

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2009-247181

(P2009-247181A)

(43) 公開日 平成21年10月22日(2009. 10. 22)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02P 6/16 (2006.01)	H02P 6/02 371N	3D232
B62D 6/00 (2006.01)	B62D 6/00	3D233
B62D 5/04 (2006.01)	B62D 5/04	5H560
B62D 101/00 (2006.01)	B62D 101:00	
B62D 119/00 (2006.01)	B62D 119:00	

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2008-93454 (P2008-93454)
 (22) 出願日 平成20年3月31日 (2008. 3. 31)

(71) 出願人 000001247
 株式会社ジェイテクト
 大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号
 (74) 代理人 100104695
 弁理士 島田 明宏
 (74) 代理人 100121348
 弁理士 川原 健児
 (72) 発明者 上田 武史
 大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号
 株式会社ジェイテクト内
 (72) 発明者 長瀬 茂樹
 大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号
 株式会社ジェイテクト内

最終頁に続く

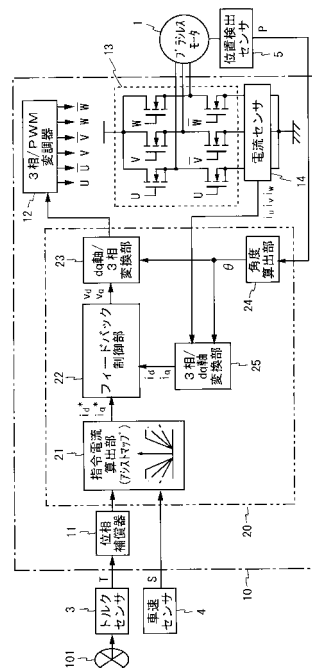
(54) 【発明の名称】 モータ制御装置および電動パワーステアリング装置

(57) 【要約】

【課題】 検出・制御タイミングのずれなどがあっても、モータの制御を精度良く行う。

【解決手段】 角度算出部24はロータの角度 θ_a を求め、3相/dq軸変換部25は検出角度 θ_a に対して電流検出時点との検出ずれ量を加算または減算した補正検出角度 θ_c に基づく変換を行ってdq座標軸上の検出電流 i_d 、 i_q を出力する。指令電流算出部21は、操舵トルクTと車速Sに基づき、dq座標軸上の指令電流 i_d^* 、 i_q^* を求める。フィードバック制御部22は、指令電流 i_d^* 、 i_q^* と検出電流 i_d 、 i_q に基づき、dq座標軸上の指令電圧 v_d 、 v_q を求め、dq軸/3相変換部23は、検出角度 θ_a に対してモータ駆動時点との検出ずれ量を加算した補正検出角度 θ_b に基づき指令電圧 v_d 、 v_q を3相の指令電圧に変換する。この指令電圧により上記ずれが解消され、高い精度でモータを駆動できる。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ブラシレスモータを駆動するモータ制御装置であって、
前記ブラシレスモータにおけるロータの回転角度を検出する角度検出手段と、
前記ブラシレスモータの駆動のための指令電圧のレベルを示す指令値を求める駆動制御手段と、

前記駆動制御手段で求めた前記指令値により示されるレベルの電圧を用いて前記ブラシレスモータを駆動するモータ駆動手段とを備え、

前記駆動制御手段は、前記角度検出手段により検出される角度に対して、前記角度検出手段による前記角度の検出時点からの時間的なずれに対応する検出ずれ量を加算または減算することにより得られる補正検出角度に基づき、前記指令値を求めることを特徴とする、モータ制御装置。

10

【請求項 2】

前記駆動制御手段は、前記角度検出手段による前記角度の検出時点と前記指令値により示されるレベルの電圧を用いて前記ブラシレスモータを駆動する時点との時間差に対応する第 1 の検出ずれ量を前記検出角度に加算することにより得られる第 1 の補正検出角度に基づき、 dq 座標軸上の指令電圧を 3 相の指令電圧に変換する dq 軸 / 3 相変換手段を含むことを特徴とする、請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 3】

前記ブラシレスモータに流れる電流を検出する電流検出手段をさらに備え、

20

前記駆動制御手段は、前記角度検出手段による前記角度の検出時点と前記電流検出手段による前記電流の検出時点との時間差に対応する第 2 の検出ずれ量を前記検出角度から加算または減算することにより得られる第 2 の補正検出角度に基づき、前記電流検出手段により検出される 3 相の電流検出値を dq 座標軸上の電流検出値に変換する 3 相 / dq 軸変換手段を含むことを特徴とする、請求項 1 または請求項 2 に記載のモータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 から請求項 3 までのいずれか 1 項に記載のモータ制御装置を備えた、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】

