

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5534252号
(P5534252)

(45) 発行日 平成26年6月25日(2014.6.25)

(24) 登録日 平成26年5月9日(2014.5.9)

(51) Int.Cl. F I
 H O 2 P 21/00 (2006.01) H O 2 P 5/408 C
 H O 2 P 27/04 (2006.01)

請求項の数 3 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2012-35960 (P2012-35960)	(73) 特許権者	000004260 株式会社デンソー
(22) 出願日	平成24年2月22日(2012.2.22)		愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(65) 公開番号	特開2013-172592 (P2013-172592A)	(74) 代理人	100098420 弁理士 加古 宗男
(43) 公開日	平成25年9月2日(2013.9.2)	(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
審査請求日	平成25年8月29日(2013.8.29)	(72) 発明者	伊藤 武志 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	加古 寛文 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内

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】

三相の交流電動機と、該交流電動機の各相のうちの一相（以下「センサ相」という）に流れる電流を検出する電流センサとを備えた交流電動機の制御装置において、

前記センサ相軸と同方向の軸と該センサ相軸と直交方向の軸とによって設定された固定座標系における軸電流と軸電流とに基づいて前記センサ相を基準にした電流位相（以下「センサ相基準電流位相」という）を算出し、該センサ相基準電流位相と前記電流センサで検出した前記センサ相の電流検出値とに基づいて前記センサ相以外の他の相の電流推定値を算出する電流推定手段を備え、

前記電流推定手段は、前記センサ相の電流検出値に基づいて前記軸電流を算出すると共に、前記他の相の電流指令値に基づいて前記軸電流を算出することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項2】

前記電流推定手段は、前記他の相の電流推定値を算出する際に、前記センサ相基準電流位相に応じた推定係数を算出し、該推定係数を前記センサ相の電流検出値に乗算して前記他の相の電流推定値を求め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】

前記電流推定手段は、前記センサ相の電流検出値と前記他の相の電流推定値とに基づいて前記交流電動機の回転座標系におけるd軸及びq軸電流推定値を算出し、

前記d軸及びq軸電流推定値を用いて前記交流電動機の通電を制御する制御手段を備え

10

20

ていることを特徴とする請求項 1 又は 2 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】

本発明は、三相の交流電動機と、該交流電動機の各相のうちの一相に流れる電流を検出する一つの電流センサとを備えた交流電動機の制御装置に関する発明である。

【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モータ（交流電動機）を搭載した電気自動車やハイブリッド車が注目されている。例えば、ハイブリッド車においては、図 1 に示すように、二次電池等からなる直流電源 11 と交流モータ 13A, 13B とを、インバータ等で構成された電力変換装置 6 を介して接続し、直流電源 11 の直流電圧をインバータで交流電圧に変換して交流モータ 13A, 13B を駆動するようにしたものがある。

10

【0003】

このようなハイブリッド車や電気自動車に搭載される交流モータの制御システムは、三相の交流モータの各相のうち二相又は三相に流れる電流をそれぞれ検出するように二つ又は三つの電流センサを設け、これらの電流センサの出力（電流検出値）に基づいて交流モータを制御するようにしたものが主流であるが、一つの交流モータに対して二つ又は三つの電流センサを設ける必要があるため、インバータの三相出力端子近傍の小型化やモータ制御システムの低コスト化に対して弊害となっている。

20

【0004】

交流モータの制御システムにおいて、電流センサの数を削減する技術としては、例えば、下記特許文献 1（特開 2004 - 64903）に記載されているように、直流電源ラインに電流センサを 1 つ設置し、母線電流を検出する方法が広く知られている。しかし、車両用に搭載される高出力の交流モータの制御システムにおいては、直流電源ラインに電流センサを設置すると、直流電源ライン近傍の組み付け性を悪化させることに加え、直流電源ラインの延長が伝導ノイズを悪化させる要因にもなるため、かえってインバータの大型化や高コスト化を招いてしまう。また、三相の内の一相だけに電流センサを設置する方法としては、下記特許文献 2、3、4 などが知られている。

30

【0005】

下記特許文献 2（特開平 10 - 225199 号）は、三相のうちの一相の電流検出値に基づき、モータ定数から立てた状態方程式を用いて d 軸電流 I_d と q 軸電流 I_q を算出するようにしたものである。この手法では、温度に依存して変化するモータ定数が用いられているため、状態方程式を解いて d 軸電流 I_d と q 軸電流 I_q を算出する際、推定誤差が大きくなってしまい、制御が不安定になってしまう可能性がある。また複雑な演算処理を必要とし、制御 ECU（マイコン）への実装が困難になることも予想される。

【0006】

下記特許文献 3（特開 2001 - 145398）は、三相のうちの一相の電流検出値と推定された他の二相の相電流を d q 変換して、交流モータの d 軸電流 I_d と q 軸電流 I_q を算出し、1 次遅れフィルタで平均化してから逆 d q 変換して上記他の二相の相電流を推定する処理を繰り返すようにしたものである。この手法では、平均化の為に挿入した 1 次遅れフィルタの影響により、例えば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、電流推定値に遅れが生じてしまい、制御が不安定になってしまう可能性がある。

40

【0007】

下記特許文献 4（特開 2004 - 159391 号公報）は、交流モータの各相のうちの一相（例えば U 相）に流れる電流を検出する一つの電流センサを設け、この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 軸及び q 軸電流指令値と交流モータの電気角の情報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ようにした

