Position and Speed Sensorless Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor with Parameter Identification

Shigeo Morimoto Senior Member (Osaka Prefecture University, morimoto@eis.osakafu-u.ac.jp)

Akihide Shimmei Student Member (Osaka Prefecture University, shinmei@eis.osakafu-u.ac.jp)

Masayuki Sanada Member (Osaka Prefecture University, sanada@eis.osakafu-u.ac.jp)

Yoji Takeda Senior Member (Osaka Prefecture University, takeda@eis.osakafu-u.ac.jp)

Keywords: permanent magnet synchronous motor, parameter identification, least-squares method, sensorless control, dead-time

This paper proposes the sensorless control system of PMSM that doesn't need parametric information beforehand. The parameters of PMSM drive system including inverter are identified at standstill and operating condition.

Fig. 1 shows the proposed sensorless control system of PMSM with parameter identification. The novel d - q model of PMSM drive system including the inverter, which corresponds to the part enclosed with the broken line in Fig. 1, is given by

$$\begin{bmatrix} v_{d,ref} \\ v_{q,ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} + \Delta V \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_u) \\ \text{sgn}(i_v) \\ \text{sgn}(i_w) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

where $v_{d,ref}$, $v_{q,ref}$: voltage references, ΔV : voltage error due to inverter, R_s : resistance consisting of the armature resistance, wiring resistance and on-resistance of the switching device.

The parameters in the model of (1) are identified at standstill and operating condition. At first, the initial rotor position is estimated by a signal injection sensorless scheme, in which the machine parameters are not required. After the initial position has been estimated, R_s , ΔV , L_d and L_q are identified at standstill. Fig. 2 shows the experimental identification performance of L_d , L_q and ΔV at standstill. The parameters are rapidly identified and good performance is obtained.

After the motor starts by the signal injection sensorless control, the sensorless scheme changes to an extended EMF estimation based scheme. The identified parameters of R_s , ΔV , L_d and L_q are used in such sensorless control. The magnet flux-linkage ψ_a , which can not be identified at standstill, is identified under the sensorless operation at medium and high speeds. The effectiveness of the proposed method is verified by several experimental results.

Fig. 2. Identification characteristic of L_d , L_q and ΔV

Fig. 1. Sensorless control system of PMSM with parameter identification

パラメータ同定機能を持つ永久磁石同期モータの 位置・速度センサレス制御システム

上級会員 森本 茂雄* 学生員 神名 玲秀*
正 員 真田 雅之* 上級会員 武田 洋次*

Position and Speed Sensorless Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor with Parameter Identification

Shigeo Morimoto*, Senior Member, Akihide Shimmei*, Student Member, Masayuki Sanada*, Member,
Yoji Takeda*, Senior Member

The model parameters of permanent magnet synchronous motor (PMSM) are required for a high-performance control and a model based sensorless control. This paper proposes the sensorless control system of PMSM that doesn't need parametric information beforehand. The parameters of PMSM drive system including inverter are identified at standstill and operating condition. At first, the initial rotor position is estimated by a signal injection sensorless scheme, in which the machine parameters are not required. After the initial position has been estimated, the resistance including on-resistance of IGBT, the voltage error caused by dead-time of inverter, d -axis and q -axis inductances are identified at standstill. After the motor starts by the signal injection sensorless control, the sensorless scheme changes to an extended EMF estimation based scheme. The estimated parameters of resistance, d -axis and q -axis inductances are used in such sensorless control. The magnet flux-linkage, which can not be estimated at standstill, is identified under the sensorless operation at medium and high speeds. The effectiveness of the proposed method is verified by several experimental results.

キーワード：永久磁石同期モータ，パラメータ同定，最小二乗法，センサレス制御，デッドタイム

Keywords: permanent magnet synchronous motor, parameter identification, least-squares method, sensorless control, dead-time

1. まえがき

永久磁石同期モータ（PMSM）は高効率で制御性の良いモータとして広く使用されている。PMSM の高性能運転には、速度や負荷状態に応じた適切な電流ベクトルの制御が必要であり、各種制御法が提案されている。その制御アルゴリズムはモータモデルに基づき導出されることが多く、高性能制御の実現にはモータパラメータの把握が必要である。そこで、モータパラメータの計測法やオンライン同定法が検討されている^{(1)~(6)}。また、PMSM の制御には位置検出が必要であり、センサの価格、耐環境性、信頼性などの観点からセンサレス制御の要求が強く盛んに研究されている^{(7)~(10)}。PMSM のセンサレス制御法としては、インダクタンスの位置依存性を利用する方式と速度起電力（または鎖交磁束）を利用する方式とに大別できる⁽¹⁰⁾。前者は、高

