

(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2006-304478

(P2006-304478A)

(43) 公開日 平成18年11月2日(2006.11.2)

(51) Int.C1.	F 1	テーマコード (参考)
HO2P 6/16 (2006.01)	HO2P 6/02	371N 3D233
B62D 5/04 (2006.01)	B62D 5/04	5H505
HO2P 21/00 (2006.01)	HO2P 5/408	C 5H560
HO2P 27/04 (2006.01)		

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2005-122123 (P2005-122123)	(71) 出願人	000004204 日本精工株式会社 東京都品川区大崎1丁目6番3号
(22) 出願日	平成17年4月20日 (2005.4.20)	(74) 代理人	100078776 弁理士 安形 雄三
		(74) 代理人	100114269 弁理士 五十嵐 貞喜
		(74) 代理人	100093090 弁理士 北野 進
		(72) 発明者	小林 秀行 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社
		(72) 発明者	齊藤 昌秀 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社

最終頁に続く

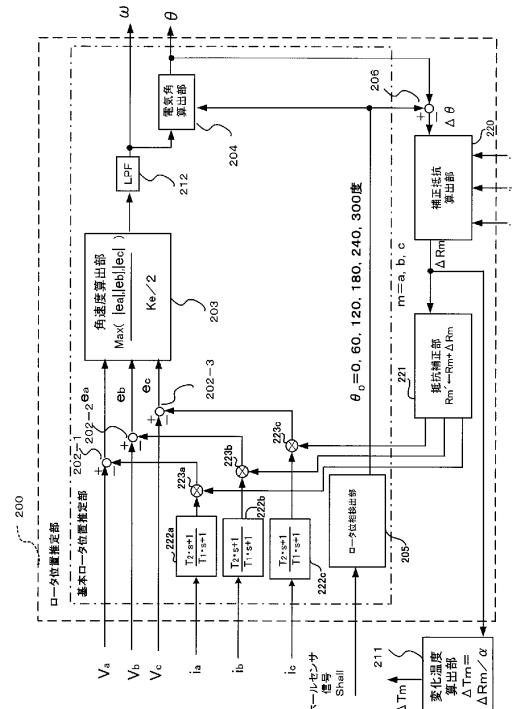
(54) 【発明の名称】モータ駆動制御装置及びそれを用いた電動パワーステアリング装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】低速域においても、また、温度変化があってもロータ位置及び角速度を精度良く算出できるロータ位置推定手段を備えたモータ駆動制御装置を提供する。

【解決手段】モータ電圧・電流検出手段と、ロータ粗位置を検出する位置検出手段と、前記電圧・電流及びロータ粗位置に基づいてロータ位置及び角速度を推定するロータ位置推定部とを具備し、推定したロータ位置及び角速度と指令値とに基づいてベクトル制御するモータ駆動制御装置において、前記ロータ位置推定部が、各相逆起電圧に基づいて前記角速度を算出する角速度算出部と、前記角速度に基づいてロータの電気角を算出する電気角算出部と、前記ロータ粗位置に基づいてロータ位相を検出するロータ位相検出部と、前記電気角及びロータ位相の角度誤差と前記モータ電流とに基づいて各相の補正抵抗を算出する補正抵抗算出部と、モータモデルの出力及び前記補正抵抗算出部の出力を乗算する乗算部とで成る。

【選択図】 図9



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

3相以上のブラシレスDCモータの相電圧又は線間電圧を検出する電圧検出手段と、前記モータのモータ電流を検出する電流検出手段と、前記モータのロータ粗位置を検出する位置検出手段と、前記相電圧又は線間電圧、前記モータ電流及びロータ粗位置に基づいて前記モータのロータ位置及び角速度を推定するロータ位置推定部とを具備し、ロータ位置推定部が推定するロータ位置及び角速度と指令値とにに基づいて前記モータをベクトル制御するモータ駆動制御装置において、前記ロータ位置推定部が、各相逆起電圧に基づいて前記角速度を算出する角速度算出部と、前記角速度に基づいて前記ロータの電気角を算出する電気角算出部と、前記ロータ粗位置に基づいて前記モータのロータ位相を検出するロータ位相検出部と、前記電気角及びロータ位相の角度誤差と前記モータ電流とにに基づいて各相の補正抵抗を算出する補正抵抗算出部と、前記モータ電流を入力とする前記モータのモータモデルと、前記モータモデルの出力及び前記補正抵抗算出部の出力を乗算する乗算部とで成り、前記相電圧又は線間電圧と前記乗算部の出力との差を前記各相逆起電圧とするようになっていることを特徴とするモータ駆動制御装置。10

【請求項 2】

前記位置検出手段がホールセンサである請求項1に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 3】

前記補正抵抗をモータ抵抗に加算した加算値を前記乗算部に入力するようになっている請求項1又は2に記載のモータ駆動制御装置。20

【請求項 4】

前記角速度が所定範囲内、前記モータ電流が所定範囲内の少なくとも一方が満たされた場合に前記補正を実行するようになっている請求項1乃至3のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 5】

モータ抵抗をR、前記補正抵抗をR、インダクタンスをL、ラプラス演算子をsとして、前記モータモデルを $(R + R)(L / R \cdot s + 1)$ としている請求項1乃至4のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。20

【請求項 6】

時定数をT₁とし、前記モータモデルを $(L \cdot s + R) / (T_1 \cdot s + 1)$ としている請求項1乃至4のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。30

【請求項 7】

前記モータモデルを $(L / R \cdot s + 1) / (T_1 \cdot s + 1)$ としている請求項6に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 8】

請求項1乃至請求項7のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられていることを特徴とする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】

【0001】

本発明は、モータモデルの補正を行うことにより、モータのロータ位置及び角速度を精度良く推定できるモータ駆動制御装置及びそれを用いた電動パワーステアリング装置に関する。40

【背景技術】

【0002】

従来、電動パワーステアリング装置に使用されるモータの駆動制御方式、例えばブラシレスDCモータの駆動制御方式として、ロータの回転位置に基づいて、モータ駆動制御装置からインバータを介して回転磁界を発生させ、ロータの回転を駆動制御するようにした制御方式が採用されている。この駆動制御方式は、ステータ内部に所定角度の間隔で配された複数の励磁コイルに、ロータ位置に応じて制御回路によって各励磁コイルの励磁を順

次切換えることにより、ロータの回転駆動を制御するものである。

【0003】

プラシレスDCモータの駆動制御方式として良く使用されるベクトル制御は、例えば特開2001-18822号公報（特許文献1）などに開示されている。図10は、電動パワーステアリング装置に用いられるモータの駆動制御装置を示す構成例である。

