

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5136839号
(P5136839)

(45) 発行日 平成25年2月6日(2013.2.6)

(24) 登録日 平成24年11月22日(2012.11.22)

(51) Int.Cl.	F I				
H02P 21/00	(2006.01)	H02P	5/408	C	
H02P 27/04	(2006.01)	B62D	6/00		
B62D 6/00	(2006.01)	B62D	5/04		
B62D 5/04	(2006.01)	B62D	101:00		
B62D 101/00	(2006.01)	B62D	119:00		

請求項の数 4 (全 12 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2007-307644 (P2007-307644)	(73) 特許権者	000001247
(22) 出願日	平成19年11月28日(2007.11.28)		株式会社ジェイテクト
(65) 公開番号	特開2009-136034 (P2009-136034A)		大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号
(43) 公開日	平成21年6月18日(2009.6.18)	(74) 代理人	100087701
審査請求日	平成22年10月21日(2010.10.21)		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	仁科 雅弘

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】

モータに流れるモータ電流を検出するモータ電流検出手段と、
 前記モータの回転角速度を演算する回転角速度演算手段と、
 この回転角速度演算手段によって演算される回転角速度に所定時間を乗算して、当該所定時間内のモータ回転角変化量を演算する回転角変化量演算手段と、
 前記モータを駆動するための基本駆動値を演算する基本駆動値演算手段と、
 前記モータ電流検出手段によって検出されるモータ電流と、前記回転角変化量演算手段によって演算されるモータ回転角変化量とに基づいて、前記モータの非干渉化制御のために前記基本駆動値を補正するための補正值を演算する補正值演算手段と、
 前記基本駆動値演算手段によって演算される基本駆動値を前記補正值演算手段によって演算される補正值で補正してモータ駆動値を求める補正手段と、
 この補正手段によって求められたモータ駆動値を用いて前記モータを駆動する駆動手段とを含み、
 前記基本駆動値演算手段は、d軸駆動電圧およびq軸駆動電圧を演算するものであり、
 前記補正值演算手段は、前記d軸駆動電圧を補正するためのd軸補正值 D_d を下記A1式に従って演算し、前記q軸駆動電圧を補正するためのq軸補正值 D_q を下記B1式に従って演算するものであり、
 前記所定時間が、前記d軸補正值 D_d および前記q軸補正值 D_q の演算に要する時間である、モータ制御装置。

10

20

$$\frac{D_d = -L_q (-I_d \sin + I_q \cos) \dots A 1}{D_q = L_d (I_d \cos + I_q \sin) + \dots B 1}$$

ただし、 ω はモータの回転角速度(rad/秒)、 L_d はd軸インダクタンス(H)、 L_q はq軸インダクタンス(H)、 I_d はd軸電流(A)、 I_q はq軸電流(A)、 $\Delta\theta$ はモータ回転角変化量(rad)、 N はモータの界磁の電機子巻線鎖交磁束数の最大値の $(3/2)$ 倍をそれぞれ表す。

【請求項2】

前記補正值演算手段は、前記d軸駆動電圧を補正するためのd軸補正值 D_d を前記A1式に代えて下記A2式に従って演算し、前記q軸駆動電圧を補正するためのq軸補正值 D_q を前記B1式に代えて下記B2式に従って演算するものである、請求項1記載のモータ制御装置。

$$D_d = -L_q \cdot I_q \cos \dots A 2$$

$$D_q = L_d \cdot I_d \cos + \dots B 2$$

【請求項3】

前記モータ制御装置は、所定の演算周期毎に前記モータ駆動値を更新して出力するものであり、

前記モータ電流検出手段は、前記演算周期中の所定のタイミングでモータ電流を検出するものであり、

前記所定時間が、或る演算周期中に前記モータ電流検出手段によってモータ電流が検出される検出タイミングから当該演算周期中に前記モータ駆動値が更新されるまでの時間以上であって、当該演算周期中の前記検出タイミングから次の演算周期中に前記モータ駆動値が更新されるまでの時間以下の長さに定められている、請求項1または2に記載のモータ制御装置。

【請求項4】

前記所定時間が、前記演算周期に等しく定められている、請求項3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、モータ（とくにブラシレスモータ）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、電動パワーステアリング装置における操舵補助力の発生源として利用される。