周波の電圧または電流を印加するもので、停止時でも位置推定が可能となる方式であるが、余分な電流を流すことになり、効率低下や騒音などの問題が生じる場合がある。一方、後者の速度起電力を基にしたセンサレス制御は、モータ停止時、極低速時には使用できないものの、特別な信号の印加が不要でモータに供給する電圧および検出した電流の情報のみによって位置推定が可能である。しかし、その推定アルゴリズムはモータモデルを基にしているためモデルパラメータを必要とする⁽⁷⁾⁽⁸⁾。さらに、センサレス制御などで用いるモータ電圧情報は検出値ではなく指令値の場合が多く、デッドタイムや半導体デバイスの電圧降下などインバータ部で生じる指令値と実際値の誤差が推定誤差を引き起こす。また、電流制御性能にもデッドタイムは悪影響を及ぼすので、その補償法が検討されている⁽¹¹⁾。

PMSM のパラメータ同定およびセンサレス制御については多数の研究報告がなされているが、位置センサを用いずモータパラメータを起動前あるいは運転中に同定し、センサレス制御を実現する手法の提案⁽²⁾⁽⁴⁾は殆どない。本論文では、センサレス制御で用いるモータシステムのパラメー

* 大阪府立大学大学院工学研究科
〒599-8531 大阪府堺市学園町 1-1
Graduate School of Engineering, Osaka Prefecture University
1-1, Gakuen-cho, Sakai, Osaka 599-8531

タを位置センサを用いずに起動前に同定し、同定したパラメータを用いて位置・速度センサレス制御を実現するモータパラメータの事前情報を必要としないセンサレス制御システムを提案している。

同定対象として、モータ本体のみではなく電圧指令値を入力とするインバータを含む新たな PMSM 駆動システムのモデルを提案する。そのモデルに含まれるパラメータである抵抗、 d 軸インダクタンス、 q 軸インダクタンス、磁石による電機子鎖交磁束および電圧指令値と実電圧との電圧誤差を運転状態に対応した適切な同定モデルを用いて同定する。すなわち、停止時の電流一定状態において抵抗と電圧誤差を、停止時の電流が変化する過渡状態でインダクタンスと電圧誤差を、モータが回転している状態で電機子鎖交磁束を同定する。パラメータ同定を位置・速度センサレスで実現する具体的な手順は次の通りである⁽¹²⁾。まず、電源投入時にモータパラメータを必要としない高周波印加方式の位置推定法で停止位置を推定し、その推定位置を用いて停止時に同定可能なパラメータを同定する。つぎに、同定したパラメータを拡張誘起電圧推定方式のセンサレス制御に使用し、センサレス駆動を行う。本センサレス制御は停止時に同定できない磁石磁束の値を必要としない特徴がある。さらに、センサレス駆動の状態では、停止時に同定できない磁石磁束を同定する。全モータパラメータを同定することで運転状態に応じた電流ベクトルの最適な制御が可能となる。提案手法の有効性を実験で確認している。

2. インバータを含む PMSM のモデル

図 1 に標準的な PMSM 制御システムの構成図を示す。制御対象である PMSM の d - q 回転座標上での電気系モデルは (1) 式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 i_d, i_q : 電機子電流の d, q 軸成分、 v_d, v_q : 電機子電圧の d, q 軸成分、 ω : 回転角速度 (電気角)、 θ : 回転子位置 (電気角)、 ψ_a : 永久磁石による電機子鎖交磁束、 R_a : 電機子抵抗、 L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス、 p : 微分演算子

図 1 標準的な PMSM 制御システムの構成図

Fig. 1. Block diagram of standard PMSM control system.

