

# モデル規範適応システムに基づく永久磁石モータの 磁極位置センサレス制御とパラメータ感度

正員 小原 正樹<sup>\*,\*\*</sup> 正員 野口 季彦<sup>\*</sup>

## Rotor Position Sensorless Control and Its Parameter Sensitivity of Permanent Magnet Motor Based on Model Reference Adaptive System

Masaki Ohara<sup>\*,\*\*</sup>, Member, Toshihiko Noguchi<sup>\*</sup>, Member

(2011年6月3日受付, 2011年10月3日再受付)

This paper describes a new method for a rotor position sensorless control of a surface permanent magnet synchronous motor based on a model reference adaptive system (MRAS). This method features the MRAS in a current control loop to estimate a rotor speed and position by using only current sensors. This method as well as almost all the conventional methods incorporates a mathematical model of the motor, which consists of parameters such as winding resistances, inductances, and an induced voltage constant. Hence, the important thing is to investigate how the deviation of these parameters affects the estimated rotor position. First, this paper proposes a structure of the sensorless control applied in the current control loop. Next, it proves the stability of the proposed method when motor parameters deviate from the nominal values, and derives the relationship between the estimated position and the deviation of the parameters in a steady state. Finally, some experimental results are presented to show performance and effectiveness of the proposed 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, 磁極位置センサレス制御, パラメータ感度

**Keywords:** model reference adaptive system, permanent magnet synchronous motor, rotor position sensorless control, parameters sensitivity

### 1. はじめに

昨今の永久磁石同期モータ (以下 PMSM) は小形, 高効率, 容量拡大により, その適用範囲は産業分野だけでなく家電や自動車などあらゆる分野に広がってきている。また, 制御技術においては, 高性能化を実現するためにベクトル制御が採用され, さらに低コスト, 耐環境性向上, 省スペースの点から磁極位置センサを用いず, 既存の電圧電流センサだけで磁極位置を推定するセンサレス制御が不可欠な技術となっている。これまでに提案された磁極位置センサレス制御の方式として, 推定回転座標で表される誘起電圧成分から演算で求める方式, 磁束を推定するため固定子座標

あるいは推定回転座標で四次元の適応オブザーバを構成し, 得られた磁束から磁極位置・速度を推定する方式, モータの電圧・電流方程式を変形して導いた拡張誘起電圧を外乱オブザーバにて推定し, その値から磁極位置を求める方式など数多くの報告がある<sup>(1)-(10)</sup>。しかし, これらほとんどの方式はモータの数学モデルを基本としているため, センサレス制御の性能はモータのモデリングと抵抗, インダクタンス, 誘起電圧定数などのパラメータの精度に影響される。また, 安定性やパラメータ変動に関する解析も一部示されているが十分であるとは言えない。特に近年のセンサレス制御への高性能化要求を満足するためには, パラメータ変動時の制御の安定性や磁極位置推定値に対する影響を明確にし, 何らかの対策手段を用いてパラメータ変動の影響を極力少なくすることが重要な課題である。このため, 各種パラメータを停止中及び運転中に計測する方式, インダクタンス変動にロバストな制御方式などの研究がされている<sup>(11)(12)</sup>。しかしながら, 前者の方法では本来の目的のセンサレス制御以外にパラメータだけを推定する手段が別に必要となり, 後者の方法でもインダクタンス以外のパラメータ変動には

