$) 度の位相差を有する。さらに、第 1 dq 軸誘起電圧の 6 次成分と、第 2 dq 軸誘起電圧の 6 次成分とは、互いに逆位相の関係にある。

【0181】

ここで、図 16 において、 dq 軸誘起電圧和は、第 1 d 軸誘起電圧 e_{1d} および第 2 d 軸誘起電圧 e_{2d} の和である d 軸誘起電圧和と、第 1 q 軸誘起電圧 e_{1q} および第 2 q 軸誘起電圧 e_{2q} の和である q 軸誘起電圧和で構成される。 d 軸誘起電圧和および q 軸誘起

10

20

30

40

50

電圧和のそれぞれは、以下の式で表される。

$$d \text{ 軸誘起電圧和} = e_1 d + e_2 d$$

$$q \text{ 軸誘起電圧和} = e_1 q + e_2 q$$

【0182】

図16から分かるように、第1dq軸誘起電圧の6次成分と、第2dq軸誘起電圧の6次成分とがキャンセルされているので、dq軸誘起電圧和には、ほぼ直流成分しか存在しない。

【0183】

以上のように、回転二軸上における第1dq軸誘起電圧が6次で変動することに起因して、第1dq軸電流および第1dq軸電圧指令の少なくとも一方は、6次成分で歪む。第1dq軸電流および第1dq軸電圧指令のうち、どちらに6次成分が多く含まれるかについては、第1電流制御器11の性能に依存する。

10

【0184】

具体的には、第1例として、第1電流制御器11の電流追従性が高い場合、第1dq軸電流がdq軸電流指令に追従するので、結果として、第1dq軸電圧指令に6次成分が多く含有される。一方、第2例として、第1電流制御器11の電流追従性が低い場合、第1dq軸電圧指令が6次成分に追従することができず、結果として、第1dq軸電流に6次成分が多く含有される。また、第1電流制御器11の電流追従性について、先の第1例および第2例の中間の性能である場合、第1dq軸電圧指令および第1dq軸電流の両方に6次成分が含まれる。

20

【0185】

同様に、第2dq軸電圧指令および第2dq軸電流についても、第2電流制御器12の性能に応じて、6次成分が含まれる。

【0186】

したがって、従来の誘起電圧方式で、第1三相巻線または第2三相巻線に関する物理量に基づいて回転位置を推定する場合、推定される回転位置には6次成分が含まれることとなる。

【0187】

これに対して、本実施の形態5では、dq軸誘起電圧和によって6次成分がキャンセルされるので、dq軸電圧和およびdq軸電流和において、6次成分がすべてキャンセルされることとなる。したがって、電圧指令および電流の直流成分に基づいた回転位置の推定が可能となったので、6次成分の影響を低減し、高い推定精度を得ることが可能である。

30

【0188】

このように、本実施の形態5では、第1三相巻線と第2三相巻線とで30度の位相差を有するように構成され、回転することで第1三相巻線と第2三相巻線のそれぞれに誘起される電圧に5次成分および7次成分が含まれる交流回転機1Aに対して、本発明を適用する。すなわち、このような交流回転機1Aに対して、本発明における、dq軸電圧和およびdq軸電流和に基づいた回転位置推定方式を適用する。これにより、推定される回転位置に含まれる6次成分脈動を低減することが可能となる。

【0189】

40

なお、本実施の形態5では、第1三相誘起電圧および第2三相誘起電圧のそれぞれに5次成分および7次成分が含まれる交流回転機1Aに対して本願発明を適用する場合を例示した。しかしながら、第1三相誘起電圧および第2三相誘起電圧のそれぞれに $(n \times m \pm 1)$ 次成分が含まれる交流回転機に対しても本願発明を適用することができる。ただし、 m は、自然数である。

【0190】

また、本実施の形態5では、先の実施の形態1の構成に対して、交流回転機1の代わりに交流回転機1Aを制御対象とする場合を例示した。しかしながら、dq軸電圧和およびdq軸電流和の一方を用いて回転位置を推定するように構成しても、推定される回転位置に含まれる6次成分脈動の低減効果が得られるので、先の実施の形態2、3のそれぞれの

50

構成に対して、交流回転機 1 の代わりに交流回転機 1 A を制御対象としてもよい。

【0191】

以上、本実施の形態 5 によれば、第 1 三相巻線と第 2 三相巻線とで $(180/n)$ 度の位相差を有し、回転することで、第 1 三相巻線に誘起される第 1 三相誘起電圧と第 2 三相巻線に誘起される第 2 三相誘起電圧とのそれぞれに $(n \times m \pm 1)$ 次の成分が含まれる交流回転機に対して本願発明を適用する。これにより、推定される回転位置に含まれる高次成分脈動を低減することが可能となる。

【0192】

実施の形態 6.