この d - q 軸モデルを基にして制御系が設計され、速度やトルク指令と検出電流および速度・位置情報よりモータに印加する電圧指令が決まり、PWM インバータによりモータが駆動される。 d - q 軸モデルを基にして制御系を考えたとき、検出値は d, q 軸電流 i_d, i_q であり、出力は d, q 軸電圧指令 $v_{d,ref}, v_{q,ref}$ となる。このとき、制御対象はモータのみでなく PWM インバータも含む図 1 の破線部となる。そこで、破線部のモデル化を考える。

モータに印加される u 相電圧 v_u と指令値 $v_{u,ref}$ との関係は u 相電流 i_u の極性に依存した電圧および抵抗成分を考慮すると (2) 式で表すことができる。他の相も同様である。

$$v_u = v_{u,ref} - \Delta R i_u - \Delta V \cdot \text{sgn}(i_u) \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 ΔR はスイッチング素子のオン抵抗や配線抵抗などに相当し、 ΔV はインバータのデッドタイム及びスイッチング素子のオン電圧による電圧誤差に相当する。従って、 d - q 座標上での電圧指令値とモータ印加電圧の関係は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d,ref} \\ v_{q,ref} \end{bmatrix} - \Delta R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \Delta V \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

$$\begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_u) \\ \text{sgn}(i_v) \\ \text{sgn}(i_w) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

(1), (3) 式より、本論文で同定対象とするインバータを含むモータモデル (図 1 中の破線部) は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{d,ref} \\ v_{q,ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} + \Delta V \begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $R_s = R_a + \Delta R$ であり、モータの巻線抵抗にスイッチング素子のオン抵抗や配線抵抗などを含んだ制御側から見たトータル抵抗を表す。

(5) 式をサンプリング周期 T_s で離散化して次式を得る。(6) 式を d 軸モデル、(7) 式を q 軸モデルと呼ぶことにする。

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_d} T_s\right) i_d(k) + \frac{L_q}{L_d} T_s (\omega(k) i_q(k)) + \frac{T_s}{L_d} \cdot v_{d,ref}(k) - \frac{T_s}{L_d} \cdot \Delta V \cdot D_d(k) \dots\dots (6)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s}{L_q} T_s\right) i_q(k) - \frac{L_d}{L_q} T_s (\omega(k) i_d(k)) - \frac{\psi_a}{L_q} T_s \cdot \omega(k) + \frac{T_s}{L_q} \cdot v_{q,ref}(k) - \frac{T_s}{L_d} \cdot \Delta V \cdot D_q(k) \dots\dots\dots (7)$$

3. パラメータ同定法

本論文のパラメータ同定には、逐次形最小二乗アルゴリズムを用いる。同定対象のモデルを (8) 式としたとき、(9)

式によりパラメータ θ が同定できる。

$$Y(k) = \theta^T Z(k) \dots\dots\dots (8)$$

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) \\ &+ \frac{P(k-1)Z(k)}{\lambda + Z^T(k)P(k-1)Z(k)} (Y(k) - Z^T(k)\hat{\theta}(k-1)) \end{aligned} \dots\dots\dots (9)$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} \left(P(k-1) - \frac{P(k-1)Z(k)Z^T(k)P(k-1)}{\lambda + Z^T(k)P(k-1)Z(k)} \right) \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 θ : パラメータベクトル、 P : 行列ゲイン、 Y : 出力、 Z : 信号ベクトル、 λ : 忘却係数

(6), (7) 式を同定時の運転条件により変形し、(8) 式に対応させることでパラメータを同定する。

まず、起動前の停止状態においてパラメータを同定する。停止時の同定モデルは (6), (7) 式において $\omega(k) = 0$ とすることで得られ、例えば d 軸モデルは (6) 式より (11) 式となる。なお、同定モデルの表記は (8) 式に対応しており、左辺が出力 Y 、右辺がパラメータベクトル θ と信号ベクトル Z の積である。(後に示す (12), (13), (14) 式も同様)

$$i_d(k+1) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_d} T_s \\ \frac{T_s}{L_d} \\ -\frac{T_s}{L_d} \Delta V \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_d(k) \\ v_{d,ref}(k) \\ D_d(k) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

上式に基づき、 d 軸電流、 d 軸電圧指令および D_d より未知パラメータが同定でき、 R_s 、 L_d 、 ΔV の同定が可能となる。しかし、パラメータベクトルの第 1 項 $(1 - R_s T_s / L_d)$ が 1 に近い場合、この項の同定精度がある程度高くても、それから逆算して得る R_s の同定精度は悪くなる。そこで、まず電流一定の定常時を想定し、 $i_d(k+1) = i_d(k)$ として得られる次式より R_s と ΔV を同定する。

$$v_{d,ref}(k) = \begin{bmatrix} R_s \\ \Delta V \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_d(k) \\ D_d(k) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