50

ものである。

【0008】

具体的には、交流モータのd軸電流指令値 I_d^* とq軸電流指令値 I_q^* の合成ベクトルがq軸と成す角度である指令電流位相角 θ を、モータの回転子とステータのU相軸とが成す角度 θ_0 に加算した値をU相電流位相角 θ_u ($= \theta + \theta_0$)として求め、このU相電流位相角 θ_u と一相の電流検出値 I_u を用いて下記(A)式により電流振幅 I_a を算出し、この電流振幅 I_a とU相電流位相角 θ_u を用いて下記(B)、(C)式により他の二相の電流推定値 I_v 、 I_w を算出するようにしている。

【0009】

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

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

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

10

【0010】

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 とに基づいてd軸及びq軸電流推定値 I_d 、 I_q を算出し、これらのd軸及びq軸電流推定値 I_d 、 I_q をd軸及びq軸電流指令値 I_d^* 、 I_q^* に一致させるように交流モータの電圧指令値を算出して、交流モータに流れる電流をフィードバック制御するようにしている。

【0011】

ここで、交流モータの電流ベクトルは、制御誤差やフィードバック制御等の影響により指令電流ベクトル(電流指令値に対応した電流ベクトル)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ため、実際の電流位相と指令電流位相との間には偏差(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。

20

【0012】

しかしながら、この手法の技術では、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、電流推定値をあまり精度良く算出することができず、交流モータの制御が成立しなくなる可能性がある。

【0013】

下記特許文献5(特開2008-86139)は、交流モータの各相のうちの一相(例えばU相)に流れる電流を検出する一つの電流センサを設け、この電流センサで検出した一相(例えばU相)の電流検出値と交流モータの三相電流指令値に基づいて他の二相(例えばV相とW相)の電流推定値を得るようにしたものである。

30

【0014】

具体的には、一相の電流検出値 I_u と、交流モータのd軸電流指令値 I_d^* とq軸電流指令値 I_q^* を電気角に基づいて変換した三相電流指令値 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* のうち電流センサで検出していない他の二相の電流指令値 I_v^* 、 I_w^* との三相に基づいて、電気角を用いたdq変換を経て、交流モータを制御するようにしている。しかしながら、下記特許文献4の技術においても同様で、三相電流指令値をただ単に非センサ検出相に代入しただけでは、実際の電流位相を精度良く反映することにはならない。従って、例えば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、電流推定値をあまり精度良く算出することができず、交流モータの制御が成立しなくなる可能性がある。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0015】

【特許文献1】特開2004-64903号公報

【特許文献2】特開平10-225199号公報

【特許文献3】特開2001-145398号公報

【特許文献4】特開2004-159391号公報

【特許文献5】特開2008-86139号公報

【発明の概要】

50

【発明が解決しようとする課題】

【0016】

このように、高出力の交流モータの制御システムにおいて、1つの電流センサでモータ制御を実現することは、小型化や低コスト化に対して有益であるが、技術的に大きな課題を抱えている。

【0017】

そこで、本発明は、三相の交流電動機の三相のうちの一相（インバータの三相出力のうちの一相）だけに電流センサを設置した交流電動機の制御システムを安定して駆動させることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0018】

上記課題を解決するために、請求項1に係る発明は、三相の交流電動機と、該交流電動機の各相のうちの一相（以下「センサ相」という）に流れる電流を検出する電流センサとを備えた交流電動機の制御装置において、センサ相軸と同方向の軸と該センサ相軸と直交方向の軸とによって設定された固定座標系（ α -座標系）における軸電流と軸電流とに基づいてセンサ相を基準にした電流位相（以下「センサ相基準電流位相」という）を算出し、該センサ相基準電流位相と電流センサで検出したセンサ相の電流検出値とに基づいてセンサ相以外の他の相の電流推定値を算出する電流推定手段を備え、前記電流推定手段は、前記センサ相の電流検出値に基づいて前記軸電流を算出すると共に、前記他の相の電流指令値に基づいて前記軸電流を算出することを特徴とするものである。

【0019】

この構成では、センサ相を基準にした固定座標系（ α -座標系）における軸電流と軸電流とに基づいてセンサ相基準電流位相を算出することで、センサ相を基準にした実際の電流位相を精度良く算出することができる。このセンサ相基準電流位相とセンサ相の電流検出値とに基づいて他の相の電流推定値を算出することで、実際の電流位相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他の相の電流推定値を精度良く算出することができ、電流推定値の算出精度を向上させることができる。

【0020】

この場合、請求項1に係る発明では、センサ相の電流検出値に基づいて軸電流を算出すると共に、他の相の電流指令値に基づいて軸電流を算出するようにしたが、この理由は次の通りである。軸電流は、センサ相の電流を用いた数式〔後述する(6)式参照〕で表現することができるため、センサ相の電流の情報としてセンサ相の電流検出値を用いれば、センサ相の電流検出値に基づいて軸電流を算出することができる。一方、軸電流は、他の相の電流を用いた数式〔後述する(7)式参照〕で表現することができるため、他の相の電流の情報として他の相の電流指令値を用いれば、他の相の電流指令値に基づいて軸電流を算出することができる。

【0021】

尚、上記特許文献4の技術では、電流振幅と電流位相角の両方を用いて他の二相の電流推定値を算出するようにしているため、電流振幅と電流位相角の両方の誤差の影響を受けて電流推定値の算出精度が低下する可能性がある。

【0022】

そこで、請求項2のように、他の相の電流推定値を算出する際に、センサ相基準電流位相に応じた推定係数を算出し、該推定係数をセンサ相の電流検出値に乗算して他の相の電流推定値を求めるようにしても良い。このようにすれば、他の相の電流推定値を算出する際に、電流振幅を用いる必要がなくなり、その分、電流推定値の誤差要因を減らすことができ、電流推定値の算出精度を向上させることができる。