本発明の実施の形態 6 では、先の実施の形態 1 に対して、交流回転機 1 の代わりに交流回転機 1 B を制御対象とする場合について説明する。なお、本実施の形態 6 では、先の実施の形態 1 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 と異なる点を中心に説明する。

【0193】

図 17 は、本発明の実施の形態 6 における交流回転機の制御装置の全体を示す構成図である。図 17 に示すように、本実施の形態 6 における交流回転機の制御装置は、第 1 電流検出器 2、第 2 電流検出器 3、第 1 電力変換器 4、第 2 電力変換器 5 および制御器 6 E を備える。また、本実施の形態 6 における交流回転機の制御装置の制御対象は、交流回転機 1 の代わりに、交流回転機 1 B となる。

【0194】

また、制御器 6 E は、第 1 電流座標変換器 7、第 2 電流座標変換器 8、第 1 電流減算器 9、第 2 電流減算器 10、第 1 電流制御器 11、第 2 電流制御器 12、第 1 電圧座標変換器 13、第 2 電圧座標変換器 14、電圧加算器 15、電流加算器 16 および回転位置推定器 61 を有する。すなわち、制御器 6 E は、制御器 6 と比較して、回転位置推定器 17 とは異なる回転位置推定器 61 をさらに有する。

【0195】

続いて、交流回転機 1 B について、図 18 を参照しながら説明する。図 18 は、図 17 の交流回転機 1 B の第 1 三相巻線の U 相巻線 U1 および第 2 三相巻線の U 相巻線 U2 の等価回路を示す回路図である。

【0196】

交流回転機 1 B は、永久磁石同期回転機であり、第 1 三相巻線および第 2 三相巻線の 2 組の三相巻線を有する。具体的には、交流回転機 1 B は、U 相巻線 U1、V 相巻線 V1 および W 相巻線 W1 から構成された第 1 三相巻線と、U 相巻線 U2、V 相巻線 V2 および W 相巻線 W2 から構成された第 2 三相巻線とを有する。また、交流回転機 1 B は、永久磁石によって界磁磁束が生じるように構成された回転子（図示せず）を有する。

【0197】

第 1 三相巻線および第 2 三相巻線について、先の図 10 および図 11 と同様に、U1 相および U2 相と、V1 相および V2 相と、W1 相および W2 相とは、全て、電気角 30 度の位相差を設けて配置されている。また、交流回転機 1 B の回転子によって生じる磁束の方向を d 軸と定義し、d 軸よりも電気角で 90 度進んだ方向を q 軸と定義すると、U 相巻線 U1 および d 軸がなす角度は、 θ 度であり、U 相巻線 U2 および d 軸がなす角度は、 $(\theta - 30)$ 度である。

【0198】

ここで、第 1 三相巻線および第 2 三相巻線は、電気的に接続されていないが、交流回転機 1 B が構成する磁気回路によって磁気的に結合されている。換言すると、第 1 三相巻線および第 2 三相巻線は、トランスの一次側と二次側のような結合状態にある。したがって、並列に配置された U 相巻線 U1 および U 相巻線 U2 の等価回路は、図 18 のように表すことができる。

【0199】

図 18 において、 M_u は、電機子巻線相互インダクタンス、 L_{u1} は、第 1 三相巻線の

10

20

30

40

50

電機子巻線自己インダクタンス、 L_{u2} は、第2三相巻線の電機子巻線自己インダクタンスを表している。また、 $(L_{u1} - M_u)$ は、第1三相巻線の漏れインダクタンス、 $(L_{u2} - M_u)$ は、第2三相巻線の漏れインダクタンスを表している。さらに、 n は、トランスでいう巻数比に相当する。

【0200】

なお、これらの値のうち、特に、 $(L_{u1} - M_u)$ および M_u と、 $(L_{u2} - M_u)$ および M_u とは、モータ制御で用いる相間の値とは異なり、並列に配置された第1三相巻線および第2三相巻線における2相間の値である。ただし、モータ制御で用いる相間の値とは、U相およびV相間、V相およびW相間、あるいはV相およびW相間の値である。

【0201】

また、一般的には、交流回転機において並列に配置される巻線の巻数が同じであるので、 $n = 1$ となる。また、この場合、U1相およびU2相だけでなく、V1相およびV2相と、W1相およびW2相とのそれぞれの等価回路でも同じことがいえる。

【0202】

以上のように、交流回転機1Bの2組の三相巻線である第1三相巻線および第2三相巻線は、互いに磁気的に結合しているので、相互に干渉電圧が生じる。また、交流回転機1Bの等価回路を回転二軸上に座標変換したときにおけるd-q軸座標上での電圧方程式は、以下の式(10)のように表される。

【0203】

【数10】

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_{d1} & -\omega L_{q1} & pM_d & -\omega M_q \\ \omega L_{d1} & R_1 + pL_{q1} & \omega M_d & pM_q \\ pM_d & -\omega M_q & R_2 + pL_{d2} & -\omega L_{q2} \\ \omega M_d & pM_q & \omega L_{d2} & R_2 + pL_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_1 \\ 0 \\ \omega \phi_2 \end{bmatrix} \quad \dots (10)$$

【0204】

ただし、式(10)において、 V_{d1} は、第1三相巻線のd軸電圧、 V_{d2} は、第2三相巻線のd軸電圧、 V_{q1} は、第1三相巻線のq軸電圧、 V_{q2} は、第2三相巻線のq軸電圧を示す。 i_{d1} は、第1三相巻線のd軸電流、 i_{d2} は、第2三相巻線のd軸電流、 i_{q1} は、第1三相巻線のq軸電流、 i_{q2} は、第2三相巻線のq軸電流を示す。 R_1 は、第1三相巻線の巻線抵抗、 R_2 は、第2三相巻線の巻線抵抗、 L_{d1} は、第1三相巻線のd軸インダクタンス、 L_{d2} は、第2三相巻線のd軸インダクタンス、 L_{q1} は、第1三相巻線のq軸インダクタンス、 L_{q2} は、第2三相巻線のq軸インダクタンスを示す。 ϕ_1 は、第1三相巻線の磁束鎖交数、 ϕ_2 は、第2三相巻線の磁束鎖交数、 ω は、電気角速度、 p は、微分演算子を示す。 M_d は、d軸相互インダクタンス、 M_q は、q軸相互インダクタンスを示す。

