

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4847060号
(P4847060)

(45) 発行日 平成23年12月28日 (2011.12.28)

(24) 登録日 平成23年10月21日 (2011.10.21)

(51) Int. Cl. F 1
H 0 2 P 27/06 (2006.01)
H 0 2 P 7/63 3 O 3 V
H 0 2 P 7/63 3 O 2 S

請求項の数 12 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2005-207199 (P2005-207199)	(73) 特許権者	509186579
(22) 出願日	平成17年7月15日 (2005.7.15)		日立オートモティブシステムズ株式会社
(65) 公開番号	特開2007-28793 (P2007-28793A)		茨城県ひたちなか市高場2520番地
(43) 公開日	平成19年2月1日 (2007.2.1)	(74) 代理人	110000350
審査請求日	平成19年5月28日 (2007.5.28)		ポレール特許業務法人
前置審査		(72) 発明者	安島 俊幸
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
			式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	宮崎 英樹
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
			式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	岩路 善尚
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
			式会社日立製作所 日立研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流モータ駆動装置及びその制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流モータと、このモータに給電するインバータと、前記モータ又は前記インバータに流れる電流を検出する電流センサと、前記モータのロータの回転を検出する回転センサと、前記インバータを駆動制御する制御器とを備えたモータ駆動装置において、

前記インバータから前記モータに対して半周期内に1パルスの矩形波電圧を供給する1パルスモードを含んで前記インバータをPWM制御するPWM制御手段と、

前記インバータの直流ラインに挿入され、前記PWMのキャリアの1周期内に1回の直流電流の検出を行う直流電流検出手段と、

前記回転センサの出力信号からロータの回転位置を検出する回転位置検出器と、

前記直流電流検出手段によって検出された電流検出値と前記ロータの回転位置とから前記モータに流れる3相のモータ電流値を推定するために、検出した直流電流値に等しい第1相のモータ相電流を特定する第1相電流推定手段と、検出した直流電流値を、モータの第2および第3相のそれぞれの印加電圧と逆起電圧の差に応じて第2および第3相のモータ相電流として分配して第2および第3相のモータ相電流を推定する第2および第3相電流推定手段とを含むモータ電流推定手段と、

推定した3相のモータ電流値を用いて前記インバータを制御するインバータ制御手段を備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置。

【請求項2】

請求項1において、前記直流電流検出手段の他にインバータの直流ラインの電流を検出

10

20

する少なくとも1つの第2の直流電流検出手段と、前記直流電流検出手段の異常を検出する電流センサ異常検出手段と、この異常検出時に、前記第2の直流電流検出手段の電流検出値と前記ロータの回転位置とから前記モータに流れる3相のモータ電流値を推定する第2のモータ電流推定手段とを備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置。

【請求項3】

請求項2において、前記異常検出時に、当該直流電流検出手段の異常を表示する異常状態表示器を備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置。

【請求項4】

請求項1において、前記インバータに流れる直流電流を検出する少なくとも2つの直流電流検出手段と、これら複数の直流電流検出手段からの電流検出値を用いてこれらの直流電流検出手段の正常／異常を判定する電流センサ異常判定手段とを備え、前記モータ電流推定手段は、複数の前記直流電流検出手段が正常と判定されたとき、複数の正常な直流電流検出手段からの電流検出値と前記ロータの回転位置を用いて3相のモータ電流値を推定する第1のモータ電流推定手段と、いずれかの直流電流検出手段が異常と判定されたとき、正常と判定された直流電流検出手段の電流検出値と前記ロータの回転位置を用いて3相のモータ電流を推定する第2のモータ電流推定手段とを備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置。

【請求項5】

請求項4において、前記異常判定時に、当該直流電流検出手段の異常を表示する異常状態表示器を備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置。

【請求項6】

入力指令として車両制御装置からのトルク指令を受け、ゼロ速度から高速度走行まで車両を駆動するモータを制御する請求項1に記載の交流モータ駆動装置を備えたことを特徴とする車両。

【請求項7】

交流モータの回転力をピストンの押付力に変換してブレーキパッドをブレーキディスクに押付ける電動ブレーキと、制動力指令値に応じて前記交流モータに駆動電圧を供給する請求項1に記載の交流モータ駆動装置とを備えたことを特徴とする車両。

【請求項8】

交流モータと、このモータに給電するインバータと、前記インバータに流れる直流電流を検出する直流電流検出手段と、前記モータ内のロータの回転を検出する回転センサと、前記インバータを駆動制御する制御器とを備えた交流モータ駆動装置の制御方法において、

前記インバータから前記モータに対して半周期内に1パルスの矩形波電圧を供給する1パルスモードを含んで前記インバータをPWM制御するステップと、

前記インバータの直流ラインに流れる直流電流を、前記PWMのキャリアの1周期内に1回の検出を行う直流電流検出ステップと、

前記回転センサの出力信号からロータの回転位置を検出するステップと、

前記直流電流検出手段によって検出された電流検出値と前記ロータの回転位置とから前記モータに流れる3相のモータ電流値を推定するために、検出した直流電流値に等しい第1相のモータ相電流を特定する第1相電流推定ステップと、検出した直流電流値を、モータの第2および第3相のそれぞれの印加電圧と逆起電圧の差に応じて第2および第3相のモータ相電流として分配して第2および第3相のモータ相電流を推定する第2および第3相電流推定ステップとを含むモータ電流推定ステップと、

推定した3相のモータ電流値を用いて前記インバータを制御するステップを備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置の制御方法。

【請求項9】

請求項8において、前記電流センサの他に、前記インバータの直流ラインに流れる直流電流を検出する第2の電流センサを備え、前記電流センサの異常を検出するステップと、この異常検出時に、前記第2の電流センサの電流検出値と前記ロータの回転位置とから前

記モータに流れる３相のモータ電流値を推定するステップとを備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置の制御方法。

【請求項１０】

請求項９において、前記異常検出時に、当該電流センサの異常を表示するステップを備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置の制御方法。

