

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5910582号
(P5910582)

(45) 発行日 平成28年4月27日(2016.4.27)

(24) 登録日 平成28年4月8日(2016.4.8)

(51) Int. Cl.		F I			
HO2P 6/16	(2016.01)	HO2P	6/02	341N	
HO2P 21/00	(2016.01)	HO2P	5/408	ZHVC	
HO2P 27/04	(2016.01)				

請求項の数 4 (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2013-170192 (P2013-170192)	(73) 特許権者	000004260
(22) 出願日	平成25年8月20日 (2013.8.20)		株式会社デンソー
(65) 公開番号	特開2015-42017 (P2015-42017A)		愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(43) 公開日	平成27年3月2日 (2015.3.2)	(74) 代理人	100093779
審査請求日	平成26年12月9日 (2014.12.9)		弁理士 服部 雅紀
		(72) 発明者	小俣 隆士
			愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
			社デンソー内
		(72) 発明者	大和田 崇文
			愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
			社デンソー内
		審査官	高橋 祐介

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流電動機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

三相の交流電動機(2)を駆動するインバータ(12)と、
前記交流電動機の三相のうち一相のセンサ相に流れる電流を検出する電流センサ(13)と、

前記インバータを構成する複数のスイッチング素子のオン/オフを切り替えて前記交流電動機の通電を制御する制御手段(151、153)と、

を備え、

前記制御手段は、

前記一相のセンサ相の電流検出値及び前記交流電動機の電気角に基づいてd軸電流推定値及びq軸電流推定値を推定する電流推定手段(301、303)、並びに、

前記センサ相の電流検出値がゼロを含む所定範囲内にある期間であるセンサ相電流のゼロクロス時に前記交流電動機の電圧に関する指令値を補間するゼロクロス補間手段(27、57)を有し、

前記ゼロクロス補間手段は、前記センサ相電流のゼロクロス時に、前記交流電動機の電圧に関する指令値を連続的な変数値で補間し、

前記電流推定手段は、さらに前記センサ相以外の他の相の電流推定値を推定し、

前記センサ相電流のゼロクロス時に、さらに前記他の相の電流推定値を補間することを特徴とする交流電動機の制御装置(10)。

【請求項2】

前記制御手段(151)は、前記d軸電流推定値及びq軸電流推定値をd軸電流指令値及びq軸電流指令値に対してフィードバックすることにより演算したd軸電圧指令値及びq軸電圧指令値に基づいて前記交流電動機の通電を制御し、

前記ゼロクロス補間手段(27)は、前記センサ相電流のゼロクロス時に、前記交流電動機の電圧に関する指令値として前記d軸電圧指令値及びq軸電圧指令値を連続的な変数値で補間することを特徴とする請求項1に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項3】

前記制御手段(153)は、前記d軸電流推定値及びq軸電流推定値から算出したトルク推定値をトルク指令値に対してフィードバックすることにより演算した電圧位相指令値に基づいて前記交流電動機の通電を制御し、

10

前記ゼロクロス補間手段(57)は、前記センサ相電流のゼロクロス時に、前記交流電動機の電圧に関する指令値として前記電圧位相指令値を連続的な変数値で補間することを特徴とする請求項1に記載の交流電動機の制御装置。

【請求項4】

前記制御手段は、前記センサ相電流のゼロクロス時に、さらに、前記電流推定手段が推定した前記d軸電流推定値及びq軸電流推定値を補間することを特徴とする請求項2または3に記載の交流電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

20

本発明は、三相のうち一相の相電流を電流センサにより検出して交流電動機の通電を制御する交流電動機の制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、低燃費、低排気エミッションの社会的要請から車両の動力源として交流電動機を搭載した電気自動車やハイブリッド自動車が注目されている。例えば、ハイブリッド自動車においては、二次電池等からなる直流電源と交流電動機とを、インバータ等で構成された電力変換装置を介して接続し、直流電源の直流電圧をインバータで交流電圧に変換して交流電動機を駆動するようにしたものがある。

【0003】

30

このようなハイブリッド自動車や電気自動車に搭載される交流電動機の制御装置において、相電流を検出する電流センサを一相のみに設け、一相の電流検出値に基づき推定した電流推定値をフィードバックすることで交流電動機の通電を制御する技術が知られている(例えば、特許文献1参照)。電流センサを一相のみに設けることで、電流センサの数を減らし、インバータの三相出力端子近傍の小型化や交流電動機の制御系統のコスト低減を図っている。

【0004】

特許文献1に開示された技術では、電流センサで検出した一相(例えばU相)の電流検出値と、d軸電流指令値及びq軸電流指令値と、交流電動機の電気角とに基づいて他の二相(例えばV相とW相)の電流推定値を算出する。

40

具体的には、交流電動機の回転子とステータのU相軸とが成す角度()と、d軸電流指令値 I_d^* 及びq軸電流指令値 I_q^* から得られた指令電流位相角()とを加算した「U相電流位相角 θ_u ($= \theta + \theta^*$)」を求め、U相電流位相角 θ_u とU相電流検出値 I_u を用いて、下式(91)により電流振幅 I_a を算出する。この電流振幅 I_a を、U相電流位相角 θ_u から ± 120 [°]ずらした電気角における \sin 値に乘じ、下式(92)、(93)により他の二相の電流推定値 I_v 、 I_w を算出する。

【0005】

$$I_a = I_u / [(1/3) \times \{ -\sin(\theta_u) \}] \quad \dots (91)$$

$$I_v = (1/3) \times I_a \times \{ -\sin(\theta_u + 120^\circ) \} \quad \dots (92)$$

$$I_w = (1/3) \times I_a \times \{ -\sin(\theta_u + 240^\circ) \} \quad \dots (93)$$

50

【0006】

そして、一相の電流検出値 I_u と他の二相の電流推定値 I_v 、 I_w とを dq 変換し、 d 軸電流推定値 I_d 及び q 軸電流推定値 I_q を算出し、これらの d 軸電流推定値 I_d 及び q 軸電流推定値 I_q を d 軸電流指令値 I_d^* 及び q 軸電流指令値 I_q^* に対してフィードバックする電流フィードバック制御方式によって交流電動機の通電を制御する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2004-159391号公報

【発明の概要】

10

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

特許文献1の技術では、 U 相電流位相角 $\theta = 0 [^\circ]$ で、 $\sin(\theta) = 0$ になったとき、上記(91)式による電流振幅 I_a の算出において、0で除算する「ゼロ割り」となり、電流振幅 I_a を正確に算出することができなくなる。そのため、他の二相の電流推定値 I_v 、 I_w を正確に算出することができなくなる。しかし、特許文献1には、このときの対策について全く言及されていない。

また、電流検出値 $I_u = 0 [A]$ になったとき、上記(92)、(93)式により、他の二相の電流推定値 I_v 、 I_w は、 $I_v = 0 [A]$ 及び $I_w = 0 [A]$ と算出されるため、交流電動機の制御が成立しなくなる可能性がある。

20

【0009】

特許文献1以外の技術においても、電流推定の計算式に、特定の位相やタイミングで0となる変数が含まれる場合、0で除算する「ゼロ割り」又は0で乗算する「ゼロ掛け」によって正確な計算が阻害され、電流推定値が変動するおそれがある。

本発明は上述の課題に鑑みて成されたものであり、その目的は、三相のうち一相の相電流を電流センサにより検出して交流電動機の通電を制御する制御装置において、計算式中の「ゼロ割り」や「ゼロ掛け」による電流推定値の変動を防止する交流電動機の制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

30

本発明は、三相の交流電動機を駆動するインバータと、交流電動機の三相のうち一相のセンサ相に流れる電流を検出する電流センサと、インバータを構成する複数のスイッチング素子のオン/オフを切り替えて交流電動機の通電を制御する制御手段とを備える交流電動機の制御装置に係る発明である。

制御手段は、一相のセンサ相の電流検出値及び交流電動機の電気角に基づいて d 軸電流推定値及び q 軸電流推定値を推定する電流推定手段、並びに、センサ相の電流検出値がゼロを含む所定範囲内にある期間である「センサ相電流のゼロクロス時」に交流電動機の電圧に関する指令値を補間するゼロクロス補間手段を有する。

ゼロクロス補間手段は、センサ相電流のゼロクロス時に、交流電動機の電圧に関する指令値を連続的な変数値で補間することを特徴とする。

40

【0011】

ここで、「交流電動機」は、交流駆動のモータ、発電機、及びモータジェネレータを含むものであり、例えば、ハイブリッド自動車や電気自動車の主機として用いられ駆動輪を駆動するためのトルクを発生するモータジェネレータが該当する。また、例えば、モータジェネレータを駆動する電動機制御装置が「交流電動機の制御装置」に該当する。

【0012】

「交流電動機の電圧に関する指令値」の具体例として、例えば、 d 軸電流推定値及び q 軸電流推定値を d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値に対してフィードバックする電流フィードバック制御方式では、「 d 軸電圧指令値及び q 軸電圧指令値」が該当する。また、 d 軸電流推定値及び q 軸電流推定値から算出したトルク推定値をトルク指令値に対してフィ

50

ードバックするトルクフィードバック制御方式では、「電圧位相指令値」が該当する。

その他、「交流電動機の電圧に関する指令値」には、三相交流電圧指令値、電圧ベクトルの振幅指令値等、交流電動機の制御に関するあらゆる電圧指令値を含む。

【0013】

本発明によると、センサ相電流のゼロクロス時に交流電動機の電圧に関する指令値を補間することで、電流推定の計算式において、0で除算する「ゼロ割り」又は0で乗算する「ゼロ掛け」が発生することを防ぐ。したがって、センサ相電流のゼロクロス時に電流推定値の変動を防止することができる。

【0014】

特に本発明では、「ゼロクロス時」を所定の時間幅の「ゼロクロス期間」として捉え、このゼロクロス期間中、交流電動機の電圧に関する指令値を「連続的な変数値」で繰り返し更新して補間することを特徴とする。

10

本発明の補間方法と相対する方法として、ゼロクロス期間の開始時に設定した補間値に固定する方法がある。該補間値で固定する場合、ゼロクロス期間中に発生する可能性のある電圧指令値の変化を考慮しないため、ゼロクロス期間の終了時に電動機の駆動状態に対する最適な指令値と該補間値とが乖離し、ゼロクロス時の処理から復帰した際に電圧指令値が不連続に変化するおそれがある。

【0015】

それに対し本発明では、交流電動機の電圧に関する指令値を「連続的な変数値」で補間することにより、ゼロクロス期間中に電動機の駆動状態に合わせて補間値を連続的に変化させ、ゼロクロス期間の終了時における電動機の駆動状態に対する最適な電圧指令値と補間値との乖離を抑制することができる。

20

ここで、「連続的な変数値」で補間するための具体的な処理は、例えば電圧指令値についてフィードフォワード演算等による基準値を設定し、この基準値に対してフィルタ処理してもよい。或いは、前々回値又はそれ以前の値と前回値とを外挿して今回の補間値を算出してもよい。

【0016】

また、電流推定手段は、さらにセンサ相以外の他の相の電流推定値を推定する。これには、次のような構成がある。一つ目に、センサ相以外の他の相の電流推定値を算出してから、センサ相の電流検出値と他の相の電流推定値とをd q変換してd軸電流推定値及びq軸電流推定値を算出する構成である。二つ目に、d軸電流推定値及びq軸電流推定値を算出してから、逆d q変換により他の相の電流推定値を算出する構成である。また、これらを複合した構成も可能である。