R_s が同定できた後、 d 軸同定モデルは (11) 式から (13) 式のように変形でき、 L_d と ΔV が同定できる。同様に q 軸モデルを用いて L_q と ΔV が同定できる。

$$i_d(k+1) - i_d(k) = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} \\ -\frac{T_s}{L_d} \Delta V \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} v_{d,ref}(k) - R_s i_d(k) \\ D_d(k) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

以上より、磁石磁束 ψ_a 以外のパラメータは停止時に同定可能となる。停止時に同定できない ψ_a は、運転状態において他のパラメータが既知であることから (7) 式の q 軸同定モデルを変形して次式に基づいて同定する。

$$\begin{aligned} \frac{L_q}{T_s} \{i_q(k+1) - i_q(k)\} + R_s i_q(k) + L_d \omega(k) i_d(k) \\ - v_{q,ref}(k) + \Delta V D_q(k) = -\psi_a \cdot \omega(k) \end{aligned} \dots\dots\dots (14)$$

4. 位置・速度センサレス制御法

位置・速度センサレス制御方式として多数の方法が提案されている⁽¹⁰⁾。本論文では、通常の運転領域においては回転座標上の拡張誘起電圧に基づくモータモデルを用いた拡張誘起電圧推定方式のセンサレス制御を適用する⁽⁷⁾。本方式では、拡張誘起電圧を推定する際にモータパラメータを必要とするが、停止時に同定できない磁石磁束 ψ_a を必要としない特長がある。前章で述べたように、停止時に ψ_a を除く全てのパラメータが同定できるため拡張誘起電圧推定方式のセンサレス制御が適用できる。

回転座標の d - q 軸から偏差 θ_e を持つ推定軸 (γ - δ 軸) における拡張誘起電圧を用いた IPMSM のモデルは次式となる⁽⁷⁾。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega) L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

$$E_{ex} = \omega \{ (L_d - L_q) i_d + \psi_a \} - (L_d - L_q) (p i_q) \dots\dots (17)$$

(15) 式を基に文献 (7) で示されている外乱オブザーバで拡張誘起電圧 e_γ 、 e_δ を推定する。このとき、モータパラメータのひとつである ψ_a は不要である。推定した拡張誘起電圧より d - q 軸と γ - δ 軸との軸誤差の推定値 $\hat{\theta}_e$ は

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_\gamma}{\hat{e}_\delta} \right) \dots\dots\dots (18)$$

で得られる。この推定位置誤差が零になるように次式のように補正して推定速度 $\hat{\omega}$ を得て、さらに推定速度を積分して推定位置 $\hat{\theta}$ を得る。

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \hat{\theta}_e \dots\dots\dots (19)$$

上記方式では停止時や低速時の位置推定が困難なため、インダクタンスの位置依存性を利用した位置推定手法を用いる。インダクタンスの位置依存性を利用した位置推定法では、位置推定にモータパラメータを必要としない方式が多く、モータパラメータが不明な初期状態においても位置推定は可能である。本論文では、高周波電流注入方式を用いた⁽⁹⁾。本方式では、推定 γ - δ 軸上に (20) 式のような高周波電流を流す。

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_h \sin \theta_h \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \theta_h = \omega_h t \dots\dots\dots (20)$$

このとき、 δ 軸上の電圧から中心周波数 ω_h のバンドパスフィルタにより取り出した高周波電圧成分 v_{dh} は (15) 式より次式となり、位置誤差情報 θ_e を含む。

$$\begin{aligned} v_{dh} &= \omega L_q I_h \sin \theta_h + E_{exh} \cos \theta_e \\ &+ (\hat{\omega} - \omega) L_d I_h \sin \theta_h \end{aligned} \dots\dots\dots (21)$$

$$\begin{aligned} E_{exh} &= [\omega (L_d - L_q) (I_h \sin \theta_h) \cos \theta_e \\ &+ (L_d - L_q) I_h \{ \omega_h \cos \theta_h \sin \theta_e \\ &+ (\omega - \hat{\omega}) \sin \theta_h \cos \theta_e \}] \end{aligned} \dots\dots\dots (22)$$

これに $\cos \theta_h$ をかけ、ローパスフィルタにより直流成分を抽出すると次式のようになり、位置誤差 θ_e に依存した信号が得られる。

$$v_{cl} = \frac{L_d - L_q}{4} I_h \omega_h \sin 2\theta_e \dots \dots \dots (23)$$

拡張誘起電圧推定法の場合と同様に v_{cl} が零になるように補正することで推定速度、推定位置を得る。このとき、(23) 式より分かるように L_d と L_q に差があれば良くそれらの値は必要としない。また、その他のモータパラメータも不要で、 $v_{\delta h}$ をフィルタ処理することで位置誤差 θ_e に依存した信号が得られる。