【請求項１１】

請求項８において、前記インバータに流れる直流電流を検出する少なくとも２つの電流センサを備え、これら複数の電流センサからの電流検出値を用いてこれらの電流センサの正常／異常を判定するステップと、複数の前記電流センサが正常と判定されたとき、複数の正常な電流センサからの電流検出値と前記ロータの回転位置を用いて３相のモータ電流値を推定するステップと、いずれかの電流センサが異常と判定された場合には、正常と判定された電流センサの電流検出値と前記ロータの回転位置を用いて３相のモータ電流を推定するステップとを備えたことを特徴とする交流モータ駆動装置の制御方法。

10

【請求項１２】

車両駆動用の交流モータと、このモータに給電するインバータと、前記モータ又は前記インバータに流れる電流を検出する電流センサと、前記モータ内のロータの回転を検出する回転センサと、前記インバータを駆動する制御器とを備えた車両において、

前記インバータから前記モータに対して半周期内に１パルスの矩形波電圧を供給する１パルスモードを含んで前記インバータをPWM制御するPWM制御手段と、

前記インバータの直流ラインに挿入され、前記PWMのキャリアの１周期内に１回の直流電流の検出を行う直流電流検出手段と、

20

前記回転センサの出力信号からロータの回転位置を検出する回転位置検出器と、

前記直流電流検出手段によって検出された電流検出値と前記ロータの回転位置とから前記モータに流れる３相のモータ電流値を推定するために、検出した直流電流値に等しい第１相のモータ相電流を特定する第１相電流推定手段と、検出した直流電流値を、モータの第２および第３相のそれぞれの印加電圧と逆起電圧の差に応じて第２および第３相のモータ相電流として分配して第２および第３相のモータ相電流を推定する第２および第３相電流推定手段とを含むモータ電流推定手段と、

推定した３相のモータ電流値を用いて前記インバータを制御するインバータ制御手段を備えたことを特徴とする車両。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は交流モータ駆動装置であって、特に、ゼロ速度から高速度回転まで加減速する用途に好適な交流モータ駆動装置の改良に関する。

【背景技術】

【０００２】

従来、交流モータの駆動装置として、モータ電流を検出してモータトルクを精度良く制御する方式が広く用いられている。しかし、低コスト化などから、モータ電流を検出するセンサの数を削減することが望まれ、その手法としていくつかの公知例が知られている。

40

【０００３】

特許文献１は、PWMインバータの直流ラインに電流センサを備え、インバータのスイッチングパターンと検出した直流電流値とからインバータから出力する３相の相電流を推定することを開示している。

【０００４】

また、特許文献２は、PWMインバータの直流ラインに設けた電流センサと、交流モータのロータ位相を検出する位置検出器とを備え、検出した直流電流値の回転座標系への座標変換にロータ位相を用いることを開示している。

【０００５】

さらに、特許文献３は、交流モータの特定相に電流センサを備え、検出した電流値の脈

50

動から交流モータのロータ位相を検出してモータ駆動することを開示している。

【0006】

車両などに適用される駆動用交流モータのロータ位置検出器には、モータ停止時から高精度にトルク制御が必要なため、各相のモータ電流を電流センサで検出している。一方、交流モータを高速回転させたときの効率向上と、インバータ電源の電圧利用率向上のために、PWMを過変調とした半周期に1パルスの矩形波電圧を印加する、いわゆる1パルスモードを採用することが知られている。

【0007】

【特許文献1】特開平6-153526号公報（全体）

【特許文献2】特開2004-297966号公報（全体）

10

【特許文献3】特開2004-274841号公報（全体）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかしながら、交流モータ駆動装置の低コスト化と省スペース化のためには電流センサ使用数の削減など課題がある。特許文献1では、直流ラインの電流検出値とインバータのスイッチングパターンとからモータ電流を推定するために、PWMのキャリア周期内で少なくとも2回の高速の電流検出が必要である。しかし、モータの低速回転時にはPWMパルス幅が細く、キャリア周期内に2回の電流検出は困難である。また、モータの高速回転時には、上記した1パルスモードにおいて電流検出が困難となり、結果的にモータ駆動が困難になるという課題がある。

20

【0009】

また、特許文献2では、直流電流値の回転座標系への変換を行って高応答化できるものの、電流検出の基本的な考え方は特許文献1とほぼ同じと考えられ、交流モータの低速回転時と高速回転時において高精度なトルク制御を実現することは困難である。

【0010】

さらに、特許文献3では、特定のモータ相電流から3相のモータ電流を推定することはなされておらず、トルクを制御することは困難である。

【0011】

本発明の目的は、少ない電流センサにより、安価で省スペースな交流モータ駆動装置を提供することである。

30

【0012】

本発明の他の目的は、PWMパルスパターンに依存することなく、ゼロ速度から高速度回転まで急加減速する交流モータにおいても、高精度のトルク制御を実現する交流モータ駆動装置、車両並びにその制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明はその一面において、交流モータと、該モータに給電するインバータと、前記モータあるいはインバータに流れる電流を検出する電流センサと、前記モータのロータ回転を検出する回転センサと、前記インバータを駆動制御する制御器とを備えた交流モータ駆動装置において、回転センサの出力信号からロータの回転位置を検出し、電流センサによって検出された電流検出値とロータの回転位置とから交流モータに流れる3相のモータ電流値を推定し、推定した3相のモータ電流値を用いてインバータを制御することを特徴とする。

40

【0014】

本発明の望ましい実施態様においては、インバータの直流ラインに流れる直流電流を検出する位置又は交流モータの特定相に流れる相電流を検出する位置に電流センサを配置する。

【0015】

本発明の望ましい他の実施態様においては、上記電流センサの他に、インバータの直流

50

ライン又は交流モータの特定相に少なくとも1つの第2の電流センサを備え、いずれかの電流センサに異常が生じた場合、健全な電流センサを用いてモータ駆動を継続する。

【0016】

本発明の望ましいさらに他の実施態様においては、車両駆動用交流モータの駆動装置において、制御器の入力指令として車両制御装置からのトルク指令を受け、ゼロ速度から高速度走行まで前記モータを制御する交流モータ駆動装置を備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0017】