\* 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

別の補償手段が必要となるため、制御装置の構成が複雑になる課題が存在する。

以上の議論から、筆者らはパラメータ同定にも応用可能なモデル規範適応システム (以下 MRAS) を用いた表面磁石形永久磁石同期モータ (以下 SPMSM) の磁極位置センサレス制御法を提案し、その有効性をシミュレーションおよび実験によって確認している<sup>(13)(14)</sup>。この方式は MRAS の一方式であるパラメータ同定を利用しており、磁極位置・速度をパラメータ変動と見なし各々を推定している。このため、モータパラメータ変動時のパラメータ推定補償を容易に追加拡張できることが特長である。また、既提案のセンサレス制御法においても特に低速域での高性能化の実現には、パラメータ変動補償が有効な手段であるため、あらかじめパラメータ変動時の制御系の挙動を調べる必要がある。本論文では、パラメータ推定補償を適用するに当たり、MRAS でのセンサレス制御の安定性と磁極位置推定誤差の解析およびその妥当性の実験検証を中心に報告する。はじめに電流制御ループ内に MRAS を用いたセンサレス制御の構成を述べる。この場合、規範モデルに理想モデル (SPMSM の  $d$ - $q$  回転座標における電圧電流方程式で、各軸の電圧と電流の関係が一次遅れになる) を採用して並列形 MRAS を構成すると、結果的に電流制御系が非干渉化されたセンサレス制御となる。次に各種のパラメータ変動に対するセンサレス制御系の安定性と磁極位置の推定特性について述べる。最後にパラメータ変動時の定常特性と過度特性を実機実験により示し、提案法のパラメータ変動時における安定性と磁極位置推定誤差の挙動が解析と一致することを検証する。

## 2. MRAS の構成

磁極位置を  $d$  軸とした回転座標軸 ( $d$ - $q$  軸) における電流制御ループ内で、MRAS を用いて非干渉センサレス制御を構成する方法について述べる。推定磁極軸を  $\gamma$  軸とした  $\gamma$ - $\delta$  座標と  $d$ - $q$  座標との関係を Fig. 1 に示す。

### (2・1) $\gamma$ - $\delta$ 座標における状態方程式 SPMSM の $\gamma$ - $\delta$

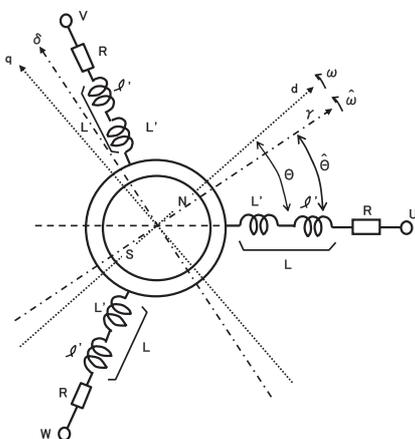


Fig. 1. Relationship between  $d$ - $q$  and  $\gamma$ - $\delta$  reference frames

推定回転座標における電圧電流方程式を (1) 式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -\hat{\omega}L \\ \hat{\omega}L & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega\phi \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ \omega\phi \cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ここで  $v_\gamma, v_\delta, i_\gamma, i_\delta$ : 推定座標上の電圧, 電流,  $\omega$ : 回転速度真値,  $\hat{\omega}$ : 回転速度推定値,  $\phi$ : 誘起電圧定数,  $\theta$ : 磁極位置真値,  $\hat{\theta}$ : 磁極位置推定値,  $R$ : 巻線抵抗,  $L$ : 同期インダクタンスである。(1) 式を変形して電流を状態変数および出力変数, 電圧を入力変数とする PMSM の  $\gamma$ - $\delta$  推定回転座標における状態方程式を求めると (2) 式となる。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \hat{\omega}\mathbf{J}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{B}\mathbf{e}_{\gamma\delta} \dots\dots\dots (2a)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \dots\dots\dots (2b)$$

ここで,  $\mathbf{x} = \mathbf{y} = [i_\gamma \ i_\delta]^T$ ,  $\mathbf{u} = [v_\gamma \ v_\delta]^T$ ,  $\mathbf{e}_{\gamma\delta} = [e_\gamma \ e_\delta]^T$ : 永久磁石による誘起電圧,

$$e_\gamma = -\omega\phi \sin(\theta - \hat{\theta}), \quad e_\delta = \omega\phi \cos(\theta - \hat{\theta}),$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

### (2・2) 回転速度と磁極位置推定値の導出

速度と位置を推定するために並列形の MRAS を構築する。MRAS において漸近安定な系を構築するためには、規範モデルとして厳密にプロパーな強正実関数である必要がある。PMSM の  $\gamma$ - $\delta$  回転座標における状態方程式 (2a) において  $\mathbf{x}$  の非干渉項を除いた式は各軸の入力 (電圧と逆起電力の和) と出力 (電流) の関係が一次遅れとなるため、この式を規範モデルとすると厳密にプロパーで強正実関数となり最適である。したがって、規範モデルを (3) 式のように表現する。

