

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4211110号
(P4211110)

(45) 発行日 平成21年1月21日(2009.1.21)

(24) 登録日 平成20年11月7日(2008.11.7)

(51) Int.Cl. F1
H02P 6/18 (2006.01) H02P 6/02 371S

請求項の数 2 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願平11-10140	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成11年1月19日(1999.1.19)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2000-217384(P2000-217384A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成12年8月4日(2000.8.4)	(74) 代理人	100097445
審査請求日	平成17年7月19日(2005.7.19)		弁理士 岩橋 文雄
		(74) 代理人	100109667
			弁理士 内藤 浩樹
		(74) 代理人	100109151
			弁理士 永野 大介
		(72) 発明者	植崎 和成
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内
		(72) 発明者	飯島 友邦
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位置センサレスモータの制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ロータと、複数相のコイルが巻かれたステータと、速度指令値に応じた電圧を前記コイルに印加する電圧印加手段と、前記電圧印加手段により前記コイルに流れる電流値を検出し出力する電流値出力手段と、モータ定数を含むモータのモデル式と前記電流値出力手段から出力された前記電流値と前記電圧印加手段により印加された電圧値とに基づき前記ロータの推定角度を演算出力する推定位置出力手段と、直流量で与えられる電流指令値を出力する電流指令値出力手段と、前記ロータの前記推定角度を用いて前記コイルに流す電流が前記電流指令値となるように制御する電流制御手段とを具備する位置センサレスモータの制御装置であって、

前記推定位置出力手段は、前記電流指令値が小さいときに比べて前記電流指令値が大きいときの前記モータ定数に含まれる前記コイルのインダクタンスが小さくなるように、前記電流指令値に応じて前記インダクタンスを変更するとともに、前記速度指令値が大きいときに比べて前記速度指令値が小さいときの前記推定角度の位相が遅れるように、前記速度指令値に応じて前記モータ定数を変更することで、前記推定角度を補正することを特徴とする位置センサレスモータの制御装置。

【請求項2】

前記推定位置出力手段は、モータの動作開始時に比べて動作開始一定期間後に前記モータ定数に含まれる前記コイルの抵抗値が大きくなるように前記抵抗値も変更することを特徴とする請求項1に記載の位置センサレスモータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は位置センサを用いずにモータモデル式と電流値、電圧値などを用いて演算出力したロータの位置（回転角度）を用いてモータを制御する事が可能な位置センサレスモータの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

位置センサを用いずに電流センサから検出された電流と印加された電圧を用いてロータ位置をモータのモデル式から推定する方式がある。そして位置 を用い180度の通電指令波形を作成し、180度（サイン波）通電駆動を行う。この技術に関しては電気学会論文集D、115、p420（平7年4月）や電気学会論文集D、110、p1193（平2年11月）に記載されたものが良く知られている。

10

【0003】

前者の内容の推定式について簡単に説明する。

【0004】

モータの回転子磁極上に定義されたd軸とq軸電圧方程式は次式で表される。

【0005】

【数1】

$$\begin{aligned} V_d &= (R+pL_d) \cdot i_d - \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q &= \omega \cdot L_d \cdot i_d + (R+pL_q) i_q + E \end{aligned}$$

20

【0006】

上式において i_d 、 i_q は電流のd軸、q軸成分、 L_d 、 L_q はインダクタンスのd軸、q軸成分、 V_d^* 、 V_q^* は電圧のd軸、q軸成分、 R は相巻線抵抗値、 E は速度起電力、 ω は回転角速度である。また、 θ_c をd、q軸上の電機子鎖交磁束とすると $E = K_e \cdot \omega$ となる。

【0007】

（数1）のモータのモデル式から導かれた以下の推定式に従い推定回転角度 $\theta_c(n)$ と推定回転角速度 $\omega(n)$ を演算出力する。

30

【0008】

【数2】

$$\begin{aligned} \Delta i_\gamma(n) &= i_d(n) - i_d(n-1) - T/L_d \cdot V_d^*(n-1) + T \cdot R/L_d \cdot i_d(n-1) \\ &\quad + L_q/L_d \cdot i_q(n-1) \cdot \Delta \theta(n-1) \\ \Delta i_\delta(n) &= i_q(n) - i_q(n-1) - T/L_q \cdot V_q^*(n-1) + T \cdot R/L_q \cdot i_q(n-1) \\ &\quad - L_d/L_q \cdot i_d(n-1) \cdot \Delta \theta(n-1) + T/L_q \cdot E(n-1) \\ E(n) &= E(n-1) - K_e \cdot \Delta i_\delta(n) \\ \Delta \theta(n) &= T/K_{em} \cdot E(n) - K_\theta \cdot \Delta i_\gamma(n) \\ \theta_c(n) &= \theta_c(n-1) + \Delta \theta(n) \\ \omega(n) &= K \cdot \omega(n-1) + (1-K) \cdot \Delta \theta(n) \end{aligned}$$