【0023】

また、請求項3のように、センサ相の電流検出値と他の相の電流推定値とに基づいて交流電動機の回転座標系におけるd軸及びq軸電流推定値を算出し、このd軸及びq軸電流推定値を用いて交流電動機の通電を制御するようにしても良い。本発明は、他の相の電流

10

20

30

40

50

推定値の算出精度を向上させることができるため、センサ相の電流検出値と他の相の電流推定値とに基づいてd軸及びq軸電流推定値を算出することで、d軸及びq軸電流推定値を精度良く算出することができ、このd軸及びq軸電流推定値を用いて交流電動機の通電を制御することで、交流電動機を安定して駆動させることができる。

【図面の簡単な説明】

【0024】

【図1】図1は本発明の一実施例におけるハイブリッド車の駆動システムの概略構成を示す図である。

【図2】図2は交流モータ制御システムの概略構成図である。

【図3】図3は交流モータの電流F/B（フィードバック）制御を説明するブロック図である。

【図4】図4は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5】図5は電流推定部の構成を示すブロック図である。

【図6】図6は電流推定ルーチンの処理の流れを示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0025】

以下、本発明を実施するための形態を、例えば、交流モータと内燃機関（エンジン）を動力源とするハイブリッド車に適用して具体化した一実施例を説明する。

【0026】

まず、図1に基づいてハイブリッド車の駆動システムの概略構成を説明する。内燃機関であるエンジン1と第1の交流モータ13Aと第2の交流モータ13Bが搭載され、主にエンジン1の出力に対して第1の交流モータ13Aを駆動させることで第2の交流モータ13Bの回転軸に伝達される駆動力と第2の交流モータ13Bの駆動力で車輪2を駆動する。エンジン1のクランク軸と第1の交流モータ13Aの回転軸と第2の交流モータ13Bの回転軸とが動力分割機構3（例えば遊星ギヤ機構）を介して連結され、第2の交流モータ13Bの回転軸が差動減速ギヤ4を介して車軸5に連結されている。交流モータ13A、13Bは、インバータ等で構成された電力変換装置6を介して二次電池等からなる直流電源11に接続され、この電力変換装置6を介して直流電源11と電力を授受するようになっている。

【0027】

駆動力演算回路7は、ハイブリッド車全体を総合的に制御するコンピュータ等で構成され、アクセルセンサ（図示せず）で検出したアクセル信号、ブレーキスイッチ（図示せず）で検出したブレーキ信号、シフトスイッチ（図示せず）で検出したシフト信号等の各種のセンサやスイッチの出力信号を読み込んで車両の運転状態を検出する。この駆動力演算回路7は、エンジン1の運転を制御するエンジン制御回路（図示せず）や、交流モータ13A、13Bの運転を制御するモータ制御回路16（図2参照）との間で制御信号やデータ信号等を送受信し、車両の運転状態に応じて駆動力要求値を出力してエンジン1や交流モータ13A、13Bの駆動力を制御する。

【0028】

次に、図2に基づいてハイブリッド車に搭載される交流モータ制御システムの概略構成を説明する。尚、2つの交流モータ13A、13Bの制御システムは、実質的に同一構成であるため、「交流モータ13」と表記して、1つの交流モータ13の制御システムについて説明する。

【0029】

二次電池等からなる直流電源11には、電圧制御型の三相のインバータ12が接続され、このインバータ12で交流モータ13（交流電動機）が駆動される。尚、直流電源11に昇圧コンバータ等を介してインバータ12を接続した構成としても良い。

【0030】

交流モータ13は、三相永久磁石同期モータで、ロータ内に永久磁石が内蔵されたも

10

20

30

40

50

のであり、ロータの回転位置（回転角）を検出するロータ回転位置センサ 14（例えばレゾルバが挙げられる）が搭載されている。また、交流モータ 13 の各相のうちの一相（以下「センサ相」という）に流れる電流を検出する電流センサ 15 が一つのみ設けられている。本実施例では、センサ相として W 相に流れる電流を電流センサ 15 で検出する。尚、交流モータ 13 は、永久磁石式同期モータに限定されず、例えば、誘導モータやその他の同期モータであっても良い。

【0031】

インバータ 12 は、モータ制御回路 16（制御手段）から出力される三相の 6 アーム電圧指令信号 $U_u, U_l, V_u, V_l, W_u, W_l$ に基づいて、直流電圧を三相の交流電圧 U, V, W に変換して交流モータ 13 を駆動する。

10

【0032】

モータ制御回路 16 は、交流モータ 13 の出力トルクが目標トルク（トルク指令値）となるようにインバータ 12 をスイッチング制御して、交流モータ 13 に印加する三相の交流電圧を調整するが、その手段としてトルク指令値に基づいた電流指令値と、電流センサ 15 やロータ回転位置センサ 14 の検出値等の制御情報に基づき算出した電流推定値（後述）との偏差が小さくなるように、交流モータ 13 のセンサ相に流れる電流を検出して F/B 制御する方法がある（電流 F/B 制御）。ここで、「F/B」は「フィードバック」を意味する（以下、同様）。

【0033】

図 3 に示すように、モータ制御回路 16 は、トルク指令値 t_{rq}^* に基づいて、交流モータ 13 のロータ回転座標として設定された回転座標系（d-q 座標系）における d 軸電流指令値 i_d^* 、q 軸電流指令値 i_q^* （電流指令ベクトルとして表現することも可能）をマップ又は数式等により演算する。