30

そして、センサ相電流のゼロクロス時に、さらに他の相の電流推定値を補間することにより、他の相の電流推定値が急変動することを防止することができる。

【0017】

加えて、センサ相電流のゼロクロス時に、電流推定手段が推定したd軸電流推定値及びq軸電流推定値を補間してもよい。これにより、d軸電流推定値及びq軸電流推定値の変動を防止することができる。よって、d軸電流推定値及びq軸電流推定値を用いて実行する他の制御や判定において、誤判定や誤動作等の影響を回避することができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図1】本発明の実施形態による交流電動機の制御装置が適用される電動機駆動システムの構成を示す図である。

【図2】本発明の実施形態による交流電動機の制御装置の全体構成図である。

【図3】本発明の第1実施形態による電流フィードバック制御方式の制御部の構成を示すブロック図である。

【図4】図3の他相電流推定部の構成を示すブロック図である。

【図5】センサ相を基準にした固定座標系(座標系)を説明する図である。

【図6】センサ相電流のゼロクロス時における他相電流推定値の挙動を説明する波形図で

50

ある。

【図 7】センサ相電流のゼロクロス時における d 軸電圧指令値及び q 軸電圧指令値の補間の実施例を示す模式図である。

【図 8】本発明の第 1 実施形態による電流推定処理のフローチャートである。

【図 9】他相電流推定値のゼロクロス時補間処理のサブフローチャートである。

【図 10】第 1 実施形態の変形例による電流推定処理のフローチャートである。

【図 11】本発明の第 2 実施形態によるトルクフィードバック制御方式の制御部の構成を示すブロック図である。

【図 12】センサ相電流のゼロクロス時における電圧位相指令値の補間の実施例を示す模式図である。

【図 13】本発明の第 2 実施形態による電流推定処理のフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0019】

以下、本発明による交流電動機の制御装置の実施形態を図面に基づいて説明する。

最初に、複数の実施形態に共通の構成について、図 1、図 2 を参照して説明する。この実施形態による「交流電動機の制御装置」としての電動機制御装置 10 は、ハイブリッド自動車を駆動する電動機駆動システム 1 に適用される。

【0020】

[交流電動機の制御装置の構成]

図 1 に示すように、電動機駆動システム 1 は、交流電動機 2、直流電源 8、及び電動機制御装置 10 等を備える。

交流電動機 2 は、例えば電動車両の駆動輪 6 を駆動するためのトルクを発生する電動機である。本実施形態の交流電動機 2 は、永久磁石同期型の三相交流電動機である。

【0021】

電動車両には、ハイブリッド自動車、電気自動車、燃料電池車等、電気エネルギーによって駆動輪 6 を駆動する車両が含まれるものとする。本実施形態の電動車両は、エンジン 3 を備えたハイブリッド車両であり、交流電動機 2 は、駆動輪 6 を駆動するためのトルクを発生する電動機としての機能、及び、エンジン 3 や駆動輪 6 から伝わる車両の運動エネルギーにより駆動されて発電可能な発電機としての機能を有する、所謂モータジェネレータ（図中、「MG」と記す。）である。

【0022】

交流電動機 2 は、例えば変速機等のギア 4 を介して車軸 5 に接続される。これにより、交流電動機 2 の駆動力は、ギア 4 を介して車軸 5 を回転させることにより、駆動輪 6 を駆動する。

直流電源 8 は、例えばニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池や電気二重層キャパシタ等、充放電可能な蓄電装置である。直流電源 8 は、電動機制御装置 10 のインバータ 12（図 2 参照）と接続され、インバータ 12 を介して交流電動機 2 と電力の授受可能に構成されている

【0023】

車両制御回路 9 は、マイクロコンピュータ等により構成され、内部にはいずれも図示しない CPU、ROM、I/O、及び、これらを接続するバスライン等を備えている。車両制御回路 9 は、予め記憶されたプログラムを CPU で実行することによるソフトウェア処理や、専用の電子回路によるハードウェア処理により、電動車両全体を制御する。

【0024】

車両制御回路 9 は、いずれも図示しないアクセルセンサからのアクセル信号、ブレーキスイッチからのブレーキ信号、シフトスイッチからのシフト信号、及び、車両の速度に関する車速信号等の各種センサやスイッチ等から信号を取得可能に構成されている。車両制御回路 9 は、取得されたこれらの信号等に基づいて車両の運転状態を検出し、運転状態に応じたトルク指令値 $t r q^*$ を電動機制御装置 10 に出力する。また車両制御回路 9 は、エンジン 3 の運転を制御する図示しないエンジン制御回路に対し、指令信号を出力する。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 5 】

図 2 に示すように、電動機制御装置 1 0 は、インバータ 1 2、電流センサ 1 3、及び「制御手段」としての制御部 1 5 を備える。

インバータ 1 2 には、図示しない昇圧コンバータによる直流電源の昇圧電圧がシステム電圧 V_H として入力される。インバータ 1 2 は、ブリッジ接続される図示しない 6 つのスイッチング素子を有する。スイッチング素子には、例えば I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor)、M O S (Metal Oxide Semiconductor) トランジスタ、バイポーラトランジスタ等を用いることができる。制御部 1 5 の P W M 信号生成部 2 5 から出力される P W M 信号 U_U 、 U_L 、 V_U 、 V_L 、 W_U 、 W_L に基づいてスイッチング素子のオン/オフが制御されることにより、交流電動機 2 に印加される三相交流電圧 v_u 、 v_v 、 v_w に基づいて交流電動機 2 の駆動が制御される。

10

【 0 0 2 6 】

電流センサ 1 3 は、交流電動機 2 のいずれか一相に設けられる。本実施形態では、電流センサ 1 3 は、W 相に設けられており、以下、電流センサ 1 3 の設けられる W 相を「センサ相」という。電流センサ 1 3 は、W 相の相電流をセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} として検出し、制御部 1 5 に出力する。

以下、本実施形態の説明では、センサ相を W 相とする構成を前提として説明する。ただし、他の実施形態では、U 相又は V 相をセンサ相としてもよい。

【 0 0 2 7 】

回転角センサ 1 4 は、交流電動機 2 の図示しないロータ近傍に設けられ、電気角 e を検出し、制御部 1 5 に出力する。また、回転角センサ 1 4 により検出された電気角 e に基づき、交流電動機 2 のロータの回転数 N が算出される。以下、「交流電動機 2 のロータの回転数 N 」を、単に「交流電動機 2 の回転数 N 」という。

20

本実施形態の回転角センサ 1 4 は、レゾルパであるが、その他の実施形態では、ロータリエンコーダ等、他種のセンサを用いてもよい。

【 0 0 2 8 】

制御部 1 5 は、マイクロコンピュータ等により構成され、内部にはいずれも図示しない C P U、R O M、I / O、及び、これらの構成を接続するバスライン等を備えている。制御部 1 5 は、予め記憶されたプログラムを C P U で実行することによるソフトウェア処理や、専用の電子回路によるハードウェア処理により、交流電動機 2 の動作を制御する。

30

【 0 0 2 9 】

電動機制御装置 1 0 は、回転角センサ 1 4 が検出した電気角 e に基づく交流電動機 2 の回転数 N 、及び、車両制御回路 9 からのトルク指令値 $t r q^*$ に応じて、交流電動機 2 を「電動機としての力行動作」により電力を消費し、又は「発電機としての回生動作」により電力を生成する。具体的には、回転数 N 及びトルク指令値 $t r q^*$ の正負によって、以下の 4 つのパターンで動作を切り替える。

- < 1 . 正転力行 > 回転数 N が正でトルク指令値 $t r q^*$ が正のとき、電力消費。
- < 2 . 正転回生 > 回転数 N が正でトルク指令値 $t r q^*$ が負のとき、発電。
- < 3 . 逆転力行 > 回転数 N が負でトルク指令値 $t r q^*$ が負のとき、電力消費。
- < 4 . 逆転回生 > 回転数 N が負でトルク指令値 $t r q^*$ が正のとき、発電。

40

【 0 0 3 0 】

回転数 $N > 0$ (正転) で、トルク指令値 $t r q^* > 0$ である場合、または、回転数 $N < 0$ (逆転) でトルク指令値 $t r q^* < 0$ である場合、インバータ 1 2 は、スイッチング素子のスイッチング動作により、直流電源 8 側から供給される直流電力を交流電力に変換してトルクを出力する (力行動作する) ように、交流電動機 2 を駆動する。

一方、回転数 $N > 0$ (正転) で、トルク指令値 $t r q^* < 0$ である場合、または、回転数 $N < 0$ (逆転) でトルク指令値 $t r q^* > 0$ である場合、インバータ 1 2 は、スイッチング素子のスイッチング動作により、交流電動機 2 が発電した交流電力を直流電力に変換し、直流電源 8 側へ供給することにより、回生動作する。

【 0 0 3 1 】

50

[制御部の構成と作用効果]

以下、制御部 15 の構成及び作用効果を実施形態毎に説明する。第 1 実施形態の制御部 151 は電流フィードバック制御方式により、第 2 実施形態の制御部 153 はトルクフィードバック制御方式により、交流電動機 2 の通電を制御する。

【 0032 】

(第 1 実施形態)

本発明の第 1 実施形態の制御部 151 について、図 3 ~ 図 10 を参照して説明する。

電流フィードバック制御方式は、d 軸電流指令値 i_d^* 及び q 軸電流指令値 i_q^* に対して d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} をフィードバックする制御方式であり、いわゆる正弦波制御モードや過変調制御モードが含まれる。

図 3 に示すように、制御部 151 は、dq 軸電流指令値演算部 21、電流減算器 22、PI 演算部 23、逆 dq 変換部 24、PWM 信号生成部 25、電流推定部 301 及び、「ゼロクロス補間手段」としての電圧指令値ゼロクロス補間部 27 を有する。

【 0033 】

dq 軸電流指令値演算部 21 は、車両制御回路 9 から取得したトルク指令値 t_{rq}^* に基づき、交流電動機 2 の回転座標系 (d - q 座標系) における d 軸電流指令値 i_d^* 及び q 軸電流指令値 i_q^* を演算する。本実施形態では、d 軸電流指令値 i_d^* 及び q 軸電流指令値 i_q^* は、予め記憶されているマップを参照することにより演算される。他の実施形態では数式等から演算するように構成してもよい。

【 0034 】

電流減算器 22 は、d 軸電流減算器 221 及び q 軸電流減算器 222 を有する。d 軸電流減算器 221 では、電流推定部 301 にて算出されてフィードバックされる d 軸電流推定値 i_{d_est} と d 軸電流指令値 i_d^* との差である d 軸電流偏差 i_d を算出する。また、q 軸電流減算器 222 では、電流推定部 301 にて算出されてフィードバックされる q 軸電流推定値 i_{q_est} と q 軸電流指令値 i_q^* との差である q 軸電流偏差 i_q を算出する。

【 0035 】

PI 演算部 23 は、d 軸 PI 演算部 231 及び q 軸 PI 演算部 232 を有する。d 軸 PI 演算部 231 では、d 軸電流推定値 i_{d_est} を d 軸電流指令値 i_d^* に追従させるべく、d 軸電流偏差 i_d が 0 に収束するように d 軸電圧指令値 v_d^* を PI 演算により算出する。また、q 軸 PI 演算部 232 では、q 軸電流推定値 i_{q_est} を q 軸電流指令値 i_q^* に追従させるべく、q 軸電流偏差 i_q が 0 に収束するように q 軸電圧指令値 v_q^* を PI 演算により算出する。

【 0036 】

PI 演算部 23 が演算した d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* は、電圧指令値ゼロクロス補間部 27 を経由し、d 軸電圧指令値 (確定値) $v_{d_fix}^*$ 及び q 軸電圧指令値 (確定値) $v_{q_fix}^*$ として逆 dq 変換部 24 に入力される。電圧指令値ゼロクロス補間部 27 の構成については後述する。