40

【0009】

上式において、 T はPWM周期、 K_{em} は誘起電圧定数、 K_e 、 K_θ 、 K は制御ゲインである。さらに添え字(n)は今回の値、(n-1)は前回の値を示すため、 $\theta_c(n-1)$ は前回計算したPWM毎の回転角速度を示す。

50

【 0 0 1 0 】

以上のように、ロータの位置（回転角度）を知るためのエンコーダなどの位置センサを用いることなく、モータのモデル式を用いて演算する事によってロータの角度と角速度を出力することが可能となる。

【 0 0 1 1 】

【 発明が解決しようとする課題 】

しかしながら上記の従来方式では、モータのモデル式の抵抗 R やインダクタンス L や誘起電圧定数 K_{em} を一定値で与えている。しかし実際のモータではインダクタンス L は印加電流値によって変化する。また実際に計算で用いる電圧値がデッドタイム（上下スイッチング素子の同時導通を避けるための上下両方のスイッチングがオフする期間）などの影響があるため推定する角度が動作条件によって進んだり、遅れたりするため推定角度が実際の値からずれ、効率が低下したり希望通りのトルクが出力されないという問題点がある。

【 0 0 1 2 】

本発明は上記問題点に鑑み、モータモデル式の定数を電流値や回転数などの動作条件によって可変にする推定位置出力手段を設けることによって、動作状態に関わらずロータの実際の位置に精度良く推定する事で高効率な位置センサレスモータの制御装置を提供する事を目的とする。

【 0 0 1 3 】

【 課題を解決するための手段 】

これらの課題を解決するために、本発明の位置センサレスモータの制御装置は、ロータと、複数相のコイルが巻かれたステータと、速度指令値に応じた電圧を前記コイルに印加する電圧印加手段と、前記電圧印加手段により前記コイルに流れる電流値を検出し出力する電流値出力手段と、モータ定数を含むモータのモデル式と前記電流値出力手段から出力された前記電流値と前記電圧印加手段により印加された電圧値とに基づき前記ロータの推定角度を演算出力する推定位置出力手段と、直流量で与えられる電流指令値を出力する電流指令値出力手段と、前記ロータの前記推定角度を用いて前記コイルに流す電流が前記電流指令値となるように制御する電流制御手段とを具備する位置センサレスモータの制御装置であって、前記推定位置出力手段は、前記電流指令値が小さいときに比べて前記電流指令値が大きいときの前記モータ定数に含まれる前記コイルのインダクタンスが小さくなるように、前記電流指令値に応じて前記インダクタンスを変更するとともに、前記速度指令値が大きいときに比べて前記速度指令値が小さいときの前記推定角度の位相が遅れるように、前記速度指令値に応じて前記モータ定数を変更することで、前記推定角度を補正するものである。

【 0 0 1 4 】

【 発明の実施の形態 】

以下、本発明の実施の形態について図 1 から図 1 2 を用いて説明する。

【 0 0 1 5 】

（実施の形態 1）

図 1 は第 1 の実施の形態における位置センサレスモータの制御装置のブロック図である。

【 0 0 1 6 】

図 1 において、1 はモータ、2 はロータ、3 はステータのコイル、4 は電圧印加手段、5 は電流値出力手段、6 は電流センサ、7 は A/D コンバータ、8 は 3 相 2 相変換部、9 は推定位置出力手段、10 は A/D コンバータ、11 は速度制御部、12 は電流指令値出力手段、13 は電流値制御手段、14 は電圧指令作成部、15 は 2 相 3 相変換部、16 は PWM 制御器である。

【 0 0 1 7 】

以下、その動作について詳細に説明する。

【 0 0 1 8 】

モータ 1 は表面に永久磁石が配置されたロータ 2 とステータ（図示せず）に巻かれたコイル 3（u 相コイル 3 u、v 相コイル 3 v、w 相コイル 3 w）から構成される。

【 0 0 1 9 】

電圧印加手段 4 は図 2 に示す様に直流電源 2 0 とトランジスタなどのスイッチング素子 (Q 1 ~ Q 6) とスイッチング素子と逆並列に接続されたダイオード (D 1 ~ D 6) 、ベースドライブ回路 2 1 から構成される。スイッチング素子 (Q 1 ~ Q 6) をオン、オフして直流電源から電圧を与え各相のコイル 3 u 、 3 v 、 3 w に電流を流す。ここで、オン信号に応じてスイッチング素子を導通するためのベースドライブ回路 2 1 が設けられている。

【 0 0 2 0 】

次に、電流値出力手段 5 は電流センサ 6 、 A D コンバータ 7 と 3 相 2 相変換部 8 から構成される。まず、コイル 3 に流れる電流はその内の 2 つの相の電流値が電流センサ 6 によって検出され電圧出力される。そして電圧はマイコンに内蔵されている A D コンバータ 7 によってマイコン内に取り込まれる。そして 3 相 2 相変換部 8 は次式の演算を行い 3 相交流電流 (i u 、 i v) から 2 相直流量 (I d 、 I q) への変換し出力する。

