

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5333839号
(P5333839)

(45) 発行日 平成25年11月6日(2013.11.6)

(24) 登録日 平成25年8月9日(2013.8.9)

(51) Int.Cl.		F I		
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P	5/408	C
HO2P 27/04	(2006.01)	HO2P	6/02	351N
HO2P 6/16	(2006.01)	B62D	5/04	
B62D 5/04	(2006.01)	B62D	6/00	
B62D 6/00	(2006.01)	B62D	101:00	

請求項の数 2 (全 14 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2009-59855 (P2009-59855)
 (22) 出願日 平成21年3月12日(2009.3.12)
 (65) 公開番号 特開2010-213549 (P2010-213549A)
 (43) 公開日 平成22年9月24日(2010.9.24)
 審査請求日 平成24年2月27日(2012.2.27)

(73) 特許権者 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 100087701
 弁理士 稲岡 耕作
 (74) 代理人 100101328
 弁理士 川崎 実夫
 (72) 発明者 狩集 裕二
 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

審査官 田村 耕作

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ロータと、このロータに対向するステータとを備えたモータを制御するためのモータ制御装置であって、

制御上の回転角である制御角に従う回転座標系の軸電流値で前記モータを駆動する電流駆動手段と、

前記制御角に加算すべき加算角を演算する加算角演算手段と、

所定の演算周期毎に、前記加算角演算手段によって演算された加算角を制御角の前回値に加算することによって制御角の今回値を求める制御角演算手段と、

前記制御角に従う回転座標系における前記モータの実電流値を求める実電流値演算手段と、

前記軸電流値の電流ベクトルと前記実電流値演算手段によって求められる実電流値の電流ベクトルとの偏角を演算する偏角演算手段と、

前記偏角演算手段によって求められる偏角に基づいて前記制御角を補正する制御角補正手段と

を含む、モータ制御装置。

【請求項2】

前記回転座標系は、第1座標軸およびこれに直交する第2座標軸で定義される直交座標系であり、

前記電流駆動手段は、前記第1座標軸の軸電流値を有意値に設定する一方で、前記第2

座標軸の軸電流値を零に設定するものであり、

前記偏角演算手段は、前記第1座標軸の実電流値 I_x と、前記第2座標軸の実電流値 I_y とに基づいて、前記偏角 θ_{err} を $\theta_{err} = \tan^{-1} (I_x / I_y)$ により求めるものである、請求項1記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、ブラシレスモータを駆動するためのモータ制御装置に関する。ブラシレスモータは、たとえば、車両用操舵装置の駆動源として使用可能である。車両用操舵装置の一例は、電動パワーステアリング装置である。

10

【背景技術】

【0002】

ブラシレスモータを駆動制御するためのモータ制御装置は、一般に、ロータの回転角を検出するための回転角センサの出力に応じてモータ電流の供給を制御するように構成されている。回転角センサとしては、一般的には、ロータ回転角（電気角）に対応した正弦波信号および余弦波信号を出力するレゾルバが用いられる。しかし、レゾルバは、高価であり、配線数が多く、また、設置スペースも大きい。そのため、ブラシレスモータを備えた装置のコスト削減および小型化が阻害されるという課題がある。

【0003】

そこで、回転角センサを用いることなくブラシレスモータを駆動するセンサレス駆動方式が提案されている。センサレス駆動方式は、ロータの回転に伴う誘起電圧を推定することによって、磁極の位相（ロータの電気角）を推定する方式である。ロータ停止時および極低速回転時には、誘起電圧を推定できないので、別の方式で磁極の位相が推定される。具体的には、ステータに対してセンシング信号を注入し、このセンシング信号に対するモータの応答が検出される。このモータ応答に基づいて、ロータ回転位置が推定される。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2007-267549号公報

【発明の概要】

30

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

上記のセンサレス駆動方式は、誘起電圧やセンシング信号を用いてロータの回転位置を推定し、その推定によって得られた回転位置に基づいてモータを制御するものである。しかし、この駆動方式は、いずれの用途にも適しているわけではなく、たとえば、車両の舵取り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その他の車両用操舵装置の駆動源として用いられるブラシレスモータの制御に適用するための手法は未だ確立されていない。そのため、別の方式によるセンサレス制御の実現が望まれている。

【0006】

そこで、この発明の目的は、回転角センサを用いない新たな制御方式でモータを制御することができるモータ制御装置を提供することである。

40

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記の目的を達成するための請求項1記載の発明は、ロータ（50）と、このロータに対向するステータ（55）とを備えたモータ（3）を制御するためのモータ制御装置（5）であって、制御上の回転角である制御角（ θ_c ）に従う回転座標系の軸電流値（ I^* ）で前記モータを駆動する電流駆動手段（31～36）と、前記制御角に加算すべき加算角（ θ_a ）を演算する加算角演算手段（22, 23）と、所定の演算周期毎に、前記加算角演算手段によって演算された加算角を制御角の前回値に加算することによって制御角の今回値を求める制御角演算手段（26）と、前記制御角に従う回転座標系における前記モータ

50

タの実電流値 (I) を求める実電流値演算手段 (13, 36) と、前記軸電流値 (I^*) の電流ベクトルと前記実電流値演算手段によって求められる実電流値 (I) の電流ベクトルとの偏角 (θ_{err}) を演算する偏角演算手段 (28) と、前記偏角演算手段によって求められる偏角に基づいて前記制御角を補正する制御角補正手段 (27) とを含む、モータ制御装置である。なお、括弧内の英数字は後述の実施形態における対応構成要素等を表す。以下、この項において同じ。