逆 dq 変換部 24 では、回転角センサ 14 から取得される電気角 e に基づき、d 軸電圧指令値 (確定値) $v_{d_fix}^*$ 及び q 軸電圧指令値 (確定値) $v_{q_fix}^*$ を、U 相電圧指令値 v_u^* 、V 相電圧指令値 v_v^* 、及び W 相電圧指令値 v_w^* に変換する。

【 0037 】

PWM 信号生成部 25 では、インバータ 12 のスイッチング素子のオン / オフの切替えに係る PWM 信号 U_U 、 U_L 、 V_U 、 V_L 、 W_U 、 W_L を、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* 、及び、インバータ 12 に印加されるシステム電圧 V_H に基づいて算出する。

そして、PWM 信号 U_U 、 U_L 、 V_U 、 V_L 、 W_U 、 W_L に基づいてインバータ 12 のスイッチング素子のオン / オフが制御されることより、三相交流電圧 v_u 、 v_v 、 v_w が生成され、この三相交流電圧 v_u 、 v_v 、 v_w が交流電動機 2 に印加されることにより、トルク指令値 t_{rq}^* に応じたトルクが出力されるように、交流電動機 2 の駆動が制御される。

10

20

30

40

50

【0038】

電流推定部301は、他相電流推定部31及びd q変換部34を有している。

そもそも電流センサ13が二相に設けられている電動機制御装置の場合、キルヒホッフの法則により、電流センサ13が設けられていない残りの一相の電流を容易に算出可能である。それに対し、電流センサ13を一相(W相)にのみ設ける本実施形態では、電流推定部301の他相電流推定部31にて、電流センサ13が設けられていないU相、V相のうち一相の電流を推定する。以下、電流を推定する相を「推定相」という。本実施形態の説明では、推定相をU相とする構成を前提として説明する。

【0039】

d q変換部34は、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} と他相電流推定部31が推定した推定相の電流推定値 i_{u_est} とをd q変換し、d軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} を算出する。

なお、図3中、他相電流推定部31からd q変換部34に出力される他相電流推定値について「 $i_{u(v)_est}$ 」、同じくd q変換部34について「 $u(v)_w\ dq$ 」というように、推定相をV相とする場合を括弧書きで示す。

【0040】

次に、他相電流推定部31が推定相の電流推定値 i_{u_est} を推定する構成について説明する。ここで、電流フィードバック制御方式では、d軸電流指令値 i_{d^*} 及びq軸電流指令値 i_{q^*} が制御に用いられる。そこで、本実施形態の他相電流推定部31は、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} 、電気角 e 、並びにd軸電流指令値 i_{d^*} 及びq軸電流指令値 i_{q^*} の情報に基づいて、推定相の電流推定値 i_{u_est} を算出する。

特に本実施形態では、座標系における軸電流 i と軸電流 i とに基づいて算出したセンサ相基準電流位相 x から、推定相の電流推定値 i_{u_est} を算出することを特徴とする。

【0041】

本実施形態の他相電流推定部31の詳細構成では、図4に示すように、他相電流参照値算出部32及び他相電流ゼロクロス補間部33を含む。

他相電流参照値算出部32は、d q軸電流指令値演算部21により算出されるd軸電流指令値 i_{d^*} 及びq軸電流指令値 i_{q^*} 、並びに電気角 e を取得し、逆d q変換により、推定相でないV相の電流指令値 i_{v^*} を算出する。

なお、他の実施形態で推定相がV相の場合には、U相の電流指令値 i_{u^*} を算出する。或いは、U相及びV相の電流指令値 i_{u^*} 、 i_{v^*} を算出してもよい。

【0042】

次に、こうして算出されたV相電流指令値 i_{v^*} 、及び、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} を用い、軸電流 i 及び軸電流 i を算出した後、座標系で定義されるセンサ相基準電流位相 x を算出する。

図5に示すように、軸はセンサ相であるW相の軸に一致し、軸は軸に直交する。センサ相基準電流位相 x は、軸と、電流振幅 I_a の電流ベクトル($I_a x$)とがなす、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} に同期した角度である。正回転、正トルクの力行状態において、W相電流 i_w の波形が負から正にゼロクロスするときのセンサ相基準電流位相 x は $0 [^\circ]$ であり、W相電流 i_w の波形が正から負にゼロクロスするときのセンサ相基準電流位相 x は $180 [^\circ]$ である。

【0043】

ここで、センサ相基準電流位相 x の算出に用いる軸電流 i 、及び、軸電流 i について説明する。軸電流 i 及び軸電流 i を、各相電流 i_u 、 i_v 、 i_w を用いて表すと、式(1)、(2)となる。式(1)、(2)中のKは、変換係数である。

【0044】

10

20

30

40

【数 1】

$$i\alpha = K \times \left(iw - \frac{1}{2} \times iu - \frac{1}{2} \times iv \right) \quad \dots (1)$$

$$i\beta = K \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times iu - \frac{\sqrt{3}}{2} \times iv \right) \quad \dots (2)$$

【0045】

また、上述の通り、キルヒホッフの法則より、三相電流 i_u 、 i_v 、 i_w の瞬時値の和は 0 となる。すなわち、以下の式 (3) が成り立つ。 10

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad \dots (3)$$

ここで、式 (1) について式 (3) を用いて変形すると、以下の式 (4) が得られる。

【0046】

【数 2】

$$i\alpha = K \times \frac{3}{2} \times iw \quad \dots (4)$$

【0047】

すなわち、式 (4) に示すように、軸電流 i は、センサ相である W 相電流 i_w のみに基づいて算出可能である。ここで、W 相電流 i_w として、センサ相の電流検出値 i_w_sns を用いると、軸電流検出値 i_sns は、式 (5) のように表される。 20

【0048】

【数 3】

$$i\alpha_sns = K \times \frac{3}{2} \times iw_sns \quad \dots (5)$$

【0049】

また、式 (2) を参照し、U 相電流 i_u として電流指令値 i_u^* 、V 相電流として電流指令値 i_v^* を用いると、軸電流推定値 i_est は、式 (6) のように表される。 30

【0050】

【数 4】

$$i\beta_est = K \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times iu^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \times iv^* \right) \quad \dots (6)$$

【0051】

式 (6) では、軸電流推定値 i_est は、電流指令値 i_u^* 及び i_v^* から算出されており、電流センサ 13 により検出されるセンサ相の電流検出値 i_w_sns の成分が含まれていない。そのため、式 (6) により算出される軸電流推定値 i_est は、必ずしも実電流を精度よく反映した情報にはならない。 40

そこで、キルヒホッフの法則 (式 (3)) を用い、軸電流推定値 i_est にセンサ相の電流検出値 i_w_sns を含ませるように式 (6) を変形すると、以下の式 (7) のようになる。

【0052】

【数 5】

$$i\beta_est = K \times \left(-\sqrt{3} \times iv^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \times iw_sns \right) \quad \dots (7)$$

【0053】

式(7)のように、実電流であるセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} を 軸電流推定値 $i_{_est}$ に含ませることにより、制御変動に応答できるようになり、W相軸成分が小さく、収束しにくい領域を狭小化できるため、 軸電流推定値 $i_{_est}$ の精度を向上させることができる。つまりは、 軸電流推定値 $i_{_est}$ を用いて算出されるセンサ相基準電流位相 α の検知精度を向上させることができる。

続いて、式(5)により算出された 軸電流検出値 $i_{_sns}$ 、及び、式(6)又は式(7)により算出された 軸電流推定値 $i_{_est}$ に基づき、式(8)により、センサ相基準電流位相 α を算出する。

【0054】

ここで、式(8)を用いて、センサ相基準電流位相 α を逆正接関数 (\tan^{-1}) で計算する場合、 軸電流 i_{β} 及び 軸電流 i_{α} の定義によっては、センサ相基準電流位相 α がセンサ相(W相)に同期した角度にはならない場合がある。これは、軸の定義(例えば、 軸と 軸の入れ替わりや符号反転)によるものである。

【0055】

この場合には、正回転、正トルクにおけるセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} が負から正にゼロクロスするときのセンサ相基準電流位相 α が $0 [^\circ]$ になり、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} が正から負にゼロクロスするときのセンサ相基準電流位相 α が $180 [^\circ]$ になるように、すなわち、センサ相電流検出値 i_{w_sns} に同期した角度となるように、適宜、算出方法を変更してもよいものとする。例えば、 軸電流 i_{β} 及び 軸電流 i_{α} の符号を操作してからセンサ相基準電流位相 α を算出してもよく、また 軸電流 i_{β} および 軸電流 i_{α} 自体を入替えたり、 軸と 軸との直交関係による位相差 $90 [^\circ]$ を算出したセンサ相基準電流位相 α に適宜加減してもよい。

【0056】

【数6】

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{i_{\beta_est}}{i_{\alpha_sns}} \right) \cdot \cdot \cdot (8)$$

【0057】

次に、センサ相基準電流位相 α 、及び、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} を用い、推定相であるU相の電流推定値 i_{u_est} を算出する。

ここで、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} 、及び、推定相であるU相電流推定値 i_{u_est} を、センサ相基準電流位相 α を用いて表すと、各相の位相差は $120 [^\circ]$ であるので、式(9)、(10)のようになる。式(9)、(10)中の I_a は、電流振幅である。

$$i_{w_sns} = I_a \times \sin(\alpha) \cdot \cdot \cdot (9)$$

$$i_{u_est} = I_a \times \sin(\alpha - 120^\circ) \cdot \cdot \cdot (10)$$

【0058】

また、U相電流推定値 i_{u_est} は、加法定理により式(10)を変形すると、センサ相基準電流位相 α 及びセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} を用いて以下の式(11)のように表される。

【0059】

10

20

30

40

【数 7】

$$iu_est = Ia \times \sin(\theta x - 120^\circ)$$

$$= -\frac{1}{2} \times Ia \times \sin(\theta x) - \frac{\sqrt{3}}{2} \times Ia \times \cos(\theta x)$$

$$= -\frac{1}{2} \times iw_sns - \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{Ia \times \sin(\theta x)}{\tan(\theta x)}$$

$$= \left\{ -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{1}{\tan(\theta x)} \right\} \times iw_sns \quad \dots (11)$$

10

【0060】

また、推定係数 iu_kp を式 (12) で定義すると、U相電流推定値 iu_est は、推定係数 iu_kp を用いて式 (13) のようにも表される。ここで、推定係数 iu_kp は、式 (12) で直接演算してもよく、又は式 (12) の一部或いは全体をセンサ相基準電流位相 x に基づいて予めマップ化しておき、このマップを参照することにより算出してもよい。

【0061】

制御部 151 が一般的な電子制御回路 (マイコン) で構成される場合、制御部 151 に演算式を実装すると、連続時間ではなく離散時間で処理され、センサ検出値や各演算値も指定された分解能 (LSB) に基づく離散値として扱われる。ここで、「演算式を実装する」とは、ソフトウェアのプログラムや、ハードウェア回路の構築等を含むものとする。処理負荷の大きい乗算や除算を避けるため、引数をセンサ相基準電流位相 x とし、推定係数 iu_kp 、或いは推定係数 iu_kp 内の $\{1 / \tan(x)\}$ 項をマップ化しておくことが有効である。このようなマップを設けることにより、離散系への適用を容易にし、マイコンの処理負荷を最小限に留めることができ、演算処理能力の高い高価なマイコンを用いる必要が無くなる。

20

【0062】

【数 8】

$$iu_kp = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{1}{\tan(\theta x)} \quad \dots (12)$$