【背景技術】

【0002】

ブラシレスモータのためのモータ制御装置は、モータの電機子巻線を通る電流を検出する電流検出部と、モータのロータ回転位置を検出する回転位置検出部と、d軸目標電流およびq軸目標電流を演算するdq軸目標電流演算部と、検出された電機子巻線電流およびロータ回転位置に基づいてd軸電流およびq軸電流を求めるdq軸電流演算部と、d軸電圧指令値演算部と、q軸電圧指令値演算部とを備えている。d軸電圧指令値演算部は、d軸目標電流とd軸電流との間のd軸偏差を低減するように、d軸偏差のPI演算に基づいてd軸電圧指令値を求める。q軸電圧指令値演算部は、q軸目標電流とq軸電流との間のq軸偏差を低減するように、q軸偏差のPI演算に基づいてq軸電圧指令値を求める。こうして求められたd軸電圧指令値、q軸電圧指令値、および検出されたロータ回転位置に基づいて、モータ制御装置は、電機子巻線に電圧を印加する。これにより、ロータの回転力が発生する。

【0003】

一方、PI演算値に対して非干渉化制御量を加算する非干渉化制御が知られている（特許文献1参照）。非干渉化制御とは、ロータの回転に伴ってモータ内部で生じる速度起電力を補償するように電圧指令値を定める制御である。非干渉化制御を行うことによって、速度起電力による応答性や追従性の低下を効果的に抑制できると期待されている。

10

20

30

40

50

【特許文献1】特開2001-187578号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

モータ内部で生じる速度起電力は、回転角速度および電流に依存する。したがって、これを補償するための非干渉化制御量も同様に回転角速度および電流に依存する。より具体的には、d軸非干渉化制御量は回転角速度およびq軸電流に依存し、q軸非干渉化制御量は回転角速度およびd軸電流に依存する。

ところが、モータの各相の電機子巻線の電流が検出されてから、これがd軸電流およびq軸電流に変換され、さらにd軸電圧指令値およびq軸電圧指令値が出力されるまでには、座標変換やPI演算などのための演算時間が必要である。この間にもロータは回転するので、それに伴ってd軸およびq軸が回転することになる。その結果、d軸電圧指令値およびq軸電圧指令値が出力されるときには、d軸およびq軸の方向が、モータ電流検出時のd軸およびq軸の方向からずれてしまっている。したがって、非干渉化制御量の演算に用いられるd軸電流およびq軸電流が適値からずれてしまうことになる。そのため、非干渉化制御が必ずしも期待どおりの効果を生じないうえ、モータ電流が変動的になり、振動や異音が生じるおそれがある。

【0005】

そこで、この発明の目的は、演算時間中における回転の影響を補償することによって、より適切に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。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記の目的を達成するための請求項1記載の発明は、モータ(1)に流れるモータ電流を検出するモータ電流検出手段(11, 17)と、前記モータの回転角速度を演算する回転角速度演算手段(22)と、この回転角速度演算手段によって演算される回転角速度に所定時間を乗算して、当該所定時間内のモータ回転角変化量を演算する回転角変化量演算手段(50)と、前記モータを駆動するための基本駆動値を演算する基本駆動値演算手段(51a, 52a)と、前記モータ電流検出手段によって検出されるモータ電流と、前記回転角変化量演算手段によって演算されるモータ回転角変化量とに基づいて、前記モータの非干渉化制御のために前記基本駆動値を補正するための補正值を演算する補正值演算手段(51b, 52b)と、前記基本駆動値演算手段によって演算される基本駆動値を前記補正值演算手段によって演算される補正值で補正してモータ駆動値を求める補正手段(51c, 52c)と、この補正手段によって求められたモータ駆動値を用いて前記モータを駆動する駆動手段(20, 21, 13)とを含み、前記基本駆動値演算手段は、d軸駆動電圧およびq軸駆動電圧を演算するものであり、前記補正值演算手段は、前記d軸駆動電圧を補正するためのd軸補正值 D_d を下記A1式に従って演算し、前記q軸駆動電圧を補正するためのq軸補正值 D_q を下記B1式に従って演算するものであり、前記所定時間が、前記d軸補正值 D_d および前記q軸補正值 D_q の演算に要する時間である、モータ制御装置である。

$$D_d = -L_q (-I_d \sin \theta + I_q \cos \theta) \quad \dots A1$$

$$D_q = L_d (I_d \cos \theta + I_q \sin \theta) + \dots B1$$

ただし、 θ はモータの回転角速度(rad/秒)、 L_d はd軸インダクタンス(H)、 L_q はq軸インダクタンス(H)、 I_d はd軸電流(A)、 I_q はq軸電流(A)、 θ はモータ回転角変化量(rad)、 N はモータの界磁の電機子巻線鎖交磁束数の最大値の(3/2)倍をそれぞれ表す。

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。

【0007】

この構成によれば、基本駆動値を補正するための補正值は、モータ電流だけでなく所定時間内のモータ回転角変化量をも用いて求められる。したがって、この補正值は、所定時

10

20

30

40

50

間内のモータ回転角変化量に対応するモータ電流の変化を加味した値とすることができる。これにより、演算時間中における回転の影響を抑制したモータ制御を行うことができる。