【 0 0 2 1 】

【数 3】

$$I_d = \sqrt{2} [i_v \cdot \sin \theta_c - i_u \cdot \sin(\theta_c - 2/3 \cdot \pi)]$$

$$I_q = \sqrt{2} [i_v \cdot \cos \theta_c - i_u \cdot \cos(\theta_c - 2/3 \cdot \pi)]$$

【 0 0 2 2 】

上式で用いるロータの角度 θ_c は後述する推定位置出力手段 9 から出力される推定角度 θ_c を用いる。

【 0 0 2 3 】

次に電流指令値 (i d* 、 i q*) を作成する手段について述べる。まず、速度指令値 * に対応する電圧が A D コンバータ 1 0 を通してマイコン内に取り込まれる。また、推定位置出力手段 9 から出力される角速度の推定値 ω_c も速度制御部 1 1 に入力される。そして速度指令値 * と推定角速度 ω_c の差を比例・積分 (P I) 制御を行いトルク指令 T を出力する。次に電流指令値出力手段 1 2 はトルク指令 T を直流量の電流指令値 (i d* 、 i q*) に変換して出力する。ここで、トルクと電流との間には次式が成立する。

【 0 0 2 4 】

【数 4】

$$T = P \{ \phi_a \cdot i_q + (L_q - L_d) i_q \cdot i_d \}$$

【 0 0 2 5 】

ここで、 i d 、 i q はそれぞれ電流値出力手段 5 から出力される電流値の d 軸成分、 q 軸成分である。また、 ϕ_a は永久磁石の誘起電圧定数から求められる値、 P はロータの極対数である。

【 0 0 2 6 】

ここで、一般の表面磁石形モータ (S P M) では $L_q = L_d$ であるため、トルク指令値 T から電流指令値に次のように変換される。

【 0 0 2 7 】

【数 5】

$$(i_d^*, i_q^*) = (0, T / (P \cdot \phi_a))$$

【 0 0 2 8 】

即ち、上式に依じて電流指令値出力手段 1 2 から電流指令値が出力される。

【 0 0 2 9 】

次に、電流値制御手段 1 3 について説明する。電流値制御手段 1 3 は電圧指令作成部 1 4、2 相 3 相変換部 1 5、P W M 制御器 1 6 から構成される。まず電圧指令作成部 1 4 は電流指令値出力手段 1 2 と電流値出力手段 5 から出力される直流量 (i_{d}^* 、 i_{q}^*) と (i_{d} 、 i_{q}) の各々の誤差を次式の P I 動作に従って電圧指令値 (V_{d}^* 、 V_{q}^*) に変換し出力する。

【 0 0 3 0 】

【数 6】

$$\begin{aligned} I_{d_e} &= I_{d}^* - I_{d} \\ I_{q_e} &= I_{q}^* - I_{q} \\ V_{d}^* &= K_{P} \cdot I_{d_e} + K_{I} \cdot \Sigma(I_{d_e}) \\ V_{q}^* &= K_{P} \cdot I_{q_e} + K_{I} \cdot \Sigma(I_{q_e}) \end{aligned}$$

10

【 0 0 3 1 】

ここで、 K_{P} 、 K_{I} はそれぞれ比例ゲイン、積分ゲインである。

そして、2 相 3 相変換部 1 5 は 2 相直流電圧量 (V_{d}^* 、 V_{q}^*) から 3 相交流量 (V_{u}^* 、 V_{v}^* 、 V_{w}^*) への変換を次式に従って行い出力する。

20

【 0 0 3 2 】

【数 7】

$$\begin{aligned} V_{u}^* &= \sqrt{(2/3)} [V_{d}^* \cdot \cos \theta_{c} - V_{q}^* \cdot \sin \theta_{c}] \\ V_{v}^* &= \sqrt{(2/3)} [V_{d}^* \cdot \cos(\theta_{c} - 2/3 \cdot \pi) - V_{q}^* \cdot \sin(\theta_{c} - 2/3 \cdot \pi)] \\ V_{w}^* &= -V_{u}^* - V_{v}^* \end{aligned}$$

【 0 0 3 3 】

上式で用いるロータの角度 θ_{c} は同様に後述する推定位置出力手段 9 から出力される推定角度 θ_{c} を用いる。

30

【 0 0 3 4 】

次に P W M 制御器 1 6 について図 2 と図 3 を用いて説明する。

【 0 0 3 5 】

電圧印加手段 4 はスイッチング素子 ($Q_{1} \sim Q_{6}$) の損失を低減するためオンまたはオフの動作を行う。この手法はモータのスイッチング素子の制御ではよく知られた P W M 制御というものでありこれについて説明する。