30

【0001】

本発明は、モータ制御装置、およびモータ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。

【背景技術】

【0002】

従来から、運転者がハンドル（ステアリングホイール）に加える操舵トルクに応じて電動モータを駆動することにより車両のステアリング機構に操舵補助力を与える電動パワーステアリング装置が用いられている。電動パワーステアリング装置の電動モータには従来からブラシモータが広く使用されているが、信頼性および耐久性の向上や慣性の低減などの観点から、近年ではブラシレスモータも使用されている。

40

【0003】

一般にモータ制御装置は、モータで発生するトルクを制御するために、モータに流れる電流を検出し、モータに供給すべき電流と検出した電流との差に基づき PI 制御（比例積分制御）を行う。このモータは、例えば 3 相ブラシレスモータであって、モータ制御装置には、2 相以上の電流を検出するために、2 個または 3 個の電流センサが設けられる。また、詳しくは後述する dq 軸 / 3 相変換や各種演算等を使用するため、レゾルバやホール IC などのモータの回転角度を検出するための検出器が設けられている。

【0004】

なお、本願発明に関連して、特許文献 1、2 には、モータの回転角検出器や角速度検出器を使用することなくモータ回転角を推定する構成が開示されている。また、特許文献 3

50

、4には、モータ回転角検出手段に異常がある場合にモータの回転角を推定する構成が開示されている。

【特許文献1】特開平9-331693号公報

【特許文献2】特開2006-56473号公報

【特許文献3】特開2007-118823号公報

【特許文献4】特開2008-37399号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

以上のように、従来のモータ制御装置には、モータ回転角の検出手段が設けられていることが多いが、設けられていない場合にのみ（または故障している場合にのみ）モータ回転角を推定する手段が設けられることがある。

10

【0006】

しかしながら、モータの回転角検出手段により検出される角度は、時々刻々と変化するので、モータの回転角検出手段が設けられている場合であっても、その検出角度はモータの制御時点において必ずしも正確な角度であるとは言えない。演算時間による遅れ、検出タイミングのずれ、または制御タイミングのずれなどが生じるからである。したがって、モータの回転角検出手段により検出される角度によりモータの制御を精度良く行えないことがある。

【0007】

20

そこで、本発明は、モータ回転角の検出結果に基づきモータの制御を精度良く行うことができるモータ制御装置、およびこれを備えた電動パワーステアリング装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

第1の発明は、ブラシレスモータを駆動するモータ制御装置であって、
前記ブラシレスモータにおけるロータの回転角度を検出する角度検出手段と、
前記ブラシレスモータの駆動のための指令電圧のレベルを示す指令値を求める駆動制御手段と、

30

前記駆動制御手段で求めた前記指令値により示されるレベルの電圧を用いて前記ブラシレスモータを駆動するモータ駆動手段とを備え、

前記駆動制御手段は、前記角度検出手段により検出される角度に対して、前記角度検出手段による前記角度の検出時点からの時間的なずれに対応する検出ずれ量を加算または減算することにより得られる補正検出角度に基づき、前記指令値を求めることを特徴とする。

【0009】

第2の発明は、第1の発明において、

前記駆動制御手段は、前記角度検出手段による前記角度の検出時点と前記指令値により示されるレベルの電圧を用いて前記ブラシレスモータを駆動する時点との時間差に対応する第1の検出ずれ量を前記検出角度に加算することにより得られる第1の補正検出角度に基づき、 dq 座標軸上の指令電圧を3相の指令電圧に変換する dq 軸/3相変換手段を含むことを特徴とする。

40

【0010】

第3の発明は、第1または第2の発明において、

前記ブラシレスモータに流れる電流を検出する電流検出手段をさらに備え、

前記駆動制御手段は、前記角度検出手段による前記角度の検出時点と前記電流検出手段による前記電流の検出時点との時間差に対応する第2の検出ずれ量を前記検出角度から加算または減算することにより得られる第2の補正検出角度に基づき、前記電流検出手段により検出される3相の電流検出値を dq 座標軸上の電流検出値に変換する3相/ dq 軸変換手段を含むことを特徴とする。