30

$$iu_est = iu_kp \times iw_sns \quad \dots (13)$$

【0063】

式 (11) または式 (13) を参照すると、U相電流推定値 iu_est をセンサ相基準電流位相 x 、及びセンサ相の電流検出値 iw_sns を用いて算出する場合、電流振幅 Ia を用いていない。したがって、電流推定において、電流振幅 Ia を求める必要がなく、演算すべき変数を削減することができる。

40

【0064】

センサ相基準電流位相 x 及びセンサ相の電流検出値 iw_sns に基づいて算出されたU相電流推定値 iu_est は、推定相の電流推定値 (参照値) iu_est_ref として他相電流ゼロクロス補間部 33 に出力される。

【0065】

ここで、図 6 に示すように、センサ相の電流検出値 iw_sns は正弦波状に変化し、位相 $180 [^\circ]$ 毎に $0 [A]$ をまたいで正負を交替する。このように、センサ相の電流検出値 iw_sns が厳密な $0 [A]$ であるときに限らず、 $0 [A]$ を含む所定範囲 Az 内にあるとき、「センサ相電流のゼロクロス時」という。また、以下の説明で、電流値等

50

について、厳密な0のみでなく、検出誤差や機器の分解能を考慮した制御演算上実質的に0と同等の範囲の値を含むとき、「ゼロ」と記載する。

【0066】

「0[A]を含む所定範囲Az内の値」とは、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} の絶対値が所定値以下であること、或いは、推定係数 i_{u_kp} の絶対値が所定値以上であることをいう。ここで、「所定値」とは、例えば $\pm 5[A]$ といった具合に電流値で設定してもよいし、5[LSB]といった具合に離散系における分解能に基づいて設定してもよいし、数式等で設定してもよい。また、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} とセンサ相基準電流位相 x とが同期していることから、センサ相基準電流位相 x の値によって判定してもよい。

10

【0067】

図6(b)に示すように、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} が所定範囲Az内にある状態は位相軸上でゼロクロス位相範囲 P_{zx} に対応する。ゼロクロス位相範囲 P_{zx} は、時間軸上の「ゼロクロス期間 T_{zx} 」(後述する図7等参照)にも換算できる。

時間軸への換算方法は、交流電動機2の回転数を係数として算出する方法や、ゼロクロス位相範囲 P_{zx} の開始点から終了点までの2点間を通過する時間をマイコン内のタイマー等で計測する方法等、どのような方法を用いてもよい。

【0068】

センサ相電流のゼロクロス時には、式(5)より軸電流検出値 $i_{_sns}$ がゼロとなり、式(8)にて、センサ相基準電流位相 x の正接 $\tan(x)$ が無限大になる。

20

すると、式(11)において、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} がゼロになるとき、或いは、センサ相基準電流位相 x の正接 $\tan(x)$ が無限大になるとき、ゼロで乗算する「ゼロ掛け」が生じる。また、センサ相基準電流位相 x の正接 $\tan(x)$ がゼロとなるとき、ゼロで除算する「ゼロ割り」が生じる。そのため、推定相であるU相の電流推定値 i_{u_est} が変動するおそれがある。

【0069】

そこで、本実施形態では、他相電流ゼロクロス補間部33において、電流推定値(参照値) $i_{u_est_ref}$ を補間し、ゼロ割り、ゼロ掛けをマスクしている。

なお、ゼロ割りに関しては、式(13)において離散系の影響により電流推定値が意図しない値で算出されるのを防ぐため、推定係数 i_{u_kp} 、或いは推定係数 i_{u_kp} 内の $\{1/\tan(x)\}$ 項に制限値を設けておくことでも対策できる。また、制御部151に式(13)を実装する場合、推定係数 i_{u_kp} 、或いは推定係数 i_{u_kp} 内の $\{1/\tan(x)\}$ 項をマップ化しておくことも有効であり、その場合、マップ上で制限値を設けておくことでも対策できる。

30

【0070】

他相電流ゼロクロス補間部33は、ゼロクロス判定部331及び前回値保持部332を有する。ゼロクロス判定部331は、現在、「センサ相電流のゼロクロス時」であるか否か判定する。すなわち、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} が、0[A]を含む所定範囲Az内であるとき、センサ相電流のゼロクロス時であると判定する。

【0071】

センサ相電流のゼロクロス時でないと判定した場合、ゼロクロス判定部331は、他相電流参照値算出部332にて算出された電流推定値(参照値) $i_{u_est_ref}$ を、そのまま電流推定値(確定値) $i_{u_est_fix}$ としてdq変換部34へ出力する。

一方、センサ相電流のゼロクロス時であると判定した場合、ゼロクロス判定部331は、前回値保持部332から電流推定値(補間値) $i_{u_est_cmp}$ を取得し、この電流推定値(補間値) $i_{u_est_cmp}$ を、電流推定値(確定値) $i_{u_est_fix}$ としてdq変換部34へ出力する。

40

【0072】

前回値保持部332では、予め前回値を保持しておき、センサ相電流のゼロクロス時であると判定した場合、電流推定値(補間値) $i_{u_est_cmp}$ を算出し、ゼロクロス

50

判定部 331 に出力する。

例えば、前回値保持部 332 では、以前に算出された電流推定値（確定値） $i_{u_est_fix}$ について、直近の所定回数分を、電流推定値（保持値） $i_{u_est_hld}$ として保持しておく。そして、センサ相電流のゼロクロス時であると判定した場合、前回値またはそれ以前の値である電流推定値（保持値） $i_{u_est_hld}$ を、電流推定値（補間値） $i_{u_est_cmp}$ としてゼロクロス判定部 331 に出力する。

【0073】

また例えば、前回値保持部 332 では、以前に d q 変換部 34 にて算出された d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} について、直近の所定回数分を、d 軸電流推定値（保持値） $i_{d_est_hld}$ 及び q 軸電流推定値（保持値） $i_{q_est_hld}$ として保持しておく。そして、センサ相電流のゼロクロス時であると判定した場合、前回値またはそれ以前の値である d 軸電流推定値（保持値） $i_{d_est_hld}$ 及び q 軸電流推定値（保持値） $i_{q_est_hld}$ を用い、逆 d q 変換により算出された U 相電流推定値を、電流推定値（補間値） $i_{u_est_cmp}$ としてゼロクロス判定部 331 に出力する。

【0074】

このように、センサ相電流のゼロクロス時に推定相の電流推定値 i_{u_est} を補間することで、式 (11) における「ゼロ割り」及び「ゼロ掛け」によって生じる推定相の電流推定値 i_{u_est} の急変動を回避することができる。なお、他相電流ゼロクロス補間部 33 における推定相の電流推定値 i_{u_est} のゼロクロス補間方法は、上述した方法以外の方法であってもよいし、必要に応じてゼロクロス補間を行わなくてもよい。

【0075】

d q 変換部 34 は、他相電流ゼロクロス補間部 33 から取得した電流推定値（確定値） $i_{u_est_fix}$ 、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} 、及び電気角 e を用い、d q 変換により d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} を算出する。

d q 変換部 34 における d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} の算出について説明する。まず、d q 変換の一般式を以下の式 (14) に示す。

【0076】

【数 9】

$$\begin{bmatrix} i_{d_est} \\ i_{q_est} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 120^\circ) & \cos(\theta_e + 120^\circ) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \dots (14)$$

【0077】

ここで、キルヒホッフの法則（式 (3) 参照）より $i_v = -i_u - i_w$ であり、また、 $i_u = i_{u_est}$ 、 $i_w = i_{w_sns}$ を式 (14) に代入すると、以下の式 (15) が得られる。なお、本実施形態では、 i_{u_est} として、ゼロクロス補間された電流推定値（確定値） $i_{u_est_fix}$ を用いる。

【0078】

10

20

30

【数 10】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} id_est \\ iq_est \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) - \cos(\theta_e - 120^\circ) & \cos(\theta_e + 120^\circ) - \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ -\sin(\theta_e) + \sin(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) + \sin(\theta_e - 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iw_sns \\ iw_sns \end{bmatrix} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \sqrt{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + 30^\circ) & -\cos(\theta_e - 90^\circ) \\ -\sin(\theta_e + 30^\circ) & \sin(\theta_e - 90^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iw_sns \\ iw_sns \end{bmatrix} \\
 &= \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(\theta_e + 120^\circ) & -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) & -\cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iw_sns \\ iw_sns \end{bmatrix} \quad \dots (15)
 \end{aligned}$$

10

【0079】

式(15)に示すように、三相のうち二相の電流値(検出値または推定値)を用い、d-q変換によりd軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} を算出可能である。したがって、他相電流推定部31は、センサ相以外の二相のうち一相(U相)の電流推定値を算出すればよく、もう一方の相(V相)の電流推定値を算出する必要はない。

【0080】

図3に戻って説明を続ける。電流推定部301が以上のように推定したd軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} は、減算器22にフィードバックされる。そして、PI演算部23は、d軸電流偏差 i_d 及びq軸電流偏差 i_q に基づいて、d軸電圧指令値 v_{d^*} 及びq軸電圧指令値 v_{q^*} をPI演算により算出する。

20

ところで、センサ相電流のゼロクロス時に、他相電流ゼロクロス補間部33で推定相の電流推定値 i_{u_est} を補間すると、補間に伴う電流推定値 i_{u_est} の誤差によって、d軸電圧指令値 v_{d^*} 及びq軸電圧指令値 v_{q^*} が変動し、電流フィードバック制御が不安定になる可能性がある。そこで、電圧指令値ゼロクロス補間部27は、推定相の電流推定値 i_{u_est} に係るゼロクロス補間とは別に、d軸電圧指令値 v_{d^*} 及びq軸電圧指令値 v_{q^*} についてゼロクロス補間することで、それらの変動を防止する。

【0081】

電圧指令値ゼロクロス補間部27は、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} 及び電気角 e に基づき、他相電流ゼロクロス補間部33のゼロクロス判定部331と同様に、現在、センサ相電流のゼロクロス時であるか否か判定する。或いは、ゼロクロス判定部331の判定結果を援用するようにしてもよい。

30

センサ相電流のゼロクロス時でないとは判定した場合、電圧指令値ゼロクロス補間部27は、PI演算部23が演算したd軸電圧指令値 v_{d^*} 及びq軸電圧指令値 v_{q^*} をそのままd軸電圧指令値(確定値) $v_{d^*_fix}$ 及びq軸電圧指令値(確定値) $v_{q^*_fix}$ として逆d-q変換部24に出力する。

【0082】

一方、センサ相電流のゼロクロス時であると判定した場合、電圧指令値ゼロクロス補間部27は、PI演算部23が演算したd軸電圧指令値 v_{d^*} 及びq軸電圧指令値 v_{q^*} を連続的な変数値で補間し、d軸電圧指令値(確定値) $v_{d^*_fix}$ 及びq軸電圧指令値(確定値) $v_{q^*_fix}$ として逆d-q変換部24に出力する。

40

ここで、「連続的な変数値で補間する」とは、d軸電圧指令値 v_{d^*} 及びq軸電圧指令値 v_{q^*} を、それぞれ前回値等の一定値に固定するのではなく、ゼロクロス期間中、繰り返し補間値を更新することを意味する。

【0083】

d軸電圧指令値 v_{d^*} 及びq軸電圧指令値 v_{q^*} を「連続的な変数値」で補間する具体例について、図7を参照して説明する。

図7の横軸は時間を示し、縦軸は電圧を示す。横軸の時間は、センサ相基準電流位相 x と関連している。すなわち、図6(b)のゼロクロス位相範囲 Pz_x は、開始時 t_s か