【0008】

前記モータ電流検出手段は、モータの電機子巻線に流れる相電流を検出する相電流検出手段(11)と、この相電流検出手段が検出する相電流をロータ回転位置に基づいて回転座標系(たとえば、dq座標系)の電流値に変換する座標変換手段(17)とを含むものであってもよい。この場合に、座標変換手段(17)は、ロータ回転位置を検出する回転位置検出手段(2)の出力に基づいて、座標変換処理を行うものであってもよい。

【0009】

この発明では、演算時間の遅れを補償した非干渉化制御を行うことができるので、モータの応答性および追従性を効果的に向上することができる。また、モータ電流に対応する適切なモータ駆動値でモータを駆動できるので、モータ電流が変動的になることを抑制でき、その結果、振動や異音を抑制することができる。

【0011】

また、この発明では、所定時間内のモータ回転角変化量を考慮したd軸非干渉化制御量およびq軸非干渉化制御量がそれぞれd軸補正值 D_d およびq軸補正值 D_q として求められる。その結果、演算時間の遅れを補償した非干渉化制御を行うことができる。

請求項2記載の発明は、前記補正值演算手段は、前記d軸駆動電圧を補正するためのd軸補正值 D_d を前記A1式に代えて下記A2式に従って演算し、前記q軸駆動電圧を補正するためのq軸補正值 D_q を前記B1式に代えて下記B2式に従って演算するものである、請求項1記載のモータ制御装置である。

【0012】

$$D_d = - L_q \cdot I_q \cos \quad \dots A2$$

$$D_q = L_d \cdot I_d \cos + \quad \dots B2$$

【0013】

前記所定時間を演算時間に応じた微小時間に定めると、回転角変化量も微小値になるので、前記式A1, B1において、sinの項は微小であり、無視することができる。したがって、前記式A2, B2に従ってd軸補正值 D_d およびq軸補正值 D_q を定めることによって、演算処理を簡単にしながら、効果的な非干渉化制御を実現できる。

請求項3記載の発明は、前記モータ制御装置は、所定の演算周期毎に前記モータ駆動値を更新して出力するものであり、前記モータ電流検出手段は、前記演算周期中の所定のタイミングでモータ電流を検出するものであり、前記所定時間が、或る演算周期中に前記モータ電流検出手段によってモータ電流が検出される検出タイミングから当該演算周期中に前記モータ駆動値が更新されるまでの時間以上であって、当該演算周期中の前記検出タイミングから次の演算周期中に前記モータ駆動値が更新されるまでの時間以下の長さに定められている、請求項1または2に記載のモータ制御装置である。

【0014】

或る演算周期にモータ駆動値が更新されてから次の演算周期にモータ駆動値が更新されるまでの期間は、モータ駆動値は一定値に保持される。そこで、この発明では、前記所定時間を、或る演算周期にモータ電流が検出されてから、当該演算周期においてモータ駆動値が更新されるまでの時間以上の長さであって、次の演算周期中にモータ駆動値が更新されるまでの時間以下の長さに定める。これにより、モータ駆動値は、それに対応するモータ電流が検出されてからの回転角変化量の影響を補償した値となる。こうして、回転角変化量の影響を効果的に補償することができる。

【0015】

請求項4記載の発明は、前記所定時間が、前記演算周期に等しく定められている、請求項3記載のモータ制御装置である。この構成では、前記所定時間が演算周期に等しく定められている。これにより、演算時間の遅れの影響を効果的に補償することができる。各演算周期中の一定のタイミングでモータ電流が検出されるとすれば、結局、演算周期はモータ

10

20

30

40

50

タ電流検出周期に等しくなる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

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、車両のステアリングホイールに加えられる操舵トルクを検出するトルクセンサ7と、車両の速度を検出する車速センサ8と、車両の舵取り機構3に操舵補助力を与えるモータ1と、このモータ1を駆動制御するモータ制御装置10とを備えている。モータ制御装置10は、トルクセンサ7が検出する操舵トルクおよび車速センサ8が検出する車速に応じてモータ1を駆動することによって、操舵状況に応じた適切な操舵補助を実現する。モータ1は、たとえば、三相ブラシレスDCモータである。

10

【0017】

モータ制御装置10は、電流検出部11、信号処理部としてのマイクロコンピュータ12、および駆動回路13を有する。このモータ制御装置10に、モータ1内のロータの回転位置を検出するレゾルバ2（回転位置センサ）とともに、前述のトルクセンサ7および車速センサ8が接続されるようになっている。

電流検出部11はモータ1の電機子巻線を通る電流を検出する。より具体的には、電流検出部11は、3相（U相、V相およびW相）の電機子巻線における相電流をそれぞれ検出する電流検出器11u、11v、11wと、電流検出器11u、11v、11wによる電流検出信号をA/D（アナログ/デジタル）変換するA/D変換器11u、11v、11wとを有する。