50

【0011】

第4の発明は、第1から第3までのいずれか1つの発明に係るモータ制御装置を備えた電動パワーステアリング装置である。

【発明の効果】

【0012】

上記第1の発明によれば、角度検出手段による角度の検出時点からの時間的なずれに対応する検出ずれ量を検出角度に対して加算または減算することにより得られる補正検出角度に基づき指令値が求められるので、例えば演算時間による遅れ、角度以外の検出値との検出タイミングのずれ、または制御タイミングのずれなどの時間的なずれによる影響を解消することができ、モータの制御を精度良く行うことができる。

10

【0013】

上記第2の発明によれば、角度検出手段による角度の検出時点と指令値により示されるレベルの電圧を用いてブラシレスモータを駆動する時点との時間差に対応する第1の検出ずれ量を検出角度に対して加算した第1の補正検出角度に基づき変換を行うので、上記時間差（制御タイミングのずれ）の影響を解消することができ、モータの制御を精度良く行うことができる。

【0014】

上記第3の発明によれば、角度検出手段による角度の検出時点と電流検出手段による電流の検出時点との時間差に対応する第2の検出ずれ量を検出角度に対して加算または減算した第2の補正検出角度に基づき変換を行うので、上記時間差（検出タイミングのずれ）の影響を解消することができ、モータの制御を精度良く行うことができる。

20

【0015】

上記第4の発明によれば、高い精度でモータを駆動し、所望のモータ出力を得ることができるので、スムーズな操舵補助が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

以下、本発明の一実施形態について添付図面を参照して説明する。

<1. 電動パワーステアリング装置の全体的な構成>

図1は、本発明の一実施形態に係る電動パワーステアリング装置の構成を、それに関連する車両の構成と共に示す概略図である。図1に示す電動パワーステアリング装置は、ブラシレスモータ1、減速機2、トルクセンサ3、車速センサ4、位置検出センサ5、および、電子制御ユニット（Electronic Control Unit：以下、ECUという）10を備えたコラムアシスト型の電動パワーステアリング装置である。

30

【0017】

図1に示すように、ステアリングシャフト102の一端にはハンドル（ステアリングホイール）101が固着されており、ステアリングシャフト102の他端はラックピニオン機構103を介してラック軸104に連結されている。ラック軸104の両端は、タイロッドおよびナックルアームからなる連結部材105を介して車輪106に連結されている。運転者がハンドル101を回転させると、ステアリングシャフト102は回転し、これに伴いラック軸104は往復運動を行う。ラック軸104の往復運動に伴い、車輪106の向きが変わる。

40

【0018】

電動パワーステアリング装置は、運転者の負荷を軽減するために、以下に示す操舵補助を行う。トルクセンサ3は、ハンドル101の操作によってステアリングシャフト102に加えられる操舵トルクTを検出する。車速センサ4は、車速Sを検出する。位置検出センサ5は、ブラシレスモータ1のロータの回転位置Pを検出する。位置検出センサ5は、例えばレゾルバやホールICなどで構成される。

【0019】

ECU10は、車載バッテリー100から電力の供給を受け、操舵トルクT、車速Sおよび回転位置Pに基づきブラシレスモータ1を駆動する。ブラシレスモータ1は、ECU1

50

0によって駆動されると、操舵補助力を発生させる。減速機2は、ブラシレスモータ1とステアリングシャフト102との間に設けられる。ブラシレスモータ1で発生した操舵補助力は、減速機2を介して、ステアリングシャフト102を回転させるように作用する。

【0020】

この結果、ステアリングシャフト102は、ハンドル101に加えられる操舵トルクと、ブラシレスモータ1で発生した操舵補助力の両方によって回転する。このように電動パワーステアリング装置は、ブラシレスモータ1で発生した操舵補助力を車両のステアリング機構に与えることにより操舵補助を行う。

【0021】

本発明の実施形態に係る電動パワーステアリング装置は、ブラシレスモータ1を駆動する制御装置（モータ制御装置）に特徴がある。そこで以下では、本実施形態に係る電動パワーステアリング装置に含まれるモータ制御装置について説明する。