【0205】

式(10)から分かるように、d軸相互インダクタンス M_d およびq軸相互インダクタンス M_q と、第1三相巻線のd軸電流 i_{d1} およびq軸電流 i_{q1} とによって、第2三相巻線のd軸電圧 V_{d2} およびq軸電圧 V_{q2} との干渉電圧が生じる。同様に、d軸相互インダクタンス M_d およびq軸相互インダクタンス M_q と、第2三相巻線のd軸電流 i_{d2} およびq軸電流 i_{q2} とによって、第1三相巻線のd軸電圧 V_{d1} およびq軸電圧 V_{q1} との干渉電圧が生じる。

【0206】

ここで、回転位置を推定するにあたって、d軸電圧およびq軸電圧と、d軸電流およびq軸電流との関係が式(10)で与えられる交流回転機1Bに対して、従来の誘起電圧方

10

20

30

40

50

式をそのまま適用することは難しい。

【0207】

また、式(10)において、巻線抵抗R、インダクタンスLおよび相互インダクタンスM等の電氣的定数で構成された右辺第1項の行列は、4行4列で与えられている。したがって、従来の誘起電圧方式の演算を式(10)に適用可能なように改良した場合、膨大な演算量が必要となる。そのため、回転位置推定機能を、廉価なマイコンへ実装することが困難になるという課題がある。

【0208】

そこで、本実施の形態6では、回転位置推定器61は、先の実施の形態1と同様に、d q軸電圧和と、d q軸電流和と、交流回転機1Bの電氣的定数とに基づいて、推定回転位置 θ_{est} を演算するように構成している。以下、このように構成することで得られる効果について説明する。

【0209】

式(10)において、右辺第1項の行列における第1行および第3行の和を新たに第1行とし、第2行および第4行の和を新たに第2行とした行列を定義し、この行列を用いて、式(10)の電圧方程式を以下の式(11)のように表す。

【0210】

【数11】

$$\begin{bmatrix} v_{d1} + v_{d2} \\ v_{q1} + v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + p(L_{d1} + M_d) & -\omega(L_{q1} + M_q) \\ \omega(L_{d1} + M_d) & R_1 + p(L_{q1} + M_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} + i_{d2} \\ i_{q1} + i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2\omega\phi_1 \end{bmatrix} \quad \dots(11)$$

【0211】

ただし、式(11)において、 $R_1 = R_2$ 、 $L_{d1} = L_{d2}$ 、 $L_{q1} = L_{q2}$ としている。

【0212】

式(11)は、d軸電圧 V_{d1} およびq軸電圧 V_{q1} とd軸電圧 V_{d2} およびq軸電圧 V_{q2} とを加算した電圧和と、d軸電流 i_{d1} およびq軸電流 i_{q1} とd軸電流 i_{d2} およびq軸電流 i_{q2} とを加算した電流和との関係を表す電圧方程式となっている。

【0213】

ここで、式(11)と、先の実施の形態1で説明した式(3)とを比較すると、式(3)での L_{d1} および L_{q1} は、式(11)では、それぞれ、 $(L_{d1} + M_d)$ および $(L_{q1} + M_q)$ に置き換わっている点のみが異なる。

【0214】

そこで、本実施の形態6では、先の実施の形態1に対して、d軸インダクタンスの設定値 L_{dc} と、q軸インダクタンスの設定値 L_{qc} とが以下のように設定され、回転位置推定器61は、先の実施の形態1と同様に、推定回転位置 θ_{est} を演算する。

【0215】

具体的には、d軸インダクタンスの設定値 L_{dc} は、先の実施の形態1に対して、さらに、d軸相互インダクタンスの設定値を加算した値となるように設定される。すなわち、d軸インダクタンス L_{d1} およびd軸インダクタンス L_{d2} の仕様値または実測値と、d軸相互インダクタンス M_d の仕様値または実測値との和となるように設定される。

【0216】

同様に、q軸インダクタンスの設定値 L_{qc} は、先の実施の形態1に対して、さらに、

10

20

30

40

50

q 軸相互インダクタンスの設定値を加算した値となるように設定される。すなわち、q 軸インダクタンス L_{q1} および q 軸インダクタンス L_{q2} の仕様値または実測値と、q 軸相互インダクタンス M_q の仕様値または実測値との和となるように設定される。

【0217】

したがって、d 軸電圧および q 軸電圧と、d 軸電流および q 軸電流との関係が式 (10) のような複雑な電圧方程式で与えられる交流回転機 1B に対しても、回転位置推定器 61 への電氣的定数の設定手法を工夫するだけで、推定回転位置 θ_{est} を簡素に演算することが可能となる。