なお、上記位置推定アルゴリズムの説明では実電圧を入力とするモータの d - q 軸モデルを用いたが、実際には (5) 式を基にセンサレス制御を行うため電圧は電圧指令値となり、抵抗は R_s を使用する。ただし、 ΔV の影響は、後述のように同定した ΔV を用いてフィードフォワード補償するためセンサレス制御で用いるモデルでは考慮しない。

5. 実験結果

〈5・1〉 実験システムと同定フロー 実験システムの構成と諸元を図 2、表 1 に示す。供試機は埋込磁石同期モータ (IPMSM) であり、表中のモータ定数はオフラインで測定した値⁽¹⁾である。ただし、 R_s はインバータの DC リンクからモータ側の抵抗値を測定して算出し、 ΔV は、デッドタイム、デバイスのオン・オフ時間などより計算した値⁽¹¹⁾である。

モータ制御部 (速度制御、電流制御) は一般的な PMSM の制御システムの構成であり、速度制御と電流制御のサンプリング周期はそれぞれ 5 ms、0.1 ms である。図 1 中の一点鎖線で囲った部分が通常の制御システムに追加する位置・速度推定部とパラメータ同定部である。位置・速度推定部は、推定座標 (γ - δ 座標) 上の電圧指令および検出電流より、4 章で述べた手法で位置・速度を推定する。パラメータ同定部では推定した位置・速度情報と電圧指令および検出電流より 3 章で述べた同定法でパラメータを同定する。従って、3 章中の同定モデルにおける d - q 座標上の変数は

γ - δ 座標上の変数に、位置、速度は、それらの推定値に置き換えることになる。提案同定手法では、運転状態によって同定モデルを (12)~(14) 式のように分けているため同時に同定するパラメータは最大でも 2 つであり、同定信号としては単純な方形波を用いた。また、その周期は応答速度の数倍程度としている。また、全ての実験において、(9)、(10) 式における行列ゲインの初期値を $P(0) = 10I$ (I : 単位行列)、忘却ゲインを $\lambda = 0.9995$ と設定している。位置・速度推定と停止時のパラメータ同定のサンプリング周期は電流制御周期と同じ 0.1 ms である。運転時の ψ_a の同定周期は 10 ms に設定している。PMSM 制御や同定、センサレス制御の計算は全て DSP (TI 社製 TMS320C32) で行っている。

パラメータ同定およびセンサレス駆動は以下の手順で行う。

- (1) 初期位置推定：高周波電流注入方式により停止位置を推定する。
- (2) 停止時のパラメータ同定：推定した停止位置の情報を用いて、停止時の同定法で R_s , L_d , L_q , ΔV を同定する。また、同定した ΔV を用いて電圧指令値を補正する。
- (3) センサレス駆動：高周波電流注入方式で起動後、停止時に同定したパラメータを用いて、拡張誘起電圧推定方式でセンサレス運転する。
- (4) 駆動時のパラメータ同定：拡張誘起電圧推定方式でセンサレス運転中に停止時に同定できなかった ψ_a を同定する。

〈5・2〉 停止時の特性 高周波電流注入方式による初期位置誤差の収束特性を図 3 に示す⁽⁹⁾。84°, 45°あった初期位置誤差が 0.1 s 以内に数度以下に収束している。この推定位置を使用して、パラメータ同定を行った。

d 軸モデル ((12), (13) 式) を用いたパラメータ同定で使用する信号の波形を図 4 に示す。 γ 軸電流指令を 10 ms ごとに -3.0 A と -4.0 A の間でステップ変化させている。定常状態を想定した (12) 式に基づく同定では、 γ 軸電流指令の変化後、2.5 ms の間は同定動作を停止し、 γ 軸電流指令の変化後に生じる電流、電圧の過渡変化の信号を同定に使

図 2 実験システムの構成図

Fig. 2. Block diagram of experimental system.

表 1 実験システムのパラメータ

Table 1. Specifications of tested system.

Number of pole pairs	2	Magnet flux-linkage ψ_m (mWb)	78.5
Rated speed (min^{-1})	2000	d -axis inductance L_d (mH)	9.67
Rated phase current (A)	5.0	q -axis inductance L_q (mH)	24.3
PWM frequency (kHz)	10	Armature resistance R_a (Ω)	0.824
DC link voltage (V)	150	Resistance R_s (Ω)	0.975
Dead-time t_d (μs)	5.0	Voltage drop ΔV (V)	6.63

図 3 初期位置の推定特性

Fig. 3. Estimating characteristic of initial position.