20

【0018】

マイクロコンピュータ12は、プログラム処理（ソフトウェア処理）によって実現される複数の機能処理部を備えている。これらの複数の機能処理部には、基本目標電流演算部15、d-q軸目標電流演算部16、d-q軸電流演算部17、d軸偏差演算部18d、q軸偏差演算部18q、d-q軸電圧指令値演算部19、電圧指令値座標変換部20、PWM（パルス幅変調）制御部21、および回転角速度演算部22が含まれている。

【0019】

駆動回路13は、インバータ回路で構成され、PWM制御部21によって制御されることにより、車載バッテリー等の電源からの電力をモータ1のU相、V相およびW相電機子巻線に供給する。この駆動回路13とモータ1の各相の電機子巻線との間において流れる相電流が電流検出器11u、11v、11wにより検出されるようになっている。

30

基本目標電流演算部15は、トルクセンサ7により検知される操舵トルクと、車速センサ8により検出される車速とに基づいて、モータ1の基本目標電流 I^* を演算する。基本目標電流 I^* は、たとえば、操舵トルクの大きさが大きいほど大きく、車速が小さい程大きくなるように定められる。

【0020】

基本目標電流演算部15により演算された基本目標電流 I^* はd-q軸目標電流演算部16に入力される。d-q軸目標電流演算部16は、d軸方向の磁界を生成するためのd軸目標電流 I_d^* と、q軸方向の磁界を生成するためのq軸目標電流 I_q^* とを演算する。d軸とは、モータ1のロータの有する界磁の磁束方向に沿う軸であり、q軸とは、d軸およびロータ回転軸に直交する軸である。d-q軸目標電流演算部16における演算は公知の演算式を用いて行うことができる。

40

【0021】

電流検出部11から出力される相電流 I_u 、 I_v 、 I_w はd-q軸電流演算部17に入力される。d-q軸電流演算部17は、レゾルバ2により検出されたロータ回転位置に基づいて、相電流 I_u 、 I_v 、 I_w を座標変換することにより、d軸電流 I_d およびq軸電流 I_q を演算する。d-q軸電流演算部17における演算は公知の演算式を用いて行うことができる。

50

【 0 0 2 2 】

d 軸偏差演算部 1 8 d は、d 軸目標電流 I_d^* と d 軸電流 I_d との間の d 軸偏差 I_{d0} を求める。同様に、q 軸偏差演算部 1 8 q は、q 軸目標電流 I_q^* と q 軸電流 I_q との間の q 軸偏差 I_{q0} を求める。

d q 軸電圧指令値演算部 1 9 は、d 軸偏差 I_{d0} に対応する d 軸電圧指令値 V_d^* と q 軸偏差 I_{q0} に対応する q 軸電圧指令値 V_q^* とを求める。

【 0 0 2 3 】

電圧指令値座標変換部 2 0 は、レゾルバ 2 により検出されたロータ回転位置に基づいて、d 軸電圧指令値 V_d^* および q 軸電圧指令値 V_q^* の座標変換を行い、U 相電機子巻線、V 相電機子巻線、W 相電機子巻線にそれぞれ印加すべき印加電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を演算する。電圧指令値座標変換部 2 0 における演算は公知の演算式を用いて行えばよい。

10

【 0 0 2 4 】

PWM 制御部 2 1 は、印加電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対応するデューティ比を有するパルス信号である各相の PWM 制御信号を生成する。これにより、d 軸電圧指令値 V_d^* および q 軸電圧指令値 V_q^* に対応する電圧が駆動回路 1 3 から各相の電機子巻線に印加され、ロータの回転力が発生する。

回転角速度演算部 2 2 は、レゾルバ 2 により検出されたロータ回転位置の時間変化（微分）を演算することによって、回転角速度（rad/sec）を求める。この回転角速度は、d q 軸電圧指令値演算部 1 9 に入力されるようになっている。

20

【 0 0 2 5 】

図 2 は、d q 軸電圧指令値演算部 1 9 の詳しい構成を説明するためのブロック図である。

d q 軸電圧指令値演算部 1 9 は、回転角変化量演算部 5 0、d 軸電圧指令値演算部 5 1、および q 軸電圧指令値演算部 5 2 を有する。d 軸電圧指令値演算部 5 1 は、d 軸偏差 I_{d0} を低減するように、d 軸電流の P I 演算（以下「d 軸 P I 演算」という。）等に基づいて d 軸電圧指令値 V_d^* を求める。q 軸電圧指令値演算部 5 2 は、q 軸偏差 I_{q0} を低減するように、q 軸電流の P I 演算（以下「q 軸 P I 演算」という。）等に基づいて q 軸電圧指令値 V_q^* を求める。