【0004】

図10において、モータの制御指令値を決定する指令電流決定部51から、PI制御部52、2相/3相座標変換部53、PWM制御部54、インバータ55を介してモータ56に至る指令信号の主経路が形成されている。また、インバータ55とモータ56との間に電流検出器57が配され、この電流検出器57で検出されたモータ電流値を、指令電流決定部51とPI制御部52との間に配された減算回路58にフィードバックさせるフィードバック経路が形成されている。このフィードバック経路には、3相/2相座標変換部59が配されている。

【0005】

指令電流決定部51は、トルクセンサで検出されたトルクから算出された指令値 T_{ref} 、位置検出センサ11で検出されたロータの位置を示す電気角及び電気角速度を入力し、指令電流 I_{dref} 及び I_{qref} を決定する。指令電流 I_{dref} 及び I_{qref} は、電流検出器57で検出された後に3相/2相座標変換部59で2相に変換されたフィードバック電流によってそれぞれ補正される。即ち、フィードバック電流 I_d 、 I_q と、電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} との偏差がそれぞれ減算回路58d、58qで演算される。その後、PI制御部52d、52qで、PWM制御のデューティを示す信号がd、q成分の形で V_d 、 V_q として算出され、2相/3相座標変換部53によって、2相のd、q成分から3相成分 V_a 、 V_b 、 V_c に逆変換される。そして、インバータ55は指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に基づいてPWM電圧発生部54を経てPWM制御され、モータ56にインバータ電流が供給されてモータ56の回転を制御するようになっている。

【0006】

なお、61は車速センサであり、62は感應領域判定部であり、63は係数発生部であり、64は基本アシスト力計算部であり、65は戻し力計算部であり、66は電気角変換部であり、67は角速度変換部であり、68は非干渉制御補正值計算部である。

【0007】

このようなベクトル制御の場合、指令電流決定部51において、トルク指令値 T_{ref} 及びロータ角速度、ロータ位置に基づいて電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} が決定される。また、モータ56のフィードバック電流 I_u 、 I_v 、 I_w が3相/2相座標変換部59において電流 I_d 、 I_q に変換され、その後、電流 I_d 及び I_q と、電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} との偏差が減算回路58d、58qで演算され、その偏差 I_d 、 I_q がPI制御部52d、52qにおいてPI制御による電流制御を実行することによってインバータへの電圧指令値 V_d 、 V_q が求められる。そして、2相の電圧指令値 V_d 、 V_q が再び3相の電圧指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に逆変換されてインバータ55が制御され、モータ56の駆動制御を行うようになっている。

【0008】

このようなベクトル制御を用いた場合、ロータ位置を正しく検出できない状態でモータ制御すると、モータ56のトルクリップルが大きくなり、電動パワーステアリング装置としてはドライバのハンドル操舵に振動などの違和感を与えたり、モータ騒音が大きくなるなどの好ましくない現象が発生する。そのため、ロータ位置を正しく検出するために、特開2001-187578号公報（特許文献2）にも開示されているように、ロータ位置検出器11として、高価であるが検出精度の良いレゾルバやエンコーダを用いる必要がある。

【0009】

レゾルバやエンコーダは高価であるため、安価なロータ位置検出器であるホールセンサを用いて、モータ制御を試みる例もある。例えば特開2002-272163号公報（特

10

20

30

40

50

許文献 3) に開示されているように、モータの PWM 制御に用いる正弦波を発生させる位相の起点や途中点を補正するために、ホールセンサ信号を利用している。しかし、特許文献 2 の例では、次のホールセンサ信号が得られるまでの間の途中区間のロータの回転角度までは算出できず、エンコーダなどのロータ位置検出検出器としての機能までには至っていない。

【 0 0 1 0 】

また、エンコーダなどの検出精度の良い検出器でもロータの回転速度が低速になると、エンコーダから得られる検出点数が少なくなり、ロータの位置検出精度が低下する問題がある。そこで、非特許文献 1 に開示されているように、モータ負荷の慣性モーメント及びモータ電流を用いて、精度悪化の改善を図るよにしている。しかしながら、慣性モーメント及びモータ電流から求められた角加速度から角速度 を算出するまでに積分があり、角速度 からロータの電気角 を算出するまでにも積分があり、積分の演算を 2 回使用するため計算精度が悪く、また、モータが駆動する負荷の慣性モーメントを正しく決定することも困難なので実用的には問題があった。

【 0 0 1 1 】

さらに、モータのトルクリップルを大きくする要素としてモータの温度変化も、その一要素となる。つまり、ロータの電気角 を算出するときに、モータの逆起電圧を使用するようなロータ位置推定回路を利用していると、その逆起電圧を算出するために用いるモータの抵抗やインダクタンスの値が温度変化によって変化し、その温度変化による抵抗等の修正をしないと、結果的にロータの電気角 を精度良く算出することができなくなり、トルクリップルが大きくなる問題もある。温度変化を考慮したモータの抵抗値算出例として特許第 3104865 号 (特許文献 4) があるが、モータの回転速度が 0 であるなどの特殊条件が課せられており、不便なものである。

【特許文献 1】特開 2001-18822 号公報

【特許文献 2】特開 2001-187578 号公報

【特許文献 3】特開 2002-272163 号公報

【特許文献 4】特許第 3104865 号

【非特許文献 1】セオング ホ ソン (Seung-Ho-Song) 、交流電動機の低速制御のための速度オブザーバ (An Instantaneous Speed Observer for Low speed Control of ac Machine) 、 IEEE 応用パワー エレクトロニクス 1998 年大会 (IEEE APEC '98) 、 P-581-586

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 2 】

上述したように、ベクトル制御を用いてモータを制御するためには、モータのロータ位置を正しく検出する必要があるが、レゾルバやエンコーダは高価であるために電動パワーステアリング装置を安価に製造する場合の障害となる。また、レゾルバやエンコーダ等の高精度位置検出器を用いても、モータの低速域では正しくロータ位置を検出できない問題があった。さらに、モータの温度変化によってもロータ位置の検出精度が悪くなる問題もあった。

【 0 0 1 3 】

安価なロータ位置検出器としてのホールセンサを用いた場合、ホールセンサ信号の入力時にのみ正確な角度データが得られるので、モータの逆起電圧の推定値から角度データ (角度推定値) を生成し、ホールセンサ信号間を補間するよにしている。そして、逆起電圧は各相の電流、電圧、抵抗モデルから推定しているが、モータの実抵抗値は製造時のバラツキ、経年変化、温度変化などで変動するため抵抗モデルに誤差が生じ、逆起電圧の推定値にも誤差が生じる。その結果、モータ軸の角度推定値にも誤差が生じてしまい、電動パワーステアリング装置の制御において、電流変動、制御音などの不具合が発生してしまう。