20

【0034】

また、ロータ回転位置センサ 14 で検出した交流モータ 13 のロータ回転位置 m （回転角）に基づいて電気角 e を演算すると共に、後述する電流推定部 17（電流推定手段）により、電流センサ 15 で検出した交流モータ 13 のセンサ相（本実施例では W 相とする）の電流検出値 $i_{w.sns}$ と、交流モータ 13 の電気角 e 、更には必要に応じて交流モータ 13 の電気角 e と d 軸及び q 軸電流指令値 i_d^*, i_q^* とに基づいて逆 d-q 変換により算出した他の二相（U 相と V 相）の電流指令値 i_u^*, i_v^* とに基づいて、回転座標系における d 軸電流推定値 $i_{d.est}$ 、q 軸電流推定値 $i_{q.est}$ （推定電流ベクトルとして表現することも可能）を演算する。

30

【0035】

この後、d 軸電流指令値 i_d^* と d 軸電流推定値 $i_{d.est}$ との偏差 i_d が小さくなるように P I 制御等により d 軸電圧指令値 V_d を演算すると共に、q 軸電流指令値 i_q^* と q 軸電流推定値 $i_{q.est}$ との偏差 i_q が小さくなるように P I 制御等により q 軸電圧指令値 V_q を演算して、d 軸電圧指令値 V_d 、q 軸電圧指令値 V_q （電圧ベクトルとして表現することも可能）を求める。

【0036】

この d 軸電圧指令値 V_d 、q 軸電圧指令値 V_q と、交流モータ 13 の電気角 e とに基づいて、三相電圧指令値 V_u, V_v, V_w を演算した後、これらの三相電圧指令値 V_u, V_v, V_w を、三角波比較法や空間ベクトル変調法に代表される PWM 制御方式により、三相の 6 アーム電圧指令信号 $U_u, U_l, V_u, V_l, W_u, W_l$ に変換し、これらの三相の 6 アーム電圧指令信号 $U_u, U_l, V_u, V_l, W_u, W_l$ をインバータ 12 に出力する。インバータ 12 はこれらの三相の 6 アーム電圧指令信号 $U_u, U_l, V_u, V_l, W_u, W_l$ に基づき、直流電圧を三相の交流電圧に変換して交流モータ 13 に印加する。これにより、交流モータ 13 に三相の交流電流が流れ、トルクが発生するが、この出力トルクが目標トルク（トルク指令値）となるように、トルク指令値に基づいた電流指令値 i_d^*, i_q^* と、電流センサ 15 の出力に基づいた電流推定値 $i_{d.est}, i_{q.est}$ との偏差が小さくなるように、交流モータ 13 のセンサ相（W 相）に流れる交流電流を検出して F/

40

50

B制御する（電流F/B制御）。

【0037】

次に、電流推定部17による交流モータ13の電流推定方法について説明する。

一般に、交流モータ13の各相の電流 i_u 、 i_v 、 i_w は、それぞれ位相差 $120[^\circ]$ で電角 e や電流ベクトルの振幅、位相等に応じて変化するが、例えば、交流モータ13のセンサ相（W相）の電流検出値 $i_w.sns$ に基づいて他の相（U相）の電流推定値 $i_u.est$ を算出する場合、センサ相（W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 $0[A]$ で $x = 0[^\circ]$ となり、 $i_w.sns$ が正から負にゼロクロスするときの $0[A]$ で x が $180[^\circ]$ となる電角 x （センサ相を基準にした電流位相であり、センサ相と電流ベクトルの成す角度に相当）を用いると、センサ相（W相）の電流検出値 $i_w.sns$ と他の相（U相）の電流推定値 $i_u.est$ は、下記の（1）、（2）式で表現することができる。ここで、 I_a は電流振幅である。

10

【0038】

$$i_w.sns = I_a \times \sin(x) \quad \dots (1)$$

$$i_u.est = I_a \times \sin(x - 120^\circ) \quad \dots (2)$$

上記（2）式は、上記（1）式の関係を用いて次のように変形することができる。

【0039】

【数1】

$$i_u.est = I_a \times \sin(x\theta - 120^\circ)$$

20

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

$$= -\frac{1}{2} \times i_w.sns - \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{I_a \times \sin(x\theta)}{\tan(x\theta)}$$

$$= \left\{ -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{1}{\tan(x\theta)} \right\} \times i_w.sns$$

30

【0040】

これにより、他の相（U相）の電流推定値 $i_u.est$ は、センサ相（W相）の電流検出値 $i_w.sns$ とセンサ相基準電流位相 x （センサ相を基準にした電流位相）とを用いて下記の（3）式で表現することができる。更に、センサ相基準電流位相 x に応じた推定係数 $f_u(x)$ を用いて下記の（4）式で表現することもできる。

【0041】

【数2】

$$i_u.est = \left\{ -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{1}{\tan(x\theta)} \right\} \times i_w.sns \quad \dots (3)$$

40

$$i_u.est = f_u(x\theta) \times i_w.sns \quad \dots (4)$$

$$\text{但し } f_u(x\theta) = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{1}{\tan(x\theta)} \quad \dots (5)$$

50

【 0 0 4 2 】

また、図 4 に示すように、センサ相軸（W相軸）と同方向の 軸とセンサ相軸（W相軸）と直交方向の 軸とによって固定座標系（ - 座標系）を設定した場合、このセンサ相（W相）を基準にした固定座標系（ - 座標系）における 軸電流 i と 軸電流 i は、各相の電流 i_u , i_v , i_w を用いて下記の（6）,（7）式で表現することができる。ここで、 K は変換係数である。