本発明の望ましい実施態様によれば、少ない電流センサにより、PWMパルスパターンに依存することなく、ゼロ速度から高速度回転までモータ電流を推定することができ、省スペースかつ低コストな交流モータ駆動装置を提供できる。

10

【0018】

本発明によるその他の目的と特徴は、以下に述べる実施形態の中で明らかにする。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

以下、図面を参照して本発明の実施形態を説明する。まず、図1～図4を用いて、本発明の一実施形態による交流モータ駆動装置を車両用駆動モータに適用して説明する。

【0020】

図1は、本発明の一実施形態による交流モータ駆動装置の制御ブロック図である。

【0021】

20

バッテリーVBはインバータ1の直流電圧源である。インバータ1は、3相各相の6個のスイッチング素子(U_p, V_p, W_p, U_n, V_n, W_n)で構成され、交流モータ300のモータ巻線(U, V, W)に接続される。直流電圧は、インバータ1によって可変電圧、可変周波数の3相交流に変換され、交流モータ300に印加される。バッテリーVBからインバータ1への直流ラインには直流電流を検出する電流センサ12がある。この電流センサ12としては、シャント抵抗あるいはホールCTなどが用いられる。

【0022】

インバータ1の各スイッチング素子をON/OFF制御するゲート信号は、制御器3により生成される。制御器3は車両制御装置(図示しない)からのトルク指令 τ^* 、直流電流検出値I_{dc}、ロータ回転センサ340からの信号を入力して、交流モータ300のモータ巻線U, V, Wに印加する交流電圧を制御する。一方、モータ300の出力トルク τ_m は、ロータの出力軸を介してギヤボックス110に伝達され、ギヤボックス110内のギヤを介して駆動シャフト111に伝達される。駆動シャフト111に伝達された出力は、車両の駆動輪120, 121を駆動して車両(図示しない)を走行/停止させる。

30

【0023】

制御器3は、電流検出器20、モータ電流推定器21、電流指令器10、回転位置検出器6、電流制御器8、電圧制御器11、並びにドライバ回路7から構成されている。電流検出器20は、電流センサ12からの信号を信号処理し、A/D変換して直流電流値I_{dc}を得る。モータ電流推定器21は、直流電流値I_{dc}と、ロータの磁極位置(ロータ位相) θ とから3相のモータ電流推定値I_m(I_u, I_v, I_w)を演算する。電流指令器10は、トルク指令 τ^* を電流指令値I_{*}に変換する。電流制御器8では、モータ電流推定値I_mと電流指令値I_{*}とが一致するように、比例積分制御などにより電圧指令V_{*}を出力する。電圧制御器11は、インバータ1の出力電圧が電圧指令V_{*}となるようなPWMパルスを生成し、ドライバ回路7を介してインバータ1へ出力する。

40

【0024】

ここで、ベクトル制御する場合の電流指令値I_{*}は、回転座標系のd軸電流指令値I_d^{*}、q軸電流指令値I_q^{*}の2値であり、変換の際にはロータ位相 θ から求めたロータ回転速度 ω (図示しない)の使用もある。同様に、モータ電流推定値I_mも、d軸とq軸の2値となる。また、電圧制御器11では、ロータ位相 θ を用いて回転座標系のd-q軸の電圧値をU, V, Wに3相変換する。

50

【0025】

図2は、本発明の一実施形態による車両駆動用交流モータの構造図である。図2(1)は、モータ300のモータ軸方向の断面図を示し、図2(2)はモータの径方向のA-A'断面図を示したものである。本実施例に示すモータは、永久磁石界磁の永久磁石同期モータで、特に、永久磁石を回転子鉄心に埋め込んだ埋め込み磁石型の永久磁石同期モータである。また、固定子310の固定子鉄心311の内側にギャップを介して回転子320が配置される内転形のモータで、固定子鉄心の単一ティース311Tに巻線312を巻回する集中巻モータである。回転子320は、回転子鉄心321と永久磁石322とモータ軸360からなる。回転子(ロータ)320とロータ回転センサ340は、モータ軸360で接続されている。ロータ軸360は軸受350で回転支持されている。ロータ回転センサ340は、レゾルバなどの絶対位置センサが好ましいが、ホール素子を用いたものであっても問題ない。尚、ロータ回転センサ340の固定子側は、モータハウジングにネジなどで固定されている(図示しない)。固定子310は、圧入ないしキー溝などでモータハウジングに固定されている。固定子310の巻線312は、U、V、Wの3相巻線312U、312V、312Wが順次に配置されている。回転子320の永久磁石322は、ギャップ面方向にN極の極性を持つ永久磁石322Nと、S極の極性を持つ永久磁石322Sとが順次交互に配置されている。ここで、永久磁石322の材質はNd-Fe-Bなどの希土類磁石が保持力とコストの面から好適ではあるが、その他の希土類磁石あるいはフェライト磁石であってもモータ出力特性が変わるのみで問題はない。

10

【0026】

本実施例では16極24スロットの2対3、すなわち、極数=2、スロット数=3の整数倍のモータ系列にて図示したが、4対3、あるいは8対9、10対12などの系列であっても問題ない。また、本実施例では埋め込み磁石型の集中巻同期モータについて説明したが、表面磁石型でも問題なく、分布巻きモータであっても問題はない。さらには、誘導モータなどの他の交流モータであっても同様に適用可能である。

20

【0027】

次に、一実施形態の要部をなすモータ電流推定器21について詳細に説明する。

【0028】

図3は、本発明の一実施形態による交流モータ駆動装置の駆動電流波形とその電流路の説明図である。図3(1)には、力率=1($\phi=0$)における各相のモータ相電流 I_u 、 I_v 、 I_w と、直流ラインに流れる直流電流 I_p を示し、図3(2)には、そのタイミングTでの電流経路を示している。ここでは、PWMによるパルス状の電流を便宜的に連続波形として示している。また、モータ等価回路においては、巻線抵抗をR、インダクタンスをL、各相の逆起電圧を E_u 、 E_v 、 E_w とする。(1)~(3)式は、V相の印加電圧 V_v とV相に流れるモータ相電流 I_v を表したもので、印加電圧ピーク値をV、相電流ピーク値をI、V相の電圧位相を θ_v 、電圧 V_v と電流 I_v の位相差を ϕ としたものである。