【 0 0 2 6 】

30

回転角変化量演算部 5 0 は、回転角速度演算部 2 2 によって演算される回転角速度に所定時間 T を乗じることによって、当該所定時間 T におけるロータ回転角の変化量（以下「回転角変化量」という。）を求める。

d 軸電圧指令値演算部 5 1 は、d 軸 P I 演算部 5 1 a、d 軸非干渉化制御量演算部 5 1 b、および d 軸加算部 5 1 c を有する。

【 0 0 2 7 】

d 軸 P I 演算部 5 1 a は、d 軸偏差 I_{d0} の P I 演算により d 軸 P I 演算値 V_{d0} を演算し、この d 軸 P I 演算値 V_{d0} を d 軸加算部 5 1 c に出力する。

d 軸非干渉化制御量演算部 5 1 b は、d q 軸電流演算部 1 7 により求められる d 軸電流 I_d と、q 軸電流 I_q と、回転角速度演算部 2 2 によって求められる回転角速度（rad/sec）と、回転角変化量演算部 5 0 によって求められる回転角変化量とに基づき、d 軸非干渉化制御量 D_d を求める。

40

【 0 0 2 8 】

d 軸加算部 5 1 c は、d 軸 P I 演算値 V_{d0} に d 軸非干渉化制御量 D_d を加算する。この加算結果が、d 軸電圧指令値 V_d^* （ $= V_{d0} + D_d$ ）となる。これにより、d 軸 P I 演算値 V_{d0} を d 軸非干渉化制御量 D_d により補正して、d 軸電圧指令値 V_d^* が求められている。

q 軸電圧指令値演算部 5 2 は、q 軸 P I 演算部 5 2 a、q 軸非干渉化制御量演算部 5 2 b、および q 軸加算部 5 2 c を有する。

【 0 0 2 9 】

q 軸 P I 演算部 5 2 a は、q 軸偏差 I_{q0} の P I 演算により q 軸 P I 演算値 V_{q0} を演算

50

し、この q 軸 P I 演算値 V_{q0} を q 軸加算部 5 2 c に出力する。

q 軸非干渉化制御量演算部 5 2 b は、d q 軸電流演算部 1 7 により求められる d 軸電流 I_d と、q 軸電流 I_q と、回転角速度演算部 2 2 によって求められる回転角速度 (rad/sec) と、回転角変化量演算部 5 0 によって求められる回転角変化量 とに基づき、q 軸非干渉化制御量 D_q を求める。

【0030】

q 軸加算部 5 2 c は、q 軸 P I 演算値 V_{q0} に q 軸非干渉化制御量 D_q を加算する。この加算結果が、q 軸電圧指令値 V_q^* ($= V_{q0} + D_q$) となる。これにより、q 軸 P I 演算値 V_{q0} を q 軸非干渉化制御量 D_q により補正して、q 軸電圧指令値 V_q^* が求められている。

図 3 は、d 軸非干渉化制御量演算部 5 1 b および q 軸非干渉化制御量演算部 5 2 b による d 軸非干渉化制御量および q 軸非干渉化制御量の演算を説明するための図である。モータ 1 の内部で生じる速度起電力は、d 軸については、 $L_q I_q$ と表され、q 軸については、 $-(L_d I_d + \quad)$ と表される。したがって、これらを補償する d 軸非干渉化制御量は $-L_q I_q$ と表され、q 軸非干渉化制御量は $L_d I_d + \quad$ と表される。

【0031】

一方、電流検出部 1 1 によって電流が検出されてから、この検出された電流に対応する駆動値である d 軸電圧指令値 V_d^* および q 軸電圧指令値 V_q^* が出力されるまでには、座標変換や P I 演算等のための演算時間が必要である。より具体的には、マイクロコンピュータ 1 2 は、所定の演算周期 (たとえば、0.0005 秒) 毎に d 軸電圧指令値 V_d^* および q 軸電圧指令値 V_q^* を更新して出力する。したがって、電流検出部 1 1 によって電流が検出されてから、d 軸電圧指令値 V_d^* および q 軸電圧指令値 V_q^* が当該検出された電流に対応する値に更新されるまでには、遅れ時間が生じる。この遅れ時間の間にもロータが回転しているので、それに応じて d 軸および q 軸が回転することになる。したがって、更新された d 軸電圧指令値 V_d^* および q 軸電圧指令値 V_q^* が出力されるときには、これらの電圧指令値 V_d^* , V_q^* は、当該遅れ時間の分だけ適値からずれていることになる。

【0032】

図 3 に示すように、d 軸 7 1 および q 軸 7 2 が角度変化量 だけ回転して d 軸 7 1 および q 軸 7 2 に回転移動する場合を想定する。この角度変化量 が微小であり、その間の相電流に変化がないと仮定する。すると、回転後の d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q は、回転前の d 電流 I_d および q 軸電流 I_q (検出値) を用いて、次式(1)(2)のように表すことができる。