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{r} \dots\dots\dots (3)$$

ここで,  $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T$ : モデル電流,  $\mathbf{r} = [v_\gamma^* \ v_\delta^*]^T$ : 電圧指令である。次に、規範モデルと実際値との誤差  $\varepsilon_\gamma, \varepsilon_\delta$  を以下に定義する。

$$\varepsilon_\gamma = \hat{i}_d - i_\gamma, \quad \varepsilon_\delta = \hat{i}_q - i_\delta, \quad \boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_\gamma \ \varepsilon_\delta]^T \dots\dots (4)$$

(2a) 式と (3) 式から抵抗, インダクタンス, 誘起電圧定数などのパラメータは既知とし、回転速度のみを未知パラメータとする誤差方程式を求める。(3) 式から (2a) 式をひいて整理すると

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = \mathbf{A}\boldsymbol{\varepsilon} - \mathbf{B}(\mathbf{u} - \mathbf{r} - \hat{\omega}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{J}\mathbf{x} - \mathbf{e}_{\gamma\delta}) \dots\dots\dots (5)$$

となる。PMSM に加える制御則 (電圧入力) を

$$\mathbf{u} = \mathbf{r} + \hat{\omega}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{J}\mathbf{x} + \mathbf{e}_{\gamma\delta} \dots\dots\dots (6)$$

で与えると (5) 式は次式となり、

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = \mathbf{A}\boldsymbol{\varepsilon} \dots\dots\dots (7)$$

誤差  $\varepsilon$  は零に漸近収束する。しかし、実際には (6) 式は与えられないので、確定的等価原理 (CE 原理) を用いると、入力電圧は (8) 式となる<sup>(16)</sup>。

$$\mathbf{u} = \mathbf{r} + \hat{\omega} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{J} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{e}}_{dq} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{e}}_{dq} = [0 \quad \hat{\omega} \phi]^T$ : 永久磁石による推定誘起電圧  
 (8) 式を (5) 式に代入すると、誤差方程式として誘起電圧と推定誘起電圧を含んだ (9) 式を求めることができる。

$$\dot{\varepsilon} = \mathbf{A} \varepsilon - \mathbf{B}(\hat{\mathbf{e}}_{dq} - \mathbf{e}_{\gamma\delta}) \dots\dots\dots (9)$$

(9) 式で推定座標の誘起電圧  $\mathbf{e}_{\gamma\delta} = [e_\gamma \quad e_\delta]^T$  をそれぞれ以下のように近似できるので

$$e_\gamma = -\omega \phi \sin(\theta - \hat{\theta}) \cong -\omega \phi (\theta - \hat{\theta}) \dots\dots\dots (10)$$

$$e_\delta = \omega \phi \cos(\theta - \hat{\theta}) \cong \omega \phi \dots\dots\dots (11)$$

さらに、 $\theta - \hat{\theta} \rightarrow 0$  は  $\omega - \hat{\omega} \rightarrow 0$  に対する十分条件であるため、 $\omega = \text{一定の場合}$   $|\omega|$  は定数となり  $\omega - \hat{\omega}$  を  $|\omega|(\theta - \hat{\theta})$  に置き換えてもこの系の安定性には影響しない。この条件と、 $\hat{\mathbf{e}}_{dq} = [0 \quad \hat{\omega} \phi]^T$ , (10) 式と (11) 式を (9) 式に代入し整理すると<sup>(14)</sup>,

$$\dot{\varepsilon} \cong \mathbf{A} \varepsilon - \mathbf{B} \phi (\theta - \hat{\theta}) |\omega| \begin{bmatrix} \text{sgn } \omega \\ -1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