【 0 0 3 6 】

まず、三角波発生回路 2 2 は図 3 に示す三角波を発生させる。そして図 3 に示す電圧 (例えば V_{u}^*) を三角波と比較し電圧が三角波より大きい場合にスイッチング素子 Q_{1} を導通し、電圧が三角波より小さい場合にスイッチング素子 Q_{4} を導通する (実際には後述するようにスイッチング素子 Q_{1} と Q_{4} の同時導通を避けるためスイッチング素子 Q_{1} と Q_{4} が両方 O F F であるデッドタイム期間が存在する)。即ち、P W M 期間 (三角波の 1 周期) にオンまたはオフの指令が与えられ、オン期間の長さによって各相に印加される電圧が制御される。P W M の 1 周期は $300 \mu\text{sec} \sim 50 \mu\text{sec}$ 程度の値が採用されている。

40

【 0 0 3 7 】

次に、推定位置出力手段 9 について説明する。推定位置出力手段 9 は、以下のモータの理論式から導かれたモデル式を用い最終的に回転角度 θ_{c} と回転角速度 (n) を演算出力する。

50

【 0 0 3 8 】

まず、モータ定数の一つの変数である d 軸インダクタンス L_d 、q 軸インダクタンス L_q を以下の式を用いて求める。

【 0 0 3 9 】

【 数 8 】

$$\begin{aligned} L_d &= L_{d_nom} \cdot (1 - K_d \cdot i_d) \\ L_{d_max} &\geq L_d \geq L_{d_min} \\ L_q &= L_{q_nom} \cdot (1 - K_q \cdot i_q) \\ L_{q_max} &\geq L_q \geq L_{q_min} \end{aligned}$$

10

【 0 0 4 0 】

上式においては $L_{d\#max}$ 、 $L_{q\#max}$ は印加電流が小さくステータが飽和していない場合の d 軸、q 軸のインダクタンスの最大値である。また、 $L_{d\#min}$ 、 $L_{q\#min}$ をインダクタンスの最小値、 $L_{d\#nom}$ 、 $L_{q\#nom}$ を演算のための切片、 K_d 、 K_q は比例定数とする。

【 0 0 4 1 】

図 4 に電流 i とインダクタンス L の関係を示す。ここで L_d の変化は i_d 、 L_q の変化は i_q の変化に各々対応している。図 4 に示すようにモータインダクタンスは電流が増加するとステータの磁気飽和によって実線のようにインダクタンスが減少する。そこで演算で用いるインダクタンス L_d 、 L_q を (数 8) に従い点線の様に補正して与える。

20

【 0 0 4 2 】

次に、上式で求めた L_d 、 L_q を用いて、中間変数 $i_d(n)$ と $i_q(n)$ を以下の式から求める。

【 0 0 4 3 】

【 数 9 】

$$\begin{aligned} \Delta i_\gamma(n) &= i_d(n) - i_d(n-1) - T/L_d \cdot V_{d^*}(n-1) + T \cdot R/L_d \cdot i_d(n-1) \\ &\quad + L_q/L_d \cdot i_q(n-1) \cdot \Delta \theta(n-1) \\ \Delta i_\delta(n) &= i_q(n) - i_q(n-1) - T/L_q \cdot V_{q^*}(n-1) + T \cdot R/L_q \cdot i_q(n-1) \\ &\quad - L_d/L_q \cdot i_d(n-1) \cdot \Delta \theta(n-1) + T/L_q \cdot E(n-1) \end{aligned}$$

30

【 0 0 4 4 】

電圧の d 軸成分 V_{d^*} 、q 軸成分 V_{q^*} は電圧指令作成部 14 から出力される電圧指令値を用いる。また、 T は PWM 周期、 E は (数 10) で求められた回転数に比例する誘起電圧、 R は相巻線抵抗値 [] を代入する。さらに添え字 (n) は今回の値、 $(n-1)$ は前回の値を示すため、 $(n-1)$ は前回計算した PWM 毎の移動量を示す。

【 0 0 4 5 】

次に (数 9) で求めた $i_d(n)$ と $i_q(n)$ を次式に代入し誘起電圧 $E(n)$ と PWM 毎の移動量 (n) の演算を行う。

40

【 0 0 4 6 】

【 数 10 】

$$\begin{aligned} E(n) &= E(n-1) - K_e \cdot \Delta i_\delta(n) \\ \Delta \theta(n) &= T/K_{em} \cdot E(n) - K_\theta \cdot \Delta i_\gamma(n) \end{aligned}$$

【 0 0 4 7 】

50

ここで、 K_{em} はモータの回転数あたりの誘起電圧定数、 K_c 、 K_e は制御ゲインを表す。

【0048】

そして、次式に示すように前回角度に今回の移動量を加算して回転角度 θ_c と移動量をフィルタ処理して回転角速度 $\omega(n)$ を演算出力する。

【0049】

【数11】

$$\begin{aligned}\theta_c(n) &= \theta_c(n-1) + \Delta\theta(n) \\ \omega(n) &= K \cdot \omega(n-1) + (1-K) \cdot \Delta\theta(n) / T\end{aligned}$$