【 0 0 4 3 】

【数 3】

$$i_\alpha = K \times \left(i_w - \frac{1}{2} \times i_u - \frac{1}{2} \times i_v \right) = K \times \frac{3}{2} \times i_w \quad \dots (6)$$

10

$$i_\beta = K \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times i_u - \frac{\sqrt{3}}{2} \times i_v \right) \quad \dots (7)$$

【 0 0 4 4 】

上記（6）式のW相電流 i_w としてセンサ相（W相）の電流検出値 $i_w.sns$ を用いることで下記（8）式を得ることができ、上記（7）式のU相及びV相電流 i_u , i_v として、例えば交流モータ13の電気角 e とd軸及びq軸電流指令値 i_d^* , i_q^* とに基づいて逆dq変換により求めたU相及びV相電流指令値 i_u^* , i_v^* を用いることで下記（9）式を得ることができる。尚、ここでは 軸電流 i を得るために電流指令値を用いる方法を実施例として挙げたが、 軸電流 i を得るための方法は、電流指令値のみに限定する必要はなく、適宜変更しても良い。

20

【 0 0 4 5 】

【数 4】

$$i_\alpha = K \times \frac{3}{2} \times i_w.sns \quad \dots (8)$$

30

$$i_\beta = K \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times i_u^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \times i_v^* \right) \quad \dots (9)$$

【 0 0 4 6 】

センサ相基準電流位相 x （センサ相を基準にした電流位相）は、 軸電流 i と 軸電流 i を用いて下記（10）式で表現することができる。尚、 \tan^{-1} で計算する場合、 i , i の定義によっては、 x はセンサ相（W相）に同期した角度にはならない場合があるが、これは、軸の定義（例えば、 軸と 軸の入れ替わりや符号反転）によるものであり、 $i_w.sns$ が負から正にゼロクロスするときの $0 [A]$ で x が $0 [^\circ]$ になり、 $i_w.sns$ が正から負にゼロクロスするときの $0 [A]$ で x が $180 [^\circ]$ になる（センサ相に同期した角度になる）ように、例えば i , i の入れ替えや符号を操作してから x を算出したり、直交関係による位相差 $\pm 90 [^\circ]$ を直接 x に適宜加減したりして良いものとする。

40

$$x = \tan^{-1} (i / i) \quad \dots (10)$$

【 0 0 4 7 】

50

交流モータ13のセンサ相以外の他の相の電流を推定する場合、図5に示すように、電流推定部17では、まず、センサ相基準電流位相検知部18で、交流モータ13の電気角 e とd軸及びq軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* とに基づいて、逆dq変換により他の二相(U相とV相)の電流指令値 i_u^* 、 i_v^* を算出する。この後、電流センサ15で検出したセンサ相(W相)の電流検出値 $i_w.sns$ を用いて上記(8)式により軸電流 i を算出すると共に、他の二相(U相とV相)の電流指令値 i_u^* 、 i_v^* を用いて上記(9)式により軸電流 i を算出した後、軸電流 i と軸電流 i を用いて上記(10)式によりセンサ相基準電流位相 x を算出する。

【0048】

この後、基本波推定部19で、センサ相基準電流位相 x に応じた推定係数 $f_u(x)$ を上記(5)式又はマップにより算出し、この推定係数 $f_u(x)$ とセンサ相(W相)の電流検出値 $i_w.sns$ を用いて上記(4)式により他の相(U相)の電流推定値 $i_u.est$ を算出するが、センサ相基準電流位相 x とセンサ相(W相)の電流検出値 $i_w.sns$ を用いて上記(3)式により他の相(U相)の電流推定値 $i_u.est$ を算出するように直接演算しても良い。

【0049】

尚、一般に制御ECU(マイコン)などの演算処理装置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。従って、(3)式においてゼロ割が発生する場合は、離散系の影響により推定値が意図しない値で算出されるのを防ぐ為、推定係数 $f_u(x)$ 、或いは推定係数 $f_u(x)$ 内の $1/\tan(x)$ 項に制限値を設けておくことが望ましい。また、(3)式を実装する場合は、処理負荷の大きい乗算・除算を避けるため、引数 x で推定係数 $f_u(x)$ 、或いは推定係数 $f_u(x)$ 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が望ましい。このような処置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減に留めることができ、わざわざ演算処理能力の高い高価なマイコンに変更する必要がなくなる。

【0050】

この後、ゼロクロス時補間部20で、電流検出値 $i_w.sns = 0 [A]$ となる場合には上記(3)式および上記(4)式により $0 [A]$ と算出されるセンサ相以外の他の相の電流推定値 $i_u.est$ を補間する。ゼロクロス時補間部20では、通常時(後述するセンサ相電流のゼロクロス時以外のとき)には、基本波推定部19から入力された他の相(U相)の電流推定値 $i_u.est$ をそのまま出力し、センサ相電流のゼロクロス時(センサ相の電流検出値 $i_w.sns$ が $0 [A]$ になったとき又は $0 [A]$ を含む所定範囲内になったときで、所定範囲は例えば $10 [A]$ または $5 LSB$ などと適宜設定しても良いし、数式等に基づき範囲を特定するようにしても良い)には、交流モータ13のd軸及びq軸電圧指令値 V_d 、 V_q を固定すると共に、他の相(U相)の電流推定値 $i_u.est$ を補間して出力し、dq変換に用いる他の相(U相)の電流推定値 $i_u.est.fix$ として設定する。尚、補間方法としては、例えば他の相の電流推定値 $i_u.est$ を直接前回値又はそれ以前の値に保持しても良いし、或は、d軸及びq軸電流推定値 $i_d.est$ 、 $i_q.est$ を前回値又はそれ以前の値に保持して、この前回値又はそれ以前の値に保持したd軸及びq軸電流推定値 $i_d.est$ 、 $i_q.est$ に基づいて他の相(U相)の電流推定値を算出する逆dq変換を実行し、この逆dq変換により得た三相の電流推定値で他の相の電流推定値 $i_u.est$ を補間しても良い。また、他の相の電流推定値 $i_u.est$ を本実施例に記載した以外の手段で算出して補間するようにしても良く、他の相の電流推定値 $i_u.est$ を補間する方法は適宜変更しても良い。

