

内部永久磁石同期モータの停止時磁極位置推定法

正員 小原 正樹^{*,**} 正員 野口 季彦^{*}

Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor at Standstill

Masaki Ohara^{*,**}, Member, Toshihiko Noguchi^{*}, Member

(2012年6月1日受付)

A rotor position sensorless control system of a permanent magnet synchronous motor has been used widely for practical use in home electronics as well as in the industry. Recently, higher performance sensorless control has been required to expand its applicability in various fields. Accurate estimation of the rotor position at a standstill or an initial rotor position is important to achieve sensorless control over the entire speed range. This paper proposes a new method of the rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous motor based on a model reference adaptive system (MRAS) at a standstill. The proposed method estimates the rotor position by injecting a high-frequency pulse voltage. Several experimental results are presented to show the performance of the method.

キーワード：モデル規範適応システム，永久磁石同期モータ，磁極位置推定，停止

Keywords: model reference adaptive system, permanent magnet synchronous motor, rotor position estimation, standstill

1. はじめに

永久磁石同期モータによる磁極位置センサレス制御技術は産業界だけでなく家電分野でも実用化が進んでいる。全速度範囲でセンサレス制御を実現するためには、まず初期位置あるいは停止中の磁極位置を精度良く推定することが重要である。このため、内部永久磁石同期モータ (IPMSM) の停止時磁極位置推定法が報告されている⁽¹⁾⁽²⁾。筆者らも、モデル規範適応システム (MRAS) による IPMSM の停止時磁極位置推定法を既に提案している⁽³⁾。今回、従来の課題である電流回路の時定数より十分短い電流検出間隔を要求する点を克服した、新しい磁極位置推定法を提案する。本手法での回転速度、磁極位置推定則の構成は、既提案の MRAS による中高速域でのセンサレス制御の推定則と同一であり統一されている。本論文では、推定系の構成、磁極位置推定アルゴリズムの導出、安定性の証明とともに実験結果を示す。

2. 推定系の構成

〈2・1〉 γ - δ 座標における状態方程式 Fig. 1 に推定系の構成を示す。IPMSM の γ - δ 推定座標における状態方程式において、停止状態では回転速度 $\omega = 0$ の条件を代入し入力電圧を $\mathbf{u} = \mathbf{r} + \hat{\omega} \mathbf{J} \mathbf{B}_m^{-1} \mathbf{x}$ とおいた状態方程式を (1) に示す。

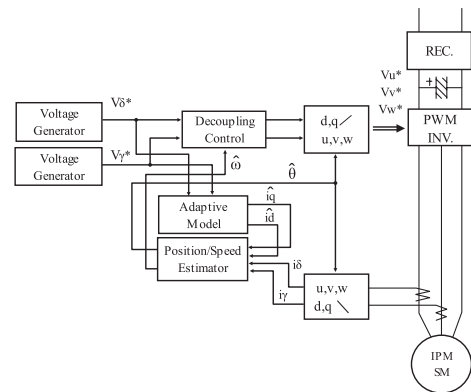


Fig. 1. Configuration of rotor position estimation system at standstill.

$$\mathbf{R}(\theta - \hat{\theta})\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{R}(\theta - \hat{\theta})\mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{R}(\theta - \hat{\theta})(\mathbf{r} + \hat{\omega} \mathbf{J} \mathbf{B}_m^{-1} \mathbf{x}) - \hat{\mathbf{R}}(\theta - \hat{\theta})\mathbf{x} \dots \dots \dots (1a)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} \dots \dots \dots (1b)$$

ここで、 $\mathbf{x} = \mathbf{y} = [i_\gamma \ i_\delta]^T$, $\mathbf{r} = [v_\gamma^* \ v_\delta^*]^T$, i_γ , i_δ , v_γ^* , v_δ^* : 推定回転座標上の電流, 電圧, θ : 磁極位置真値, $\hat{\theta}$: 磁極位置推定値, \mathbf{R} : 巻線抵抗, L_d , L_q : 同期インダクタンス

$$\mathbf{R}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} -R_m/L_{dm} & 0 \\ 0 & -R_m/L_{qm} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} 1/L_{dm} & 0 \\ 0 & 1/L_{qm} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