10

【0050】

以上のように、ロータ2の位置(角度)を知るためのエンコーダなどの位置センサを用いることなくモータのモデル式を用いて演算する事によってロータ2の角度と角速度を出力することが可能となる。また、インダクタンスの電流量による変化を考慮しているため位置推定精度が良く常に高効率が実現される。例えば、モータの種類や電流量にもよるが実際のLに対して演算で用いるLの値が30%程度大きくなると推定角度は20度程度遅れる場合がある。この場合出力されるトルクは6%程度少なくなり効率の低下が起こる事となる。

【0051】

本実施の形態において図1に示すように電流センサ6を除く電流値出力手段5からPWM制御器16まではアナログ/デジタル変換や演算処理でありマイコン内で実現される。

20

【0052】

尚、本実施の形態では電流値出力手段5から出力される検出電流値を用いてインダクタンスLd、Lqの変更を行っている。ここで、実際に印加される電流は電流制御手段13によって電流指令値に従うように制御されているため、電流指令値出力手段12から出力される電流指令値(i_d^* 、 i_q^*)を用いて(数8)のインダクタンスの補正を行っても同様の効果を得ることは言うまでもない。

【0053】

また、本方式は磁石の付いたモータのみならず、磁石がなく鉄のみで構成されるシンクロナスリラクタンスモータ(SynRM)に対しても有効なことは言うまでもない。ここで、SynRMのモータ式に関する展開は本特許の主要とする所でないため省略する。詳細は電気学会半導体電力変換研究会資料、98年、No.31を参照。前記文献でもインダクタンスを用いて位置を推定している。

30

【0054】

(実施の形態2)

図5は第2の実施の形態における位置センサレスモータの制御装置のブロック図である。

【0055】

図5において、1はモータ、2はロータ、3はステータのコイル、4は電圧印加手段、5は電流値出力手段、6は電流センサ、7はADコンバータ、8は3相2相変換部、10はADコンバータ、11は速度制御部、12は電流指令値出力手段、13は電流値制御手段、14は電圧指令作成部、15は2相3相変換部、16はPWM制御器、19は推定位置出力手段である。

40

【0056】

ここで、既に述べた実施の形態1と同一の動作をする1から8、および10から16については同様の番号を付け説明を省略する。即ち、実施の形態1に対し実施の形態2では推定位置出力手段が変更されている。

【0057】

以下、その動作について説明する。

【0058】

50

実施の形態 1 と同様にロータの角度 θ は後述する推定位置出力手段 19 から出力される推定角度 $\hat{\theta}$ を用い、3 相 2 相変換部 8 は (数 3) と全く同じ演算を行い 3 相交流量 (i_u 、 i_v) から 2 相直流量 (I_d 、 I_q) への変換し出力する。

【 0 0 5 9 】

さらに、実施の形態 1 と同様にロータの角度 θ は後述する推定位置出力手段 19 から出力される推定角度 $\hat{\theta}$ を用い、2 相 3 相変換部 15 は 2 相直流電圧量 (V_d^* 、 V_q^*) から 3 相交流量 (V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^*) への変換を (数 3) と全く同じに行い出力する。

【 0 0 6 0 】

次に、推定位置出力手段 19 は、同様にモータのモデル式から導かれた式を用い最終的に回転角度 θ と回転角速度 ω を演算出力する。同様に演算過程において中間変数 i (n) と \dot{i} (n) を (数 9) から求め、(数 10) により誘起電圧 E (n) と PWM 毎の移動量 $\Delta\theta$ (n) の演算を実施する。さらに (数 11) を用いて前回角度に今回の移動量を加算して回転角度 θ と移動量をフィルタ処理して回転角速度 ω を演算出力する。

10

【 0 0 6 1 】

ここで (数 9) で用いる $V_d^*(n-1)$ 、 $V_q^*(n-1)$ に対して実際に印加される電圧について考える。

【 0 0 6 2 】

まず、電圧を印加するための図 2 に示す電圧印加手段 4 の 1 相分のスイッチング素子 Q1 と Q4 の動作について説明する。スイッチング素子 Q1 とスイッチング素子 Q4 は同時導通によるスイッチング素子の破壊をさけるための同時遮断期間 (デッドタイム) が設けられる。図 6 (a)、図 6 (b) は u 相のスイッチング素子 Q1 とスイッチング素子 Q4 の導通、遮断のタイミングを示す。各々 H (ハイ) の時が導通 (オン) を示し、L (ロウ) の時が遮断 (オフ) を示す。ここで、図 3 (a)、(b) において、スイッチング素子 Q1 とスイッチング素子 Q4 がともに遮断である期間 A1、A2 が存在する。この同時遮断期間をデッドタイムと言う。デッドタイムは図 2 のベースドライブ回路 21 に含まれるマイコンからの信号を伝達するフォトカプラ (図示せず)、スイッチング素子を駆動する回路 (図示せず)、スイッチング素子の立ち上がり、立ち下がりなどの時間差を吸収し同時導通を避けるため数 μ 秒程度設けられている。