となる。ここで、 $\text{sgn } \omega$ : 回転速度の極性である。  
 最後に、この (12) 式にポポフの超安定論を適用すると、MRAS を安定にする回転速度推定値  $\hat{\omega}$  と磁極位置推定値  $\hat{\theta}$  がそれぞれ (13), (14) 式として求まる<sup>(15)</sup>。

$$\hat{\omega} = r_1(\varepsilon_\delta - \varepsilon_\gamma \text{sgn } \hat{\omega}) + r_2 \int (\varepsilon_\delta - \varepsilon_\gamma \text{sgn } \hat{\omega}) dt \dots\dots\dots (13)$$

$$\hat{\theta} = \int \hat{\omega} dt \dots\dots\dots (14)$$

ただし、 $r_1, r_2$  は推定アルゴリズムの比例ゲインと積分ゲインである。

**(2・3) MRAS の構成** 本論文で検討する磁極位置センサレス制御システムの構成を Fig. 2 に示す。従来の PMSM 非干渉ベクトル制御システムに MRAS の要素である適応モデルと速度・位置推定ブロックを付加した構成となっている。適応モデル、速度・位置推定、非干渉演算の各ブロックで実行される演算式はそれぞれ (3), (13), (14), (8) 式であり、その中で非干渉演算ブロックは通常のセンサ付きベクトル制御でも必要な演算である。このことから、本論文での非干渉センサレス制御は従来のベクトル制御に (3), (13), (14) 式の簡単な演算を追加するだけで実現でき、演算負荷はわずかである。しかも、電流制御の出力信号を MRAS の入力信号としたため、制御動作に伴って発生する持続的な変動を含んだ信号が入力されることにより、MRAS の磁極位置推定に要求される入力信号の PE (Persistently Exciting) 性を満足できるのが特長となっている。

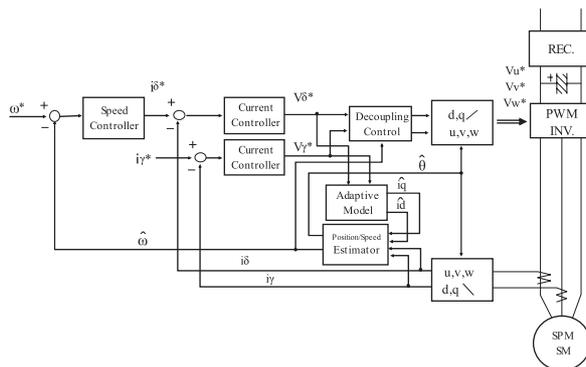


Fig. 2. Configuration of rotor position sensorless control system

### 3. パラメータ変動に対する磁極位置の影響

PMSM のパラメータ (巻線抵抗, 同期インダクタンス, 誘起電圧定数) が変動した場合において、提案する MRAS を用いた磁極位置センサレス制御の性能を明確化するため、それぞれのパラメータ変動に対する安定性と磁極位置推定誤差への影響を述べる。

#### 3・1 巻線抵抗変動の影響

**3・1・1 巻線抵抗変動時の誤差方程式** 規範モデルの巻線抵抗を  $R_m$ , 同期インダクタンスを  $L_m$  とおくと規範モデルは (15) 式となる。

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_m \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_m \mathbf{r} \dots\dots\dots (15)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i}_d \quad \hat{i}_q]^T$ : モデル電流,  $\mathbf{r} = [v_\gamma^* \quad v_\delta^*]^T$ : 電圧指令,  $\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} -R_m/L_m & 0 \\ 0 & -R_m/L_m \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} 1/L_m & 0 \\ 0 & 1/L_m \end{bmatrix}$  である。

$\gamma$ - $\delta$  推定回転座標における (2a) 式で抵抗値がモデル値  $R_m$  とずれて  $R$  となり、同期インダクタンスと誘起電圧定数が変化せずにそれぞれのモデル値  $L_m, \phi_m$  と同一の場合を求めると (16) 式となる。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_R \mathbf{x} - \hat{\omega} \mathbf{J} \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{u} - \mathbf{B}_m \mathbf{e}_{\gamma\delta m} \dots\dots\dots (16)$$