用しないようにしている。(12)式に基づく R_s 、 ΔV の同定特性を図5に示す。 $t = 0.05\text{ s}$ より同定を開始しており、図の右端の矢印はオフラインで測定した表1の値を示している。同定の開始時点および図中の矢印の意味は他の同定特性図においても同様である。図5より、 R_s 、 ΔV はともに安定、かつ高速に同定できていることがわかる。

同定した R_s を使用し、停止時の d 軸モデル(13)式と q 軸モデルを用いた d 、 q 軸インダクタンスと ΔV の同定特性を図6に示す。ここで、 d 軸の同定信号は図4と同様であり、 q 軸電流指令はモータが回転しないように10msごとに -1.0 A と 1.0 A の間でステップ変化させている。図6より非常に早い収束特性が得られていることが確認できる。 q 軸電流指令をステップ変化したとき、若干の振動と騒音が生じたが、図6のように高速のパラメータ同定が可能のため同定信号(q 軸電流)の印加期間は50ms以下の短時間でよい。

なお、同定時の電流値や電流変化幅は大きい方が同定精度は向上するが、停止位置推定に誤差があった場合、モータが回転する恐れがあるためそれらの値には制約がある。

〈5・3〉運転時の特性 停止時のパラメータ同定より ΔV が同定できたので、電圧指令値とインバータの出力電圧の誤差が無くなるように(2)式の関係式に基づき三相の電圧指令値($v_{u\text{ref}}$, $v_{v\text{ref}}$, $v_{w\text{ref}}$)を(24)式のようにフィードフォワード補正し、 v_u^* , v_v^* , v_w^* をPWM回路の入力とする。これは一般にデッドタイム補償と呼ばれる補正であるが、パラメータ同定により補正する電圧値が決定される。なお、図5、図6に示したように3つの ΔV の同定値が得られるが、ここでは平均値を用いた。

図 4 d 軸モデルのパラメータ同定用信号

Fig. 4. Signals for parameter identification based on d -axis model.

図 5 R_s と ΔV の同定特性

Fig. 5. Identification characteristic of R_s and tshape ΔV .

$$\left. \begin{aligned} v_u^* &= v_{u\text{ref}} + \Delta \hat{V} \cdot \text{sgn}(i_u) \\ v_v^* &= v_{v\text{ref}} + \Delta \hat{V} \cdot \text{sgn}(i_v) \\ v_w^* &= v_{w\text{ref}} + \Delta \hat{V} \cdot \text{sgn}(i_w) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (24)$$

ΔV の補正の効果および同定した ΔV の妥当性を検証するため、指令電圧と実際のモータ電圧の比較結果を図7に示す。ここで、測定したインバータの出力電圧は線間電圧の基本波実効値であり、指令電圧は $V_{\text{ref}} = \sqrt{(v_{d\text{ref}})^2 + (v_{q\text{ref}})^2}$

図 6 d, q 軸インダクタンスと ΔV の同定特性
Fig. 6. Identification characteristic of d, q inductances and ΔV .

図 7 ΔV の補正の効果
Fig. 7. Effects of compensation of ΔV .

で求めた値である。インバータ部の電圧降下が完全に補償されていれば両者は一致する。図 7 に示すように同定した ΔV を用いて、(24) 式のように電圧指令値を補正することで、指令値と実測値とが良く一致しており、 ΔV の同定値が適切であることが確認できた。これより同定した ΔV を用いて電圧補正を行えばセンサレス制御に電圧指令値を使用できる。

図 8 に停止時に同定したパラメータを使用し、拡張誘起電圧推定方式のセンサレス制御を行ったときの無負荷運転特性を示す。ここでは、速度指令値を 2 s 毎に 1800 min^{-1} と 2000 min^{-1} の間でステップ変化している。過渡時に多少の速度推定誤差、位置推定誤差が生じているが、ほぼ零に収束し、良好なセンサレス駆動が実現できている。図 9 には負荷時に低速加減速運転を行ったときの特性を示す。負荷装置の制約により負荷トルクは 400 min^{-1} で 100%, 200 min^{-1} で約 50% となっている。図 8 に比べ速度推定誤差、位置推

図 8 同定パラメータを用いたセンサレス制御の特性
(高速無負荷運転)
Fig. 8. Performance of sensorless control using identified parameters. (High speed operation without load).