20

【 0 0 6 3 】

以上のデッドタイムのため、指令電圧値の絶対値に対して実際に印加される電圧値の絶対値は小さくなる。ここで、モータ 1 に印加される電圧は回転数が高いほど誘起電圧が大きいため大きくなる。デッドタイムによる電圧の低下分が一定であると仮定すると、電圧が大きくなるほどデッドタイムの影響は小さくなる。

30

【 0 0 6 4 】

デッドタイムの影響で電圧が印加されないと電流が小さくなり (数 9) の第 4 項、第 5 項が小さくなるため I は負となり (数 10) の E (n) が大きくなる。 E (n) が大きくなると (数 10) の第 2 式から θ (n) は大きくなり推定値が進み位相が進む事となる。位相が進むと (数 12) の位相 ϕ が $\phi = 0$ からずれる事になりトルクが減少する。

【 0 0 6 5 】

【 数 12 】

40

$$T = P(\phi \cdot a \cdot i \cdot \cos \beta)$$

【 0 0 6 6 】

ここで、 i は i_d 、 i_q のベクトル和で得られる電流値、 ϕ は電流位相である。

【 0 0 6 7 】

以上により (数 10) の K_{em} 一定の場合の回転数とトルク特性図を図 7 に示す。図 7 に示すようにモータから計算されたある K_{em1} を与えると図 7 の点線のように低速度域で電

50

流位相が進みすぎるとトルクが低下している。そこで、 K_{em1} よりも大きい K_{em2} を与えると(数10)の第2式で演算されるように低速度域で が小さくなり位相進みが改善され図7の実線のような速度 - トルク特性が得られる。しかし、低速度域から高速度域まで K_{em2} 一定で演算すると、デッドタイムの影響の小さくなる高速度域に行くと位相が逆に遅れすぎてトルクが低下する事になる。

【0068】

そこで、図8に回転数 と与える誘起電圧定数 K_{em} との関係を示す。図8に示すように低速度域で K_{em2} を用い、高速度域で K_{em1} を用い、その間の回転数で K_{em} を次式に従って変化させる。

【0069】

【数13】

$$K_{em} = (K_{em2} - K_{em1}) \cdot \omega / (\omega L - \omega H) + K_{em3}$$

ただし、 $K_{em2} \geq K_{em} \geq K_{em1}$

【0070】

上式においては は推定位置出力手段19において前回演算された回転角速度 $(n-1)$ を用いる。 L 、 H は図7に示す K_{em} の変化する回転数、 K_{em3} は図7に示す K_{em} の切片の値、 K_{em2} を K_{em} の最大値、 K_{em1} を K_{em} の最小値とする。

【0071】

以上のように K_{em} を与える事により、全ての回転数でトルクが最大となり効率も良くなる。

【0072】

以上のように、ロータ2の位置(角度)を知るためのエンコーダなどの位置センサを用いることなくモータのモデル式を用いて演算する事によってロータ2の角度と角速度を出力することが可能となる。また、回転数によるデッドタイムの影響を考慮しているため位置推定精度が良く常に高効率が実現される。

【0073】

尚、既に述べた様にデッドタイムの影響は電圧が小さい場合に大きいため、電圧指令作成部14から出力される電圧が小さい場合には K_{em} を大きくして、大きい場合には小さくする事によって同様の効果が得られる事は言うまでもない。

【0074】

また電流量が大きいとスイッチング素子の電圧の立ち下がりが早く、電流量が小さいとスイッチング素子の電圧の立ち下がりが遅いため、デッドタイムの影響度合いが異なる。そこで、電流量に応じて K_{em} を変化させても同様の効果が得られる。さらに、回転数、電圧、電流量を全て考慮して K_{em} を変化させる事でより効果が増す事は言うまでもない。

【0075】

ここで、デッドタイムの影響を一定として補償するデッドタイム補償と言われる方式がある。しかし上述したようにデッドタイムの影響は電流量などによって変化するためなかなか完全に補償する事は難しく位相の変化は発生する。そこで K_{em} を変化させる事で位相を調整できることとなり同様の効果を得る。

【0076】

ここで、直接(数9)の V_d^* 、 V_q^* をデッドタイムの影響を考慮して変化させても同様の効果を得ることは言うまでもない。

【0077】

また、(数9)で用いられるコイルの抵抗値 R も起動時は温度が低いいため小さく、動作時は温度が上昇し大きくなる。抵抗値が大きくなると位相が遅れる事となり最適効率位相とはならない。しかし、温度上昇は動作状況や使用環境によって異なるため一意に決定することができないが、抵抗変化を動作開始後の時間の関数で与えるように予め設定する事で

10

20

30

40

50

ある程度の補正が可能となり同様の効果を有する事は言うまでもない。

【0078】

尚、本実施例は電流指令値と電流値出力手段から出力される直流量 (i_d^* 、 i_q^*) と (i_d 、 i_q) の誤差をPI制御によって制御している。しかし従来アナログ系で行っていた3相の電流値制御手段13を構成しても良い事は言うまでもない(図示せず)。即ち、電流値出力手段5から交流量 (i_u 、 i_v) を出力する。そして電流値指令手段12から出力される (i_d^* 、 i_q^*) を推定位置出力手段19から出力される推定位置 c を用いて2相3相変換して交流電流指令値 (i_u^* 、 i_v^*) を出力する。そして i_u^* と i_u 、 i_v^* と i_v の誤差をPI制御して V_u^* 、 V_v^* を求め、 V_w^* を $V_w^* = -V_u^* - V_v^*$ から求める。これらの値をPWM制御器16に与える構成でも同様の効果を得る事は言うまでもない。