ここで、 $\mathbf{e}_{\gamma\delta m} = [e_{\gamma m} \quad e_{\delta m}]^T$ : 永久磁石による誘起電圧,  $e_{\gamma m} = -\omega \phi_m \sin(\theta - \hat{\theta})$ ,  $e_{\delta m} = \omega \phi_m \cos(\theta - \hat{\theta})$ ,  $\mathbf{A}_R = \begin{bmatrix} -R/L_m & 0 \\ 0 & -R/L_m \end{bmatrix}$  同様にして、入力電圧  $\mathbf{u}$  を (8) 式から求めると (17) 式となる。

$$\mathbf{u} = \mathbf{r} + \hat{\omega} \mathbf{B}_m^{-1} \mathbf{J} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{e}}_{dqm} \dots\dots\dots (17)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{e}}_{dqm} = [0 \quad \hat{\omega} \phi_m]^T$ : 永久磁石による推定誘起電圧  
 (17) 式を (16) 式に代入した式と (15) 式から、巻線抵抗変動時の誤差方程式を求めると

$$\dot{\varepsilon} = \mathbf{A}_m \varepsilon + (\mathbf{A}_m - \mathbf{A}_R) \mathbf{x} - \mathbf{B}_m (\hat{\mathbf{e}}_{dqm} - \mathbf{e}_{\gamma\delta m}) \dots\dots\dots (18)$$

となる。(18) 式は (9) 式と同様に

$$\dot{\varepsilon} = A_m \varepsilon + (A_m - A_R) \mathbf{x} - B_m \phi_m(\theta - \hat{\theta}) |\omega| \begin{bmatrix} \text{sgn } \omega \\ -1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (19)$$

と変形した (19) 式にて安定性を論じることができる。

〈3・1・2〉 抵抗偏差と磁極位置推定誤差との関係式 抵抗変動時の誤差方程式 (19) をラプラス変換すると

$$E = \frac{1}{s + \frac{R_m}{L_m}} \frac{R_m - R}{L_m} X - \phi_m(\Theta - \hat{\Theta}) |\omega| \frac{1}{s + \frac{R_m}{L_m}} \frac{1}{L_m} \begin{bmatrix} \text{sgn } \omega \\ -1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (20)$$

ここで,  $E, X, \Theta, \hat{\Theta} : \varepsilon, \mathbf{x}, \theta, \hat{\theta}$  のラプラス変換となる。(13) 式と (14) 式から速度  $\omega$  を一定とした時の磁極位置の推定アルゴリズムのラプラス変換は

$$\Theta - \hat{\Theta} = \frac{1}{s} \left( r_1 + r_2 \frac{1}{s} \right) (E_\gamma \text{sgn } \hat{\omega} - E_\delta) \dots\dots\dots (21)$$

ここで,  $\Theta, \hat{\Theta}, E_\gamma, E_\delta : \theta, \hat{\theta}, \varepsilon_\gamma, \varepsilon_\delta$  のラプラス変換で表されるので, (21) 式を変形すると (22) 式が求まる。

$$\Theta - \hat{\Theta} = \frac{1}{s} \left( r_1 + r_2 \frac{1}{s} \right) [\text{sgn } \hat{\omega} \quad -1] E \dots\dots\dots (22)$$

(20) 式を (22) 式に代入して  $\text{sgn } \hat{\omega} = \text{sgn } \omega$  の関係を考慮して, 式を整理すると, 抵抗偏差に対する磁極位置推定誤差の式は (23) 式となる。

$$\Theta - \hat{\Theta} = \frac{(r_2 + r_1 s) \frac{1}{L_m} (I_\gamma \text{sgn } \omega - I_\delta)}{s^3 + \frac{R_m}{L_m} s^2 + \frac{2\phi_m |\omega|}{L_m} r_1 s + \frac{2\phi_m |\omega|}{L_m} r_2} (R_m - R) \dots\dots\dots (23)$$

〈3・1・3〉 安定性 抵抗変動時の MRAS の安定性は, 抵抗偏差と磁極位置推定誤差の関係式 (23) の特性方程式, すなわち (23) 式の分母の根によって決定され, すべての根が負であれば安定である。ここで安定性を, フルビッツ安定判別法によって調べる。