【0014】

本発明は上述のような事情からなされたものであり、本発明の目的は、抵抗モデルの誤差を補正することにより、安価なロータ位置検出器を用いるにも拘わらず、正確にロータ位置及び角速度を算出でき、モータの低速域においても、また、温度変化等があってもロータ位置をソフトウェアで精度良く算出できるロータ位置推定手段を備えたモータ駆動制御装置を提供すると共に、正しく算出されたロータ位置及び角速度を使用するモータ駆動制御装置を用いて、モータのベクトル制御を正しく実行することにより、例えばスラローム走行などのハンドルの中速切替え操舵であっても、ハンドル操舵に違和感のない、安価で高性能な電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0015】

本発明は、3相以上のブラシレスDCモータの相電圧又は線間電圧を検出する電圧検出手段と、前記モータのモータ電流を検出する電流検出手段と、前記モータのロータ粗位置を検出する位置検出手段と、前記相電圧又は線間電圧、前記モータ電流及びロータ粗位置に基づいて前記モータのロータ位置及び角速度を推定するロータ位置推定部とを具備し、ロータ位置推定部が推定するロータ位置及び角速度と指令値とに基づいて前記モータをベクトル制御するモータ駆動制御装置に関するものであり、本発明の上記目的は、前記ロータ位置推定部が、各相逆起電圧に基づいて前記角速度を算出する角速度算出部と、前記角速度に基づいて前記ロータの電気角を算出する電気角算出部と、前記ロータ粗位置に基づいて前記モータのロータ位相を検出するロータ位相検出部と、前記電気角及びロータ位相の角度誤差と前記モータ電流とに基づいて各相の補正抵抗を算出する補正抵抗算出部と、前記モータ電流を入力とする前記モータのモータモデルと、前記モータモデルの出力及び前記補正抵抗算出部の出力を乗算する乗算部とで成り、前記相電圧又は線間電圧と前記乗算部の出力との差を前記各相逆起電圧とすることによって達成される。

【0016】

また、本発明の上記目的は、前記位置検出手段がホールセンサであることにより、或いは前記補正抵抗をモータ抵抗に加算した加算値を前記乗算部に入力することにより、或いは前記角速度が所定範囲内、前記モータ電流が所定範囲内の少なくとも一方が満たされた場合に前記補正を実行することにより、或いはモータ抵抗をR、前記補正抵抗をR、インダクタンスをL、ラプラス演算子をsとして、前記モータモデルを $(R + R)(L / R \cdot s + 1)$ とすることにより、或いは時定数をT₁とし、前記モータモデルを $(L \cdot s + R) / (T_1 \cdot s + 1)$ とすることにより、或いは前記モータモデルを $(L / R \cdot s + 1) / (T_1 \cdot s + 1)$ とすることによって、より効果的に達成される。

【発明の効果】

【0017】

本発明のモータ駆動制御装置によれば、安価なロータ位置検出センサを用いても、モータの電圧、電流等から算出されるロータの電気角と安価なロータ位置検出センサを組み合わせることにより、モータの低回転速度域も含め、精度の高いロータの電気角或いは角速度を検出することができ、モータ巻線の抵抗値及び温度も補償したモータ駆動制御装置を提供することができる。

【0018】

本発明のモータ駆動制御装置によれば、モータ角速度が所定範囲内又はモータ電流が所定範囲内という条件において、モータ抵抗値を乗じることでソフトウェアの処理的負荷を増大させることなくモータモデルの補正を簡便に行っており、安価で比較的粗いロータ位置検出手段（例えばホールセンサ）を用いてもモータのロータ位置を精度良く推定することができる。

【0019】

また、上記モータ駆動制御装置を車両等の電動パワーステアリング装置に用いた場合には、ホールセンサ等の安価なロータ位置検出センサを用いても精度の高いロータの電気角を検出できるので、トルクリップルの少ないモータ制御により、ハンドルの中速操舵時に

10

20

30

40

50

も滑らかに追従できる安価で高性能な電動パワーステアリング装置を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

先ず本発明の前提となる技術について説明する。

【0021】

モータの電圧として相電圧 V_a , V_b , V_c を検出する例について説明するが、電圧が線間電圧 V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} であっても成立する。線間電圧については、例えば特開2004-312834の数13及び図10のようになる。電圧の他に検出されるものとしてモータの電流 i_a , i_b , i_c があり、モータの巻線抵抗 R_a , R_b , R_c 及びインダクタンス L_a , L_b , L_c はモータの特性から求め求めることができる。モータの各相逆起電圧 e_a , e_b , e_c は、下記のようになる。

(数1)

$$\begin{aligned} e_a &= V_a - (R_a + s \cdot L_a) \cdot i_a \\ e_b &= V_b - (R_b + s \cdot L_b) \cdot i_b \\ e_c &= V_c - (R_c + s \cdot L_c) \cdot i_c \end{aligned}$$

なお、 s はラプラス演算子である。

【0022】

一般的にモータの逆起電圧 e と角速度 ω の関係は、下記のようになる。

(数2)

$$e = K_e \cdot \omega$$

なお、 K_e はモータの逆起電圧定数 [V/rpm] である。

上記数1及び数2はブラシモータの場合であり、ブラシレスモータでは各相の逆起電圧 e_a , e_b , e_c を整流する必要がある。台形波電流制御及び矩形波電流制御では、整流するとは最大値をとることと同一であり、これを式で表わすと下記のようになる。

(数3)

$$= 2 \times \{ \max(|e_a|, |e_b|, |e_c|) \} / K_e$$

ここで、逆起電圧 e_a , e_b , e_c の波形例を図2に示す。整流するとは逆起電圧 e_a , e_b , e_c の包絡線をとることであり、最大値をとることである。なお、数3の分子が2倍されるのは、逆起電圧 e_a , e_b , e_c の絶対値をとることにより、負側の値が正側に重畳されるためである。

【0023】

次に、電気角 θ は次の数4から求めることができる。なお、数4における i_i は積分区間の初期値である。

(数4)

$$= i_i + \frac{d}{dt} t$$

そして、数4をデジタル処理する場合には、下記数5となる。

(数5)

$$= i_i + n \cdot \frac{1}{T_s} \cdot T_s$$

なお、 n は、次のホールセンサ信号を待つ時間 T_s をサンプリング時間 T_s で除算したものであり、図3、図4、図5において、 $T_s = T_{120} - T_{60}$ である。