【0008】

この構成によれば、制御角に従う回転座標系 (座標系。以下「仮想回転座標系」といい、この仮想回転座標系の座標軸を「仮想軸」という。) の軸電流値 (以下「仮想軸電流値」という。) によってモータが駆動される一方で、制御角は、演算周期毎に加算角を加算することによって更新される。これにより、制御角を更新しながら、すなわち、仮想回転座標系の座標軸 (仮想軸) を更新しながら、仮想軸電流値でモータを駆動することによって、必要なトルクを発生させることができる。こうして、回転角センサを用いることなく、モータから適切なトルクを発生させることができる。

10

【0009】

この発明では、前記制御角に従う回転座標系における実電流値が求められる。そして、軸電流値の電流ベクトルと実電流値の電流ベクトルとの偏角が演算される。モータは、実電流値の電流ベクトルとロータの磁極方向との相対角に応じたトルクを発生する。制御状態が正常であれば前記偏角の絶対値は小さな値に保持される。したがって、実電流値の電流ベクトルと軸電流値の電流ベクトルとはほぼ平行である。よって、モータは、軸電流値の電流ベクトルとロータの磁極方向との相対角に応じたモータトルクを発生する。より具体的には、モータは、ロータの磁極方向に従う回転座標系 (d-q座標系) の座標軸と前記仮想軸とのずれ量 (負荷角 = 制御角 - ロータ角) に応じたトルクを発生することになる。したがって、制御角を適切に更新することによって、所要のモータトルクを発生させることができる。

20

【0010】

一方、たとえば、モータの回転速度の変動時、モータトルク以外の外力によって駆動対象に大きな負荷が加えられた時、モータ印加電圧の変動時などには、偏角の絶対値が大きくなる。このとき、軸電流値の電流ベクトルと実電流値の電流ベクトルとは非平行となるから、制御角に応じたモータトルクを発生させることができなくなる。この場合、電流の制御性が悪くなり、モータに流れている電流に乱れが発生し、モータ制御が不安定になって、たとえば振動が生じるおそれがある。

30

【0011】

そこで、この発明では、前記偏角演算手段によって求められる偏角に基づいて制御角が補正される。これにより、実電流値の電流ベクトルの方向を、制御角に従う回転座標系と整合させることができる。その結果、軸電流値の電流ベクトルと実電流値の電流ベクトルとが平行に近い状態を保つことができるから、電流の制御性を改善でき、モータ制御を安定化できる。

【0012】

請求項2記載の発明は、前記回転座標系は、第1座標軸 (軸) およびこれに直交する第2座標軸 (軸) で定義される直交座標系 (座標系) であり、前記電流駆動手段は、前記第1座標軸の軸電流値 (I^*) を有意値に設定する一方で、前記第2座標軸の軸電流値 (I^*) を零に設定するものであり、前記偏角演算手段は、前記第1座標軸の実電流値 I と、前記第2座標軸の実電流値 I とに基づいて、前記偏角 θ_{err} を $\theta_{err} = \tan^{-1}(I_2 / I_1)$ により求めるものである、請求項1記載のモータ制御装置である。

40

【0013】

この構成では、第1座標軸の軸電流値のみが有意値とされるので、制御状態が正常であれば、第1座標軸の実電流値 I_1 が有意値となる一方で、第2座標軸の実電流値 I_2 は零付近の値をとる。したがって、偏角 θ_{err} は前記式のとおり簡単な演算で求めることが

50

できる。

前記モータ制御装置は、モータによって駆動される駆動対象に加えられる、モータトルク以外のトルクを検出するためのトルク検出手段(1)と、前記駆動対象に加えられべき指示トルクを設定する指示トルク設定手段(21)とをさらに含むものであってもよい。この場合に、前記加算角演算手段は、指示トルクと検出トルクとの偏差(トルク偏差)に応じて加算角を演算するものであってもよい。より具体的には、前記加算角演算手段は、前記検出トルクを前記指示トルクに近づけるように前記加算角を演算するフィードバック制御手段(22, 23)を含むものであってもよい。

【0014】

前記モータ制御装置は、加算角の絶対値を所定の制限値で制限する加算角制限手段(24)をさらに含むものであってもよい。この構成によれば、加算角に適切な制限を加えることによって、実際のロータの回転に比して過大な加算角が制御角に加算されることを抑制できる。これにより、適切にモータを制御することができる。

前記制限値は、たとえば、次式によって定められた値であってもよい。ただし、次式における「最大ロータ角速度」とは、電気角でのロータ角速度の最大値である。

【0015】

$$\text{制限値} = \text{最大ロータ角速度} \times \text{演算周期}$$

たとえば、モータの回転を所定の減速比の減速機構を介して車両用操舵装置の操舵軸に伝達している場合には、最大ロータ角速度は、最大操舵角速度(操舵軸の最大回転角速度) × 減速比 × 極対数で与えられる。「極対数」とは、ロータが有する磁極対(N極とS極との対)の数である。

【0016】

前記モータは、車両の舵取り機構(2)に駆動力を付与するものであってもよい。この場合に、前記トルク検出手段は、前記車両の操向のために操作される操作部材(10)に加えられ操舵トルクを検出するものであってもよい。また、前記指示トルク設定手段は、操舵トルクの目標値としての指示操舵トルクを設定するものであってもよい。そして、前記加算角演算手段は、前記指示トルク設定手段によって設定される指示トルクと前記トルク検出手段によって検出される操舵トルクとの偏差に応じて前記加算角を演算するものであってもよい。

【0017】

この構成によれば、指示操舵トルクが設定され、この指示操舵トルクと操舵トルク(検出値)との偏差に応じて前記加算角が演算される。これにより、操舵トルクが当該指示操舵トルクとなるように加算角が定められ、それに応じた制御角が定められることになる。したがって、指示操舵トルクを適切に定めておくことによって、モータから適切な駆動力を発生させて、これを舵取り機構に付与することができる。すなわち、ロータの磁極方向に従う回転座標系(dq座標系)の座標軸と前記仮想軸とのずれ量(負荷角)が指示操舵トルクに応じた値に導かれる。その結果、適切なトルクがモータから発生され、運転者の操舵意図に応じた駆動力を舵取り機構に付与できる。