【0218】

このように、本実施の形態 6 では、第 1 三相巻線と第 2 三相巻線とが互いに磁氣的に干渉する交流回転機 1B に対して、本発明を適用する。すなわち、このような交流回転機 1B に対して、本発明における、d q 軸電圧和および d q 軸電流和に基づいた回転位置推定方式を適用する。これにより、d 軸電圧および q 軸電圧と、d 軸電流および q 軸電流との関係が複雑な電圧方程式で与えられるにも関わらず、推定回転位置 θ_{est} を簡素に演算することが可能となる。

【0219】

なお、本実施の形態 6 では、交流回転機 1B として、界磁磁束を得るために回転子に永久磁石を設けた同期回転機を用いている。しかしながら、第 1 三相巻線と第 2 三相巻線とが互いに磁氣的に結合する交流回転機であれば、どのような交流回転機を交流回転機 1B として用いてもよい。交流回転機としては、例えば、界磁巻線式同期回転機、誘導回転機またはリラクタンスモータ等が挙げられる。

【0220】

また、本実施の形態 6 では、先の実施の形態 1 の構成に対して、交流回転機 1 の代わりに交流回転機 1B を制御対象とする場合を例示した。しかしながら、d q 軸電圧和および d q 軸電流和の一方を用いて回転位置を推定するように構成しても、同様の効果が得られるので、先の実施の形態 2、3 のそれぞれの構成に対して、交流回転機 1 の代わりに交流回転機 1B を制御対象としてもよい。

【0221】

以上、本実施の形態 6 によれば、第 1 三相巻線と第 2 三相巻線とが互いに磁氣的に結合している交流回転機に対して本願発明を適用する。これにより、d 軸電圧および q 軸電圧と、d 軸電流および q 軸電流との関係が複雑な電圧方程式で与えられるにも関わらず、推定回転位置を簡素に演算することが可能となる。

【0222】

実施の形態 7.

本発明の実施の形態 7 では、先の実施の形態 1～6 におけるそれぞれの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装置について説明する。先の実施の形態 1～6 におけるそれぞれの交流回転機の制御装置は、操舵トルクを補助するトルクを発生させる電動パワーステアリング装置に適用することができる。

【0223】

なお、本実施の形態 7 では、一例として、先の実施の形態 1 における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装置について説明する。また、本実施の形態 7 では、先の実施の形態 1 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 と異なる点を中心に説明する。

【0224】

図 19 は、本発明の実施の形態 7 における電動パワーステアリング装置の全体を示す構成図である。図 19 に示すように、電動パワーステアリング装置は、交流回転機 1 と、先の実施の形態 1 における交流回転機の制御装置と、トルク検出器 74 と、電流指令値演算器 75 とを備える。

【0225】

電動パワーステアリング装置が搭載される車両の運転手は、ハンドル 71 を左右に回転

10

20

30

40

50

させて前輪 7 2 の操舵を行う。

【0 2 2 6】

トルク検出器 7 4 は、ステアリング系の操舵トルクを検出し、検出した操舵トルクを電流指令値演算器 7 5 に出力する。

【0 2 2 7】

電流指令値演算器 7 5 は、トルク検出器 7 4 によって検出された操舵トルクに基づいて交流回転機 1 への制御指令を演算する制御指令演算器の一例である。具体的には、電流指令値演算器 7 5 は、交流回転機 1 がステアリング系の操舵トルクを補助するトルクを発生させるように、トルク検出器 7 4 から入力された操舵トルクに基づいて、交流回転機 1 への電流指令として、 $d q$ 軸電流指令を演算し、演算した $d q$ 軸電流指令を制御器 6 に出力する。

10

【0 2 2 8】

制御器 6 は、電流指令値演算器 7 5 から入力された $d q$ 軸電流指令に基づいて、第 1 三相電圧指令および第 2 三相電圧指令を演算し、演算した第 1 三相電圧指令を第 1 電力変換器 4 に出力し、演算した第 2 三相電圧指令を第 2 電力変換器 5 に出力する。また、第 1 電力変換器 4 および第 2 電力変換器 5 のそれぞれから電圧が印加されることで、交流回転機 1 は、ギア 7 3 を介して操舵トルクを補助するトルクを発生させる。

【0 2 2 9】

このように、本実施の形態 7 では、先の実施の形態 1 における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装置を構成することで、交流回転機 1 の電気的定数の変動に対しても、回転位置誤差を低減することができる。その結果、交流回転機 1 の真の回転位置により近い回転位置の推定値を、推定回転位置 θ_{est} として得ることができるようになったので、交流回転機 1 は、より精度の高いトルクを出力することができる。

20

【0 2 3 0】

なお、本実施の形態 7 では、一例として、電動パワーステアリング装置に対して、先の実施の形態 1 における交流回転機の制御装置を適用する場合を例示したが、先の実施の形態 2 ~ 6 のそれぞれの交流回転機の制御装置も適用することができる。

【0 2 3 1】

ここで、一例として、電動パワーステアリング装置において、交流回転機 1 の代わりに交流回転機 1 A を用いる場合、先の実施の形態 5 における交流回転機の制御装置を適用する。これにより、推定した回転位置に含まれる 6 次成分を低減することができる。したがって、交流回転機 1 A から生じる 6 次成分の影響を低減することができるので、ハンドルを操舵した時に感じる 6 次成分の影響を低減することができる。その結果、より快適なハンドル操舵が可能となる。