【0024】

図3はロータ位相推定部で算出された電気角 θ の例を示しており、算出誤差のために時間が経過するに従って誤差が累積していく。その誤差の量を、例えば時点 T_{60} では真値は60度であるのに対し、算出値 e は65度である。時点 T_0 から時点 T_{60} の間に5度の誤差が発生したことになる。しかし、例えば4極モータにホールセンサが3個取り付けられていれば、60度毎に電気角 θ を検出できるので、算出した電気角 θ を補正することができる。その修正の様子を示すのが図4である。図3では時点 T_{60} において算出電気角 e は65度になるが、検出された電気角 θ によって60度に修正される。つま

10

20

30

40

50

り、 i に $i_0 = 60$ 度を代入して、下記数 6 として算出する。

【0025】

【数 6】

$$\theta = \theta_0 + \int_{T_{60}}^{T_{120}} \omega e \, dt$$

よって、時点 T_{60} から時点 T_{120} の区間では、電気角 の初期値を 65 度ではなく 60 度に補正して算出するので、誤差が累積することはない。

【0026】

一方、ホールセンサの検出値を用いて 60 度毎に電気角 を補正できるが、その間は電気角 は誤差を累積している。この誤差累積間の電気角 の誤差を改善するために、次のようにする。算出された電気角 の誤差は、巻線の温度が上昇し、主に巻線抵抗 R_m ($m = a, b, c$) が変化することによって引き起こされる。電気角の角度誤差 から角速度の誤差 0 を求め、角速度の誤差 0 から逆起電圧 e を求め、更に逆起電圧 e から巻線抵抗の補正抵抗 R_m ($m = a, b, c$) を求める。そして、数 1 の巻線抵抗 R_m を ($R_m + R_m$) に置き換えた抵抗 R_m で、電気角 0 を算出する。この内容を式で表わすと、下記のようになる。

【0027】

先ず電気角の誤差角度 0 は
(数 7)

$$= - 0$$

であり、デジタル処理では

(数 8)

$$= n \cdot T_s \cdot$$

となり、この数 8 から角速度の誤差 0 を求め、更に逆起電圧 e を下記数 9 に従って求める。

(数 9)

$$e = \cdot K_e / 2$$

次に、補正抵抗 R_m を下記数 10 に従って求める。

(数 10)

$$R_m (m = a, b, c) = e / i_m$$

そして、補正抵抗 R_m を補正する前のモータ巻線抵抗 R_m に対して、求められた補正抵抗 R_m を考慮した正しいモータの巻線抵抗 R_m は、下記数 11 となる。

(数 11)

$$R_m (new) = R_m + R_m$$

数 11 で求めた巻線抵抗 R_a, R_b, R_c を数 1 に代入し、数 6 に従って電気角 0 を 60 度毎に検出した電気角 i_0 で補正すると、その結果は図 5 に示すように誤差が減少する。それでも誤差が残る理由は、温度変化の原因が厳密には巻線抵抗だけでなく、検出電圧や電流の誤差等が存在するためである。

【0028】

なお、モータ巻線抵抗の温度係数 (/) は材質、形状等から既知であるので、巻線抵抗の温度変化分 T は下記数 12 で求めることができる。

(数 12)

$$T = R /$$

以上の理論を前提としたモータ駆動制御装置を電動パワーステアリング装置に適用した例を、図 6 及び図 7 を参照して説明する。

【0029】

図 6 において、モータ 1 は 4 極 3 相のブラシレス DC モータであり、モータ 1 には図示しないロータがあり、ロータの電気角を検出する位置検出センサとしてのホールセンサ 4

10

20

30

40

50

8 (48-1, 48-2, 48-3) が 120 度毎に配されている。その結果、モータ 1 のロータの電気角 は 60 度間隔でロータ粗位置として検出することができる。モータ 1 をトルクリップルが少ないようにベクトル制御するためには、正確なロータの電気角 10 を正しく算出する必要があり、トルク指令値 T_{ref} から電流指令値 I_{avref} , I_{bref} , I_{cref} を算出するため、ロータの電気角 及び角速度 を用いて算出する。ベクトル制御部 100 で算出された電流指令値 I_{avref} , I_{bref} , I_{cref} を基準値として、電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 で検出された電流 i_a , i_b , i_c をフィードバックして減算部 20-1, 20-2, 20-3 で誤差電流を求める。その誤差電流を入力とする比例積分 (PI) 部 21 によって電圧指令値 V_{pa} , V_{pb} , V_{pc} を求め、PWM 制御部 30 はインバータ 31 を電圧指令値 V_{pa} , V_{pb} , V_{pc} に基づいて PWM 制御する。精度の高い電気角 及び角速度 は、ロータ位置推定部 200 によって算出される。

【0030】

ロータ位置推定部 200 の詳細を図 7 に示して説明する。

【0031】

ロータ位置推定部 200 には、電圧検出回路 33-1, 33-2, 33-3 で検出されたモータ相電圧 V_a , V_b , V_c 、モータ電流 i_a , i_b , i_c 、ホールセンサ 48-1, 48-2, 48-3 からのロータ粗位置としての電気角 $\theta = 0, 60, 120, 180, 240, 300$ 度が入力される。電気角 θ の取付位置は 0 度でなくても良く、例えばホールセンサ 48-1 を 30 度の位置に設置した場合には、 $\theta = 30, 90, 150, 210, 270$ 度になる。モータ電流 i_a , i_b , i_c は伝達関数部 201-1, 201-2, 201-3 に入力される。ここで、伝達関数部 201-1, 201-2, 201-3 の伝達関数は下記数 13 で表わされ、これは数 1 に相当する。

(数 13)

$$Z = (Rm + s \cdot Lm) / (s \cdot T_f + 1)$$

なお、 $m = a, b, c$ であり、 s はラプラス演算子である。

数 13 の分子は数 1 のモータ電流に乘ずるインピーダンス ($Rm + s \cdot Lm$) である、該インピーダンスに、数 1 には存在しないローパスフィルタの伝達関数である $1 / (s \cdot T_f + 1)$ を乗じている。ローパスフィルタを用いる理由は、電流 i_a , i_b , i_c にはノイズが含まれるので、ノイズを除去するためであり、理論的な意味より実用的な意味がある。