【0018】

前記モータ制御装置は、前記操作部材の操舵角を検出する操舵角検出手段(4)をさらに含み、前記指示トルク設定手段は、前記操舵角検出手段によって検出される操舵角に応じて指示操舵トルクを設定するものであることが好ましい。この構成によれば、操作部材の操舵角に応じて指示操舵トルクが設定されるので、操舵角に応じた適切なトルクをモータから発生させることができ、運転者が操作部材に加える操舵トルクを操舵角に応じた値へと導くことができる。これにより、良好な操舵感を得ることができる。

【0019】

前記指示トルク設定手段は、前記車両の車速を検出する車速検出手段(6)によって検出される当該車速に応じて指示操舵トルクを設定するものであってもよい。この構成によれば、車速に応じて指示操舵トルクが設定されるので、いわゆる車速感応制御を行うことができる。その結果、良好な操舵感を実現できる。たとえば、車速が大きいほど、すなわ

10

20

30

40

50

ち、高速走行時ほど指示操舵トルクを小さく設定することより、すぐれた操舵感が得られる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】この発明の一実施形態に係るモータ制御装置を適用した電動パワーステアリング装置の電氣的構成を説明するためのブロック図である。

【図2】モータの構成を説明するための図解図である。

【図3】前記電動パワーステアリング装置の制御ブロック図である。

【図4】操舵角に対する指示操舵トルクの特性例を示す図である。

【図5】軸指示電流値の設定例を示す図である。

【図6】軸電流値の電流ベクトル、実電流値の電流ベクトルおよびそれらの間の偏角等を説明するための図である。

【図7】加算角リミッタの働きを説明するためのフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0021】

以下では、この発明の実施の形態を、添付図面を参照して詳細に説明する。

図1は、この発明の一実施形態に係るモータ制御装置を適用した電動パワーステアリング装置（車両用操舵装置の一例）の電氣的構成を説明するためのブロック図である。この電動パワーステアリング装置は、車両を操向するための操作部材としてのステアリングホイール10に加えられる操舵トルク T を検出するトルクセンサ1と、車両の舵取り機構2に減速機構7を介して操舵補助力を与えるモータ3（ブラシレスモータ）と、ステアリングホイール10の回転角である操舵角を検出する舵角センサ4と、モータ3を駆動制御するモータ制御装置5と、当該電動パワーステアリング装置が搭載された車両の速度を検出する車速センサ6とを備えている。

【0022】

モータ制御装置5は、トルクセンサ1が検出する操舵トルク、舵角センサ4が検出する操舵角および車速センサ6が検出する車速に応じてモータ3を駆動することによって、操舵状況および車速に応じた適切な操舵補助を実現する。

モータ3は、この実施形態では、三相ブラシレスモータであり、図2に図解的に示すように、界磁としてのロータ50と、このロータ50に対向するステータ55に配置されたU相、V相およびW相のステータ巻線51, 52, 53とを備えている。モータ3は、ロータの外部にステータを対向配置したインナーロータ型のものであってもよいし、筒状のロータの内部にステータを対向配置したアウターロータ型のものであってもよい。

【0023】

各相のステータ巻線51, 52, 53の方向にU軸、V軸およびW軸をとった三相固定座標（UVW座標系）が定義される。また、ロータ50の磁極方向にd軸（磁極軸）をとり、ロータ50の回転平面内においてd軸と直角な方向にq軸（トルク軸）をとった二相回転座標系（dq座標系。実回転座標系）が定義される。dq座標系は、ロータ50とともに回転する回転座標系である。dq座標系では、q軸電流のみがロータ50のトルク発生に寄与するので、d軸電流を零とし、q軸電流を所望のトルクに応じて制御すればよい。ロータ50の回転角（ロータ角） θ_M は、U軸に対するd軸の回転角である。dq座標系は、ロータ角 θ_M に従う実回転座標系である。このロータ角 θ_M を用いることによって、UVW座標系とdq座標系との間での座標変換を行うことができる。

【0024】

一方、この実施形態では、制御上の回転角を表す制御角 θ_c が導入される。制御角 θ_c は、U軸に対する仮想的な回転角である。この制御角 θ_c に対応する仮想的な軸を θ_c 軸とし、この θ_c 軸に対して90°進んだ軸を θ_c 軸として、直交座標系である仮想二相回転座標系（ θ_c 座標系。仮想回転座標系）を定義する。制御角 θ_c がロータ角 θ_M に等しいとき、仮想回転座標系である θ_c 座標系と実回転座標系であるdq座標系とが一致する。すなわち、仮想軸としての θ_c 軸は実軸としてのd軸と一致し、仮想軸としての θ_c 軸は実軸とし

10

20

30

40

50

てのq軸と一致する。座標系は、制御角 θ_c に従う仮想回転座標系である。UVW座標系と座標系との座標変換は、制御角 θ_c を用いて行うことができる。

【0025】

制御角 θ_c とロータ角 θ_m との差を負荷角 $\theta_L (= \theta_c - \theta_m)$ と定義する。

制御角 θ_c に従って軸電流 I をモータ3に供給すると、この軸電流 I のq軸成分(q軸への正射影)がロータ50のトルク発生に寄与するq軸電流 I_q となる。すなわち、軸電流 I とq軸電流 I_q との間に、次式(1)の関係が成立する。

$$I_q = I \cdot \sin \theta_L \quad \dots(1)$$

再び図1を参照する。モータ制御装置5は、マイクロコンピュータ11と、このマイクロコンピュータ11によって制御され、モータ3に電力を供給する駆動回路(インバータ回路)12と、モータ3の各相のステータ巻線に流れる電流を検出する電流検出部13とを備えている。