30

【0 2 3 2】

また、別例として、電動パワーステアリング装置において、交流回転機 1 の代わりに交流回転機 1 B を用いる場合、先の実施の形態 6 における交流回転機の制御装置を適用する。これにより、電動パワーステアリング装置において、第 1 三相巻線と第 2 三相巻線とが互いに磁気的に結合している交流回転機を用いても、簡素な演算で回転位置を推定することができるので、回転位置を推定する制御器を廉価なマイコンで実現することができる。

40

【0 2 3 3】

以上、本実施の形態 7 によれば、電動パワーステアリング装置において、交流回転機の制御装置と、操舵トルクを検出するトルク検出器と、交流回転機が操舵トルクを補助するトルクを発生させるように、トルク検出器によって検出された操舵トルクに基づいて交流回転機への制御指令を演算する制御指令演算器と、を備えるように構成する。

【0 2 3 4】

これにより、交流回転機 1 の真の回転位置により近い回転位置の推定値を、推定回転位置として得ることができるようになったので、交流回転機 1 は、より精度の高いトルクを出力することができる。

【0 2 3 5】

50

なお、本実施の形態 1～7 では、電圧和および電流和を、回転二軸である $d-q$ 軸上で求める場合、すなわち、 $d-q$ 軸電圧和および $d-q$ 軸電流和を演算する場合を例示したが、これに限定されない。すなわち、 N 組の三相巻線のそれぞれへ交流電圧を印加するための N 組の電圧指令に基づいた電圧和と、 N 組の三相巻線のそれぞれに流れる N 組の電流に基づいた電流和とを、静止座標上で求めても同様の効果が得られる。ここでいう静止座標とは、三相静止座標、または二相直交静止座標である $\alpha-\beta$ 軸を意味する。

【0236】

ここで、先の図 8 を参照すると、下段に示す三相静止座標上での電流和、すなわち、 $i_{1u} + i_{2u}$, $i_{1v} + i_{2v}$, $i_{1w} + i_{2w}$ は、各群の電流、すなわち、 i_{1u} , i_{1v} , i_{1w} , i_{2u} , i_{2v} , i_{2w} と比べて、基本波に対する高調波の含有割合が低下している。図 8 では、 N が 2 である場合の波形を図示しているが、 N が 3 以上の場合も同様である。

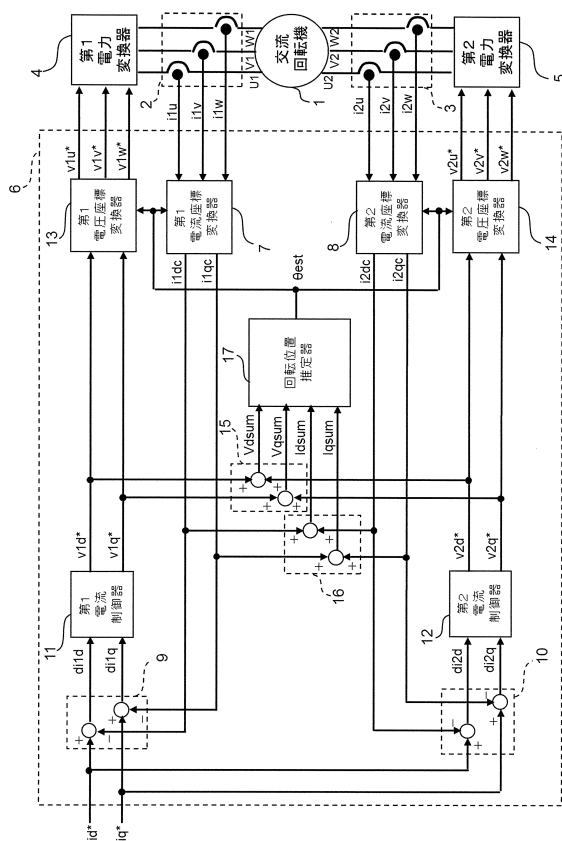
【0237】

したがって、三相静止座標上で電流和を演算し、演算した電流和に基づいて回転位置を推定した場合においても、回転二軸上での電流和と同様の推定位置の精度向上効果が得られる。また、二相直交静止座標上で電流和を演算した場合も同様の効果が得られるのは言うまでもない。また、電圧和についても、三相静止座標上または二相直交静止座標上で演算した場合においても、回転二軸上で演算した場合と同様の推定位置の精度向上効果が得られることも言うまでもない。

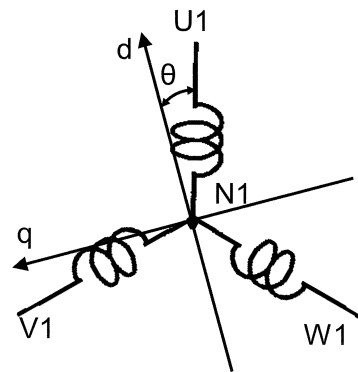
【0238】

なお、以上のように、本実施の形態 1～7 のそれぞれについて具体例を挙げながら説明してきたが、各実施の形態の構成は、任意に組み合わせることが可能であり、その場合、各実施の形態の効果が重複して得られることは言うまでもない。