【0032】

減算部 202-1, 202-2, 202-3 にモータ電圧 V_a , V_b , V_c と伝達関数部 201-1, 201-2, 201-3 の出力とが入力され、それらの差をとると各相の逆起電圧 e_a , e_b , e_c が算出される。つまり、数 1 を実行して各相の逆起電圧 e_a , e_b , e_c を算出する。

【0033】

次に、角速度算出部 203 に各相の逆起電圧 e_a , e_b , e_c を入力して数 3 を実行し、角速度 ω を算出する。角速度算出部 203 で必要な逆起電圧の最大値算出の方法としては、数 3 に示すように絶対値をとって 2 倍して、逆起電圧 e_a , e_b , e_c の最大値を算出する方法もあるが、図 2 から分かるように、電気角 θ によってどの相の逆起電圧が最大値になるか決まっているので、ホールセンサ 48 (48-1 ~ 48-3) が検出する 60 度毎の電気角 θ を利用して、下記式から導き出す。

(数 14)

$$= (e_a \times C_a + e_b \times C_b + e_c \times C_c) / K_e$$

なお、 C_a , C_b , C_c はコミュニケーション (転流) を表わすパラメータであり、台形波電流及び矩形波電流では「1」、「0」又は「-1」の値をとり、電気角 θ によってパラメータ C_a , C_b , C_c が「1」になる区間と、「0」になる区間と、「-1」になる区間とが決定されるが、その区間はホールセンサ 48 の検出信号 $Shall$ によって決定することができる。

【0034】

数14を用いて角速度 ω を算出する場合、角速度算出部203には逆起電圧 e_a, e_b, e_c 及びロータ位相検出部205からの電気角 θ が入力され、それを基にパラメータ C_a, C_b, C_c が決定され、角速度算出部203で数14が実行されて角速度 ω が算出される。

【0035】

次に、角速度 ω から電気角 θ を求める電気角算出部204は数6で示す積分であり、角速度 ω を入力して電気角 θ を算出する。電気角算出部204で算出された電気角 θ に、誤差がある場合には、その誤差が積分で蓄積されるために図3で示すような結果になり、正確な電気角 θ は算出されない。

10

【0036】

そのため、図7に示すようにロータ位置推定部200内にロータ位相検出部205を設けており、ロータ位相検出部205にはホールセンサ48からのホールセンサ信号 S_{h11} が入力され、検出された電気角 $\theta_0 = 0, 60, 120, 180, 240, 300$ 度が出力される。この検出された電気角 θ_0 を電気角算出部204に入力し、数4及び数6において初期値 θ_i を電気角 θ_0 でリセットする。この結果、図4に示すように時点 T_6 において、電気角の真値60度に対し算出値 θ は65度と誤差5度が発生するが、ロータ位相検出部205の検出値 $\theta_0 = 60$ 度で算出値 θ は60度にリセットされるので、次の積分区間、つまり時点 T_6 から時点 T_{120} の間は初期値 θ_i を60度として誤差をリセットした状態で計算するので、誤差は蓄積されることはない。他の区間も同様である。

20

【0037】

図8はモータ巻線抵抗の補正を行う場合のロータ位置推定部200の構成例を示しており、検出される電気角 θ と当該時点の算出された電気角 θ との誤差を減算部206において求める。例えば、時点 T_6 における電気角 θ と電気角 $\theta_0 = 60$ 度との誤差角度 $\Delta\theta$ を算出するが、これは数7を実行することを意味する。次に、誤差角速度検出部207において、数8を実行する。つまり、誤差角速度検出部207では $\Delta\omega = \Delta\theta / (n \cdot T_s)$ を実行し、電気角の誤差角度 $\Delta\theta$ から角速度の誤差 $\Delta\omega$ を算出する。次に、数9を実行するための誤差逆起電圧算出部208によって誤差角速度 $\Delta\omega$ を入力し、数9に従って誤差逆起電圧 e が算出される。そして、誤差抵抗算出回路209では、数10に従って $R_m = e / i_m$ から温度変化による巻線抵抗の補正抵抗 R_m ($m = a, b, c$)を算出する。

30

【0038】

次に、抵抗補正部210において、巻線抵抗 R_m は、誤差抵抗算出部209で算出された補正抵抗 R_m を考慮した($R_m + R_m$)に置き換えられる。最後に、抵抗補正部210で算出された新たな抵抗値 $R_a = R_a + R_a, R_b = R_b + R_b, R_c = R_c + R_c$ が伝達関数部201-1, 201-2, 201-3の抵抗 R_a, R_b, R_c に代入され、温度変化を考慮した正しい抵抗値を用いて新たに角速度 ω 或いは電気角 θ を算出する。その結果、図4に示すように時点 T_6 においてA点における $\theta = 65$ 度と誤差が5度であったものが、例えば図5に示すように時点 T_6 においてA'点における $\theta = 61$ 度となり、誤差が1度に改善することができる。つまり、ロータ位置検出センサが検出する離散的な電気角 θ 同士の間の区間の算出電気角 θ の精度を大幅に改善することができる。

40

【0039】

そして、誤差抵抗算出部209で算出された補正抵抗 R_m を変化温度算出部211に入力する。変化温度算出部211では、数13に示す温度変化分 $T = R_m / R_m$ を実行して温度変化分 T を算出する。ここで、補正抵抗 R_m は R_a, R_b, R_c の3種類があるので、算出された温度変化分 T も3種類発生する可能性があるが、最大値を利用するか、最小値を利用するか、或いは平均値を利用するかは、利用対象或いは装置全体を考慮して選択する。また、温度変化分 T が判明すれば、初期温度 T_a に T を加算

50

して巻線抵抗の温度 $T_c = T_a + \Delta T$ も算出可能となる。

上述のようにモータ逆起電圧は各相の電流、電圧、抵抗モデルから推定しているが、モータの実抵抗値は製造時のバラツキ、経年変化、温度変化などで変動するため、抵抗モデルに誤差が生じ、逆起電圧の推定値にも誤差が生じる。その結果、モータ軸の角度推定値にも誤差が生じてしまい、電動パワーステアリング等の高度な制御においては電流変動、制御音などの不具合が発生するため、本発明では電流変動、制御音を抑えるための抵抗モデル誤差の補正を行う。