10

【0026】

電流検出部13は、モータ3の各相のステータ巻線51, 52, 53に流れる相電流 I_u, I_v, I_w (以下、総称するときには「三相検出電流 I_{uvw} 」という。)を検出する。これらは、UVW座標系における各座標軸方向の電流値である。

マイクロコンピュータ11は、CPUおよびメモリ(ROMおよびRAMなど)を備えており、所定のプログラムを実行することによって、複数の機能処理部として機能するようになっている。この複数の機能処理部には、指示操舵トルク設定部21と、トルク偏差演算部22と、PI(比例積分)制御部23と、加算角リミッタ24と、制御角演算部26と、制御角補正部27と、偏角演算部28と、指示電流値生成部31と、電流偏差演算部32と、PI制御部33と、UVW変換部34と、PWM(Pulse Width Modulation)制御部35と、UVW変換部36とが含まれている。

20

【0027】

指示操舵トルク設定部21は、舵角センサ4によって検出される操舵角と、車速センサ6によって検出される車速とに基づいて、指示操舵トルク T^* を設定する。たとえば、図4に示すように、操舵角が正の値(右方向へ操舵した状態)のとき指示操舵トルク T^* は正の値(右方向へのトルク)に設定され、操舵角が負の値(左方向へ操舵した状態)のとき指示操舵トルク T^* は負の値(左方向へのトルク)に設定される。そして、操舵角の絶対値が大きくなるに従って、その絶対値が大きくなるように(図4の例では非線型に大きくなるように)指示操舵トルク T^* が設定される。ただし、所定の上限値(正の値。たとえば、+6Nm)および下限値(負の値。たとえば、-6Nm)の範囲内で指示操舵トルク T^* の設定が行われる。また、指示操舵トルク T^* は、車速が大きいほど、その絶対値が小さくなるように設定される。すなわち、車速感応制御が行われる。

30

【0028】

トルク偏差演算部22は、指示操舵トルク設定部21によって設定される指示操舵トルク T^* とトルクセンサ1によって検出された操舵トルク T (以下、区別するために「検出操舵トルク T 」という。)との偏差(トルク偏差) $T (= T^* - T)$ を求める。PI制御部23は、このトルク偏差 T に対するPI演算を行う。すなわち、トルク偏差演算部22およびPI制御部23によって、検出操舵トルク T を指示操舵トルク T^* に導くためのトルクフィードバック制御手段が構成されている。PI制御部23は、トルク偏差 T に対するPI演算を行うことで、制御角 θ_c に対する加算角 θ_a を演算する。したがって、前記トルクフィードバック制御手段は、加算角 θ_a を演算する加算角演算手段を構成している。

40

【0029】

加算角リミッタ24は、PI制御部23によって求められた加算角 θ_a に対して制限を加える加算角制限手段である。より具体的には、加算角リミッタ24は、所定の上限値 U_L (正の値)と下限値 L_L (負の値)との間の値に加算角 θ_a を制限する。上限値 U_L および下限値 L_L は、所定の制限値 θ_{max} ($\theta_{max} > 0$ 。たとえば $\theta_{max} = 45$ 度)に基づいて定められる。この所定の制限値 θ_{max} は、たとえば、最大操舵角速度に基づいて定められる

50

。最大操舵角速度とは、ステアリングホイール10の操舵角速度として想定され得る最大値であり、たとえば、800 deg/sec程度である。

【0030】

最大操舵角速度のときのロータ50の電気角の変化速度（電気角での角速度。最大ロータ角速度）は、次式(2)のとおり、最大操舵角速度と、減速機構7の減速比と、ロータ50の極対数との積で与えられる。極対数とは、ロータ50が有する磁極対（N極とS極との対）の個数である。

$$\text{最大ロータ角速度} = \text{最大操舵角速度} \times \text{減速比} \times \text{極対数} \quad \dots(2)$$

制御角 θ_c の演算間（演算周期）におけるロータ50の電気角変化量の最大値（ロータ角変化量最大値）は、次式(3)のとおり、最大ロータ角速度に演算周期を乗じた値となる

10

【0031】

$$\begin{aligned} \text{ロータ角変化量最大値} &= \text{最大ロータ角速度} \times \text{演算周期} \\ &= \text{最大操舵角速度} \times \text{減速比} \times \text{極対数} \times \text{演算周期} \quad \dots(3) \end{aligned}$$

このロータ角変化量最大値が一演算周期間で許容される制御角 θ_c の最大変化量である。そこで、前記ロータ角変化量最大値を制限値 θ_{max} とすればよい。この制限値 θ_{max} を用いて、加算角 θ の上限値ULおよび下限値LLは、それぞれ次式(4)(5)で表すことができる。

【0032】

$$UL = + \theta_{max} \quad \dots(4)$$

$$LL = - \theta_{max} \quad \dots(5)$$

20

加算角リミッタ24による制限処理後の加算角 θ が、制御角演算部26の加算器26Aにおいて、制御角 θ_c の前回値 $\theta_c(n-1)$ （ n は今演算周期の番号）に加算される（ Z^{-1} は信号の前回値を表す）。ただし、制御角 θ_c の初期値は予め定められた値（たとえば零）である。

【0033】

制御角演算部26は、制御角 θ_c の前回値 $\theta_c(n-1)$ に加算角リミッタ24から与えられる加算角 θ を加算する加算器26Aを含む。すなわち、制御角演算部26は、所定の演算周期毎に制御角 θ_c を演算する。そして、前演算周期における制御角 θ_c を前回値 $\theta_c(n-1)$ とし、これを用いて今演算周期における制御角 θ_c である今回値 $\theta_c(n)$ を求める。