【0022】

<2. モータ制御装置の全体的な構成>

図2は、本発明の一実施形態に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図2に示すモータ制御装置は、ECU10を用いて構成されており、u相、v相およびw相の3相巻線（図示せず）を有するブラシレスモータ1を駆動する。ECU10は、位相補償器11、マイクロコンピュータ（以下、マイコンと略称する）20、3相／PWM（Pulse Width Modulation）変調器12、モータ駆動回路13、および、電流センサ14を備えている。

【0023】

ECU10には、トルクセンサ3から出力された操舵トルクT、車速センサ4から出力された車速S、および、位置検出センサ5から出力された回転位置Pが入力される。位相補償器11は、操舵トルクTに対して位相補償を施す。マイコン20は、ブラシレスモータ1の駆動に用いられる指令電圧のレベルを求める制御手段として機能する。マイコン20の機能の詳細については、後述する。

【0024】

3相／PWM変調器12とモータ駆動回路13とは、ハードウェア（回路）で構成されており、マイコン20で求めたレベルの電圧を用いてブラシレスモータ1を駆動するモータ駆動手段として機能する。3相／PWM変調器12は、マイコン20で求めた3相の電圧のレベルに応じたデューティ比を有する3種類のPWM信号（図2に示すU、V、W）を生成するため、上記デューティ比に対応する電圧信号をマイコン20から受け取り、上記デューティ比を有する3種類のPWM信号を生成する。モータ駆動回路13は、スイッチング素子として6個のMOS-FET（Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）を含むPWM電圧形インバータ回路である。6個のMOS-FETは、3種類のPWM信号とその否定信号によって制御される。PWM信号を用いてMOS-FETの導通状態を制御することにより、ブラシレスモータ1に対して3相の駆動電流（U相電流、V相電流およびW相電流）が供給される。このようにモータ駆動回路13は、複数のスイッチング素子を有し、ブラシレスモータ1に電流を供給するスイッチング回路として機能する。

【0025】

電流センサ14は、ブラシレスモータ1に流れる電流を検出する電流検出手段として機能する。電流センサ14は、例えば抵抗体またはホール素子などで構成され、モータ駆動回路13と電源の間に各相ごとに1個ずつの合計3個が設けられる。図2に示す例では、電流センサ14はモータ駆動回路13と電源のマイナス側（接地）との間に設けられているが、電流センサ14をモータ駆動回路13と電源のプラス側との間に設けてもよい。電流センサ14で検出された3相の検出電流値 i_u 、 i_v 、 i_w は、マイコン20に入力される。

【0026】

マイコン20は、ECU10に内蔵されたメモリ（図示せず）に格納されたプログラム

10

20

30

40

50

を実行することにより、指令電流算出部 21、フィードバック制御部 22、d q 軸 / 3 相変換部 23、角度算出部 24、および 3 相 / d q 軸変換部 25 として機能する。マイコン 20 は、以下に示すように、ブラシレスモータ 1 に供給すべき電流の量を示す指令電流値とブラシレスモータ 1 の検出電流値との偏差がゼロになるよう、モータ駆動回路 13 に与えるべき電圧（以下、指令電圧という）のレベルを求める。以下、このマイコン 20 が動作することにより実現される各部の機能について詳しく説明する。

【0027】

< 3. マイコンの動作 >

マイコン 20 に含まれる機能要素としての角度算出部 24 は、位置検出センサ 5 で検出した回転位置 P に基づき、ブラシレスモータ 1 のロータの回転角（以下、角度 θ という）を求める。なお、図 3 に示すようにブラシレスモータ 1 に対して u 軸、v 軸および w 軸を設定し、ブラシレスモータ 1 のロータ 6 に対して d 軸および q 軸を設定したとき、u 軸と d 軸のなす角が角度 θ となる。

【0028】

3 相 / d q 軸変換部 25 は、電流センサ 14 で検出された 3 相交流座標軸上の検出電流値 i_u 、 i_v と角度算出部 24 で算出した角度 θ とに基づき、次式 (1) と (2) とを用いて、d q 座標軸上の d 軸検出電流 i_d および q 軸検出電流 i_q を算出する。

$$i_d = \sqrt{2} \times \{ i_v \times \sin \theta_c - i_u \times \sin (\theta_c - 2\pi/3) \} \quad \cdots (1)$$

$$i_q = \sqrt{2} \times \{ i_v \times \cos \theta_c - i_u \times \cos (\theta_c - 2\pi/3) \} \quad \cdots (2)$$