10

【0079】

【発明の効果】

以上のように本発明によれば、電圧印加手段4により印加された電圧値と電流値出力手段5から出力された電流値を推定位置出力手段9に入力してモータのモデル式から位置を演算推定する。ここで、推定位置出力手段9はモデル式で用いるモータ定数を動作条件に応じて変化させる。即ち、電流指令値あるいは電流値が増加するとモータのモデル式のインダクタンスを減少させる。そして、誘起電圧定数を回転数が低い時に大きくし、回転数が大きい時に小さくする推定位置手段を設ける。さらに、抵抗値を動作開始時には低く、動作開始一定期間後に大きくする。これにより、インダクタンスの電流量による変化やデッドタイムの影響を補償できる事となり位置推定精度が良く常に高効率な位置センサレスモータの制御装置を提供できる。

20

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施の形態における位置センサレスモータの制御装置のブロック図

【図2】電圧印加手段とPWM制御器の説明図

【図3】電圧指令と三角波とスイッチングの説明図

【図4】第1の実施の形態における電流とインダクタンスの関係図

【図5】第2の実施の形態における位置センサレスモータの制御装置のブロック図

【図6】(a)は第2の実施の形態におけるスイッチング素子Q1の導通・遮断タイミング図

(b)は第2の実施の形態におけるスイッチング素子Q2の導通・遮断タイミング図

30

【図7】第2の実施の形態において K_{em} 一定の場合の回転数とトルクの特性格

【図8】第2の実施の形態における回転数と誘起電圧定数の関係図

【符号の説明】