【0033】

$$I_d = I_d \cos \quad + I_q \sin \quad \dots(1)$$

$$I_q = -I_d \sin \quad + I_q \cos \quad \dots(2)$$

そこで、d 軸非干渉化制御量演算部 5 1 b は、d 軸非干渉化制御量 D_d を次式(3)に従って演算し、q 軸非干渉化制御量演算部 5 2 b は、q 軸非干渉化制御量 D_q を次式(4)に従って演算する。ただし、式中、 L_q はモータ 1 の電機子巻線の q 軸自己インダクタンスであり、 L_d はモータ 1 の電機子巻線の d 軸自己インダクタンスであり、いずれも予め測定済みの定数である。また、 \quad はロータの界磁の電機子巻線鎖交磁束数の最大値の $(3/2)^{1/2}$ 倍である。

【0034】

$$D_d = -L_q I_q = -L_q (-I_d \sin \quad + I_q \cos \quad) \dots(3)$$

$$D_q = L_d I_d + \quad = L_d (I_d \cos \quad + I_q \sin \quad) + \quad \dots(4)$$

したがって、角度変化量 を演算の遅れ時間に対応するように求めることで、演算遅れ時間を考慮した非干渉化制御量を求めることができる。

図 4 は、電流値取得および電圧指令値更新の各タイミングを例示する図解図である。演算周期の初期の所定のタイミングで A/D 変換器 1 1 u , 1 1 v , 1 1 w から検出電流値が取得され、かつ、レゾルバ 2 からロータ回転位置 (モータ角) が取得される。そして、演算周期の後半の所定のタイミングで電圧指令値 V_d^* , V_q^* が更新される。この電圧指令値 V_d^* , V_q^* は、次の演算周期で更新されるまでは変化しない。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 5 】

そこで、角度変化量 を演算するとき回転角速度 に乗じる所定時間 T は、或る演算周期において電流値およびロータ回転位置が取得されてから当該演算周期において電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* が更新されるまでの時間 T_{\min} を下限とし、或る演算周期において電流値およびロータ回転位置が取得されてから次の演算周期において電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* が更新されるまでの時間 T_{\max} を上限として、これらの間で定めればよい。たとえば、前記所定時間 T を、或る演算周期において電流値およびロータ回転位置が取得されてから当該演算周期において電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* が更新されるまでの時間 T_{\min} (たとえば、 $100 \mu\text{秒} \sim 200 \mu\text{秒}$) としてもよい。また、前記所定時間 T を、或る演算周期において電流値およびロータ回転位置が取得されてから次の演算周期において電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* が更新されるまでの時間 T_{\max} としてもよい。

10

【 0 0 3 6 】

電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* の未更新期間の中ほどのタイミングに対応する非干渉化制御量が演算される場合に、検出された電流値およびロータ回転位置と電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* とが最も整合するから、前記所定時間 T を前記の時間 T_1 に定めるのが好ましい。

図5は、モータ制御装置10によるモータ1の制御手順を説明するためのフローチャートである。まず、マイクロコンピュータ12は、トルクセンサ7、車速センサ8、電流検出器11u、11v、11wおよびレゾルバ2による検出値を読み込む(ステップS1)。基本目標電流演算部15は、検出された操舵トルクおよび車速に基づき、目標電流 I^* を演算する(ステップS2)。dq軸目標電流演算部16は、その目標電流 I^* に対応するd軸目標電流 I_d^* とq軸目標電流 I_q^* とを演算する(ステップS3)。dq軸電流演算部17は、検出された相電流 I_u 、 I_v 、 I_w に対応するd軸電流 I_d およびq軸電流 I_q を演算する(ステップS4)。d軸目標電流 I_d^* とd軸電流 I_d とから、d軸偏差演算部18dにおいて、d軸偏差 I_d が演算され、q軸目標電流 I_q^* とq軸電流 I_q とから、q軸偏差演算部18qにおいて、q軸偏差 I_q が演算される(ステップS5)。また、回転角速度演算部22は、レゾルバ2によって検出されるロータ回転位置に基づいて、回転角速度 を演算する(ステップS6)。

20

30

【 0 0 3 7 】

次に、dq軸電圧指令値演算部19において、d軸電圧指令値 V_d^* とq軸電圧指令値 V_q^* とが演算される(ステップS7)。そして、電圧指令値座標変換部20において、d軸電圧指令値 V_d^* およびq軸電圧指令値 V_q^* に対応するU相電機子巻線、V相電機子巻線、W相電機子巻線への印加電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が演算される(ステップS8)。これらの印加電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対応するPWM制御信号がPWM制御部21から駆動回路13に与えられる。これより、モータ1が駆動される(ステップS9)。そして、制御を終了するか否かを例えばイグニッションスイッチのオン・オフにより判断し(ステップS10)、終了しない場合はステップS1に戻る。