【0029】

ここで、上式 (1) と (2) に含まれる角度 θ_c は、角度算出部 24 で求めた角度 θ （以下ではその他の角度と区別するために検出角度 θ_a と表す）とは異なり、図 4 に示されるように、検出角度 θ_a に対してブラシレスモータ 1 のロータ回転方向と逆の方向へ所定の角度だけ戻った角度、すなわち時間的に早い時点の角度である。以下、この角度 θ_c の算出方法について詳しく説明する。なお、図 4 に示される角度 θ_b については後述する。

【0030】

まず上式 (1) と (2) の関係は、同一時点における検出電流値と検出角度との関係を表すものである。しかし、マイコン 20 は、内蔵する A / D 変換器の個数に限りがあることから、1 つ（または複数で 1 組）の A / D 変換器を電流検出と角度検出とで共用することがある。この場合には、電流センサ 14 からの電流値を A / D 変換して取得した後に、角度算出部 24 からの検出角度 θ_a を A / D 変換して取得することが多い。したがってこの場合には、電流センサ 14 からの電流検出時点と同一時点となるべき角度算出部 24 の角度検出時点 t_c は、実際の角度検出時点 t_a よりも早い時点となる。

【0031】

そこで、この時間差 $T1$ ($= t_c \sim t_a$) だけ早い時点の角度算出部 24 からの検出角度 θ_c を現時点での検出角度 θ_a から算出するためには、ブラシレスモータ 1 の回転角速度 ω が上記時点 t_c から上記時点 t_a までの間でほぼ一定であるものとするとき、次式 (3) のように表すことができる。

$$\theta_c = \theta_a - T1 \times \omega \quad \cdots (3)$$

【0032】

また、上記とは逆の順番で、すなわち角度算出部 24 からの検出角度 θ_a を A / D 変換して取得した後に、電流センサ 14 からの電流値を A / D 変換して取得する場合であっても同様に考えることができる。この場合には、図 4 に示される場合とは異なり、電流センサ 14 からの電流検出時点と同一時点となるべき角度算出部 24 の角度検出時点 t_c' は、実際の角度検出時点 t_a よりも遅い時点となる。そこで、この時間差 $T1$ ($= t_a \sim t_c'$) だけ遅い時点の角度算出部 24 からの検出角度 θ_c を現時点での検出角度 θ_a から算出するためには、ブラシレスモータ 1 の回転角速度 ω が上記時点 t_a から上記時点 t_c' までの間でほぼ一定であるものとするとき、次式 (3)' のように表すことができる。

$$\theta_c = \theta_a + T1 \times \omega \quad \cdots (3)'$$

【0033】

なお、上記角速度 ω は、角度算出部24における検出角度を微分することにより得ることができる。また、例えば所定時間前の検出角度を記憶して当該記憶値と検出角度との差を算出し、当該算出値に対応する予め定められた値を角速度 ω に相当する値として用いてもよい。

【0034】

以上のように、3相／d q軸変換部25は、角度算出部24による検出角度 θ_a に対して、その角度の検出時点と電流センサ14による電流の検出時点との時間差に対応する検出ずれ量である $T1 \times \omega$ を加算または減算し、その結果得られる補正検出角度 θ_c に基づき、電流センサ14で検出された3相交流座標軸上の検出電流値 i_u 、 i_v 、 i_w をd q座標軸上のd軸検出電流 i_d およびq軸検出電流 i_q に変換する。変換されたd軸検出電流 i_d およびq軸検出電流 i_q は、フィードバック制御部22に与えられる。

10

【0035】

指令電流算出部21は、位相補償後の操舵トルク T （位相補償器11の出力信号）と車速 S に基づき、ブラシレスモータ1に供給すべきd軸電流とq軸電流を求める（以下、前者をd軸指令電流 i_d^* 、後者をq軸指令電流 i_q^* という）。より詳細には、指令電流算出部21は、車速 S をパラメータとして、操舵トルク T と指令電流との対応づけを記憶したテーブル（以下、アシストマップという）を内蔵しており、アシストマップを参照して指令電流を求める。アシストマップを用いることにより、ある大きさの操舵トルクが与えられたときに、その大きさに応じた適切な大きさの操舵補助力を発生させるためにブラシレスモータ1に供給すべきd軸指令電流 i_d^* とq軸指令電流 i_q^* を求めることができる。求められたd軸指令電流 i_d^* とq軸指令電流 i_q^* はフィードバック制御部22に与えられる。