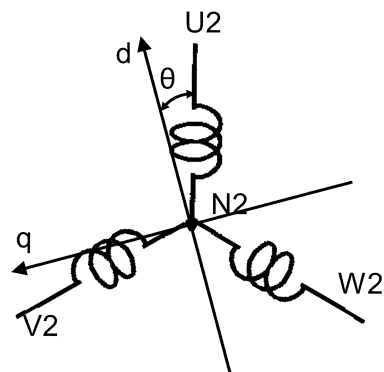
【図 1】



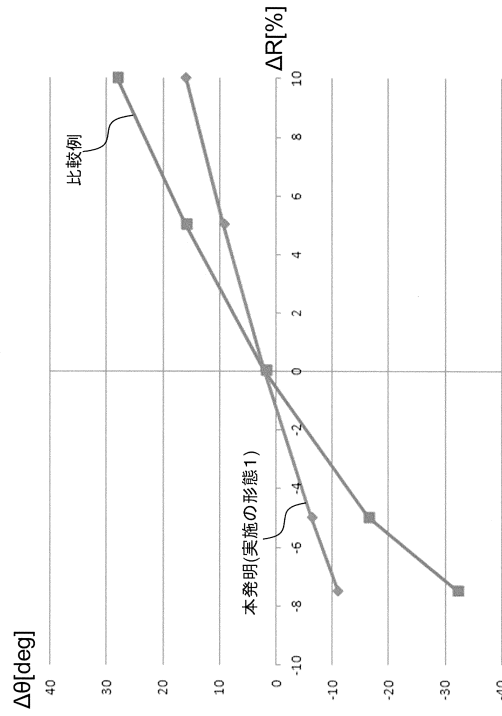
【図 2】



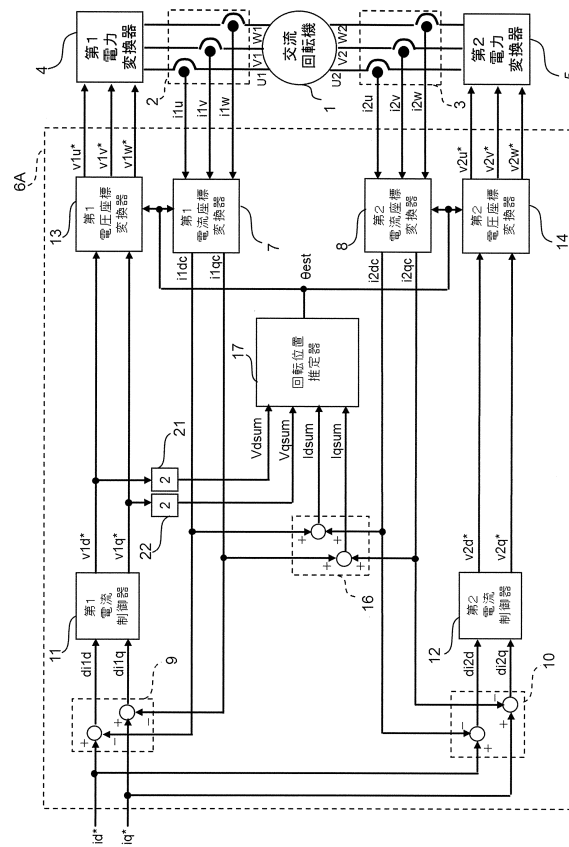
【図 3】



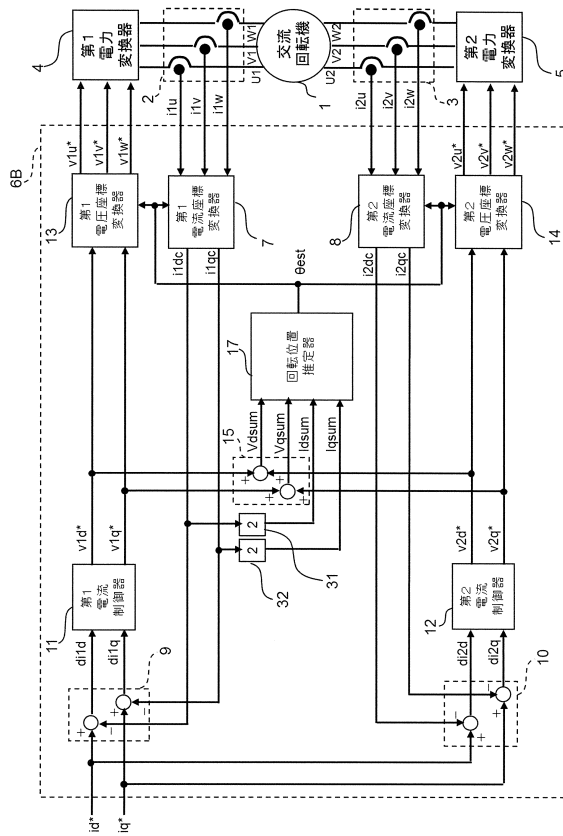
【図4】



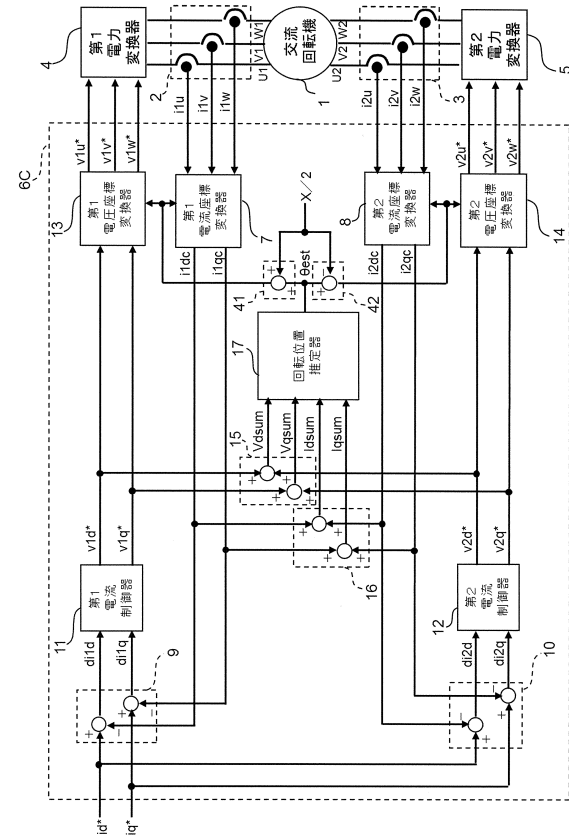
【図5】



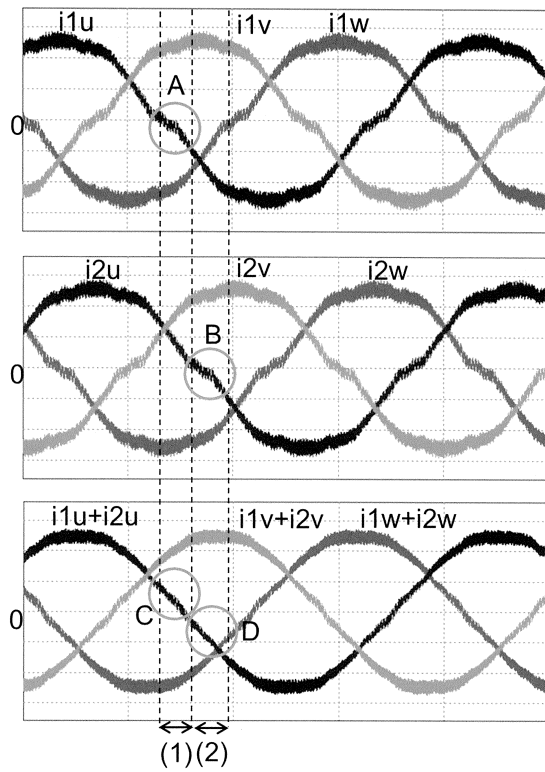
【図6】



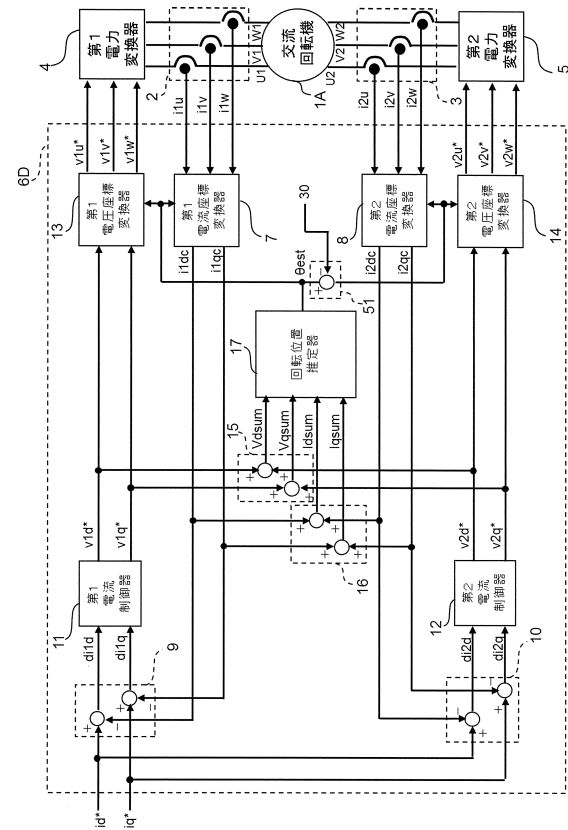
【図7】



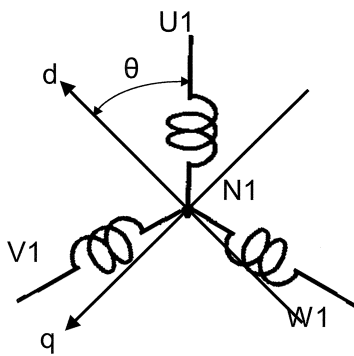
【図 8】