【 0 0 3 8 】

図6は、d軸電圧指令値 V_d^* およびq軸電圧指令値 V_q^* の演算手順を示すフローチャートである。まず、d軸PI演算およびq軸PI演算によりd軸PI演算値 V_{d0} およびq軸PI演算値 V_{q0} がそれぞれ求められる(ステップS101)。一方、回転角変化量演算部50において、回転角速度 に所定時間 T が乗じられて、回転角変化量 が求められる(ステップS102)。この回転角変化量 を用いて、d軸非干渉化制御量演算部51bにおいてd軸非干渉化制御量 D_d が求められ、q軸非干渉化制御量演算部52bにおいてq軸非干渉化制御量 D_q が求められる(ステップS103)。そして、d軸PI演算値 V_{d0} にd軸非干渉化制御量 D_d が加算されてd軸電圧指令値 V_d^* が求められ、q軸PI演算値 V_{q0} にq軸非干渉化制御量 D_q が加算されてq軸電圧指令値 V_q^* が求められる(ステップS104)。こうして求められたd軸電圧指令値 V_d^* およびq軸電圧指令値 V_q^* が出力さ

40

50

れる。

【0039】

以上のように、この実施形態によれば、電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* の更新タイミングに整合するように修正した非干渉化制御量 D_d 、 D_q が求められ、この非干渉化制御量 D_d 、 D_q によって P I 演算値 V_{d0} および V_{q0} を補正することによって電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* が求められるようになっている。これにより、非干渉化制御量 D_d 、 D_q を適切な値とすることができるので、モータ電流が変動的になることを抑制または防止しつつ、応答性および追従性を向上することができる。その結果、振動や異音を抑制しつつ動特性を向上できるので、電動パワーステアリング装置における操舵フィーリングを向上することができる。

【0040】

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可能である。たとえば、角度変化量は微小値であるので、 \sin は微小値となる。そこで、前述の式(3)(4)の代わりに、次式(5)(6)に従って非干渉化制御量 D_d 、 D_q を求めてもよい。これにより、演算を簡略化することができるので、マイクロコンピュータ 12 の負荷を軽減できる。

【0041】

$$D_d = - L_q \cdot I_q \cos \theta \quad \dots (5)$$

$$D_q = L_d \cdot I_d \cos \theta + \dots (6)$$

また、前述の実施形態では、レゾルバ 2 でロータ回転位置を検出しているが、いわゆるセンサレス制御によってロータ回転位置を推定してもよい。そして、この推定されたロータ回転位置に基づいて回転角速度を演算するようにしてもよい。

【0042】

また、SPM (Surface Permanent Magnet : 表面磁石貼付型) モータなどのように、 L_d と L_q との差が小さい場合には、 $L_d = L_q$ として非干渉化制御量等を演算してもよい。

【0043】

また、前述の実施形態では、電動パワーステアリング装置の駆動源としてのモータに本発明が適用された例について説明したが、この発明は、電動パワーステアリング装置以外の用途のモータの制御に対しても適用が可能である。とくに、サーボ系で応答性や追従性が要求される用途でのモータトルク制御に応用すると効果的である。

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。

【図面の簡単な説明】

【0044】

【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】d q 軸電圧指令値演算部の詳しい構成を説明するためのブロック図である。

【図3】d 軸非干渉化制御量および q 軸非干渉化制御量の演算を説明するための図である。

【図4】電流値取得および電圧指令値更新の各タイミングを例示する図解図である。

【図5】モータ制御装置によるモータの制御手順を説明するためのフローチャートである。

【図6】d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値の演算手順を示すフローチャートである。

【符号の説明】

【0045】

1 ... モータ、2 ... レゾルバ、10 ... モータ制御装置、11 ... 電流検出部、12 ... マイクロコンピュータ、51 ... d 軸電圧指令値演算部、51c ... d 軸加算部、52 ... q 軸電圧指令値演算部、52c ... q 軸加算部