30

【0029】

$$V_v = V \cdot \sin \theta_v \dots\dots\dots (1)$$

$$I_v = I \cdot \sin(\theta_v + \phi) \dots\dots\dots (2)$$

$$\theta_v = \theta - 120 \dots\dots\dots (3)$$

40

ロータ位相 θ を用いて直流電流値 I_{dc} からモータ相電流を推定する方法には幾つか考えられる。本実施例では3つの手法について説明する。

【0030】

直流電流値 I_{dc} は、キャリア周期内で少なくとも1回のサンプリングにより検出された直流電流 I_p の瞬時値であり、バッテリーVBとインバータとモータ巻線とからなる電流経路を流れる電流値である。インバータとモータ巻線のための電流経路を流れる電流は環流電流であるため直流電流 I_p として検出されない。このとき、インバータ内のいずれかのスイッチング素子がオンしており、直流電流 I_p が検出可能なタイミングでサンプリングするもので、印加電圧パターンから直流電流と等しいモータの相電流を特定することがで

50

きる。すなわち、図3のタイミングTでは、直流電流 $I_p = V$ 相の相電流 I_v である。

【0031】

このとき、 $I_{dc} = I_v = -(I_u + I_w)$ である。

【0032】

第1の手法は、印加電圧とロータ位相とから検出した直流電流値を各相のモータ電流に分配する方式である。各相の印加電圧を V_u , V_v , V_w とし、モータの回転速度 ω で表すと、(4)～(6)式となる。

【0033】

$$V_u = (R + \omega L) \times I_u + E_u \dots\dots\dots (4)$$

$$V_v = (R + \omega L) \times I_v + E_v \dots\dots\dots (5)$$

$$V_w = (R + \omega L) \times I_w + E_w \dots\dots\dots (6)$$

上式の関係から、(7)式が成り立つ。

【0034】

$$I_v = -\{ (V_u - E_u) + (V_w - E_w) \} / (R + \omega L) \dots\dots\dots (7)$$

各相の逆起電圧 E_u , E_v , E_w は、ロータ位置 θ の関数 $E \cdot f(\theta)$ で表すことができ、波形形状関数 $f(\theta)$ を正弦波で近似できる場合には、(8)～(10)式で表すことができる。

【0035】

$$E_u = E \sin(\theta) \dots\dots\dots (8)$$

$$E_v = E \sin(\theta - 120) \dots\dots\dots (9)$$

$$E_w = E \sin(\theta + 120) \dots\dots\dots (10)$$

電流 I_u と I_w の比をとれば、(11)式となり、ロータ位相 θ を適用することで各相の逆起電圧 E_u , E_w を決定できる。

【0036】

$$I_u : I_w = (V_u - E_u) : (V_w - E_w) \dots\dots\dots (11)$$

各相の印加電圧 V_u , V_w は電圧指令 V^* で代用でき、検出した直流電流値 $I_{dc} (= I_v)$ を I_u と I_w に分配することが可能となる。すなわち、印加電圧と逆起電圧とを用いることでモータ電流 I_m を推定することができる。

【0037】

さらに、 ωL の条件によっては印加電圧 V_u , V_v , V_w を、(12)～(14)式で近似でき、(15)式で表すことができる。すなわち、ロータ位相 θ を用いて I_u と I_w を求めることができる。

【0038】

$$V_u = V \sin(\theta) \dots\dots\dots (12)$$

$$V_v = V \sin(\theta - 120) \dots\dots\dots (13)$$

$$V_w = V \sin(\theta + 120) \dots\dots\dots (14)$$

$$I_u : I_w = \sin(\theta) : \sin(\theta + 120) \dots\dots\dots (15)$$

直流電流 $I_p = V$ 相の相電流 I_v となる場合について上述したが、 I_u , I_w が検出される場合においても同様に求めることができる。

【0039】

次に、第2の手法は、検出した直流電流値 I_{dc} と、直流電流値 I_{dc} に平均化処理を施した電流値を有効分電流 I_r とし、ロータ位相 θ を用いて無効分電流 I_i を求める方式である。

【0040】

$$I_v = I_r \cdot \sin \theta_v + I_i \cdot \cos \theta_v \dots\dots\dots (16)$$

$$I_r = I \cdot \cos \phi \dots\dots\dots (17)$$

$$I_i = I \cdot \sin \phi \dots\dots\dots (18)$$

$$\phi = \tan^{-1} (I_i / I_r) \dots\dots\dots (19)$$

(16)～(19)式は、(1)～(3)式を変形したもので、力率角 ϕ を有効電流 I_r と、無効電流 I_i とから求めるものである。ここで、有効電流 I_r は検出した直流電流

10

20

30

40

50

値 I_{dc} の平均値であるから、直流電流値 I_{dc} を用いて移動平均などの積分（フィルタ）をデジタル処理により演算することが可能である。直流電流値 I_{dc} = モータの相電流 I_v 。ロータ位相 θ は検出値であるから、無効電流 I_i を求めることが可能となる。すなわち、力率角 ϕ 及び相電流のピーク値 I を演算でき、各相のモータ電流 I_m を推定することが可能となる。

【0041】

なお、有効電流 I_r をデジタルフィルタ処理により求めるようにしたが、電流検出器 20 においてアナログのフィルタ回路を介した平均電流値を同時に検出するようにしても問題ない。信号をアナログ処理する場合には、CPU 負荷を低減することができる。