50

ら終了時 t_e までの「ゼロクロス期間 T_{zx} 」に相当する。

実線の電圧値は、ゼロクロス期間 T_{zx} 以外の時間において、電流フィードバック制御によって P I 演算部 23 が演算した d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* である。ゼロクロス期間 T_{zx} では、d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* が、破線で示す d 軸電圧指令補間値 $v_{d^*_cmp}$ 及び q 軸電圧指令補間値 $v_{q^*_cmp}$ によって補間される。

【0084】

d 軸電圧指令補間値 $v_{d^*_cmp}$ 及び q 軸電圧指令補間値 $v_{q^*_cmp}$ は、フィルタ処理や外挿法等によって、所定の演算周期で繰り返し演算される。例えば外挿法では、前々回の演算値と前回の演算値、又はそれ以外の過去値の組合せに基づき外挿することで今回値を推測する。

10

また、別の方法では、一点鎖線で示す d 軸電圧指令基準値 $v_{d^*_ref}$ 及び q 軸電圧指令値 $v_{q^*_ref}$ を目標値とし、現在値を目標値に漸近させるように補間値を演算する。この基準値は、例えば、電動機の電圧方程式に基づくフィードフォワード演算によって算出される。

【0085】

フィードフォワード演算では、d 軸電流指令値 i_d^* 及び q 軸電流指令値 i_q^* 、並びに機器定数等に基づいて、式 (16.1)、(16.2) により d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を算出する。

$$v_d^* = R_a \times i_d^* + L_d \times (d/dt) i_d^* - \omega \times L_q \times i_q^* \quad \dots (16.1)$$

20

$$v_q^* = R_a \times i_q^* + L_q \times (d/dt) i_q^* + \omega \times L_d \times i_d^* + \dots (16.2)$$

【0086】

ここで、記号は、以下のとおりである。

R_a : 電機子抵抗

L_d 、 L_q : d 軸自己インダクタンス、q 軸自己インダクタンス

ω : 電気角速度

λ : 永久磁石の電機子鎖交磁束

交流電動機 2 の機器定数である電機子抵抗 R_a 、d 軸自己インダクタンス L_d 、q 軸自己インダクタンス L_q 、及び電機子鎖交磁束 λ は、固定値としてもよいし、計算にて算出してもよい。また、実際の特性に近い値や実測値をマップ化しておき、トルク指令値 $t_r q^*$ 、又は d 軸電流指令値 i_d^* 及び q 軸電流指令値 i_q^* に基づいて演算してもよい。

30

【0087】

また、このフィードフォワード演算に限らず、補間値の漸近目標とする基準値として、他の演算の算出値を用いてもよい。さらに、現在値を基準値に漸近させる処理は、基準値に対してフィルタ処理してもよいし、連続的に値を変化させる他の方法を用いてもよい。

このように、本実施形態では、ゼロクロス期間 T_{zx} において d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を一定値に固定することで補間するのではなく、連続的な変数値で補間することを特徴とする。

40

【0088】

次に、第 1 実施形態の電流推定処理ルーチンについて図 8、図 9 を参照して説明する。以下のフローチャートの説明で、記号 S は「ステップ」を示す。また、上述のように本実施形態では、三相のうちセンサ相として W 相を選択し、電流を推定する推定相として U 相を選択する構成を例示しているため、フローチャートの説明においても、この例による構成を前提として説明する。

【0089】

この電流推定ルーチンは、制御部 151 の電源オン期間中に所定の演算周期で繰り返し実行される。本ルーチンが起動されると、最初の S10 では、電流センサ 13 で検出したセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} を取得すると共に、回転角センサ 14 で検出した交流

50

電動機 2 の電気角 e を取得する。

【 0 0 9 0 】

この後、第 1 実施形態では、他相電流推定部 3 1 の参照値算出部 3 2 にて、S 2 2、S 2 3、S 2 4 により 軸電流 i 及び 軸電流 i を算出した後、S 2 8 によりセンサ相基準電流位相 x を算出する。

S 2 2 では、交流電動機 2 の電気角 e と、d 軸電流指令値 $i d^*$ 及び q 軸電流指令値 $i q^*$ とに基づく逆 d q 変換によって V 相の電流指令値 $i v^*$ を算出する。この場合の V 相は、センサ相以外の二相のうち推定相でない相である。なお、他の実施形態では、U 相及び V 相の電流指令値 $i u^*$ 、 $i v^*$ を算出してもよい。

【 0 0 9 1 】

S 2 3 では、センサ相の電流検出値 $i w_s n s$ を用いて、式 (5) により 軸電流 $i_s n s$ を算出する。

S 2 4 では、他の一相の電流指令値 $i v^*$ とセンサ相の電流検出値 $i w_s n s$ とを用いて、式 (7) により 軸電流 $i_e s t$ を算出する。

S 2 8 では、 軸電流 i と 軸電流 i とを用いて式 (8) によりセンサ相基準電流位相 x を算出する。

【 0 0 9 2 】

S 4 0 では、センサ相基準電流位相 x 及びセンサ相の電流検出値 $i w_s n s$ を用いて、式 (1 1) により U 相の電流推定値 (参照値) $i u_e s t_r e f$ を算出する。このとき、式 (1 2) により算出し、又はマップから取得した推定係数 $i u_k p$ 、及び、センサ相の電流検出値 $i w_s n s$ を用いて、式 (1 3) により U 相の電流推定値 (参照値) $i u_e s t_r e f$ を算出してもよい。

【 0 0 9 3 】

S 5 0 では、他相電流ゼロクロス補間部 3 3 により、U 相の電流推定値 (参照値) $i u_e s t_r e f$ についてゼロクロス時補間処理を行う。

図 9 のサブフローチャートにおいて、S 5 1 では、ゼロクロス判定部 3 3 1 にて、現在、センサ相電流のゼロクロス時であるか否かを判定する。この判定は、例えばセンサ相の電流検出値 $i w_s n s$ が 0 [A] を含む所定範囲 A z 内の値であるか否かによって判定する。

【 0 0 9 4 】

S 5 1 で、センサ相電流のゼロクロス時ではない (N O) と判定された場合、S 5 2 に進み、S 4 0 で算出した U 相の電流推定値 (参照値) $i u_e s t_r e f$ を、そのまま U 相の電流推定値 (確定値) $i u_e s t_f i x$ として出力する。

一方、S 5 1 で、センサ相電流のゼロクロス時である (Y E S) と判定された場合、S 5 4 に進む。S 5 4 では、前回値保持部 3 3 2 から U 相の電流推定値 (補間値) $i u_e s t_c m p$ を取得し、この電流推定値 (補間値) $i u_e s t_c m p$ を、U 相の電流推定値 (確定値) $i u_e s t_f i x$ として出力する。

【 0 0 9 5 】

図 8 に戻り、S 6 0 では、d q 変換部 3 4 にて、センサ相の電流検出値 $i w_s n s$ 、U 相の電流推定値 $i u_e s t$ 、及び電気角 e に基づいて、式 (1 5) により d q 変換を行い、d 軸電流推定値 $i d_e s t$ 及び q 軸電流推定値 $i q_e s t$ を算出する。

こうして算出された d 軸電流推定値 $i d_e s t$ 及び q 軸電流推定値 $i q_e s t$ は、減算器 2 2 にて d 軸電流指令値 $i d^*$ 及び q 軸電流指令値 $i q^*$ に対してフィードバックされる。そして、d 軸電流偏差 $i d$ 及び q 軸電流偏差 $i q$ を 0 に収束させるように、P I 演算部 2 3 にて d 軸電圧指令値 $v d^*$ 及び q 軸電圧指令値 $v q^*$ を演算する。

【 0 0 9 6 】

次に S 7 1 ~ S 7 3 では、電圧指令値ゼロクロス補間部 2 7 にて d 軸電圧指令値 $v d^*$ 及び q 軸電圧指令値 $v q^*$ についてゼロクロス時補間処理を行う。

S 7 1 では、現在、センサ相電流のゼロクロス時であるか否かを判定する。この判定は、S 5 1 の判定結果を援用してもよい。

10

20

30

40

50

センサ相電流のゼロクロス時ではない (S71: NO) と判定された場合、S72に進む。S72では、PI演算部23が演算したd軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* をそのままd軸電圧指令値(確定値) $v_d^*_{fix}$ 及びq軸電圧指令値(確定値) $v_q^*_{fix}$ として出力し、ルーチンを終了する。

【0097】

一方、センサ相電流のゼロクロス時である (S71: YES) と判定された場合、S73に進む。S73では、d軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* を連続的な変数値で補間して、d軸電圧指令値(確定値) $v_d^*_{fix}$ 及びq軸電圧指令値(確定値) $v_q^*_{fix}$ として出力し、ルーチンを終了する。

【0098】

また、図10のフローチャートに示す変形例では、S73に加え、S60で算出されたd軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} を補間するS74を実行する。S74では、d軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} をそれぞれ前回値又はそれ以前の値に固定することで補間してもよく、或いは、連続的な変数値で補間してもよい。

【0099】

(第1実施形態の効果)

(1)本実施形態の電動機制御装置10は、三相のうち一相の相電流を電流センサ13により検出し、他の二相の相電流を推定するものである。電流センサ13をセンサ相のみに設けることで、電流センサ13の数を減らすことができる。これにより、インバータ12の三相出力端子近傍を小型化し、また、電動機制御装置10のコストを低減することができる。

また、電流センサ13の数を1つにすることで、複数個の電流センサを用いる従来の交流電動機の制御システムで発生しうる、電流センサのゲイン誤差の影響が無くなる。これにより、交流電動機2において、複数個の電流センサのゲイン誤差が引き起こす出力トルク変動を排することができ、例えば車両用の場合は車両振動を無くすことに繋がり、車両の商品性を下げる要素を取り除くことができる。

【0100】

(2)電流センサ13を一相にのみ設けた電動機制御装置10において電流フィードバック制御方式により交流電動機2の通電を制御するとき、センサ相電流のゼロクロス時に推定相の電流推定値 i_{u_est} を補間することで、式(11)における「ゼロ割り」及び「ゼロ掛け」により計算が不能になる状況を回避する。したがって、推定相の電流推定値 i_{u_est} が急変動することを防止することができる。

【0101】

(3)センサ相電流のゼロクロス時に、「交流電動機の電圧に関する指令値」として、d軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* を補間することで、例えば、電流推定値 i_{u_est} のゼロクロス補間に伴う推定誤差によるd軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* の変動を防止することができる。よって、交流電動機2の電流フィードバック制御が不安定になることを回避することができる。

【0102】

(4)ゼロクロス期間 T_{zx} の開始時 t_s における情報のみに基づいてd軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* を固定する補間方法では、ゼロクロス期間 T_{zx} 中に演算されるd軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* の変化を考慮しないため、ゼロクロス期間 T_{zx} の終了時に電動機の駆動状態に対する最適な電圧指令値と補間値とが乖離し、ゼロクロス時の処理から復帰した際に、d軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* が不連続に変化するおそれがある。

それに対し、ゼロクロス期間 T_{zx} 中に変化する情報に基づきd軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* を連続的な変数値で補間することにより、ゼロクロス期間 T_{zx} 中に電動機の駆動状態に合わせて補間値を連続的に変化させ、ゼロクロス期間の終了時における電動機の駆動状態に対する最適な電圧指令値と補間値との乖離を抑制することがで

10

20

30

40

50

きる。

【0103】

(5) 上記変形例(図10参照)のように、センサ相電流のゼロクロス時に、d軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧指令値 v_q^* に加え、さらにd軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} を補間することで、d軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} の変動を防止することができる。したがって、電流フィードバック制御以外にd軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} を用いて実行する他の制御や判定において、誤判定や誤動作等の影響を回避することができる。