- ①  $\gamma_1 > 0, \gamma_2 > 0, R_m > 0, L_m > 0, \phi_m > 0$  であるので, 特性方程式の係数は正である。
- ② フルビッツ行列は

$$H_1 = 1$$

$$H_2 = \begin{vmatrix} \frac{R_m}{L_m} & \frac{2\phi_m |\omega|}{L_m} r_2 \\ 1 & \frac{2\phi_m |\omega|}{L_m} r_1 \end{vmatrix} = \frac{2R_m \phi_m |\omega|}{L_m^2} r_1 - \frac{2\phi_m |\omega|}{L_m} r_2$$

$$H_3 = H_2 \frac{2\phi_m |\omega|}{L_m} r_2$$

となり,  $H_1 > 0, H_2 > 0, H_3 > 0$  となる条件は (24) 式のように求められる。

$$\frac{R_m}{L_m} r_1 > r_2 \dots\dots\dots (24)$$

ここで  $r_2$  は推定アルゴリズムの積分ゲインであるので

$$r_2 = r_1 \frac{1}{T_i} \dots\dots\dots (25)$$

で表すと, (24) 式と (25) 式から次式が得られる。

$$T_i > \frac{L_m}{R_m} \dots\dots\dots (26)$$

すなわち, 推定アルゴリズムの比例・積分要素における積分時間を PMSM の巻線時定数より大きく設定すれば, 抵抗変動時においても MRAS は安定であることを示している。

〈3・1・4〉 磁極位置推定誤差の定常解 巻線抵抗の変動によって磁極位置の角度がずれても, MRAS の安定性は保証されるので, PMSM の回転速度は指令値に一致して安定に回る。このときの条件は, 次の通りである。

- ① 回転速度一定であるため,  $\dot{\omega} = 0$  で  $\varepsilon_\gamma \text{sgn } \hat{\omega} - \varepsilon_\delta = 0$
- ② 磁極位置の偏差  $\theta - \hat{\theta} = \text{一定}$  であるため,  $\dot{\theta} - \dot{\hat{\theta}} = \omega - \hat{\omega} = 0$
- ③ 電流は  $i_\gamma = I_{c\gamma}, i_\delta = I_{c\delta}$  で制御
- ④ 規範モデル値と実際値との偏差の変化は  $\varepsilon_\gamma = 0, \varepsilon_\delta = 0$

と考えてもよいので, (18) 式と上記の条件①~④から抵抗偏差と磁極位置推定誤差の定常解は (27) 式となる。

$$(R - R_m) I_{c\delta} - \omega \phi_m \{1 - \cos(\theta - \hat{\theta})\} = \text{sgn } \hat{\omega} \left\{ (R - R_m) I_{c\gamma} - \omega \phi_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \right\} \dots\dots\dots (27)$$

これから, 正転時 ( $\text{sgn } \hat{\omega} = 1$ )

$$\theta - \hat{\theta} = -\frac{\pi}{4} + \sin^{-1} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{(R - R_m)(I_{c\gamma} - I_{c\delta})}{\sqrt{2} \omega \phi_m} \right\} \dots\dots\dots (28)$$

逆転時 ( $\text{sgn } \hat{\omega} = -1$ )

$$\theta - \hat{\theta} = \frac{\pi}{4} + \sin^{-1} \left\{ -\frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{(R - R_m)(I_{c\gamma} + I_{c\delta})}{\sqrt{2} \omega \phi_m} \right\} \dots\dots\dots (29)$$

が求まる。

〈3・2〉 同期インダクタンス変動の影響

〈3・2・1〉 同期インダクタンス変動時の安定性 同期インダクタンスがモデル値  $L_m$  とずれて  $L$  となり, 巻線抵抗と誘起電圧定数が変化せずそれぞれのモデル値  $R_m, \phi_m$  と同一の場合の誤差方程式を求めると (30) 式となる。

$$\dot{\varepsilon} = A_m \varepsilon + \left( \frac{1}{L} - \frac{1}{L_m} \right) (R_m \mathbf{x} - \hat{\omega} L_m J \mathbf{x} - r) - B(\hat{e}_{dqm} - e_{\gamma\delta m}) \dots\dots\dots (30)$$

上式をラプラス変換し, MRAS の適応則 (22) を用いると, インダクタンスの偏差に対する磁極位置推定誤差の関係式は

$$\Theta - \hat{\Theta} = \frac{f(s) \left( \frac{L_m - L}{L_m L} \right)}{s^3 + \frac{R_m}{L_m} s^2 + \frac{2\phi_m |\omega| r_1}{L} s + \frac{2\phi_m |\omega| r_2}{L}} \dots\dots\dots (31)$$