【0040】

即ち、低速回転時は逆起電圧が小さいため誤差が大きく、正しく補正抵抗 R_m を算出することができない。また、高速回転時はホールセンサ信号の変化タイミングが正確に検出できないため、正しく補正抵抗 R_m を算出することができない。例えばモータ角速度 1200 rpm の場合、ホールセンサ信号の変化間隔は 4.167 ms となり、モータ角速度 1800 rpm の場合、ホールセンサ信号の変化間隔は 2.778 ms 、サンプリング周期は 1 ms 程度が普通なので、かなりの誤差になる。また、高速回転時はノイズ除去のためのローパスフィルタの遅れの影響も誤差となり、正確な補正抵抗 R_m を算出することができない。そして、逆起電圧を算出する際にも $R \cdot I$ を計算するため、モータ電流が小さいときも正しく補正抵抗 R_m を算出することができない。そのため、本発明では、モータ角速度が所定範囲内、又は及びモータ電流が所定範囲内という条件において、補正抵抗 R_m の算出と、モータモデルの補正を行う。

10

20

30

【0041】

ここにおいて、図8の例は原理的なモータモデル補正であり、原理的には何ら問題がない。しかしながら、ソフトウェアとして実装する場合、変更すべき定数が3つあり、中間変数のリセット演算が必要になるなど処理的負荷が大きい。

【0042】

抵抗モデルに誤差があるため角度推定値も誤差を生じるが、ホールセンサ信号が変化したとき、実角度と角度推定値の角度の誤差が分かるので、本発明では、この角度誤差から抵抗成分誤差に相当するものを算出し、抵抗モデル値を調整するようにフィードバックし、逆起電圧の推定誤差を減少させる。このように抵抗誤差を補正することにより、ホールセンサ信号間の角度推定精度が向上し、電流変動を抑えることができ、制御音を減少させることができる。

30

【0043】

モータモデルは $Ls + R$ であり、モータ抵抗値 R が R_m になった場合、モータモデルは $Ls + R_m$ となる。しかし、このモータモデルをソフトウェアで実装するには上記理由から不都合である。そこで、抵抗値のノミナル値 R で除算した $L / R \cdot s + 1$ にモータ抵抗値を乗算してモータモデルとすると、下記数15となる。

(数15)

$$(R_m + R) (L / R \cdot s + 1)$$

数15において、 $L / R \cdot s + 1$ は変わらないため、定数変更や中間変数のリセット演算は不要である。 $L \cdot s + R + R_m$ と数15とは厳密には等しくないが、ほぼ等しいため実用上では問題を生じない。更に純粋な微分はソフトウェアでは実現できないため、 $(L \cdot s + R) / (T_1 \cdot s + 1)$ と実装すれば良く、モデルとしてはモータ抵抗値 R で除算した $(L / R \cdot s + 1) / (T_1 \cdot s + 1)$ を用いれば良い。

40

【0044】

モータ逆起電圧は数1で表わされ、モータ中立点 - a 相間逆起電圧 E_{an} は、a 相端子 - モータ中立点間電圧を V_{an} として下記数16のように表わされる。

【0045】

【数16】

$$E_{an} = V_{an} - (L \frac{di}{dt} + R_a \cdot i_a)$$

50

インダクタンス L のモデル化誤差は静的な電流には影響されないので、インダクタンス L の誤差を無視して考える。抵抗値各相によってノミナル値と誤差があり、この誤差量を推定し、抵抗値とすることで角度推定の誤差をなくすようとする。抵抗 R_a については下記数 17 で表わされる。抵抗 R_b , R_c についても同様である。

【数 17】

$$R_a = R_m + \Delta R_a$$

数 16 に数 17 を代入すると下記数 18 になる。なお、 $T_2 = L / R_m$ である。

【0 0 4 6】

【数 18】

$$E_{an} = V_{an} - \left(L \frac{d}{dt} i_a + (R_m + \Delta R_a) \cdot i_a \right)$$

10

数 18 の右辺第 2 項は伝達関数として実現できないため、フィルタを考慮して下記数 19 のように実現する。

【0 0 4 7】

【数 19】

$$E_{an} = \frac{1}{T_1 s + 1} V_{an} - \frac{L s + (R_m + \Delta R_a)}{T_1 s + 1} i_a$$

$$\approx \frac{1}{T_1 s + 1} V_{an} - \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1} (R_m + \Delta R_a) i_a$$

20

また、電気角 θ は数 4 で表わされ、数 4 に数 3 を代入すると共に数 16 を代入すると、下記数 20 が成立する。他相の b 相及び c 相についても同様である。

【0 0 4 8】

【数 20】

$$\theta = \theta_i + \frac{1}{K_e} \int_0^t e_a dt = \theta_i + \frac{1}{K_e} \int_0^t (V_{an} - L \frac{d}{dt} i_a - R_a \cdot i_a) dt$$

ここで、誤差角度 $\Delta \theta$ を電気角 θ に加算し、補正抵抗 R_a を考慮すると下記数 21 が成り立つ。そして、角度の誤差が全てモータモデル内の抵抗によって発生していると考えると、下記数 21 が成り立つ。

【0 0 4 9】

【数 21】

$$\theta + \Delta \theta = \theta_i + \frac{1}{K_e} \int_0^t (V_{an} - L \frac{d}{dt} i_a - R_a \cdot i_a - \Delta R_a \cdot i_a) dt$$

30

上記数 21 より、誤差角度 $\Delta \theta$ は下記数 22 となる。

【0 0 5 0】

【数 22】

$$\Delta \theta = K \cdot \Delta R_a \int_0^t i_a dt$$

40

上記数 22 より、下記数 23 が求まる。他相の b 相及び c 相についても同様である。

【0 0 5 1】

【数 23】

$$\Delta R_a = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta \theta}{\int_0^t i_a dt} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta \theta}{\sum i_a}$$

なお、低速時には逆起電圧が小で誤差が大きくなり、抵抗変化分 R_m を正確に算出することができず、また、高速時はホールセンサ信号の変化タイミングがずれ、ローパスフィルタによる誤差が含まれ、抵抗変化分 R_m を正確に算出することができない。そのた

50

め、本発明では誤差の小さい範囲で抵抗変化分 R_m の算出を行う。

【0052】

図9は本発明の実施例を図8に対応させて示しており、減算部206で求められた電気角の誤差角度 θ と、電流 i_a, i_b, i_c とが補正抵抗算出部220に入力され、誤差角度 θ と電流 i_a, i_b, i_c とに基づいて前記数23が各相について演算され、補正抵抗 R_m ($m = a, b, c$) が算出される。この算出はモータ角速度 ω が所定範囲内又は及びモータ電流 i_a, i_b, i_c が所定範囲内のとき、つまり少なくとも一方の条件が満たされたときに行う。補正抵抗 R_m は変化温度算出部211に入力されると共に、抵抗補正部221に入力される。抵抗補正部221では前記数16を実行して補正された抵抗 R_a', R_b', R_c' を求め、抵抗 R_a', R_b', R_c' をそれぞれ乗算部223a, 223b, 223cに入力する。