【0051】

この後のdq変換部21では、センサ相(W相)の電流検出値 $i_w.sns$ とdq変換に用いる他の相(U相)の電流推定値 $i_u.est.fix$ とに基づいて、dq変換によりd軸及びq軸電流推定値 $i_d.est$ 、 $i_q.est$ を算出する。

【0052】

10

20

30

40

50

これにより、センサ相電流のゼロクロス時に、他の相（U相）の電流推定値 $i_{u.est}$ を正確に算出できなくなった場合でも、他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を補間することで、他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ が急変動することを回避する。更に、他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を補間しただけでは、電流推定値 $i_{u.est}$ の誤差（補間することによる推定誤差）によって交流モータ13の電流F/B制御が不安定になる可能性があるが、交流モータ13のd軸及びq軸電圧指令値 V_d , V_q を固定することで、電流推定値 $i_{u.est}$ の誤差の影響を無くす（電流推定値 $i_{u.est}$ の誤差による電圧指令値 V_d , V_q の変動を防止する）ようにしている。

【0053】

以上説明した本実施例の電流推定は、モータ制御回路16によって図6の電流推定ルーチンに従って実行される。以下、この電流推定ルーチンの処理内容を説明する。

10

【0054】

図6に示す電流推定ルーチンは、モータ制御回路16の電源オン期間中に所定周期で繰り返し実行される。本ルーチンが起動されると、まず、ステップ101で、電流センサ15で検出したセンサ相（W相）の電流検出値 $i_{w.sns}$ を読み込むと共に、ロータ回転位置センサ14で検出した交流モータ13のロータ回転位置 m から求めた電気角 e を読み込む。

【0055】

この後、ステップ102に進み、交流モータ13の電気角 e とd軸及びq軸電流指令値 i_d^* , i_q^* とに基づいて、他の二相（U相とV相）の電流指令値 i_u^* , i_v^* を算出する逆dq変換を実行する。

20

【0056】

この後、ステップ103に進み、センサ相（W相）の電流検出値 $i_{w.sns}$ を用いて上記（8）式により 軸電流 i を算出すると共に、他の二相（U相とV相）の電流指令値 i_u^* , i_v^* を用いて上記（9）式により 軸電流 i を算出した後、ステップ104に進み、 軸電流 i と 軸電流 i を用いて上記（10）式によりセンサ相基準電流位相 x を算出する。

【0057】

この後、ステップ105に進み、センサ相基準電流位相 x に応じた推定係数 $f_u(x)$ を上記（5）式又はマップにより算出した後、ステップ106に進み、推定係数 $f_u(x)$ とセンサ相（W相）の電流検出値 $i_{w.sns}$ を用いて上記（4）式により他の相（U相）の電流推定値 $i_{u.est}$ を算出する。尚、センサ相基準電流位相 x とセンサ相（W相）の電流検出値 $i_{w.sns}$ を用いて上記（3）式により他の相（U相）の電流推定値 $i_{u.est}$ を算出するようにしても良い。

30

【0058】

この後、ステップ107に進み、センサ相電流のゼロクロス時であるか否かを、センサ相（W相）の電流検出値 $i_{w.sns} = 0$ [A]であるか否かによって判定する。尚、センサ相電流のゼロクロス時であるか否かを、センサ相（W相）の電流検出値 $i_{w.sns}$ が0 [A]を含む所定範囲内（例えば、センサ相の電流検出値 $i_{w.sns}$ の絶対値が所定値以下、或は、推定係数 $f_u(x)$ の絶対値が所定値以上）であるか否かによって判定するようにしても良いし、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 は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。

40

【0059】

このステップ107で、センサ相電流のゼロクロス時ではないと判定された場合には、ステップ108に進み、上記ステップ106で算出した他の相（U相）の電流推定値 $i_{u.est}$ をそのまま採用する。

【0060】

これに対して、上記ステップ107で、センサ相電流のゼロクロス時であると判定された場合には、ステップ109に進み、d軸及びq軸電圧指令値 V_d , V_q を固定する。この場合、d軸及びq軸電圧指令値 V_d , V_q を直接固定（例えば前回値に保持）するよう

50

にしても良いし、或は、d軸及びq軸電流の偏差 i_d , i_q (図3参照)を強制的に0[A]にしてd軸及びq軸電圧指令値 V_d , V_q を固定するようによい。

【0061】

この後、ステップ110に進み、他の相(U相)の電流推定値 $i_{u.est}$ を補間する。この場合、他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を直接前回値に保持して補間するようによい。或は、d軸及びq軸電流推定値 $i_{d.est}$, $i_{q.est}$ を前回値に保持して、この前回値保持したd軸及びq軸電流推定値 $i_{d.est}$, $i_{q.est}$ に基づいて他の相(U相)の電流推定値を算出する逆dq変換を実行し、この逆dq変換により得た電流推定値で他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を補間するようによい。尚、他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を別口ジョックで算出して補間するようによく、他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を補間する方法は適宜変更してもよい。