【0042】

最後に、第 3 の手法は、検出した直流電流値 I_{dc} と、直流電流値 I_{dc} の電流ピーク値 I を検出する方式である。

【0043】

検出した直流電流値 I_{dc} のピーク値 I をデジタル値として検出することも可能であるが、サンプリングのタイミングによってはピーク値を捕捉できるとは限らない。このため、好ましくは、直流電流値 I_{dc} とは別に電流検出器 20 においてアナログのピークホールド回路あるいはサンプルホールド回路を用いて相電流のピーク値 I を検出する。すなわち、(1) ~ (3) 式にロータ位相 θ を適用して力率角 ϕ を求めれば、各相のモータ電流 I_m を推定することが可能となる。

【0044】

図 4 は、本発明の一実施形態による 1 パルスモードでの各部電圧／電流波形図であり、図 4 (1) は印加電圧、図 4 (2) は逆起電圧、図 4 (3) はモータ電流波形である。以下、V 相に着目して説明する。

【0045】

車両駆動用交流モータの駆動方式では、高速回転時の電圧利用率の向上と、スイッチング損失の低減とから、1 パルスモード、すなわち、半周期内に 1 パルスの矩形波電圧をモータに印加する方式が広く採用されている。モータ電流波形は正弦波から歪み波形となるものの、高速回転であることから、その歪み率は比較的小さく、トルク脈動も高周波であるため実用上大きな問題ではない。

【0046】

図において、1 パルスの矩形波であるため、電気角 180° (π [rad]) の区間内に PWM 変調された電圧パルスは含まれていない。このため、特許文献 1 で開示された PWM スwitching パターンと PWM キャリア周期内で少なくとも 2 回の電流サンプリングとの組合せによりモータ電流を推定する手法は適用できない。

【0047】

具体的には、電気角 1 周期内 (2π [rad]) で 6 つのスイッチングパターンが存在するものの、PWM キャリア 1 周期に相当する時間内において PWM スwitching パターンは固定である。PWM キャリア周波数を 10 kHz (PWM キャリア周期は 100 μ s) とし、図 2 の 16 極の交流モータを 6000 (r/min) で駆動している時の電気角周波数は 800 Hz (電気角 1 周期は 1250 μ s) である。したがって、PWM キャリアで約 2 周期の間スイッチングパターンは変わらない。この時、PWM キャリア周期内に 2 回の電流サンプリングを行うことは可能であるものの、特許文献 1 で開示された手法では直流電流値は特定相のモータ電流しか検出できず、3 相各相のモータ電流値を推定することは困難である。

【0048】

本実施例の電流検出方法では、PWM キャリア周期内で 1 回の電流サンプリングを行って検出した直流電流値からモータ位相 θ を用いてモータ電流の推定するために、1 パルスモードにおいてもモータ電流を推定することができる。

【0049】

さらに、モータを低速回転駆動している場合（図示しない）では、PWM 変調した印加

10

20

30

40

50

電圧にてモータを駆動するが、低速回転のためモータの逆起電圧が小さく、結果的にPWMパルス幅が細く、直流ラインに流れる電流パルスの幅が細い状態が生じる。このような場合にも、PWMキャリア周期内に2回の電流サンプリングを行う必要がある従来技術では電流捕捉が困難となるため、PWMキャリア周期を低周波にしたりするなどの処理を施す必要がある。このため、可聴範囲の騒音を生じてユーザに違和感を与えるほか、ソフトウェア処理が複雑になってしまう問題が生じる。

【0050】

本実施例の電流検出方法では、PWMキャリア周期内で1回の電流サンプリングを行って検出した直流電流値からモータ位相 θ を用いてモータ電流を推定するため、安定した電流検出が可能である。

10

【0051】

上述のように、本実施例のモータ駆動装置では、直流ラインの電流センサ12と、モータ位相 θ を用いてモータ電流の推定するために、ゼロ速度から高速回転時までPWMパルス幅に依存することなく電流検出が可能となる。したがって、高応答でトルク制御精度を維持したまま、低コストの交流モータ駆動装置を提供することができる。

【0052】

次に、図5を用いて本発明の他の実施形態による交流モータ駆動装置を説明する。図5は、モータの特定相の相電流を検出する電流検出器とモータ電流推定器を備えたことが図1と異なり、その他の同一符号の動作は同じである。

【0053】

20

モータの特定相の相電流を検出する電流センサ32の出力信号は、電流検出器30にてA/D変換器で検出可能なレベルに信号処理し、A/D変換器（図示しない）にてデジタル値に変換する。変換したデジタル信号は、電流検出値 I_n としてモータ電流推定器31にてロータ位相 θ を用いて3相各相のモータ電流推定値 I_m として出力される。

【0054】

モータ電流推定器31では、電流検出値 I_n の電流ピーク値 I を検出し、(1)～(3)式を用いて力率角 ϕ を求める。電流ピーク値 I 、力率角 ϕ 、ロータ位相 θ を用いて3相各相のモータ電流値 I_m を推定する。電流センサを設けた特定相のモータ電流値は演算しなくても問題ないが、ノイズ除去など安定化を図る場合には再度演算した結果を用いることも可能である。

30

【0055】

ここでは、電流ピーク値 I をデジタル処理により求めるようにした。しかし、好ましくは電流検出器30において、アナログのピークホールド回路あるいはサンプルホールド回路を用いて相電流のピーク値 I を検出する方が、モータの高速回転時にもより正確な電流ピーク値 I を検出できる。

【0056】

次に、図6～図8を用いて本発明の別の実施形態による複数個の電流センサを備えた交流モータ駆動装置について説明する。

【0057】

図6は、本発明の別の実施形態による直流ラインに複数個の電流センサを配置した交流モータ駆動装置の制御ブロック図である。図6は、バッテリーの正極側に接続された直流ラインに電流センサを追加した点が異なる以外、他の構成は図1と同様である。バッテリーの正極側に接続された直流ラインに電流センサ12Bを追加し、電流検出器50と、モータ電流推定器51と、電流センサ（異常）判定器52と、電流センサの異常状態を通報する状態表示器43とを備えている。

40

【0058】

バッテリーの負極側と正極側とに接続された直流ラインに配置した少なくとも2つの電流センサ12、12Bは、電流センサの冗長化を実現すると共に、モータ配線（モータ巻線）の地絡検出をも可能とする。さらに、電流センサ12、12Bの電流検出値（ I_{da} 、 I_{db} ）と、ロータ位相 θ とから求める基準電流値とから電流センサの正常／異常の判定