【0053】

また、電流 i_a, i_b, i_c はそれぞれ上述したモータモデル222a, 222b, 222cに入力され、高周波ノイズを除去された電流がそれぞれ乗算部223a, 223b, 223cに入力され、補正された抵抗 R_a', R_b', R_c' との乗算が行われる。なお、モータモデル222a, 222b, 222cにおける T_2 は L/R を示している。乗算部223a, 223b, 223cの乗算結果はそれぞれ減算部202-1、202-2、202-3に入力されて、モータ相電圧 V_a, V_b, V_c からそれぞれ減算されることにより前記数19が実行される。図9ではモータ相電圧 V_a, V_b, V_c を直接減算部202-1、202-2、202-3に入力しているが、ローパスフィルタ ($1/s \cdot T_f + 1$) を介挿しても良い。

【0054】

このようなソフトウェア上の演算を実行することにより、数19で示される各相のモータ逆起電圧 E_{an}, E_{bn}, E_{cn} を算出することができ、これにより角速度算出部203で角速度 ω を正しく算出することができ、更に電気角 θ を正しく算出することができる。

【図面の簡単な説明】

【0055】

【図1】モータの逆起電圧を説明する原理図である。

【図2】逆起電圧からロータの電気角速度を算出する原理を示す図である。

【図3】電気角 θ の算出結果例を示す図である。

【図4】電気角 θ の算出結果例を示す図である。

【図5】電気角 θ の算出結果例を示す図である。

【図6】モータ駆動制御装置の構成例を示すブロック図である。

【図7】ロータ位置推定部の構成例を示すブロック図である。

【図8】電気角を算出する装置構成例を示すブロック図である。

【図9】本発明の実施例を示すブロック図である。

【図10】従来の電気角 θ を用いたモータのベクトル制御装置の構成例を示すブロック図である。

【符号の説明】

【0056】

1	モータ
11	ロータ位置検出センサ
20-1, 20-2, 20-3	減算部
21	P I 制御部
22	2相 / 3相変換部
23	3相 / 2相変換部
24	P W M 制御部
31	インバータ
32-1, 32-2, 32-3	電流検出回路

10

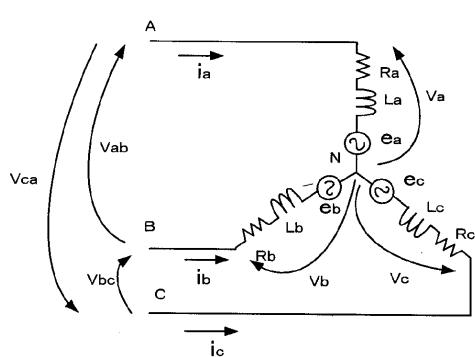
30

40

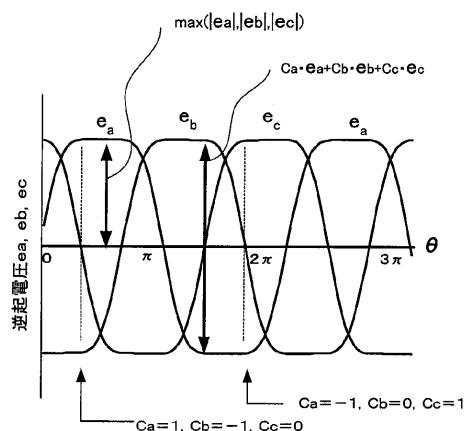
50

3 3 - 1 , 3 3 - 2 , 3 3 - 3	電圧検出回路
4 8 - 1 , 4 8 - 2 , 4 8 - 3	ホールセンサ
1 0 0	ベクトル制御部
2 0 0	ロータ位置推定部
2 0 1	伝達関数部
2 0 2	減算部
2 0 3 、 2 0 3 a	角速度算出部
2 0 4	電気角算出部
2 0 5	ロータ位相検出部
2 0 6	減算部
2 0 7	誤差角速度算出部
2 0 8	誤差逆起電圧算出部
2 0 9	誤差抵抗算出部
2 1 0	抵抗補正部
2 1 1	変化温度算出部
2 1 2	ローパスフィルタ
2 2 0	補正抵抗算出部
2 2 1	抵抗補正部
	10