(1a) の干渉項を除いた式を規範モデルとすると次式となる。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_m \mathbf{r} \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T$: モデル電流

〈2・2〉 誤差方程式の導出 規範モデルと実際値との誤差 ε_γ , ε_δ を以下に定義する。

$$\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_\gamma \ \varepsilon_\delta]^T, \ \varepsilon_\gamma = \hat{i}_{d-i_\gamma}, \ \varepsilon_\delta = \hat{i}_{q-i_\delta} \dots \dots \dots (3)$$

* 静岡大学
〒432-8561 浜松市中区城北 3-5-1
Shizuoka University
3-5-1, Johoku, Naka-ku, Hamamatsu 432-8561, Japan
** (株) 竹中製作所
〒578-0984 東大阪市菱江 6-4-35
Takenaka Seisakusho Co., Ltd.
6-4-35, Hishie, Higashi-Osaka 578-0984, Japan

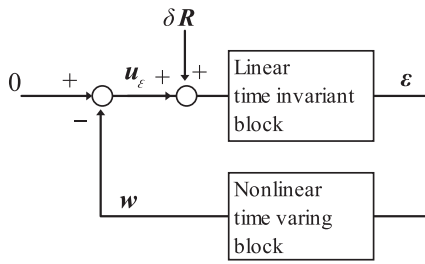


Fig. 2. Nonlinear feedback system.

電圧印加時は同定動作を中止するとして (1a) と (2) から誤差方程式を求めと

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = \mathbf{A}_m \boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{B}_m \hat{\omega} (L_{qm} - L_{dm}) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \delta \mathbf{R} \dots \dots (4)$$

ここで, $\delta \mathbf{R} = -\mathbf{A}(\theta - \hat{\theta}) \mathbf{f}(\mathbf{x})$, $\mathbf{A}(\theta - \hat{\theta}) = \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) & \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) & \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \mathbf{R}_s(\theta - \hat{\theta}) \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{qm} - L_{dm} \\ L_{dm} L_{qm} \end{bmatrix} (-\mathbf{R}_m \mathbf{x} + \hat{\omega} \mathbf{j} \mathbf{B}_m^{-1} \mathbf{x})$, $\mathbf{R}_s(\theta - \hat{\theta}) = \begin{bmatrix} -\sin(\theta - \hat{\theta}) & \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ \cos(\theta - \hat{\theta}) & \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix}$ となる。(4) において,

$$\mathbf{u}_\varepsilon = \mathbf{B}_m \hat{\omega} (L_{qm} - L_{dm}) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} \dots \dots \dots (5)$$

とおくと (6) となる。

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = \mathbf{A}_m \boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{u}_\varepsilon + \delta \mathbf{R} \dots \dots \dots (6)$$

$\delta \mathbf{R}$ をモデル誤差とした MRAS のブロック図を Fig. 2 に示す。まず, $\delta \mathbf{R} = 0$ のときの磁極位置 $\hat{\theta}$ の推定則を求め。 $\delta \mathbf{R} = 0$ とおいた入力 \mathbf{u}_ε , 出力 $\boldsymbol{\varepsilon}$ とする (6) の線形定常ブロックは強正実となり, ポホフの第 1 条件を満足する。次式の

$$\int_{t_0}^{t_1} \mathbf{w}^T \boldsymbol{\varepsilon} dt \geq -\gamma_0^2 \dots \dots \dots (7)$$

で表されるポポフの第 2 条件から, 推定則 (8)(9) が求まる。

$$\hat{\omega} = \frac{1}{s} \left(r_1 + r_2 \frac{1}{s} \right) \xi \dots \dots \dots (8)$$

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \dots \dots \dots (9)$$

ここで, $\xi = -(L_{qm} - L_{dm}) \left(\frac{1}{L_{dm}} \varepsilon_\gamma i_\delta + \frac{1}{L_{qm}} \varepsilon_\delta i_\gamma \right)$, r_1, r_2 : 比例, 積分ゲイン