【0104】

(6) 電流センサを一相にのみ設けた電動機制御装置においてセンサ相以外の相の電流を推定する従来技術として、特許文献1(特開2004-159391号公報)の技術は、d軸電流指令値及びq軸電流指令値に基づいてセンサ相以外の相の電流を推定するものである。

10

【0105】

ところで、交流電動機の電流ベクトルは、制御誤差やフィードバック制御等の影響により、電流指令値に対応した指令電流ベクトルに対して変動しながら、指令電流ベクトルに追従している。そのため、実際の電流位相と指令電流位相との間には「ずれ」が生じており、指令電流位相は実際の電流位相を精度良く反映した情報にはならない。

その点、特許文献1の従来技術では、実際の電流位相を全く考慮しておらず、指令電流位相角から求めたU相電流位相角を用いて他の二相の電流推定値を算出するため、特に車両用のようにトルク変化や回転速度変化が要求される場合には、電流推定値を精度良く算出することができず、交流電動機の制御が成立しなくなる可能性がある。

20

【0106】

それに対し、本実施形態の電流推定部301は、センサ相を基準にした固定座標系(-座標系)における軸電流 i_u と軸電流 i_v に基づいてセンサ相基準電流位相 θ_x を算出するため、センサ相を基準にした実際の電流位相 θ_x を算出することができる。また、センサ相基準電流位相 θ_x とセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} に基づいて推定相の電流推定値 i_{u_est} を算出することで、実際の電流位相 θ_x の高調波成分や通常起こり得る変動の影響を織り込んで推定相の電流推定値 i_{u_est} を精度良く算出することができる。

30

【0107】

(7) 電流フィードバック制御方式を用いて交流電動機2の通電を制御する本実施形態では、d軸電流指令値 i_d^* 及びq軸電流指令値 i_q^* を逆dq変換して得られるセンサ相以外の相の電流指令値 i_u^* 、 i_v^* 、及びセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} のうち2つの相電流値に基づいて、式(6)又は式(7)により軸電流 i_u を算出する。

特に、式(7)により、センサ相以外の一相の電流指令値 i_v^* とセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} に基づいて軸電流 i_u を算出することが好ましい。

【0108】

この場合、-座標系において、「電流検出値の影響が大きく、センサ相基準電流位相 θ_x の算出誤差が小さい領域」を拡大することができる。したがって、センサ相の電流検出値の影響を軸電流 i_u に含ませることができ、その結果、センサ相基準電流位相 θ_x の算出精度を向上させることができる。これにより、d軸電流やq軸電流の周期的な制御変動を低減できると共に、電流指令値の変化時等の過渡時に、電流推定値 i_{u_est} の算出精度、言い換えれば、真値に対する収束性を向上させることができる。

40

【0109】

(第2実施形態)

次に、本発明の第2実施形態の制御部153について、図11~図13を参照して説明する。第2実施形態の制御ブロック図及びフローチャートの説明では、第1実施形態と実質的に同一の構成又はステップに同一の符号を付して説明を省略する。

トルクフィードバック制御方式は、トルク指令値 t_{rq}^* に対してトルク推定値 t_{rq}

50

__e s tをフィードバックする制御方式である。トルクフィードバック制御方式の制御モードとして、具体的には、矩形波電圧の位相を制御する矩形波制御モードが知られている（例えば特開2010-124544号公報参照）。なお、ここでの矩形波とは、電流1周期で1パルスの波形をいう。

【0110】

図11に示すように、制御部153は、トルク減算器52、PI演算部53、矩形波発生器54、信号発生器55、電流推定部303、トルク推定部56、及び「ゼロクロス補間手段」としての電圧位相指令値ゼロクロス補間部57を有する。

トルク減算器52は、トルク推定部56からフィードバックされるトルク推定値 $t r q_{_e s t}$ とトルク指令値 $t r q^*$ との差であるトルク偏差 $t r q$ を算出する。

10

【0111】

PI演算部53は、トルク推定値 $t r q_{_e s t}$ をトルク指令値 $t r q^*$ に追従させるべく、トルク偏差 $t r q$ が0に収束するように、電圧ベクトルの位相指令値である電圧位相指令値 V をPI演算により算出する。

PI演算部53が演算した電圧位相指令値 V は、電圧位相指令値ゼロクロス補間部57を経由し、電圧位相指令値（確定値） $V_{_f i x}$ として矩形波発生器54に入力される。電圧位相指令値ゼロクロス補間部57の構成については後述する。

【0112】

矩形波発生器54は、電圧位相指令値 V と電気角 e とに基づいて矩形波を発生し、U相電圧指令値 $v u^*$ 、V相電圧指令値 $v v^*$ 、及びW相電圧指令値 $v w^*$ を出力する。

20

信号発生器55は、U相電圧指令値 $v u^*$ 、V相電圧指令値 $v v^*$ 、及びW相電圧指令値 $v w^*$ に基づき、インバータ12のスイッチング素子のオン/オフの切替えに係る電圧指令信号UU、UL、VU、VL、WU、WLを生成し、インバータ12に出力する。

電圧信号UU、UL、VU、VL、WU、WLに基づいてインバータ12のスイッチング素子のオン/オフが制御されることより、三相交流電圧 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ が生成され、この三相交流電圧 $v u$ 、 $v v$ 、 $v w$ が交流電動機2に印加されることにより、トルク指令値 $t r q^*$ に応じたトルクが出力されるように、交流電動機2の駆動が制御される。

【0113】

電流推定部303は、電流センサ13が検出したセンサ相の電流検出値 $i w_{_s n s}$ と、回転角センサ14から取得された電気角 e とに基づいて、d軸電流推定値 $i d_{_e s t}$ 及びq軸電流推定値 $i q_{_e s t}$ を推定する。

30

電流フィードバック制御方式と異なり、トルクフィードバック制御方式では、d軸電流指令値 $i d^*$ 及びq軸電流指令値 $i q^*$ 、或いは、これらを逆dq変換して得られるセンサ相以外の相（U相とV相）の電流指令値 $i u^*$ 、 $i v^*$ を電流推定に用いることができない。そこで、本実施形態の電流推定部303は、これらの電流指令値を用いず、センサ相の電流検出値 $i w_{_s n s}$ 、及び電気角 e の情報に基づいて、d軸電流推定値 $i d_{_e s t}$ 及びq軸電流推定値 $i q_{_e s t}$ を推定する。

【0114】

特に本実施形態では、第1実施形態と同様に、まず、他相電流推定部で α -座標系を用いて推定相の電流推定値 $i u_{_e s t}$ を算出する。ここで、 α 軸電流 $i u$ と β 軸電流 $i v$

40

が「sin波とcos波」の関係にあり、 α 軸電流 $i u$ と β 軸電流 $i v$ の位相差が 90 [°]であることに着目し、 α 軸電流の微分値 $\dot{i u}$ に基づいて β 軸電流 $i v$ を算出することを特徴とする。そして、センサ相の電流検出値 $i w_{_s n s}$ と推定相の電流推定値 $i u_{_e s t}$ とをdq変換し、d軸電流推定値 $i d_{_e s t}$ 及びq軸電流推定値 $i q_{_e s t}$ を算出する。

【0115】

軸電流 i の微分については、まず、 α 軸電流 $i u$ を算出するタイミング間での「電気角移動量 e [rad]に対する α 軸電流 $i u$ の変化量」、すなわち、「 α 軸電流 $i u$ の今回値と前回値との差」に基づいて、 α 軸電流の微分値 $\dot{i u}$ を、下式(17)により算出する。

50

$$i = - \{ i (n) - i (n-1) \} / e \cdots (17)$$

【0116】

ここで、電気角移動量 e は、前回の電流検出タイミングから今回の電流検出タイミングまでの電気角移動量をラジアン単位で表した値である。また、 $i (n)$ は 軸電流の今回値であり、 $i (n-1)$ は 軸電流の前回値である。

なお、電流検出タイミングは、インバータ12のいずれかの相のスイッチング素子が電気角 $60 [^\circ]$ 毎にオン/オフするタイミングである「スイッチタイミング」、及び、連続するスイッチタイミング同士の間「中間タイミング」に設定してもよい。

【0117】

また、制御部153における演算が離散系である場合、軸電流微分値 i は、実際の軸電流 i に対し、電気角移動量 e の半分だけ遅れる。この点を考慮し、軸電流 i の前回値と今回値との平均値に電気角移動量 e の半分 ($e/2$) を乗じた補正量 H を式(18)により算出し、この補正量 H を、式(19)により軸電流の微分値 i に加算することが好ましい。

$$H = \{ i (n-1) + i (n) \} / 2 \times (e/2) \cdots (18)$$

$$i_{est} = i + H \cdots (19)$$

【0118】

そして、軸電流 i と 軸電流 i を用いて式(8)によりセンサ相基準電流位相 x を算出する。なお、式(17)において、軸電流 i や 軸電流 i の定義によって符号が反転する場合は、式(8)による「 $\tan^{-1}(i/i)$ 」の計算に適するように、必要に応じて符号を操作してもよい。或いは、計算した結果、センサ相基準電流位相 x がセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} に同期しない場合には、符号操作だけでなく位相差 $90 [^\circ]$ を、算出したセンサ相基準電流位相 x に適宜加減してもよい。この点は、電流フィードバック制御方式と同様である。

【0119】

また、本実施形態の電流推定部303の他相電流推定部は、図4に示す第1実施形態の他相電流推定部31に対し、他相電流参照値算出部32にd軸電流指令値 i_d^* 及びq軸電流指令値 i_q^* が入力される点を除き、同様の詳細構成を有しているものとする。

他相電流参照値算出部32では、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} とセンサ相基準電流位相 x とに基づき、式(11)又は(13)により、推定相の電流推定値(参照値) $i_{u_est_ref}$ を算出する。そして、センサ相電流のゼロクロス時には、他相電流ゼロクロス補間部33(図4参照)にて、推定相の電流推定値 i_{u_est} をゼロクロス補間し、推定相の電流推定値(確定値) $i_{u_est_fix}$ を算出する。

こうして推定相の電流推定値(確定値) $i_{u_est_fix}$ が算出されると、電流推定部303は、式(15)により、d軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} を算出する。

【0120】

トルク推定部56は、電流推定部303が推定したd軸電流推定値 i_{d_est} 及びq軸電流推定値 i_{q_est} に基づいて、トルク推定値 t_{rq_est} を式(20)又はマップ等により演算し、トルク減算器52にフィードバックする。

$$t_{rq_est} = p \times \{ i_{q_est} \times x + (L_d - L_q) \times i_{d_est} \times i_{q_est} \} \cdots (20)$$

記号は、以下のとおりである。

p : 交流電動機の極対数

L_d 、 L_q : d軸自己インダクタンス、q軸自己インダクタンス

x : 永久磁石の電機子鎖交磁束

【0121】

電圧位相指令値ゼロクロス補間部57は、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} 及び電気角 e に基づき、他相電流ゼロクロス補間部33のゼロクロス判定部331(図4参照)

10

20

30

40

50

と同様に、現在、センサ相電流のゼロクロス時であるか否かが判定する。或いは、ゼロクロス判定部 331 の判定結果を援用するようにしてもよい。

センサ相電流のゼロクロス時でないとして判定した場合、電圧位相指令値ゼロクロス補間部 57 は、PI 演算部 53 が演算した電圧位相指令値 V をそのまま電圧位相指令値（確定値） V_{fix} として矩形波発生器 54 に出力する。