ここで,

$$f(s) = (r_2 + r_1 s) \{ (R_m I_\gamma + \hat{\omega} L_m I_\delta - V_\gamma^*) \operatorname{sgn} \hat{\omega} - R_m I_\delta + \hat{\omega} L_m I_\gamma + V_\delta^* \} \dots\dots\dots (32)$$

$\Theta, \hat{\Theta}, I_\gamma, I_\delta, V_\gamma^*, V_\delta^* : \theta, \hat{\theta}, i_\gamma, i_\delta, v_\gamma^*, v_\delta^*$  のラプラス変換

となる。このとき、インダクタンス変動時における MRAS の安定性は (31) 式の特性格方程式から判別できる。

$$s^3 + \frac{R_m}{L_m} s^2 + \frac{2\phi_m |\omega| r_1}{L} s + \frac{2\phi_m |\omega| r_2}{L} = 0 \dots\dots\dots (33)$$

巻線抵抗が変動した場合と同様に、安定性をフルビッツの安定判別法によって調べる。特性格方程式 (33) から明らかのように使用されている定数  $\gamma_1 > 0, \gamma_2 > 0, R_m > 0, L_m > 0, \phi_m > 0, L > 0, |\omega| > 0$  であるので、係数はすべて正となる。また、すべてのフルビッツ行列を求めて、それらが正となる条件を求めると、最終的には

$$T_i > \frac{L_m}{R_m} \dots\dots\dots (34)$$

という条件が導かれる。この (34) 式は巻線抵抗変動時の (26) 式と同一であり、インダクタンス変動時も推定アルゴリズムの積分時間を PMSM の巻線時定数より大きく設定すれば、インダクタンス変動時に対しても MRAS は安定であることを示している。

**〈3・2・2〉 磁極位置推定誤差の定常解** 同期インダクタンスの変動によって磁極位置推定誤差の角度がずれても、上記より MRAS の安定性は保証され、PMSM の回転速度は指令値に一致して安定に回る。この状態でのインダクタンス偏差と磁極位置推定誤差の定常解を、抵抗変動の場合と同じ安定条件で求める。すなわち、誤差方程式 (30) と安定条件①~④から (35) 式となる。

$$\begin{aligned} & - \left( \frac{1}{L} - \frac{1}{L_m} \right) \omega L_m I_{c\gamma} - \frac{\omega \phi_m - \omega \phi_m \cos(\theta - \hat{\theta})}{L} \\ & = \operatorname{sgn} \hat{\omega} \left\{ \left( \frac{1}{L} - \frac{1}{L_m} \right) \omega L_m I_{c\delta} - \frac{\omega \phi_m \sin(\theta - \hat{\theta})}{L} \right\} \dots\dots\dots (35) \end{aligned}$$

これから、正転時 ( $\operatorname{sgn} \hat{\omega} = 1$ )

$$\theta - \hat{\theta} = -\frac{\pi}{4} + \sin^{-1} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{(L - L_m)(I_{c\gamma} - I_{c\delta})}{\sqrt{2}\phi_m} \right\} \dots\dots\dots (36)$$

逆転時 ( $\operatorname{sgn} \hat{\omega} = -1$ )

$$\theta - \hat{\theta} = \frac{\pi}{4} + \sin^{-1} \left\{ -\frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{(L - L_m)(I_{c\gamma} - I_{c\delta})}{\sqrt{2}\phi_m} \right\} \dots\dots\dots (37)$$

が求まる。

**〈3・3〉 誘起電圧定数変動の影響**

**〈3・3・1〉 誘起電圧定数変動時の安定性** 誘起電圧定数がモデル値  $\phi_m$  とずれて  $\phi$  となり、抵抗とインダクタンスが変化せずにそれぞれのモデル値  $R_m, L_m$  と同一の場合の誤差方程式を求めると (38) 式となる。

$$\dot{\varepsilon} = A_m \varepsilon - B_m (\hat{e}_{dqm} - e'_{\gamma\delta}) \dots\dots\dots (38)$$