20

【0036】

なお、指令電流算出部21で求めるq軸指令電流 i_q^* は符号付きの電流値であり、その符号は操舵補助の方向を示す。例えば、符号がプラスのときには右方向へ曲がるための操舵補助が行われ、符号がマイナスのときには左方向へ曲がるための操舵補助が行われる。また、d軸指令電流 i_d^* は、典型的にはゼロに設定される。

【0037】

フィードバック制御部22は、d軸指令電流 i_d^* とd軸検出電流 i_d との電流偏差、およびq軸指令電流 i_q^* とq軸検出電流 i_q との電流偏差がそれぞれゼロになるよう、これらの電流偏差に対して周知の比例積分演算を行い、ブラシレスモータ1に供給すべきd軸電圧とq軸電圧を求める（以下、前者をd軸指令電圧 v_d 、後者をq軸指令電圧 v_q という）。

30

【0038】

もっとも、d軸検出電流 i_d はモータトルクの発生に寄与しないので一般的にはゼロになるよう制御されることが多いが、いわゆる弱め磁束制御（弱め界磁制御）が行われる場合にはd軸検出電流 i_d を流すよう制御される。

【0039】

d q軸／3相変換部23は、フィードバック制御部22で求めたd軸指令電圧 v_d とq軸指令電圧 v_q を3相交流座標軸上の指令電圧に変換する。より詳細には、d q軸／3相変換部23は、d軸指令電圧 v_d とq軸指令電圧 v_q に基づき、次式（4）～（6）を用いてu相指令電圧 V_u 、v相指令電圧 V_v およびw相指令電圧 V_w を求める。

40

$$V_u = \sqrt{(2/3)} \times \{v_d \times \cos \theta_b - v_q \times \sin \theta_b\} \quad \cdots (4)$$

$$V_v = \sqrt{(2/3)} \times \{v_d \times \cos (\theta_b - 2\pi/3) - v_q \times \sin (\theta_b - 2\pi/3)\} \quad \cdots (5)$$

$$V_w = -V_u - V_v \quad \cdots (6)$$

ここで、上式（4）と（5）に含まれる角度 θ_b は、角度算出部24で求めた検出角度 θ_a とは異なり、図4に示されるように、検出角度 θ_a に対してブラシレスモータ1のロータ回転方向へ所定の角度だけ進んだ角度、すなわち時間的に遅い時点の角度である。以下、この角度 θ_b の算出方法について詳しく説明する。

50

【0040】

まず上式(4)と(5)の関係は、同一時点における指令電圧と検出角度との関係を表すものである。しかし、上記指令電圧は3相／PWM変調器12により出力されるべきPWM信号のデューティ比を指示するものである。よって、このPWM信号に応じた電流がブラシレスモータ1の3相巻線に流れ、ブラシレスモータ1のロータが回転する時点が指令電圧により制御を行うべき時点であると言える。したがって、上記指令電圧により制御を行うべき時点と同一時点となるべき角度算出部24の角度検出時点 t_b は、実際の角度検出時点 t_a よりも遅い時点となる。

【0041】

そこで、この時間差 $T2 (= t_a \sim t_b)$ だけ遅い時点の角度算出部24からの検出角度 θ_b を現時点での検出角度 θ_a から算出するためには、ブラシレスモータ1の回転角速度 ω が上記時点 t_a から上記時点 t_b までの間でほぼ一定であるものとするとき、次式(7)のように表すことができる。

$$\theta_b = \theta_a + T2 \times \omega \quad \cdots (7)$$

ここで上記角速度 ω は、角度算出部24における検出角度を微分することにより得ることができることは前述した。

【0042】

なお、上記指令電圧により制御を行うべき時点(すなわち角度検出時点 t_b)は、具体的にはモータ駆動回路13によりブラシレスモータ1へ電圧が印加される時点よりも後の時点、例えば電流センサ14から次の電流値が取得される時点またはその直前の時点などが好ましい。