50

を行う電流センサ（異常）判定器 5 2 を構築した点が図 1 と異なる。

【0059】

電流センサ（異常）判定器が異常と判断した場合には、異常フラグを状態表示器 4 3 に出力すると共に、モータ電流検出器 5 1 に電流センサ異常情報を出力する。モータ電流推定器 5 1 では、異常と判定されたセンサの検出値を使わずに正常と判定されている電流センサの検出値を用いてモータ電流推定値 I_m を出力する。

【0060】

2 つの電流センサ情報が正常と判断された場合には、モータ電流推定値 I_m は、2 つの電流センサの平均値を適用する。

【0061】

本実施例のモータ駆動装置は、車両搭載時に不可欠な異常判定機能と、異常時にも可能な限りフェール停止することなく緊急的に走行することが可能なモータ駆動装置を提供することができる。

【0062】

図 7 は、本発明の別の実施形態による AC ラインに複数個の電流センサを配置した交流モータ駆動装置の制御ブロック図である。図 7 は、インバータの AC ライン（モータ配線）に電流センサ 3 2 を配置しているのは図 5 と同様である。さらに、残りの 2 相に少なくとも一つの電流センサ 3 2 B を追加し、電流検出器 4 0 と、モータ電流推定器 4 1 と、電流センサ（異常）判定器 4 2 とを備えたことが図 5 及び図 6 と異なり、その他の同一符号の動作は同じである。

【0063】

インバータの AC ライン（モータ配線）に少なくとも 2 つの電流センサ 3 2、3 2 B を配置し、電流センサの冗長化を実現すると共に、特定条件でのモータ配線（モータ巻線）の地絡検出を可能とする。さらに、電流センサ 3 2、3 2 B の電流検出値（ I_u 、 I_v ）と、ロータ位相 θ とから求める基準電流値とから電流センサの正常／異常の判定する電流センサ（異常）判定器 4 2 を構成した点が図 5 と異なる。

【0064】

電流センサ（異常）判定器が異常と判断した場合には、異常フラグを状態表示器 4 3 に出力すると共に、モータ電流推定器 4 1 に電流センサ異常情報を出力する。モータ電流推定器 4 1 では異常と判定されたセンサの検出値を使わずに正常と判定されている電流センサの検出値を用いてモータ電流推定値 I_m を推定する。

【0065】

2 つの電流センサ情報が正常と判断された場合には、 $I_u + I_v + I_w = 0$ の関係からモータ電流推定値 I_m を求めることができる。

【0066】

本実施例のモータ駆動装置は車両搭載時に不可欠な異常判定機能と異常時にも可能な限りフェール停止することなく緊急的に走行することが可能なモータ駆動装置を提供することができる。

【0067】

尚、図 6 では直流ラインに 2 つの電流センサを配置し、図 7 では AC ライン（モータ配線）に 2 つの電流センサを配置した例で説明したが、少なくとも 2 つの電流センサを直流ラインと AC ラインとに分配して配置しても良い（図示しない）。この場合にも、1 つの正常な電流センサの電流検出値からモータを継続駆動可能であるほか、インバータのアーム短絡を容易に検出可能となるなどの効果が得られる。

【0068】

図 8 は、本発明の別の実施形態による電流センサ異常判定の処理フローである。ステップ F 1 にて、各電流センサの検出値を検出し、ステップ F 2 にて、モータ位相 θ を用いて各電流検出値に対する電流ピーク値 I を演算する。ステップ F 3 にて、演算した電流ピーク値 I が所定の誤差範囲内でそれぞれ等しければ正常と判断し、異なっていれば異常と判断する。異常と判断した場合には、ステップ F 4 にて、それぞれの電流検出値とモータ位

10

20

30

40

50

相 θ とを用いて電圧を演算する。印加電圧を演算するようにしても問題ない。ステップF5にて、演算した電圧と基準値となる基準電圧とを比較し、所定の許容誤差範囲内であれば正常と判断する。そうでなければ、電流センサエラーとして、ステップF6にて異常と判断される電流センサを特定するフラグと異常フラグを設定する。ステップF7では、検出電流値に補正係数を考慮して加算し、許容範囲内であれば正常であると判定する。許容範囲を超えてゼロでない場合、地絡と判定して、ステップF8にて異常フラグを設定する。異常と判定された場合には、ステップF9にて異常フラグを出力する。

【0069】

これらにより、本実施例のモータ駆動装置は車両搭載時に不可欠な異常判定機能と異常時にも可能な限りフェール停止することなく緊急的に走行することが可能な交流モータ駆動装置を提供することができる。

【0070】

次に、図9を用いて本発明の別の応用例である交流モータ駆動装置を搭載した電動ブレーキ装置を説明する。

【0071】

電動ブレーキ装置500は、モータ駆動装置510で駆動される交流（AC）モータ520の回転力を、推力変換機530によってピストンの押付力に変換し、ブレーキディスク540にブレーキパッド550を押付る装置である。ACモータ520には、モータ駆動装置510を一体に取付けている。ブレーキペダル560の踏込み量は、ストロークセンサ570で計測され、ブレーキ制御装置580に伝達される。ブレーキ制御装置580は、ブレーキペダル560の踏込み量に応じてモータ駆動装置510を制御し、ACモータ520を駆動し、電動（ディスク）ブレーキ500の発生するブレーキ力を調整する。バッテリー590は、各モータ駆動装置510とブレーキ制御装置580に電源を供給している。