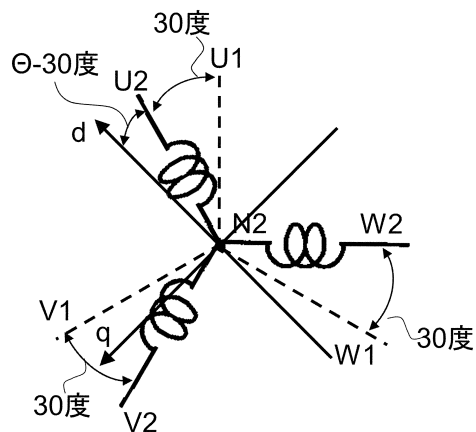
【図 9】



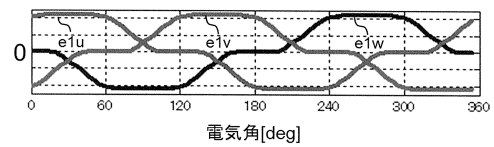
【図 10】



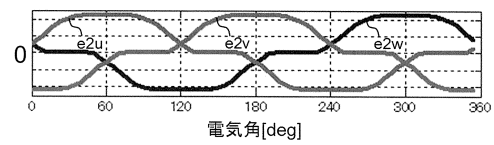
【図 11】



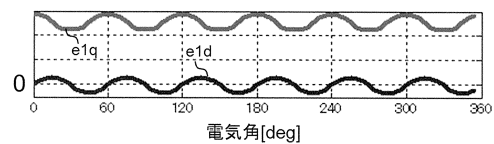
【図 12】



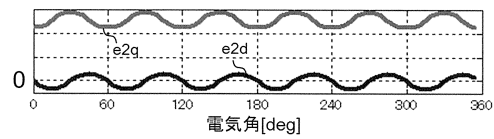
【図 13】



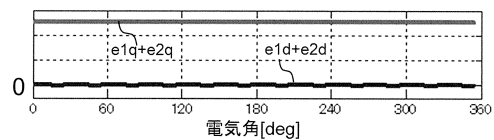
【図 14】



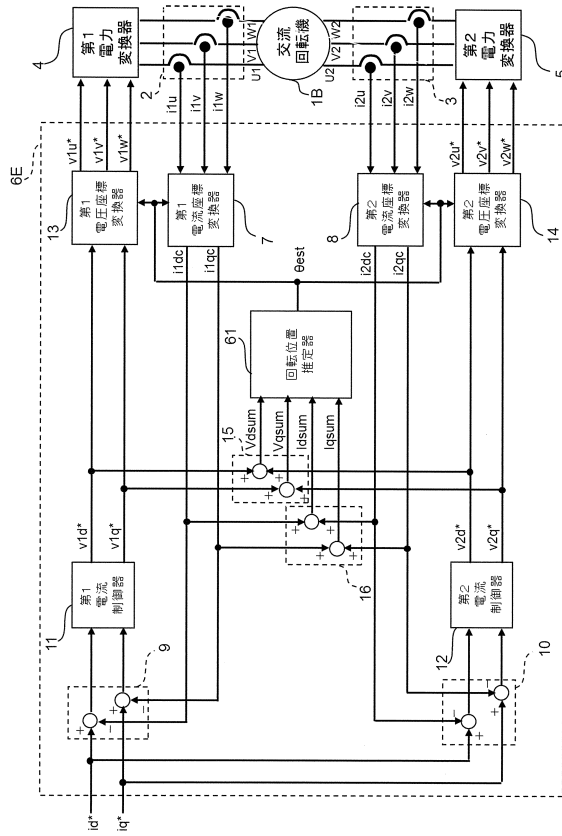
【図 15】



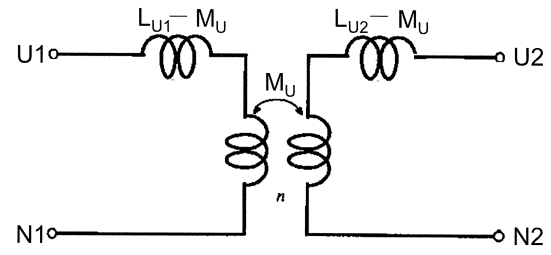
【図 16】