30

指示電流値生成部31は、制御上の回転角である前記制御角 θ_c に対応する仮想回転座標系である座標系の座標軸（仮想軸）に流すべき電流値を指示電流値として生成するものである。具体的には、軸指示電流値 I^* および軸指示電流値 I^* （以下、これらを総称するときには「二相指示電流値 I^* 」という。）を生成する。指示電流値生成部31は、軸指示電流値 I^* を有意値とする一方で、軸指示電流値 I^* を零とする。より具体的には、指示電流値生成部31は、トルクセンサ1によって検出される検出操舵トルク T に基づいて軸指示電流値 I^* を設定する。

【0034】

検出操舵トルク T に対する軸指示電流値 I^* の設定例は、図5に示されている。検出操舵トルク T が零付近の領域には不感帯NRが設定されている。軸指示電流値 I^* は、不感帯NRの外側の領域で急峻に立ち上がり、所定のトルク以上でほぼ一定値となるように設定される。これにより、運転者がステアリングホイール10を操作していないときには、モータ3への通電が停止され、不必要な電力消費が抑制される。

40

【0035】

電流偏差演算部32は、指示電流値生成部31によって生成された軸指示電流値 I^* に対する軸検出電流値（軸実電流値） I の偏差 $I^* - I$ と、軸指示電流値 I^* （ $= 0$ ）に対する軸検出電流値（軸実電流値） I の偏差 $I^* - I$ とを演算する。軸検出電流値 I および軸検出電流値 I は、UVW/ $\alpha\beta$ 変換部36から偏差演算部32に与えられるようになっている。

【0036】

50

UVW/ 変換部 36 は、電流検出部 13 によって検出される UVW 座標系の三相検出電流値 I_{UVW} (U 相検出電流値 I_U 、V 相検出電流値 I_V および W 相検出電流値 I_W) を座標系の二相検出電流値 I および I^* (以下総称するときには「二相検出電流値 I 」という。) に変換する。これらが電流偏差演算部 32 に与えられるようになっている。UVW/ 変換部 36 における座標変換には、制御角演算部 26 で演算される制御角 θ_c が用いられる。

【0037】

PI 制御部 33 は、電流偏差演算部 32 によって演算された電流偏差に対する PI 演算を行うことにより、モータ 3 に印加すべき二相指示電圧 V^* (軸指示電圧 V^* および 軸指示電圧 V^*) を生成する。この二相指示電圧 V^* が、UVW 変換部 34 に与えられる。

10

UVW 変換部 34 は、二相指示電圧 V^* に対して座標変換演算を行うことにより、三相指示電圧 V_{UVW}^* を生成する。三相指示電圧 V_{UVW}^* は、U 相指示電圧 V_U^* 、V 相指示電圧 V_V^* および W 相指示電圧 V_W^* からなる。この三相指示電圧 V_{UVW}^* は、PWM 制御部 35 に与えられる。

【0038】

PWM 制御部 35 は、U 相指示電圧 V_U^* 、V 相指示電圧 V_V^* および W 相指示電圧 V_W^* にそれぞれ対応するデューティの U 相 PWM 制御信号、V 相 PWM 制御信号および W 相 PWM 制御信号を生成し、駆動回路 12 に供給する。

駆動回路 12 は、U 相、V 相および W 相に対応した三相インバータ回路からなる。このインバータ回路を構成するパワー素子が PWM 制御部 35 から与えられる PWM 制御信号によって制御されることにより、三相指示電圧 V_{UVW}^* に相当する電圧がモータ 3 の各相のステータ巻線 51、52、53 に印加されることになる。

20

【0039】

電流偏差演算部 32 および PI 制御部 33 は、電流フィードバック制御手段を構成している。この電流フィードバック制御手段の働きによって、モータ 3 に流れるモータ電流が、指示電流値生成部 31 によって設定される二相指示電流値 I^* に近づくように制御される。

偏角演算部 28 は、二相指示電流値 I^* の電流ベクトル (以下、「指示電流ベクトル」という。) I^* と二相検出電流値 I の電流ベクトル (以下、「実電流ベクトル」という。) I との偏角 θ_{err} を演算する。図 6 に示すように、指示電流ベクトル I^* とは、座標平面において、軸指示電流値 I^* を軸成分とし、軸指示電流値 I^* を軸成分として表されるベクトルをいう。同様に、実電流ベクトル I とは、座標平面において、軸検出電流値 I を軸成分とし、軸検出電流値 I を軸成分として表されるベクトルをいう。

30

【0040】

この実施形態では、軸指示電流値 I^* が有意値であり、軸指示電流値 I^* が零とされるので、図 6 に示すように、指示電流ベクトル I^* は軸方向に平行である。したがって、実電流ベクトル I が軸に対してなす角が偏角 θ_{err} であり、この偏角 θ_{err} は次式(6)で与えられることになる。

40

$$\theta_{err} = \tan^{-1} (I / I^*) \dots\dots (6)$$

一般には、指示電流ベクトル I^* が軸に対してなす角 θ^* と、実電流ベクトル I が軸に対してなす角 θ を用いて、次式(7)によって偏角 θ_{err} を求めることができる。軸指示電流値 I^* を有意値とするときには、この式(7)を用いればよい。

【0041】

$$\theta_{err} = \theta - \theta^* = \tan^{-1} (I / I) - \tan^{-1} (I^* / I^*) \dots\dots (7)$$

正常な制御状態では、軸指示電流値 I^* が零であるため、それに応じて軸検出電流値 I は零付近の値をとる。したがって、偏角 θ_{err} の絶対値は小さな値に保持される。これに対して、操舵速度が変化したり、路面からの大きな逆入力等のために大きな負荷