図 9 同定パラメータを用いたセンサレス制御の特性
(低速負荷運転)
Fig. 9. Performance of sensorless control using identified parameters. (Low speed operation with load).

表 2 位置推定誤差の平均値

Table 2. Average of estimation position error.

Load torque	No load	20%	40%	60%	80%	100%
Average of θ_e at 200 min ⁻¹ (deg.)	0.76	-1.24	1.09	2.97	4.79	6.71
Average of θ_e at 2000 min ⁻¹ (deg.)	-1.27	0.13	1.26	2.63	3.91	5.65

図 10 磁石磁束の同定特性

Fig. 10. Identification of magnet flux-linkage.

定誤差の振動が大きくなっているがセンサレス運転が実現できている。なお、(24)式による ΔV 補正を行わなかった場合は200 min⁻¹におけるセンサレス運転は不可能であった。

表 2 に低速および定格速度における位置推定誤差の平均値を示す。負荷の増加とともに位置推定誤差が増加していることがわかる。電流増加による磁気飽和の影響で q 軸インダクタンスは表 1 の値から定格負荷時には約 20 mH に減少するため、負荷増加による L_q の減少が位置推定誤差の主な原因と考えられる。

図 8 の運転状態において、(14)式の同定モデルで磁石磁束 ψ_a を同定した結果を図 10 に示す。なお、 ΔV の補正を行っているため、(14)式の同定モデルにおいて ΔV の項は無視している。 ψ_a が高速かつ正確に同定できていることがわかる。

6. あとがき

本論文ではインバータを含めたモータモデルを構築し、そのモデルパラメータを停止時に位置センサレスで同定することで、パラメータの事前情報を必要としないセンサレス制御システムを提案した。停止時および駆動時に適切な同定モデルを用いることで全てのパラメータが安定にかつ素早く同定できることを実験で確認した。また、同定したインバータの電圧降下を用いた電圧補正の効果や同定したパラメータを用いて拡張誘起電圧推定方式のセンサレス制御が実現できることも実験で確認した。なお、提案手法はリラクタンスモータの制御システムにも適用できる。本論文では、停止時にセンサレス制御で用いるパラメータを同定したが、モータパラメータは運転中に変化する。特に L_q は磁気飽和で変化する電流依存性があるため、より高精度なセンサレス制御の実現には L_q の磁気飽和特性の同定やオンラインパラメータ同定が必要であり、今後の検討課題である。

(平成 17 年 3 月 28 日受付, 平成 17 年 11 月 21 日再受付)