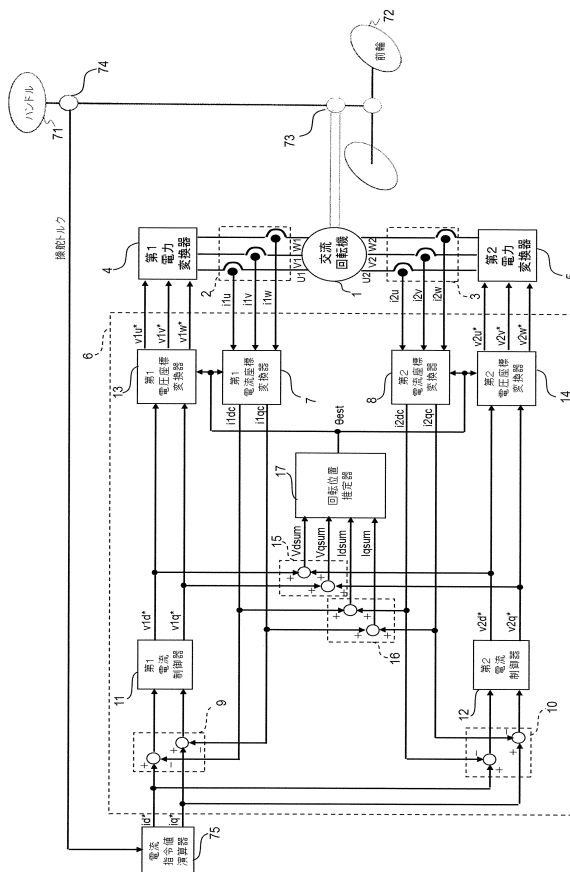
【図 17】



【図 18】



【図 19】



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 中嶋 俊介
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 家造坊 勲
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 池田 貴俊

- (56)参考文献 特開2014-138530 (JP, A)
特開2006-141123 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| H02P | 6/18 |
| B62D | 5/04 |
| H02P | 6/28 |
| H02P | 21/24 |