【0043】

以上のように、 dq 軸／3相変換部23は、角度算出部24による検出角度 θ_a に対して、角度算出部24による角度の検出時点と、指令値により示されるレベルの電圧を用いてブラシレスモータ1を駆動する時点との時間差に対応する検出ずれ量である $T2 \times \omega$ を加算し、加算した結果得られる補正検出角度 θ_b に基づき、 d 軸指令電圧 v_d と q 軸指令電圧 v_q を u 相指令電圧 V_u 、 v 相指令電圧 V_v および w 相指令電圧 V_w に変換する。変換された u 相指令電圧 V_u 、 v 相指令電圧 V_v および w 相指令電圧 V_w は、図示されない電源(ここではバッテリー)の電圧検出器により検出された電源電圧に基づき、3相／PWM変調器12により出力されるべきPWM信号のデューティ比を指示する電圧信号として3相／PWM変調器12に出力される。

【0044】

このようにマイコン20は、 dq 座標軸上の指令電流 i_d^* 、 i_q^* を求める処理と、3相の検出電流値 i_u 、 i_v 、 i_w を dq 座標軸上の検出電流 i_d 、 i_q に変換する処理と、 dq 座標軸上の指令電圧 v_d 、 v_q を求める処理と、 dq 座標軸上の指令電圧 v_d 、 v_q を3相の指令電圧 V_u 、 V_v 、 V_w に変換する処理とを行うモータの駆動制御手段として機能する。

【0045】

3相／PWM変調器12は、マイコン20から与えられる3相の指令電圧 V_u 、 V_v 、 V_w に応じたデューティ比を指示する電圧信号に基づき、3種類のPWM信号を出力する。これにより、ブラシレスモータ1の3相巻線には、各相の指令電圧に応じた正弦波状の電流が流れ、ブラシレスモータ1のロータは回転する。これに伴い、ブラシレスモータ1の回転軸には、ブラシレスモータ1を流れる電流に応じたトルクが発生する。発生したトルクは、操舵補助に用いられる。

【0046】

<4. 効果>

以上に示すように、本実施形態に係るモータ制御装置は、3相／ dq 軸変換部25において、角度算出部24による検出角度 θ_a に対して電流の検出時点との時間差に対応する検出ずれ量を加算または減算することにより得られる補正検出角度 θ_c に基づき変換を行い、 dq 軸／3相変換部23において、上記検出角度 θ_a に対してブラシレスモータ1を

10

20

30

40

50

駆動する時点との時間差に対応する検出ずれ量を加算することにより得られる補正検出角度 θ_b に基づき変換を行う。

【0047】

したがって、本実施形態に係るモータ制御装置によれば、演算時間による遅れ、角度以外の検出値との検出タイミングのずれ、または制御タイミングのずれなどの時間的なずれによる影響をモータの回転角検出手段により検出される角度を補正することによって解消することができ、モータの制御を精度良く行うことができる。

【0048】

また、このモータ制御装置を備える電動パワーステアリング装置によれば、高い精度でモータが駆動されるので、所望のモータ出力を得ることができ、スムーズな操舵補助が可能となる。

【0049】

< 5. 変形例 >

上記実施形態ではフィードバック制御部 22 によるフィードバック制御がなされる構成であるが、これに代えて周知のオープンループ制御がなされる構成であってもよい。このオープンループ制御では、d 軸指令電圧 v_d と q 軸指令電圧 v_q は、次式 (8) と (9) を用いて算出される。

$$v_d = (R + P L_d) i_d^* - \omega_e L_q i_q^* \quad \dots (8)$$

$$v_q = (R + P L_q) i_q^* + \omega_e L_d i_d^* + \omega_e \Phi \quad \dots (9)$$

ただし、式 (8) と (9) において、 ω_e はロータの角速度、R は電機子巻線抵抗を含む回路抵抗、 L_d は d 軸の自己インダクタンス、 L_q は q 軸の自己インダクタンス、 Φ は U、V、W 相電機子巻線鎖交磁束数の最大値の $\sqrt{3/2}$ 倍、P は微分演算子である。このうち R、 L_d 、 L_q および Φ は、既知のパラメータとして扱われる。

【0050】

このように、オープンループ制御が行われる場合には、制御にロータの角速度が必要となるので、この角速度を角度算出部 24 による検出角度 θ_a に対して微分することにより得る場合には、3 相 / d q 軸変換部 25 における場合と同様に角度算出部 24 による検出角度 θ_a を補正した補正検出角度 θ_c に基づき、角速度を算出してもよい。なお、微分演算に必要な時間をさらに考慮して、上記補正検出角度が算出されてもよい。また、角速度を直接検出するセンサ等が設けられる場合であっても、上記と同様に考えることができる。