【0072】

以下、電動ブレーキシステムの動作について説明する。運転者がブレーキペダル560を踏むと、ストロークセンサ570で運転者の要求制動力を読み取り、ブレーキ制御装置580へ運転者の要求制動力を伝達する。ブレーキ制御装置580は、運転者の要求制動力から、各ブレーキ装置の制動力指令値を演算し、各ブレーキ装置のモータ駆動装置510へ伝達する。モータ駆動装置510は、制動力指令値に従い、モータ520に適切な駆動電圧を供給する。駆動電圧は、例えば、パルス幅変調された3相交流電圧である。ACモータ520に駆動電圧が加わることにより、モータ520が回転し、モータ回転力は、推力変換機530によってディスクブレーキの押付力に変換され（図示せず）、ブレーキパッド550をブレーキディスク540に押しつける。推力変換機530としては、ギヤ機構や油圧機構などを適用できる。

【0073】

以上の実施形態によれば、少ない電流センサで、省スペースで低コストな電動アクチュエータを提供できる。また、急加減速が要求される電動アクチュエータに対しても、1パルスモードを採用すれば、高応答なモータ駆動が可能なため、さらに省スペースで低コストな電動アクチュエータを提供できる。

【図面の簡単な説明】

【0074】

【図1】本発明の一実施形態による交流モータ駆動装置の制御ブロック図。

【図2】本発明の一実施形態による車両用駆動モータの構造図。

【図3】本発明の一実施形態による駆動電流波形とその電流路の説明図。

【図4】本発明の一実施形態による1パルスモードでの各部電圧／電流波形図。

【図5】本発明の他の実施形態による交流モータ駆動装置の制御ブロック図。

【図6】本発明の別の実施形態による直流ラインに複数個の電流センサを配置した交流モータ駆動装置のブロック図。

【図7】本発明の別の実施形態によるACラインに複数個の電流センサを配置した交流モ

10

20

30

40

50

ータ駆動装置のブロック図。

【図 8】 本発明の別の実施形態による電流センサ異常判定の処理フロー図。

【図 9】 本発明の別の応用例である交流モータ駆動装置を搭載した電動ブレーキ装置のシステム概略図。

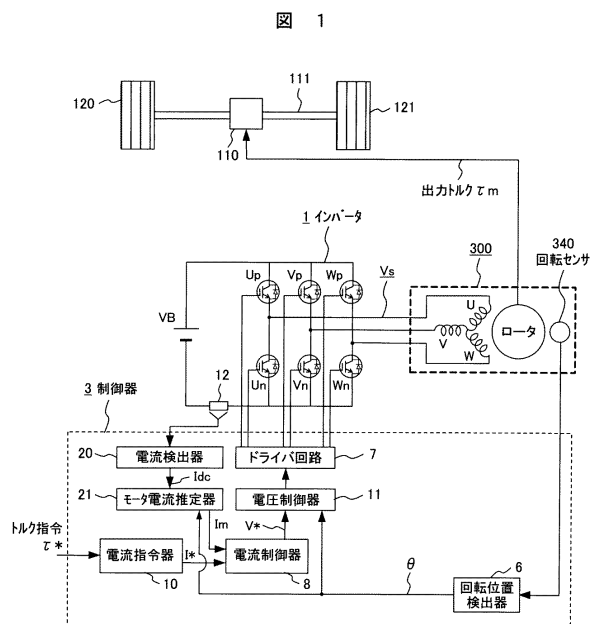
【符号の説明】

【0075】

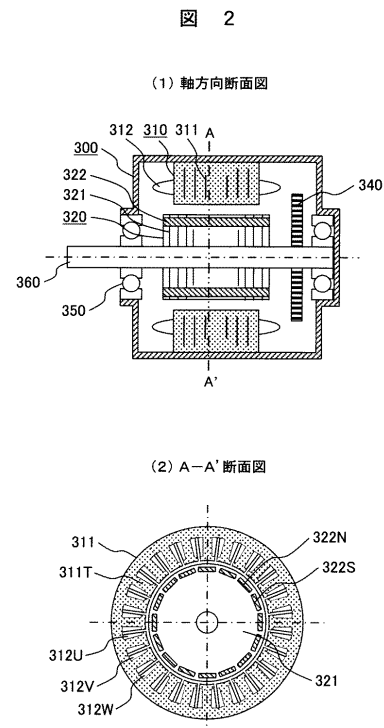
1…インバータ、300…交流モータ、340…回転センサ、20, 30, 40, 50…電流検出器、21, 31, 41, 51…モータ電流推定器、8…電流制御器、6…回転位置検出器、11…電圧制御器、12, 12B, 32, 32B…電流センサ、42, 52…電流センサ（異常）判定器、43…状態表示器、VB…バッテリー、500…電動ブレーキ装置。