次に, (8), (9) の推定則で $\delta \mathbf{R} \neq 0$ についての推定系の安定性を求める。モデル誤差があっても, 入力信号として γ 推定軸にパルス電圧を与えているため, 入力信号の PE 性は満足され MRAS は安定である。また, パルス電圧を注入して磁極位置を推定する過程で, 回転子磁石の磁束の影響によって固定子の過渡リアクタンスに差が生じ, その結果, 推定磁極軸 (γ 軸) の電流極性により電流値に差が出るため, 極性を判別することができる。

3. 実機実験

提案法の妥当性を検証するため, 実機実験を行った。Table 1 に供試モータのパラメータを示す。モータが回転しないように発生した高周波のパルス電圧を γ 推定軸のみに注入した。

Fig. 3 はモータの磁極位置を 45° に設定して推定を行った

Table 1. Parameters of test IPMSM.

Number of poles	4
Rated power	1 kW
Rated current	3.7 A
Rated speed	2000 r/min
Winding resistance	1.1 Ω
q -axis winding inductance	9.78 mH
d -axis winding inductance	8.05 mH
Back E.M.F coefficient	89.7 mV/r/min

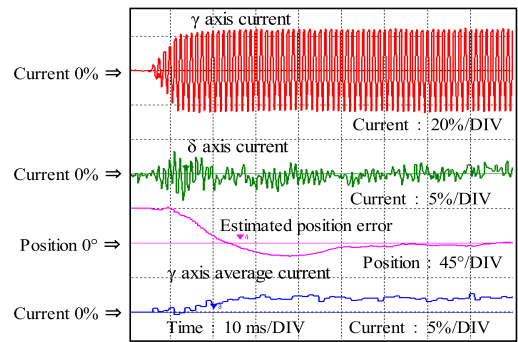


Fig. 3. Characteristics of rotor position estimation at standstill.

実験結果である。今回注入した高周波電圧は周期が 800 Hz でパルス幅を 0.25 ms とした。推定を開始した後, 推定誤差 ($\theta - \hat{\theta}$) が約 50~60 ms でゼロ付近に収束する。このとき, γ 推定軸の平均電流がプラスであることから磁極極性は N 極であると判別できる。

以上の実験結果から, 磁極位置推定動作の終了と同時に磁極極性も判別できるので, 磁極位置が直ちに 45° であると推定できる。

4. まとめ

本論文では, IPMSM において MRAS による停止時の磁極位置と極性を同時に推定できる手法を提案し, 実機実験でその有効性を確認した。今後は, 内部永久磁石同期モータ (IPMSM) での低速度域, 中高速度域でのセンサレス制御について検討する。

文 献

- (1) T. Aihara, A. Tobe, and T. Yanase: "Sensor-less Torque Control of Salient-Pole Synchronous Motor at Zero Speed Operation", 1996 Industry Application Society Conference IEEJ, No.170 (1996) (in Japanese)
藍原隆司・鳥羽章夫・柳瀬孝雄:「センサレス方式による突極形同期モータのゼロ速トルク制御」,平成 8 電学産業応用部大, No.170 (1996)
- (2) T. Noguchi and K. Motono: "Performance Improvement of Mechanical-Sensorless IPM Motor Drive Using Harmonic Current Injection", IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol.126, No.3, pp.360-367 (2006) (in Japanese)
野口季彦・元野和紀:「高周波電流注入方式によるセンサレス IPM モータ制御システムの高性能化」,電学論 D, Vol.126, No.3, pp.360-367 (2006)
- (3) M. Ohara and T. Noguchi: "Initial Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Motor Based on Model Reference Adaptive System", 2012 Annual Meeting IEEJ, No.4-112, pp.191-192 (2012) (in Japanese)
小原正樹・野口季彦:「モデル規範適応システムに基づく内部永久磁石同期モータの初期磁極位置推定」,平成 24 電学全大, No.4-112, pp.191-192 (2012)