10

20

30

40

【図1】

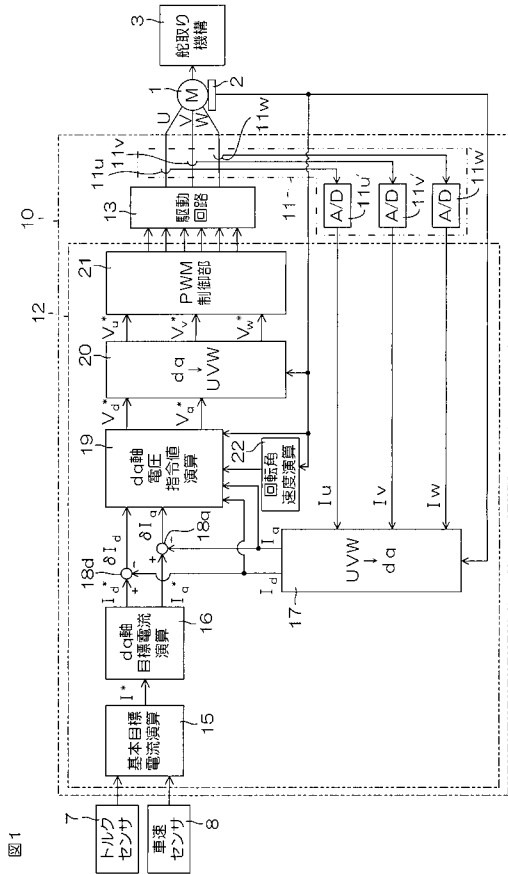


図1

【図2】

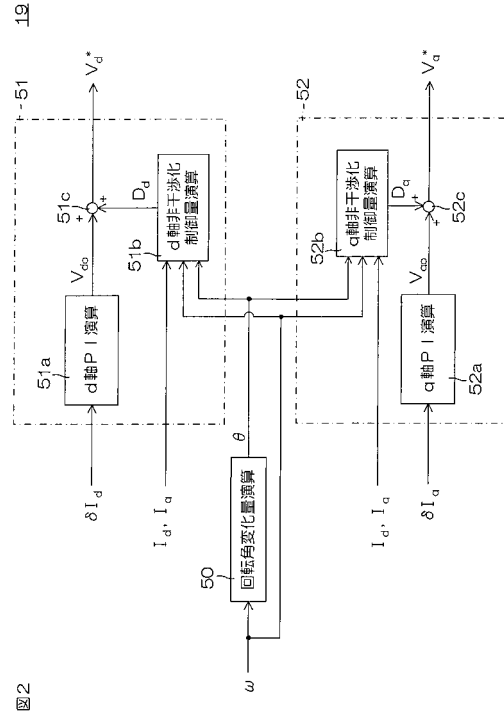


図2

【図3】

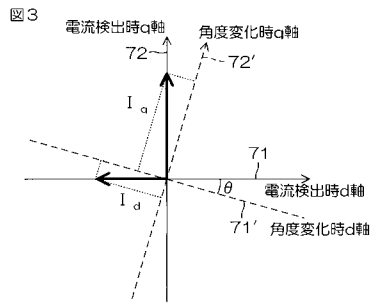


図3

【図4】

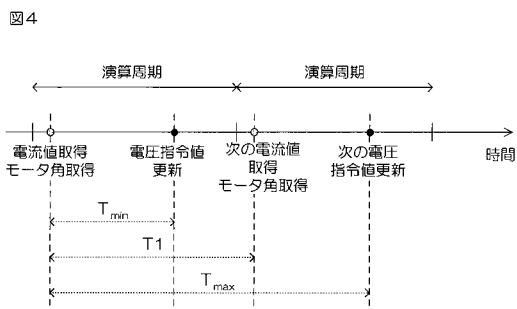


図4

【図5】

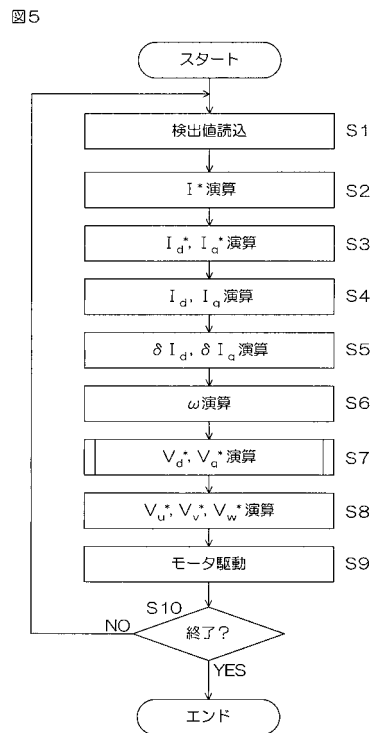
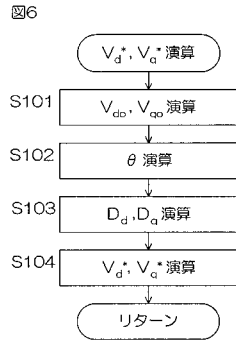


図5

【 図 6 】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I

B 6 2 D 119/00 (2006.01)

(56)参考文献 特開2006-197718(JP,A)

特開2002-291298(JP,A)

特開平06-335277(JP,A)

特開平11-098900(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P21/00 - 21/14

H02P6/00 - 6/24