10

【0062】

上記ステップ108又は上記ステップ110で他の相(U相)の電流推定値 $i_{u.est}$ をdq変換に用いる他の相(U相)の電流推定値 $i_{u.est.fix}$ として設定した後、ステップ111に進み、センサ相(W相)の電流検出値 $i_{w.sns}$ と他の相(U相)の電流推定値 $i_{u.est.fix}$ とに基づいてd軸及びq軸電流推定値 $i_{d.est}$, $i_{q.est}$ を算出するdq変換を実行する。

【0063】

以上説明した本実施例では、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_d と軸電流 i_q とに基づいてセンサ相基準電流位相 x を算出するようにしたので、センサ相を基準にした実際の電流位相 x を精度良く算出することができ、このセンサ相基準電流位相 x とセンサ相の電流検出値 $i_{w.sns}$ とに基づいて他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を算出するようにしたので、実際の電流位相 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他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を精度良く算出することができ、電流推定値 $i_{u.est}$ の算出精度を向上させることができる。

20

【0064】

更に、本実施例では、センサ相の電流検出値 $i_{w.sns}$ と他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ とに基づいてd軸及びq軸電流推定値 $i_{d.est}$, $i_{q.est}$ を算出することで、d軸及びq軸電流推定値 $i_{d.est}$, $i_{q.est}$ を精度良く算出することができ、このd軸及びq軸電流推定値 $i_{d.est}$, $i_{q.est}$ を用いて電流F/B制御するようにしたので、交流モータ13を安定して駆動させることができる。

30

【0065】

また、本実施例では、他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を算出する際に、センサ相基準電流位相 x に応じた推定係数 $f_u(x)$ を算出し、この推定係数 $f_u(x)$ をセンサ相の電流検出値 $i_{w.sns}$ に乗算して他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を求めるようにしたので、他の相の電流推定値 $i_{u.est}$ を算出する際に、電流振幅を用いる必要がなくなり、その分、電流推定値 $i_{u.est}$ の誤差要因を減らすことができ、電流推定値 $i_{u.est}$ の算出精度を向上させることができる。

【0066】

また、本実施例では、一相の電流検出値を基に他の相の電流を推定している為、複数個の電流センサを用いる従来の交流モータ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、ゲイン誤差が引き起こす交流モータの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。

40

【0067】

尚、上記実施例では、センサ相としてW相に流れる電流を電流センサで検出する構成としたが、これに限定されず、センサ相としてU相に流れる電流を電流センサで検出する構成としたり、或は、センサ相としてV相に流れる電流を電流センサで検出する構成としてもよい。更に、上記実施例では、他の相としてU相の電流推定値を算出するようにしたが、これに限定されず、他の相としてV相の電流推定値を算出するようによしたり、或は、他

50

の相としてW相の電流推定値を算出するようにしても良い。

【0068】

また、上記実施例では、インバータと交流モータを一組のみ設けたシステムに本発明を適用したが、これに限定されず、インバータと交流モータを二組以上設けたシステムに本発明を適用しても良い。或は、電車で代表されるような1台のインバータに複数台の交流モータを並列接続させたシステムに本発明を適用しても良い。

【0069】

また、本発明では、電流検出値が一相のみとなる為にd q変換が成立しなくなる対策として、他の相の電流を推定してd q変換を成立させる方法を探したが、これに限定せず、例えば一相のみの電流検出値でも成立するd q変換式を新たに創出して対策しても良い。

10

【0070】

また、本発明の適用範囲は、図1に示す構成のハイブリッド車に限定されず、どのような構成のハイブリッド車や電気自動車に本発明を適用しても良く、更に、本発明は、電気自動車やハイブリッド車に搭載される交流モータの制御装置に限定されず、電気自動車やハイブリッド車以外の交流モータの制御装置にも適用可能である。

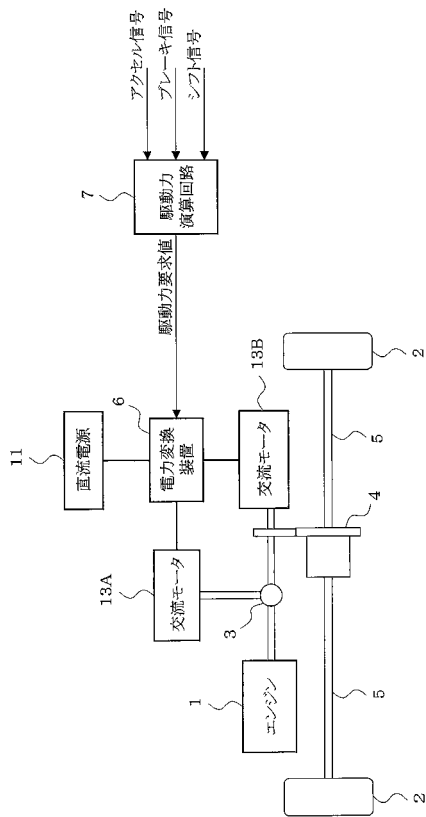
【符号の説明】

【0071】

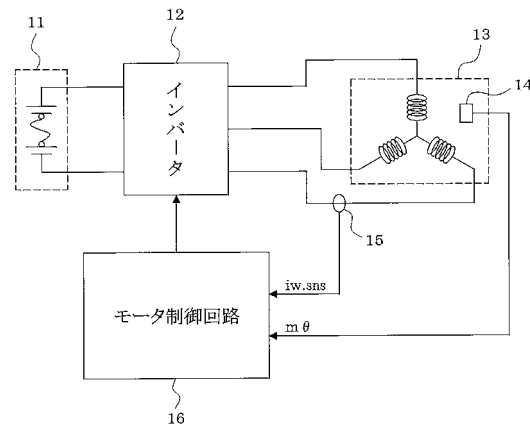
11...直流電源、12...インバータ、13...交流モータ(交流電動機)、14...ロータ回転位置センサ、15...電流センサ、16...モータ制御回路(制御手段)、17...電流推定部(電流推定手段)、18...センサ相基準電流位相検知部、19...基本波推定部、20...ゼロクロス時補間部