50

がモータ3に加わったり、モータ印加電圧が変動したりすると、電流の制御性が悪くなり、軸検出電流値 I が比較的大きな値をとる。これにより、偏角 e_{rr} の絶対値が大きくなる。このとき、制御上の負荷角 θ_L (狙いのアシストトルクに相当する値) と実際の負荷角 $\theta_L + e_{rr}$ との間に大きな誤差が生じており、制御異常となるおそれがある。

【0042】

そこで、この実施形態では、制御角演算部26によって演算された制御角 θ_c が、制御角補正部27によって補正される。より具体的には、制御角補正部27は、偏角 e_{rr} に応じて制御角 θ_c を補正する。さらに詳細に説明すると、制御角補正部27は、次式(8)で与えられる補正值 C を制御角 θ_c に加算して、補正後の制御角 θ_c (= 補正前の制御角 $\theta_c + C$) を求める。ただし、 K は予め定めるゲインであり、 $0 < K < 1$ である。

【0043】

$$C = K \times e_{rr} \quad \dots\dots(8)$$

したがって、今演算周期における補正後の制御角 $\theta_c(n)$ は、次式(9)で与えられることになる。この補正後の制御角 $\theta_c(n)$ を用いて、座標変換部34, 36における座標変換演算が実行される。

$$\begin{aligned} \theta_c(n) &= \theta_c(n-1) + C \\ &= \theta_c(n-1) + K \cdot e_{rr} \quad \dots\dots(9) \end{aligned}$$

補正前の制御角 θ_c に従う軸は指示電流ベクトル I^* に平行であるが、たとえば、ゲイン $K=1$ のとき、補正後の制御角 θ_c に従う軸は実電流ベクトル I に平行となる。ゲイン K が0よりも大きく1未満の値であれば、補正後の制御角 θ_c に従う軸は実電流ベクトル I に近づくことになる。

【0044】

制御角 θ_c を補正する前の状態では、制御上の負荷角 $\theta_L = \theta_c - \theta_M$ (指示電流ベクトル I^* とd軸のなす角) であるのに対して、実際上の負荷角は $\theta_c - \theta_M + e_{rr}$ (実電流ベクトル I とd軸のなす角) となっていて、両者は一致していない。したがって、 $I_q = I^* \cdot \sin(\theta_c - \theta_M)$ で表されるq軸電流を流すべきところ、実際には、 $I_q = \{ (I^2 + I^2) \} \cdot \sin(\theta_c - \theta_M + e_{rr})$ で表されるq軸電流が流れることになり、適切なモータトルクを発生させることができない。しかも、次演算周期においては、実電流ベクトル I に対応した検出操舵トルク T の応答が得られるから、この検出操舵トルク T に基づいてトルク偏差 T が求められる。このようなトルク偏差 T に基づいてPI制御部23で加算角 θ が求められる。しかし、このような加算角 θ を指示電流値ベクトル I^* の方向に対応した制御角 θ_c の前回値に加算しても、今演算周期において適正な制御角 θ_c (今回値) を得ることができない。

【0045】

これに対して、前記式(9)に従って制御角 θ_c を補正すると、制御上の負荷角と実際上の負荷角との差(偏角 e_{rr} に等しい)を小さく(好ましくは零に)することができる。式(9)から理解されるとおり、補正後の制御角 θ_c は、制御角 θ_c の前回値 $\theta_c(n-1)$ を偏角 e_{rr} に応じて補正し、さらに加算角 θ を加算した値となっている。したがって、前演算周期における実電流ベクトル I の方向に軸を整合させ、さらに、検出操舵トルク T の応答に応じた加算角 θ が足し込まれることによって、今演算周期の制御角 θ_c が求まることになる。これにより、偏角 e_{rr} の影響を抑制または排除して、モータ制御の安定化を図ることができる。その結果、振動や異音を抑制できるので、操舵フィーリングを向上させることができる。

【0046】

図3は、前記電動パワーステアリング装置の制御ブロック図である。ただし、説明を簡単にするために、加算角リミッタ24および制御角補正部27の機能は省略してある。

指示操舵トルク T^* と検出操舵トルク T との偏差(トルク偏差) T に対するPI制御(K_p は比例係数、 K_I は積分係数、 $1/s$ は積分演算子である。)によって、加算角 θ が生成される。この加算角 θ が制御角 θ_c の前回値 $\theta_c(n-1)$ に対して加算されることに

10

20

30

40

50

よって、制御角 θ_c の今回値 $\theta_c(n) = \theta_c(n-1) + \Delta\theta_c$ が求められる。このとき、制御角 θ_c とロータ 50 の実際のロータ角 θ_M との偏差が負荷角 $\theta_L = \theta_c - \theta_M$ となる。

【0047】

したがって、制御角 θ_c に従う座標系（仮想回転座標系）の軸（仮想軸）に軸指示電流値 I^* に従って軸電流 I が供給されると、q軸電流 $I_q = I \sin \theta_L$ となる。このq軸電流 I_q がロータ 50 の発生トルクに寄与する。すなわち、モータ 3 のトルク定数 K_T をq軸電流 $I_q (= I \sin \theta_L)$ に乗じた値が、アシストトルク $T_A (= K_T \cdot I \sin \theta_L)$ として、減速機構 7 を介して、舵取り機構 2 に伝達される。このアシストトルク T_A を舵取り機構 2 からの負荷トルク T_L から減じた値が、運転者がステアリングホイール 10 に与えるべき操舵トルク T である。この操舵トルク T がフィードバックされることによって、この操舵トルク T を指示操舵トルク T^* に導くように系が動作する。つまり、検出操舵トルク T を指示操舵トルク T^* に一致させるべく、加算角 $\Delta\theta_c$ が求められ、それに応じて制御角 θ_c が制御される。