【0051】

また、上記オープンループ制御が行われる場合のみならず、上記実施形態のフィードバック制御が行われる場合であっても、弱め磁束（弱め界磁）制御が行われる場合には、上式 (8) を用いて d 軸指令電圧 v_d が算出されるので、同様に角速度が使用される。したがって、この場合にも、3 相 / d q 軸変換部 25 における場合と同様に角度算出部 24 による検出角度 θ_a を補正した補正検出角度 θ_c に基づき、角速度を算出してもよい。

【0052】

さらに、角度算出部 24 による検出角度 θ_a （またはその微分値である角速度やその 2 階微分値である角加速度）を用いた周知の制御のための各種演算が行われる場合には、3 相 / d q 軸変換部 25 または d q 軸 / 3 相変換部 23 における場合と同様に（または演算時間等をさらに考慮して）角度算出部 24 による検出角度 θ_a を補正した補正検出角度に基づき、角速度を算出してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0053】

【図 1】本発明の一実施形態に係る電動パワーステアリング装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】上記実施形態に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 3】上記実施形態の 3 相ブラシレスモータにおける 3 相交流座標と d q 座標を示す図である。

10

20

30

40

50

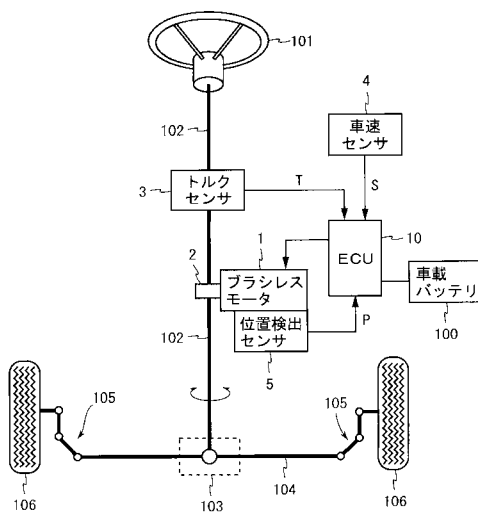
【図 4】 上記実施形態の 3 相ブラシレスモータにおけるロータの検出角度と補正後の検出角度との関係を示す図である。

【符号の説明】

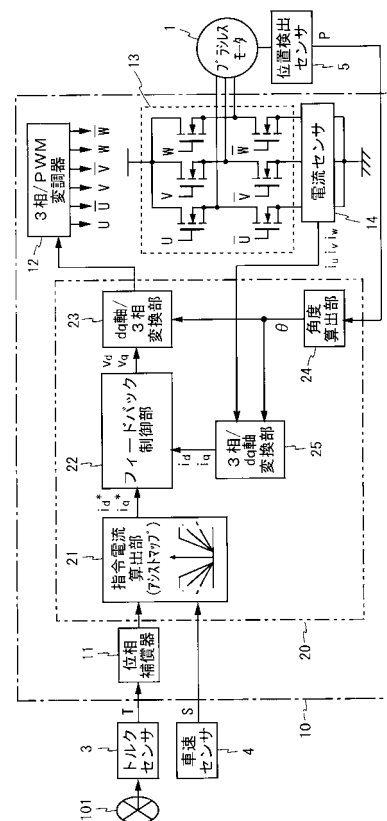
【0054】

10…電子制御ユニット（ECU）、13…モータ駆動回路、20…マイコン

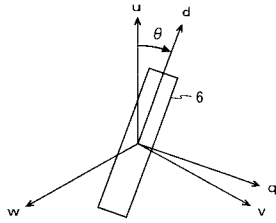
【図 1】



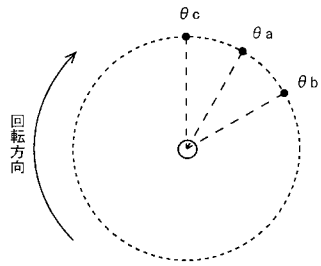
【図 2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

(72)発明者 吉田 航也

大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号 株式会社ジェイテクト内

Fターム(参考) 3D232 CC30 CC32 DA15 DA23 DA63 DA64 DC08 DC17 DD01 DD02
DD10 DE02 EA01 EC23 GG01
3D233 CA03 CA13 CA16 CA20 CA29 CA31
5H560 AA10 BB04 DA03 DA10 DB00 DC03 DC12 DC20 EB01 EC01
GG04 RR03 TT12 TT15 UA05 XA02 XA12 XA13 XA17