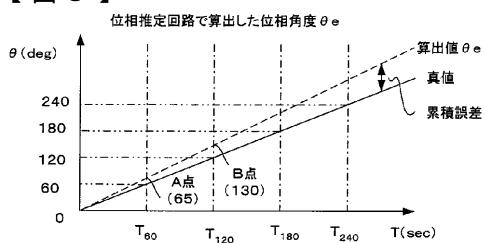
【図 1】



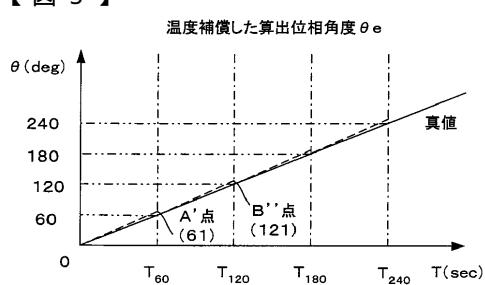
【図 2】



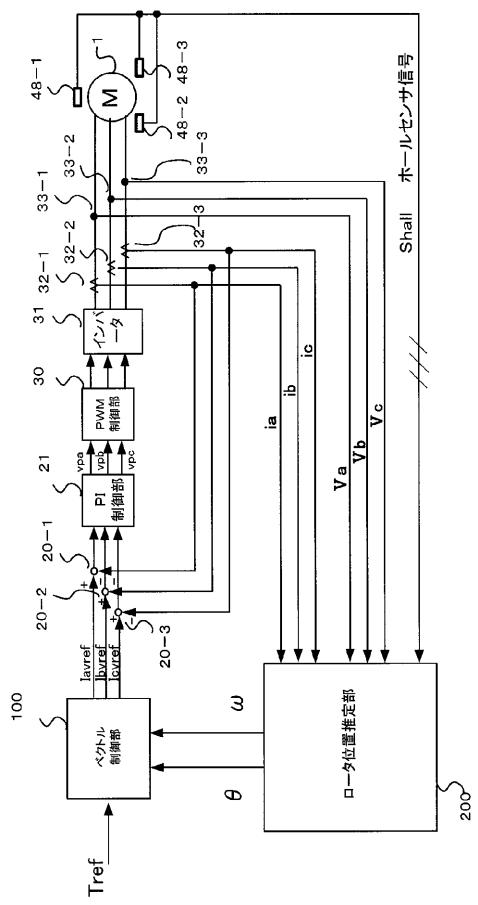
【図 3】



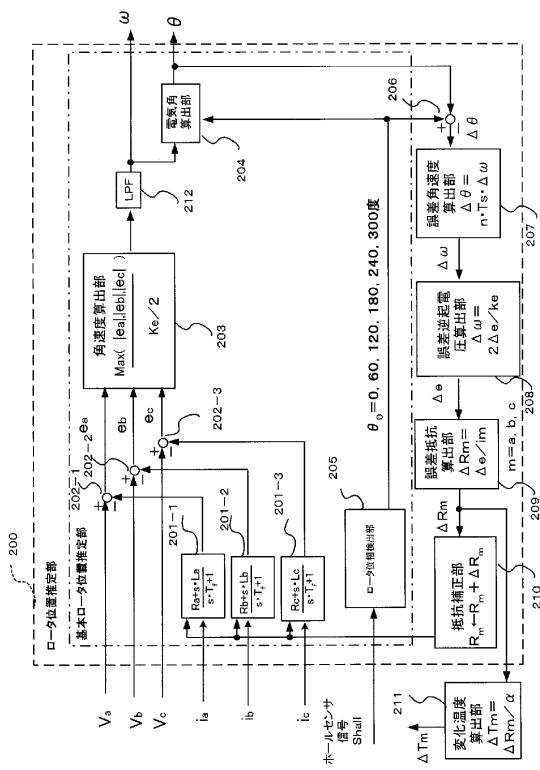
【図 5】



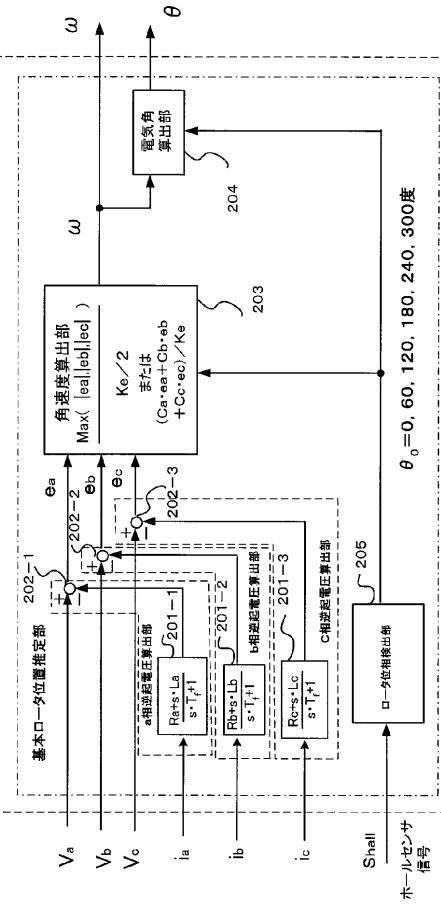
【 図 6 】



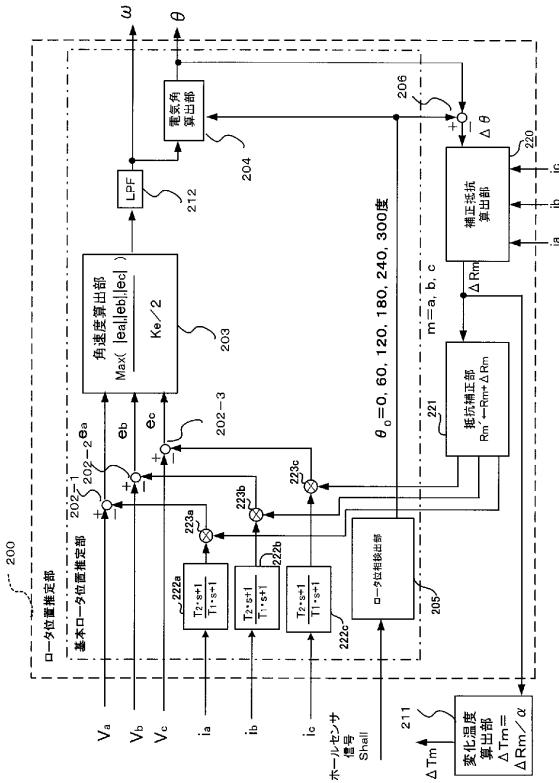
【 四 8 】



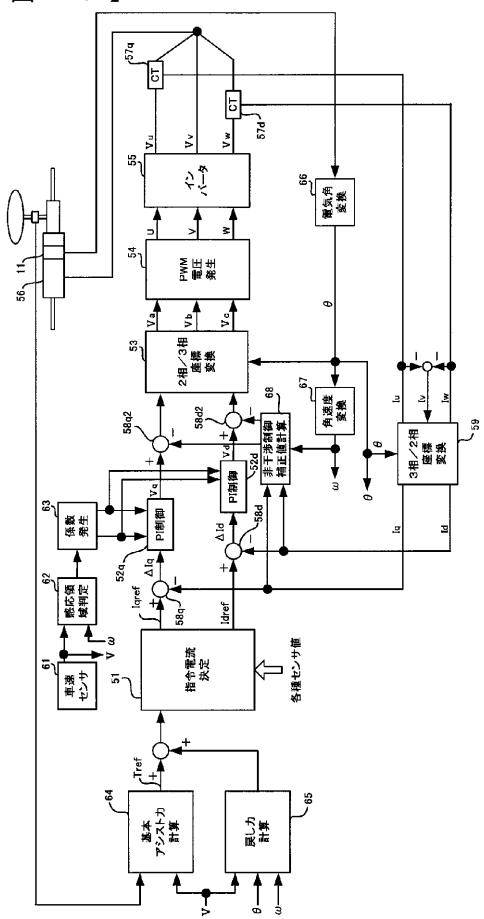
【 図 7 】



【 図 9 】



【 図 1 0 】



フロントページの続き

(72)発明者 森 堅吏

群馬県前橋市鳥羽町7 8番地 N S Kステアリングシステムズ株式会社

F ターク(参考) 3D233 CA03 CA13 CA20 CA21

5H505 AA06 DD08 EE41 EE49 GG04 HB02 JJ24 LL16 LL22 LL24

LL41

5H560 AA02 BB04 BB12 DA02 DA12 DA19 DB13 EB01 XA02 XA12

XA13