【0122】

一方、センサ相電流のゼロクロス時であると判定した場合、電圧位相指令値ゼロクロス補間部 57 は、PI 演算部 53 が演算した電圧位相指令値 V を連続的な変数値で補間し、電圧位相指令値（確定値） V_{fix} として矩形波発生器 54 に出力する。

ここで、「連続的な変数値で補間する」とは、電圧位相指令値 V を前回値等の一定値に固定するのではなく、ゼロクロス期間中、繰り返し補間値を更新することを意味する。

【0123】

電圧位相指令値 V を「連続的な変数値」で補間する具体例について、第 1 実施形態の図 7 に対応する図 12 を参照して説明する。図 12 は、縦軸が位相（角度）を示す他、図 7 と同様である。

実線の位相は、ゼロクロス期間 T_{zx} 以外の時間において、トルクフィードバック制御によって PI 演算部 53 が演算した電圧位相指令値 V を示す。ゼロクロス期間 T_{zx} では、電圧位相指令値 V が、破線で示す電圧位相指令補間値 V_{cmp} によって補間される。

【0124】

電圧位相指令補間値 V_{cmp} は、第 1 実施形態と同様、フィルタ処理や外挿法等によって、所定の演算周期で繰り返し演算される。例えば現在値を目標値に漸近させる方法では、一点鎖線で示す電圧位相指令値 V_{ref} を目標値として補間値を漸近させるように演算する。

この場合、漸近目標とする基準値は、トルク指令値 t_{rq}^* や交流電動機 2 の回転数等に基づき計算式によって算出してもよく、マップ等を参照してもよい。

【0125】

続いて、第 2 実施形態の電流推定処理ルーチンについて図 13 を参照して説明する。

図 13 のフローチャートは、第 1 実施形態の図 8 のフローチャートに対し、S22 - S24 に代えて S25 - S27 により 軸電流 i 及び 軸電流 i を算出する点、及び、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} のゼロクロス時でない（S71：NO）と判定された場合、S72 に代えて S75 を実行し、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} のゼロクロス時である（S71：YES）と判定された場合、S73 に代えて S76 を実行する点が異なる。

【0126】

S25 では、センサ相の電流検出値 i_{w_sns} を用いて、式（5）により 軸電流 i を算出する。

S26 では、 軸電流 i の電流検出タイミングの間の電気角移動量 e に対する 軸電流 i の変化量に基づいて、式（17）により 軸電流の微分値 i を算出する。

S27 では、 軸電流の微分値 i に基づいて、式（18）、（19）により補正量 H を加算して 軸電流 i_{est} を算出する。

【0127】

S75 では、PI 演算部 53 が演算した電圧位相指令値 V をそのまま電圧位相指令値（確定値） V_{fix} として出力し、ルーチンを終了する。

S76 では、電圧位相指令値 V を連続的な変数値で補間して、電圧位相指令値（確定値） V_{fix} として出力し、ルーチンを終了する。

【0128】

また、図 10 に示す第 1 実施形態の変形例における S74 と同様に、図 13 の S76 に加え、d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} を補間するようにしてもよい。この場合、d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} をそ

10

20

30

40

50

れぞれ前回値又はそれ以前の値に固定することで補間してもよく、或いは、連続的な変数値で補間してもよい。

【0129】

(第2実施形態の効果)

第2実施形態は、第1実施形態の効果(1)、(2)を共通に有し、第1実施形態の効果(3)、(4)、(5)に代えて、下記の(3')、(4')、(5')を有する。また、第2実施形態特有の効果(8)を有する。

【0130】

(3') センサ相電流のゼロクロス時に、「交流電動機の電圧に関する指令値」として、電圧位相指令値 V を補間することで、例えば、電流推定値 i_{u_est} のゼロクロス補間に伴う推定誤差による電圧位相指令値 V の変動を防止することができる。よって、交流電動機2のトルクフィードバック制御が不安定になることを回避することができる。

10

【0131】

(4') ゼロクロス期間 T_{zx} の開始時 t_s における情報のみに基づいて電圧位相指令値 V を固定する補間方法では、ゼロクロス期間 T_{zx} 中に演算される電圧位相指令値 V の変化を考慮しないため、ゼロクロス期間 T_{zx} の終了時に電動機の駆動状態に対する最適な電圧位相指令値と補間値とが乖離し、ゼロクロス時の処理から復帰した際に、電圧位相指令値 V が不連続に変化するおそれがある。

それに対し、ゼロクロス期間 T_{zx} 中に変化する情報に基づき電圧位相指令値 V を連続的な変数値で補間することにより、ゼロクロス期間 T_{zx} 中に電動機の駆動状態に合わせて補間値を連続的に変化させ、ゼロクロス期間の終了時における電動機の駆動状態に対する最適な電圧位相指令値と補間値との乖離を抑制することができる。

20

【0132】

(5') 電圧位相指令値 V の補間に加え、センサ相電流のゼロクロス時に、さらに d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} を補間する場合には、d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} の変動を防止することができる。したがって、トルクフィードバック制御以外に d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} を用いて実行する他の制御や判定において、誤判定や誤動作等の影響を回避することができる。

30

【0133】

(8) 本実施形態では、制御部 153 がトルクフィードバック制御方式を行うとき、他相の電流指令値 i_u^* 、 i_v^* を用いることなく、軸電流の微分値 i に基づいて軸電流 i を算出することができる。したがって、トルクフィードバック制御方式でも、電流フィードバック制御方式と同様に、座標系による好適な電流推定を実行することができる。

【0134】

(その他の実施形態)

(ア) 電流推定手段が一相のセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} 及び電気角 e に基づいて、推定相の電流推定値 $i_{u(v)_est}$ 、d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} を推定する方法は、上記実施形態のように、座標系における軸電流 i 及び軸電流 i に基づくものに限らない。

40

例えば、電流指令値を用いる電流推定方法では、第1実施形態の効果(6)が得られないことを是認すれば、従来技術である特開 2004-159391 号公報(特許文献1)の技術等を用いてもよい。

【0135】

また、一相のセンサ相の電流検出値 i_{w_sns} 及び電気角 e に基づいて、センサ相以外の相の電流推定値を推定することなく、d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} を推定する電流推定方法であって、特定の位相やタイミングで推定演算中に「ゼロ割り」や「ゼロ掛け」が発生する可能性がある方法を用いてもよい。

この方法を採用する電流推定部は、まず d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定

50

値 i_{q_est} を推定してから、必要に応じて、逆 dq 変換により他の相の電流推定値を算出する構成となる。

【0136】

(イ) センサ相電流のゼロクロス時において、 d 軸電圧指令値 v_{d^*} 及び q 軸電圧指令値 v_{q^*} 、又は、電圧位相指令値 V の漸近目標とする基準値 (図7、図12参照) は、上述したフィードフォワード演算値に限らず、その他の算出値を用いてもよい。

また、連続的な変数値として補間値を設定する方法は、基準値に対するフィルタ処理や外挿法以外に、連続的に値を変化させることができる他の方法を用いてもよい。例えば、ゼロクロス期間 T_{zx} 中、 d 軸電流推定値 i_{d_est} 及び q 軸電流推定値 i_{q_est} を連続的に変化させるように操作することは、 d 軸電圧指令値 v_{d^*} 及び q 軸電圧指令値 v_{q^*} を連続的に変化させることと等価である。

10

【0137】

(ウ) 電流センサにより相電流を検出するセンサ相は、上記実施形態の W 相に限らず、 U 相又は V 相としてもよい。また、センサ相の電流検出値とセンサ相基準電流位相 x とから電流推定値を算出する推定相は、上記実施形態の U 相に限らず、 V 相又は W 相としてもよい。

【0138】

(エ) 「電流フィードバック制御方式」は、PWM 指令信号を用いた正弦波 PWM 制御モードや過変調 PWM 制御モードに限らず、電流指令値を用い、電流検出値、又当該電流検出値に基づく電流推定値を電流指令値に対してフィードバックする制御方式であれば、

20

どのようなものであってもよい。また、「トルクフィードバック制御方式」は、上記実施形態の矩形波制御モードに限らず、交流電動機の駆動に係る電流検出値に基づくトルク推定値をトルク指令値に対してフィードバックする制御方式であれば、どのようなものであってもよい。

【0139】

(オ) 上記実施形態の交流電動機は、永久磁石同期型の三相交流電動機であったが、他の実施形態では、誘導電動機やその他の同期電動機であってもよい。また、上記実施形態の交流電動機は、電動機としての機能、及び発電機としての機能を併せ持つ所謂モータジェネレータであったが、他の実施形態では、発電機としての機能を持たなくてもよい。

【0140】

30

(カ) 本発明による交流電動機の制御装置は、上記実施形態のようにインバータと交流電動機を一組設けたシステムに限らず、インバータと交流電動機を二組以上設けたシステムに適用してもよい。また、1台のインバータに複数台の交流電動機を並列接続させた電車等のシステムに適用してもよい。

【0141】

(キ) 本発明による交流電動機の制御装置は、図1に示す構成のハイブリッド自動車の交流電動機に限定されず、どのような構成の電動車両の交流電動機に適用してもよい。また、電動車両以外の交流電動機に適用してもよい。

以上、本発明は、上記実施形態になんら限定されるものではなく、発明の趣旨を逸脱しない範囲において種々の形態で実施可能である。

40

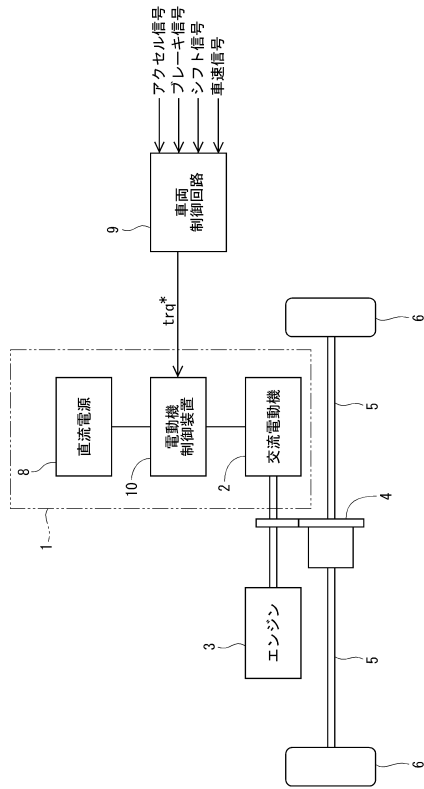
【符号の説明】

【0142】

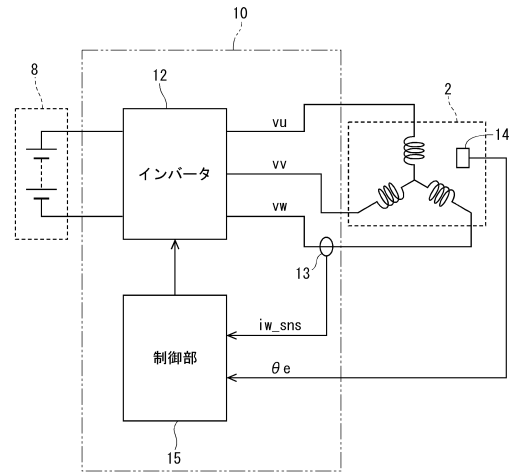
- 2・・・交流電動機、
- 10・・・電動機制御装置(交流電動機の制御装置)、
- 12・・・インバータ、
- 13・・・電流センサ、
- 151、153・・・制御部(制御手段)、
- 27・・・電圧指令値ゼロクロス補間部(ゼロクロス補間手段)、
- 301、303・・・電流推定部(電流推定手段)、
- 57・・・電圧位相指令値ゼロクロス補間部(ゼロクロス補間手段)。