文 献

- (1) S. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasaka: "Parameter Measurement of PM Motor in dq Equivalent Circuit", *T. IEE Japan*, Vol.113-D, No.11, pp.1330-1331 (1993-11) (in Japanese)
森本茂雄・武田洋次・平紗多賀男:「PM モータの dq 等価回路定数測定法」, 電学論 D, **113**, 11, pp.1330-1331 (1993)
- (2) T. Takeshita, A. Usui, A. Sumiya, and N. Matsui: "Parameter Measurement of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor", *T. IEE Japan*, Vol.119-D, No.10, pp.1184-1191 (1999-10) (in Japanese)
竹下隆晴・白井 明・角谷敦之・松井信行:「センサレス PMSM のパラメータ計測法」, 電学論 D, **119**, 10, pp.1184-1191 (1999-10)
- (3) S. Hagiwara, Y. Ohmori, and H. Kobayashi: "Identification Methods for Permanent Magnet Motor's Parameters", Proc. of the 2000 JIAS Conf., pp.175-178 (2000) (in Japanese)
萩原茂教・大森洋一・小林弘和:「IPM モータのモータ定数同定方法」, 平成 12 電気学会産業応用部門大会, pp.175-178 (2000)
- (4) S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: "Sensorless Control of Synchronous Motors Using an On-line Parameter Identification Method Based on System Identification Theory", Proc. of the 2004 JIAS Conf., pp.1-495-1-498 (2004) (in Japanese)
市川真士・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「システム同定理論に基づくオンラインパラメータ同定法を用いた同期電動機のセンサレス制御」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, pp.1-495-1-498 (2004)
- (5) S. Morimoto, M. Kozaki, and Y. Takeda: "Parameter Identification of PM Motor System at Standstill", *IEEE Trans IA*, Vol.123, No.9, pp.1081-1082 (2003-9) (in Japanese)
森本茂雄・神前政幸・武田洋次:「PM モータシステムの停止時におけるパラメータ同定」, 電学論 D, **123**, 9, pp.1081-1082 (2003-9)
- (6) A. Shimmei, S. Morimoto, and Y. Takeda: "On-line Parameter Identification Method of PM Motor System", 2004 National Convention Record, IEE Japan, No.4-118 (2004) (in Japanese)
神名玲秀・森本茂雄・武田洋次:「PM モータシステムのオンラインパラメータ同定法」, 平成 16 電学全大, No.4-118 (2004)
- (7) S. Morimoto, K. Kawamoto, and Y. Takeda: "Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.7, pp.722-729 (2002-7) (in Japanese)
森本茂雄・河本啓介・武田洋次:「推定位置誤差を利用した IPMSM の位置・速度センサレス制御」, 電学論 D, **122**, 7, pp.722-729 (2002-7)
- (8) S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: "Sensorless Controls of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motors Using Extended Electromotive Force Models", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.12, pp.1088-1096 (2002-12) (in Japanese)
市川真士・陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石モータのセンサレス制御」, 電学論 D, **122**, 12, pp.1088-1096 (2002-12)
- (9) M. Tetsuya, S. Morimoto, and Y. Takeda: "Position Sensorless Control for IPMSM at Whole Speed Range Based on Estimated Position Error", Proc. of the 2003 JIAS Conf., pp.175-178 (2003) (in Japanese)
松山哲也・森本茂雄・武田洋次:「軸誤差推定に基づいた IPMSM の全速度領域における位置センサレス制御」, 平成 15 電気学会産業応用部門大会, pp.587-590 (2003)
- (10) S. Shinnaka, A. Toba, and D. Zhang: "Control Technologies for Sensorless Drive of Permanent Magnet Synchronous Motors", Proc. of the 2004 JIAS Conf., 1-S15-4 (2004) (in Japanese)
新中新二・鳥羽章夫・張東寧:「永久磁石同期電動機の制御技術」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, 1-S15-4 (2004)
- (11) N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato, and T. Funabashi: "On-Line Dead-Time Compensation Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Proc. of the 2002 JIAS Conf., pp.1491-1496 (2002) (in Japanese)
浦崎直光・千住智信・上里勝実・舟橋俊久:「PM モータドライブのオンラインデッドタイム補償法」, 平成 14 電気学会産業応用部門大会, No.292, pp.1491-1496 (2002)
- (12) A. Shimmei, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda: "Parameter Identification and Position Sensorless Control for IPMSM", Papers of Technical Meeting on SPC, IEE Japan, SPC-05-29 (2005) (in Japanese)
神名玲秀・森本茂雄・真田雅之・武田洋次:「埋込磁石同期モータのパラメータ同定と位置センサレス制御」, 電気学会半導体電力変換器研究会, SPC-05-29 (2005)

森 本 茂 雄（上級会員） 1959 年 6 月 28 日生。1984 年 3 月大阪府立大学大学院修士課程修了。1988 年 7 月大阪府立大学助手，1994 年 4 月同助教授，現在に至る。工学博士。主としてモータドライブシステム，モーションコントロールの研究に従事。IEEE，計測自動制御学会，システム制御情報学会，パワーエレクトロニクス学会各会員。

真 田 雅 之（正員） 1966 年 6 月 1 日生。1994 年 3 月大阪府立大学大学院工学研究科博士後期課程修了。同年 4 月同大学助手，1997 年 7 月同講師，現在に至る。工学博士。この間，主としてリニアモータ，電磁界解析の研究に従事。IEEE，日本 AEM 学科，パワーエレクトロニクス学会各会員。

神 名 玲 秀（学生員） 1980 年 5 月 28 日生。2005 年 3 月大阪府立大学大学院工学研究科電気・情報系専攻博士前期課程修了。同年 4 月トヨタ自動車（株）入社。在学中は，永久磁石同期モータのオンラインパラメータ同定とセンサレス制御に関する研究に従事。

武 田 洋 次（上級会員） 1943 年 11 月 10 日生。1968 年 3 月大阪府立大学大学院修士課程修了。同年 4 月同大学助手，1993 年 4 月同教授，現在に至る。工学博士。主として，電動機可変速制御システム，リニアアクチュエータの研究に従事。IEEE，電気情報通信学科，計測自動制御学会，システム制御情報学会，パワーエレクトロニクス学会各会員。