10

【図 1】

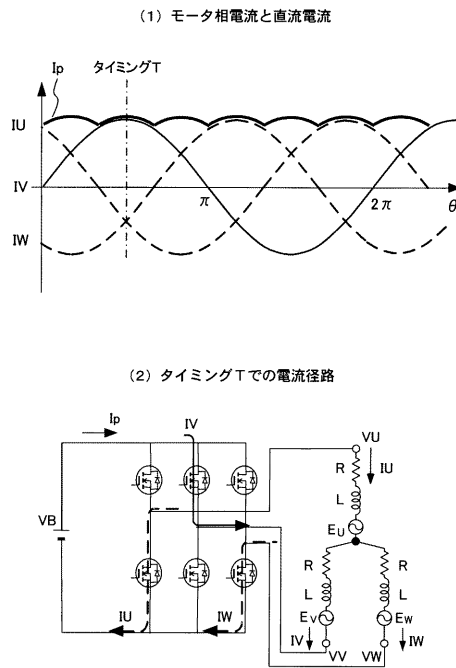


【図 2】



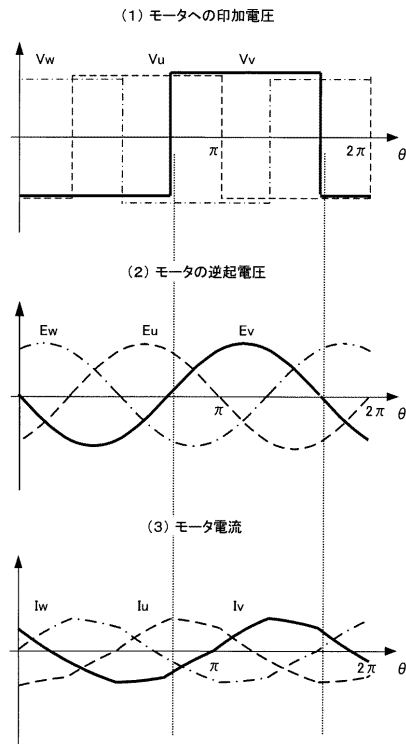
【図 3】

図 3



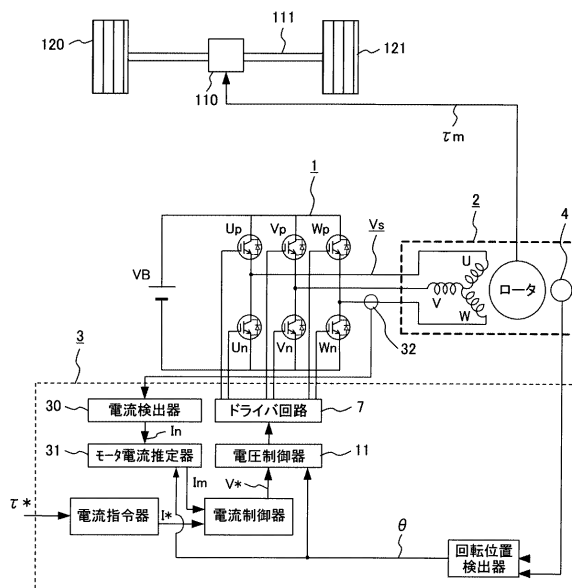
【図 4】

図 4



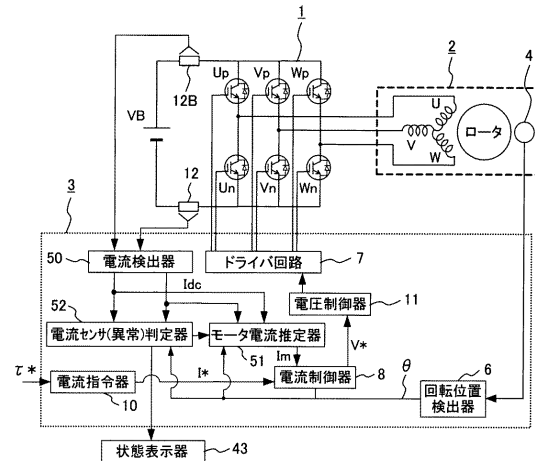
【図 5】

図 5



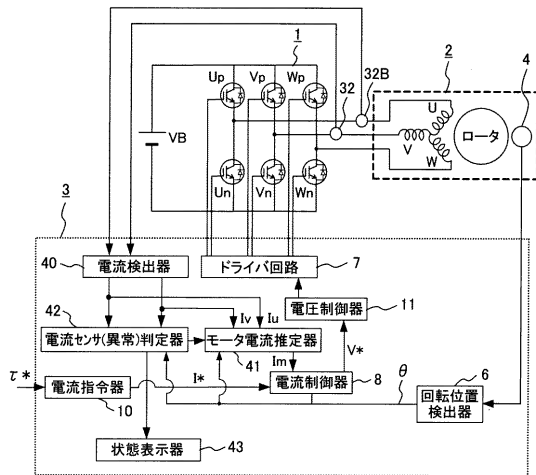
【図 6】

図 6



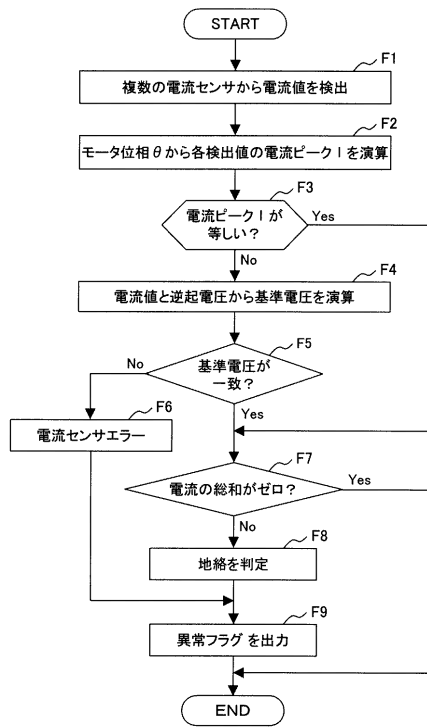
【図 7】

図 7



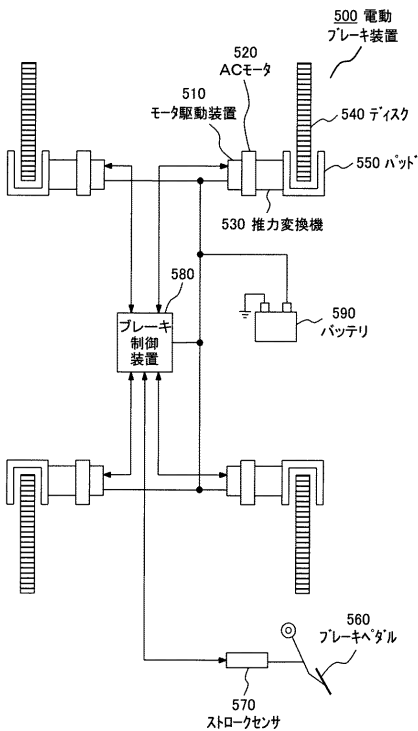
【図 8】

図 8



【図 9】

図 9



フロントページの続き

(72)発明者 野内 隆夫

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株式会社日立製作所 オートモティブシステムグループ内

(72)発明者 中津 欣也

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

審査官 森山 拓哉

(56)参考文献 特開2003-204691 (JP, A)

特開2001-309697 (JP, A)

特開平06-303787 (JP, A)

特開2004-159391 (JP, A)

特開平03-155392 (JP, A)

特開2005-086920 (JP, A)

特開2005-160136 (JP, A)

特開2005-094912 (JP, A)

特開2001-136781 (JP, A)

特開2005-080450 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 27/06