10

【0048】

このように制御上の仮想軸である軸に電流を流す一方で、指示操舵トルク T^* と検出操舵トルク T との偏差 ΔT に応じて求められる加算角 $\Delta\theta_c$ で制御角 θ_c を更新していくことにより、負荷角 θ_L が変化し、この負荷角 θ_L に応じたトルクがモータ 3 から発生するようになっている。これにより、操舵角および車速に基づいて設定される指示操舵トルク T^* に応じたトルクをモータ 3 から発生させることができるので、操舵角および車速に対応した適切な操舵補助力を舵取り機構 2 に与えることができる。すなわち、操舵角の絶対値が大きいほど操舵トルクが大きく、かつ、車速が大きいほど操舵トルクが小さくなるように、操舵補助制御が実行される。

20

【0049】

このようにして、回転角センサを用いることなくモータ 3 を適切に制御して、適切な操舵補助を行うことができる電動パワーステアリング装置を実現できる。これにより、構成を簡単にすることができ、コストの削減を図ることができる。

図 7 は、加算角リミッタ 24 の働きを説明するためのフローチャートである。加算角リミッタ 24 は、PI 制御部 23 によって求められた加算角 $\Delta\theta_c$ を上限値 U_L と比較し（ステップ S1）、加算角 $\Delta\theta_c$ が上限値 U_L を超えている場合（ステップ S1：YES）には、上限値 U_L を加算角 $\Delta\theta_c$ に代入する（ステップ S2）。したがって、制御角 θ_c に対して上限値 $U_L (= +\theta_{max})$ が加算されることになる。

30

【0050】

PI 制御部 23 によって求められた加算角 $\Delta\theta_c$ が上限値 U_L 以下であれば（ステップ S1：NO）、加算角リミッタ 24 は、さらに、その加算角 $\Delta\theta_c$ を下限値 L_L と比較する（ステップ S3）。そして、その加算角 $\Delta\theta_c$ が下限値未満であれば（ステップ S3：YES）、下限値 L_L を加算角 $\Delta\theta_c$ に代入する（ステップ S4）。したがって、制御角 θ_c に対して下限値 $L_L (= -\theta_{max})$ が加算されることになる。

【0051】

PI 制御部 23 によって求められた加算角 $\Delta\theta_c$ が下限値 L_L 以上上限値 U_L 以下（ステップ S3：NO）であれば、その加算角 $\Delta\theta_c$ がそのまま制御角 θ_c への加算のために用いられる。

40

このようにして、加算角 $\Delta\theta_c$ を上限値 U_L と下限値 L_L との間に制限（換言すれば、加算角 $\Delta\theta_c$ の絶対値を制限値 θ_{max} 以下に制限）することができるので、制御の安定化を図ることができる。より具体的には、電流不足時や制御開始時に制御不安定状態（アシスト力が不安定な状態）が発生しても、この状態から安定な制御状態への遷移を促すことができる。

【0052】

以上、この発明の一実施形態について説明したが、この発明はさらに他の形態で実施することもできる。たとえば、前述の実施形態では、加算角演算部 26 によって演算された今演算周期の制御角 $\theta_c(n)$ に補正值 $C (= K \cdot e_{err})$ を加算して補正後の制御角 $\theta_c(n)$

50

)を求める構成としているが、別の構成で前記式(9)に従う演算を実現することもできる。すなわち、補正值Cを加算角リミッタ24から生成される加算角 θ_c に加算する構成としてもよい。また、補正值Cを前演算周期の制御角 $\theta_c(n-1)$ に加算し、その加算結果に加算角 θ_c を加算する構成としてもよい。

【0053】

また、前述の実施形態では、回転角センサを備えずに、専らセンサレス制御によってモータ3を駆動する構成について説明したが、レゾルバ等の回転角センサを備え、この回転角センサの故障時に前述のようなセンサレス制御を行う構成としてもよい。これにより、回転角センサの故障時にもモータ3の駆動を継続できるから、操舵補助を継続できる。

この場合、回転角センサを用いるときには、指示電流値生成部31において、操舵トルクおよび車速に応じて、所定のアシスト特性に従って軸指示電流値 I^* を発生させるようにすればよい。

【0054】

さらに、前述の実施形態では、電動パワーステアリング装置にこの発明が適用された例について説明したが、この発明は、電動ポンプ式油圧パワーステアリング装置のためのモータの制御や、パワーステアリング装置以外にも、ステア・バイ・ワイヤ(SBW)システム、可変ギヤレシオ(VGR)ステアリングシステムその他の車両用操舵装置に備えられたブラシレスモータの制御のために用いることができる。むしろ、車両用操舵装置に限らず、他の用途のモータの制御のためにも本発明のモータ制御装置を適用できる。