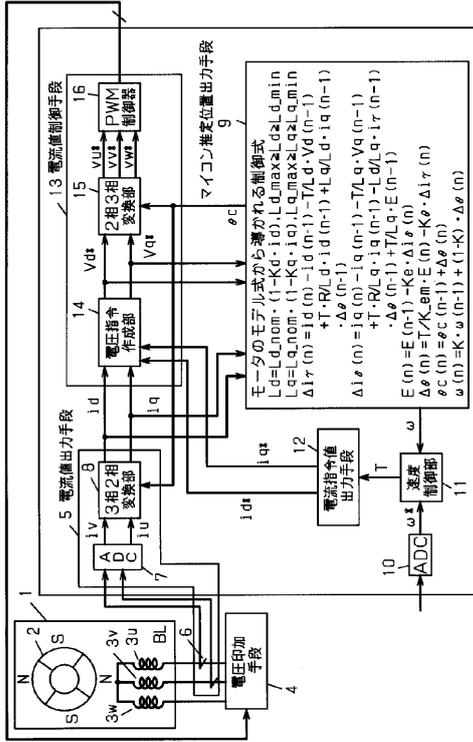
1 モータ

2 ロータ

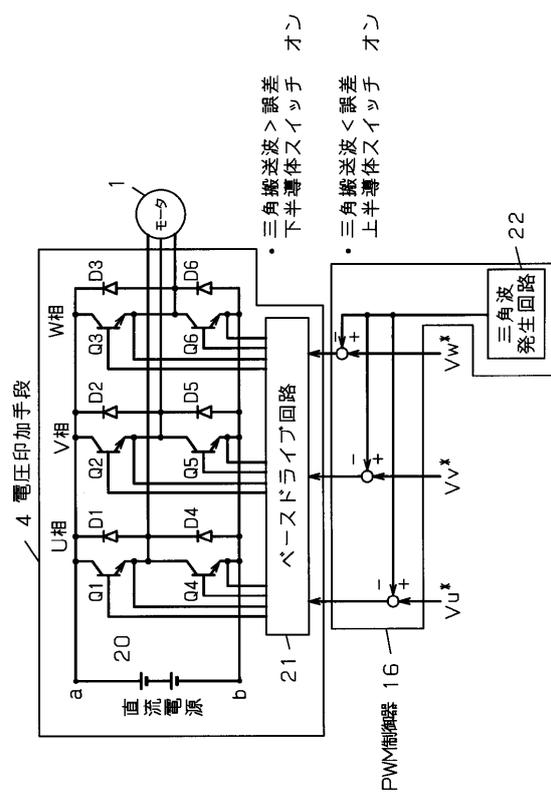
3, 3_u , 3_v , 3_w ステータのコイル

6 電流センサ

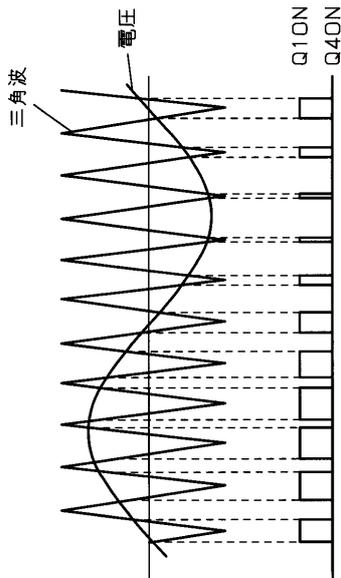
【 図 1 】



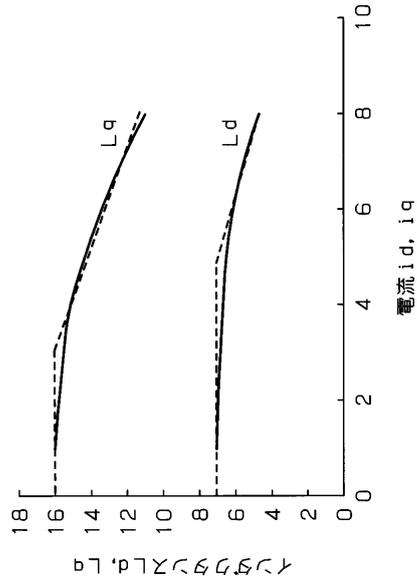
【 図 2 】



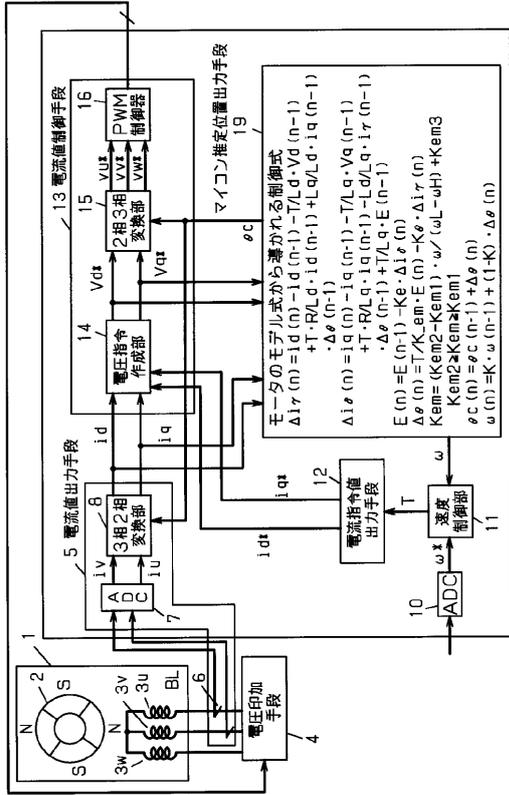
【 図 3 】



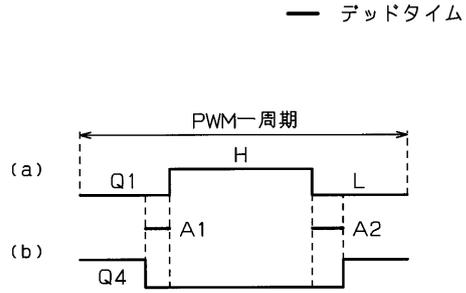
【 図 4 】



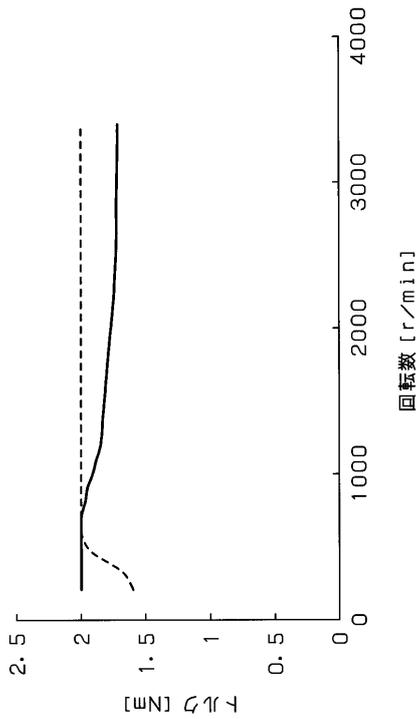
【図5】



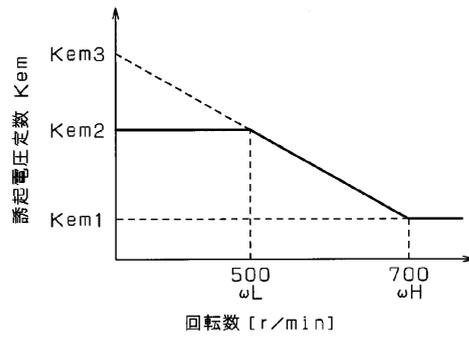
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

- (72)発明者 田澤 徹
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 丸山 幸紀
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

審査官 天坂 康種

- (56)参考文献 特開平08-308286(JP,A)
特開平09-285198(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 6/18