20

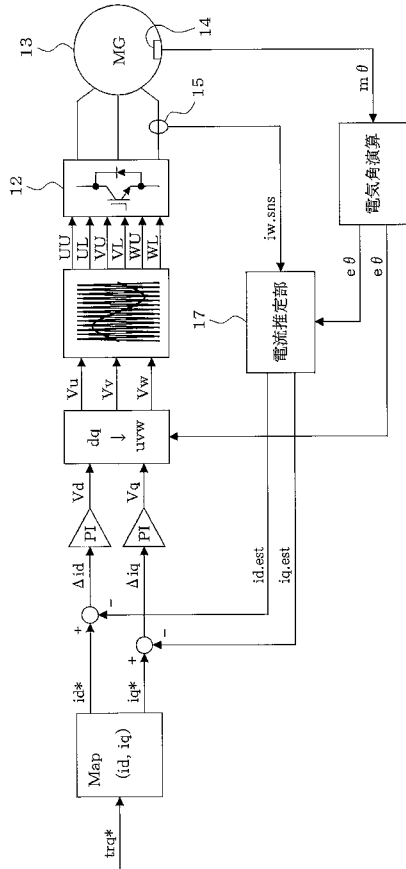
【図1】



【図2】

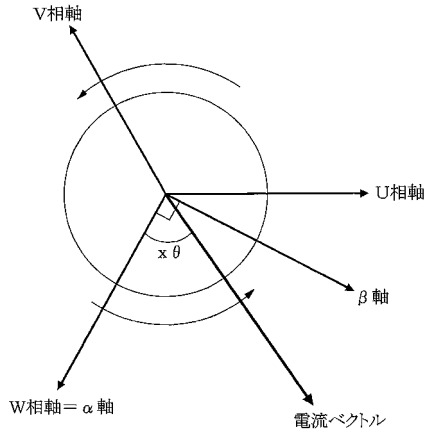


【図3】

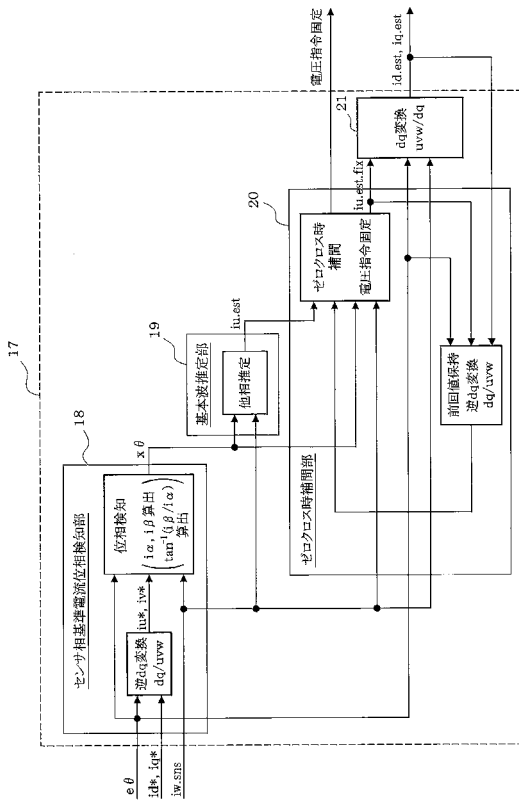


【図4】

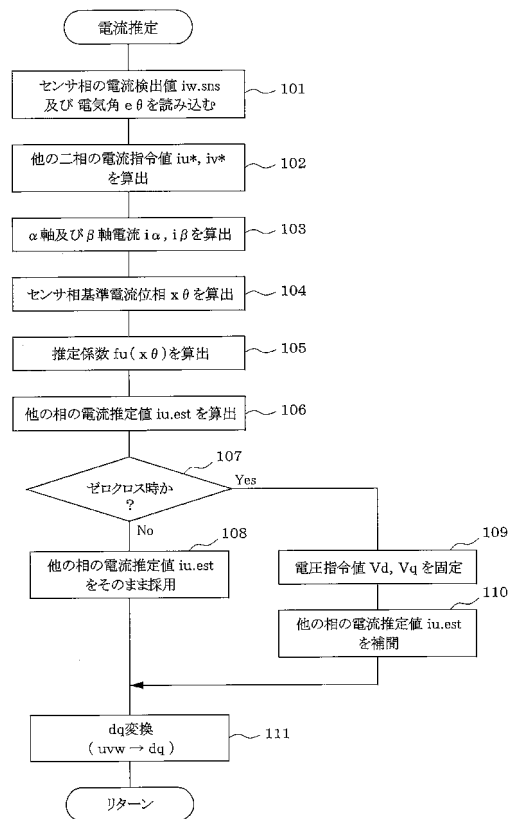
センサ相(W相)を基準にしたα-β座標系



【図5】



【図6】



フロントページの続き

審査官 櫻田 正紀

- (56)参考文献 特開2008-050075(JP,A)
特開2007-215306(JP,A)
特開2004-159391(JP,A)
特開2008-086139(JP,A)
特開2001-309697(JP,A)
特開2003-037990(JP,A)
特開平10-225199(JP,A)
特開2001-145398(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00
H02P 27/04