50

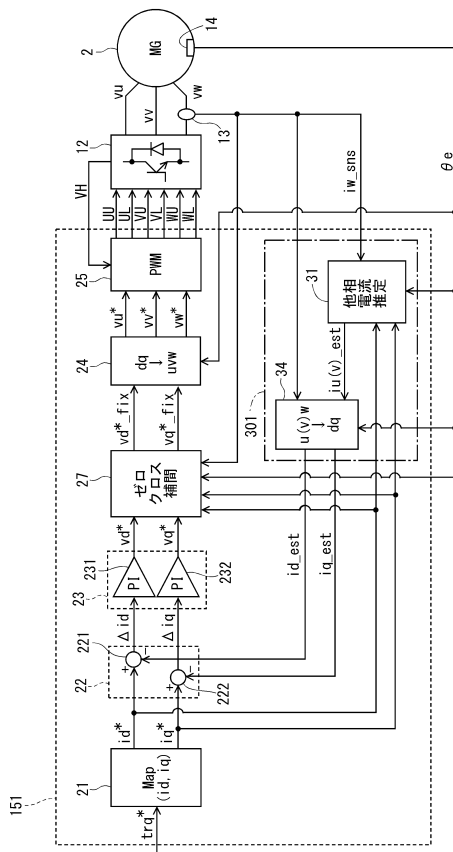
【図1】



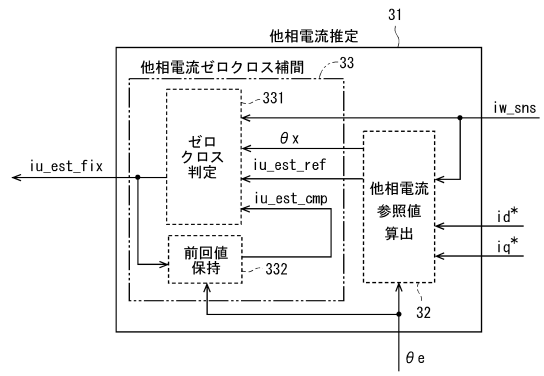
【図2】



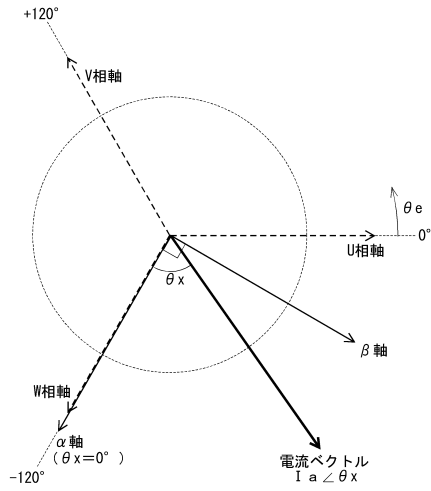
【図3】



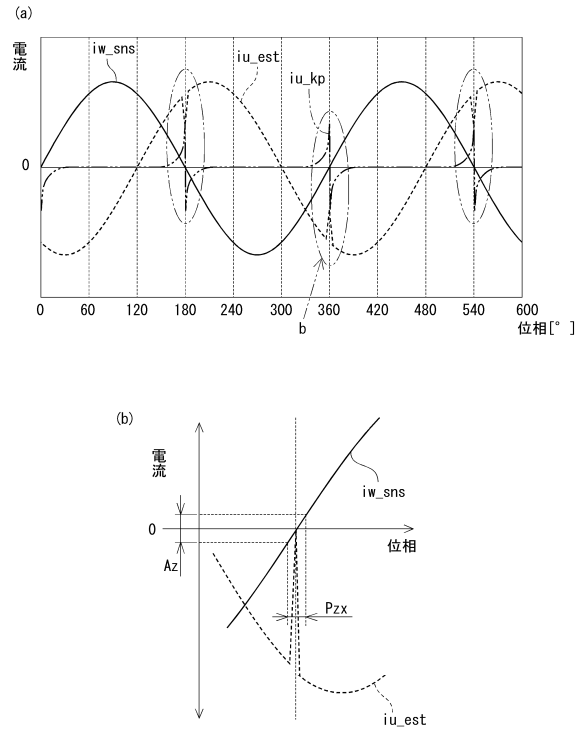
【図4】



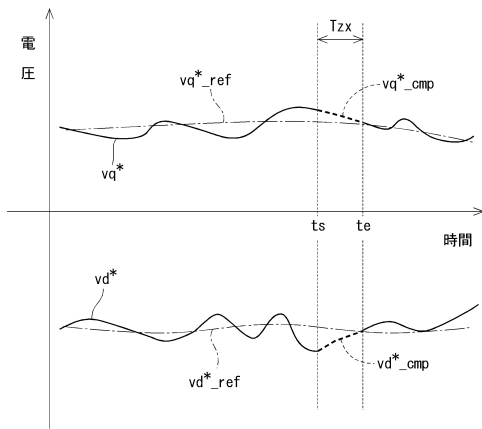
【図5】



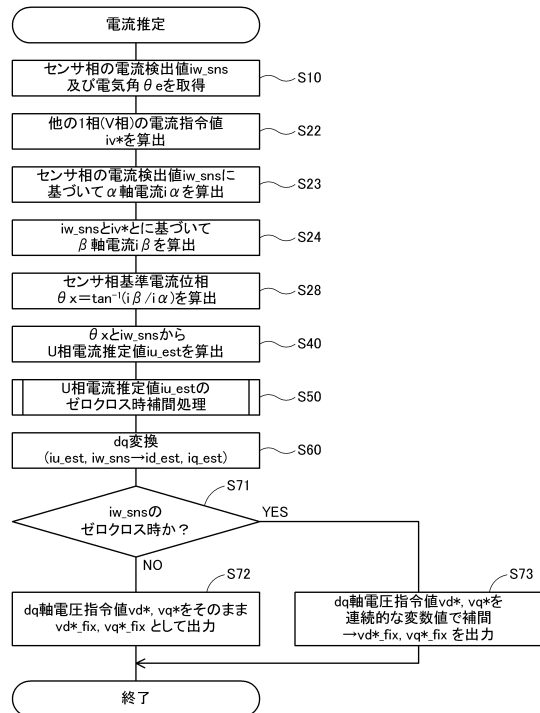
【図6】



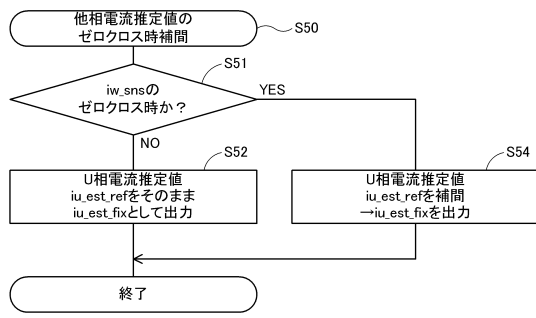
【図7】



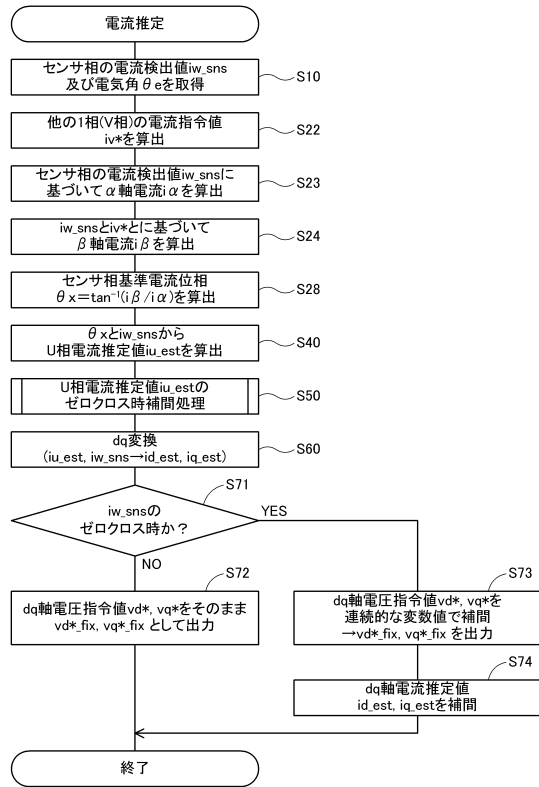
【図8】



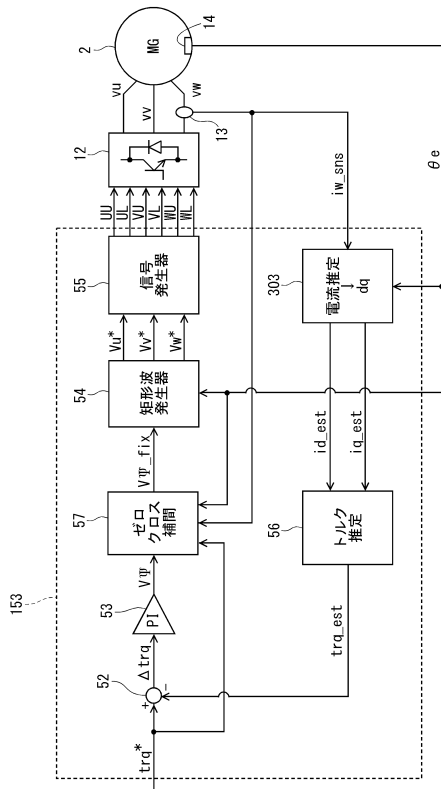
【図9】



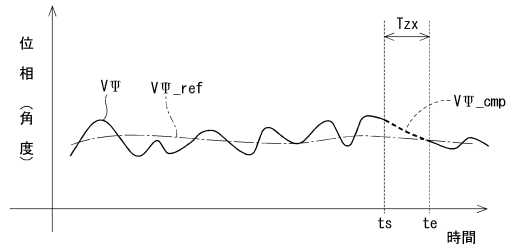
【図10】



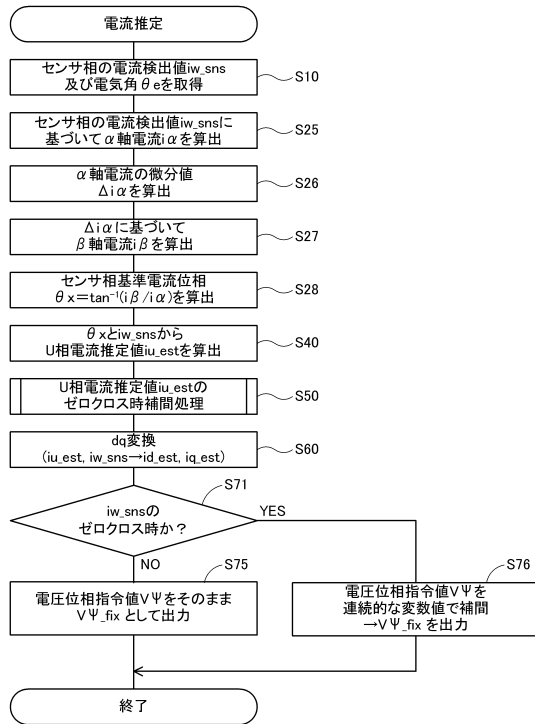
【図11】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2004-159391(JP,A)
特開2001-309697(JP,A)
特開2006-320122(JP,A)
特開2009-247197(JP,A)
国際公開第2006/109809(WO,A1)
特開2012-065549(JP,A)
特開2013-038946(JP,A)
欧州特許出願公開第01906524(EP,A1)
米国特許出願公開第2003/0052640(US,A1)
特開平10-080200(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 6/16
H02P 21/00
H02P 27/04