【0055】

その他、特許請求の範囲に記載された事項の範囲で種々の設計変更を施すことが可能である。

【符号の説明】

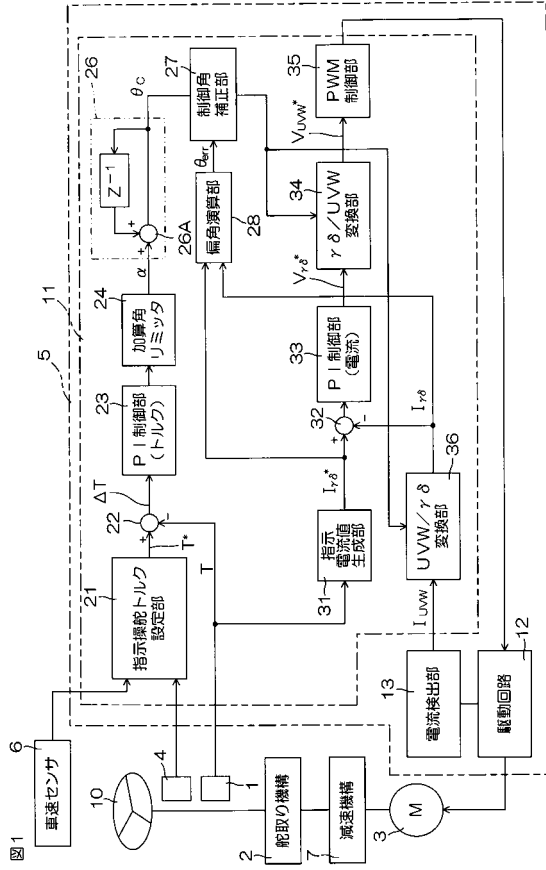
【0056】

1...トルクセンサ、3...モータ、5...モータ制御装置、11...マイクロコンピュータ、26...制御角演算部、50...ロータ、51, 52, 52...ステータ巻線、55...ステータ

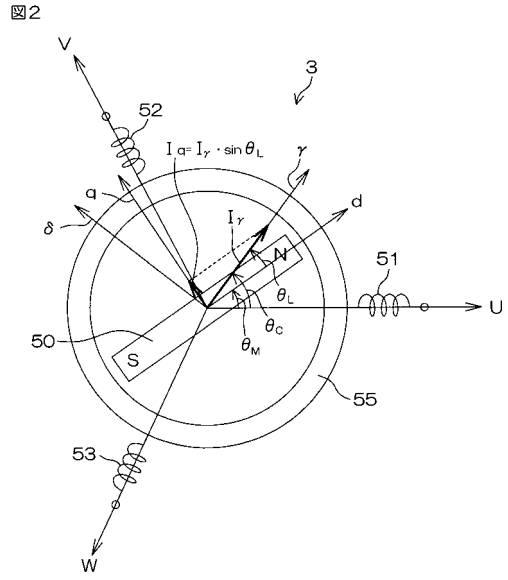
10

20

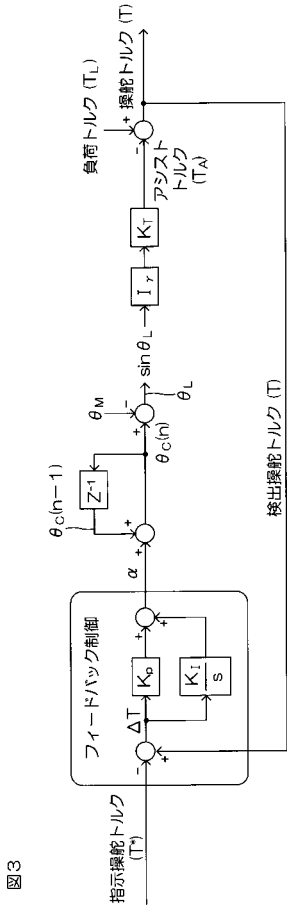
【 図 1 】



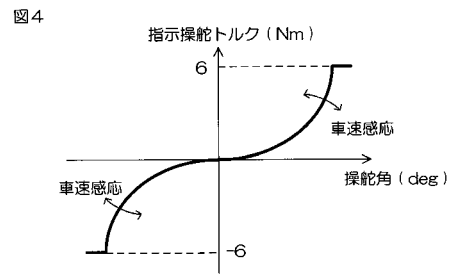
【 図 2 】



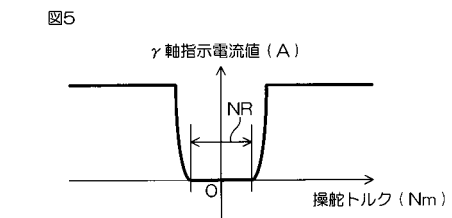
【 図 3 】



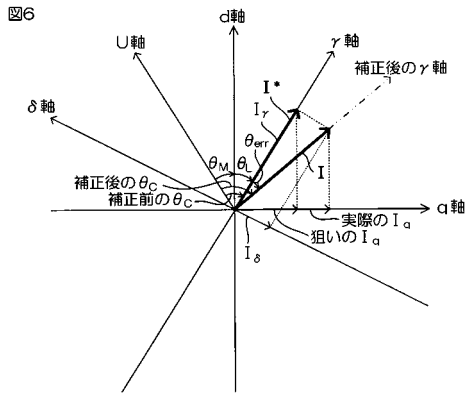
【 図 4 】



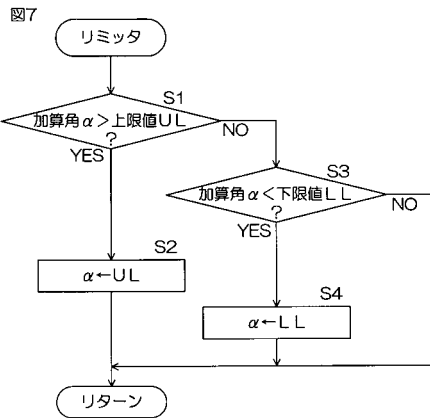
【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
B 6 2 D 101/00 (2006.01) B 6 2 D 113:00
B 6 2 D 113/00 (2006.01) B 6 2 D 119:00
B 6 2 D 119/00 (2006.01)

(56)参考文献 特開2008-087756(JP,A)
特開2008-087672(JP,A)
特開2008-236899(JP,A)
特開2008-125207(JP,A)
特開2007-053829(JP,A)
特開2008-220100(JP,A)
特開2007-118823(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 2 P 2 1 / 0 0
B 6 2 D 5 / 0 4
B 6 2 D 6 / 0 0
H 0 2 P 6 / 1 6
H 0 2 P 2 7 / 0 4