ここで  $e'_{\gamma\delta} = [e'_\gamma \ e'_\delta]^T, e'_\gamma = -\omega\phi \sin(\theta - \hat{\theta}), e'_\delta = \omega\phi \cos(\theta - \hat{\theta})$

抵抗変動の場合と同様に (38) 式をラプラス変換し、MRAS の適応則 (22) 式を用いると、誘起電圧定数偏差に対する磁極位置推定誤差の関係式は

$$\Theta - \hat{\Theta} = \frac{(r_2 + r_1 s) \frac{\hat{\Omega}}{L_m}}{s^3 + \frac{R_m}{L_m} s^2 + \frac{2\phi|\omega|}{L_m} r_1 s + \frac{2\phi|\omega|}{L_m} r_2} (\phi_m - \phi) \dots\dots\dots (39)$$

ここで、 $\Theta, \hat{\Theta}, \hat{\Omega} : \theta, \hat{\theta}, \hat{\omega}$  のラプラス変換となる。このとき、誘起電圧定数変動時の MRAS の安定性は (39) 式の特性格方程式から判別できる。

$$s^3 + \frac{R_m}{L_m} s^2 + \frac{2\phi|\omega| r_1}{L_m} s + \frac{2\phi|\omega| r_2}{L_m} = 0 \dots\dots\dots (40)$$

(40) 式は誘起電圧定数が  $\phi_m$  と異なり  $\phi$  である以外は巻線抵抗変動と同一の特性格方程式であるため、同じように安定性の条件を求めると、抵抗変動時の条件 (26) 式と同一の (41) 式を満足すれば保証されることがわかる。

$$T_i > \frac{L_m}{R_m} \dots\dots\dots (41)$$

**〈3・3・2〉 磁極位置推定誤差の定常解** 誘起電圧定数の変動によって磁極位置推定値の誤差が生じて、MRAS の安定性は保証され、SPMSM の回転速度は指令値に一致して安定に保たれる。この場合も誘起電圧定数偏差と磁極位置推定誤差の定常解は、誤差方程式 (38) と巻線抵抗変動の場合と同一の安定条件①~④より求まり、(42) 式となる。

$$-\phi_m + \phi \cos(\theta - \hat{\theta}) = \operatorname{sgn} \hat{\omega} \{ -\phi \sin(\theta - \hat{\theta}) \} \dots\dots (42)$$

これから、正転時 ( $\operatorname{sgn} \hat{\omega} = -1$ )

$$\theta - \hat{\theta} = -\frac{\pi}{4} + \sin^{-1} \left( \frac{\phi_m}{\sqrt{2}\phi} \right) \dots\dots\dots (43)$$

逆転時 ( $\operatorname{sgn} \hat{\omega} = -1$ )

$$\theta - \hat{\theta} = \frac{\pi}{4} + \sin^{-1} \left( -\frac{\phi_m}{\sqrt{2}\phi} \right) \dots\dots\dots (44)$$

が求まる。

以上のように巻線抵抗, 同期インダクタンス, 誘起電圧定数の変動時の安定解析から, どのパラメータに変動が生じていても, 推定アルゴリズムの積分時間を PMSM の巻線時定数より大きく設定すれば, MRAS は安定であることが明確となった。

#### 4. 実機実験

SPMSM の各パラメータ (巻線抵抗, 同期インダクタンス, 誘起電圧定数) 変動に対する, センサレス制御系の安定性と磁極位置推定誤差の定常解の妥当性評価のため, 実機実験を行った。実験に使用した SPMSM のパラメータを Table 1 に示す。負荷機は 400 W の SPMSM を使用し, 負荷トルク制御を行った。また, 実験装置の CPU にはルネサス製の 32 ビット SH2A シリーズ (R5F72865) を, 電流検出には 12 ビットの AD コンバータを使用している。PWM インバータへのキャリア周波数は 16 KHZ とし, 速度制御演算周期はキャリア周期の 4 倍の  $250 \mu\text{s}$ , 適応制御と電流制御の演算周期はキャリア周期と同一の  $62.5 \mu\text{s}$  とした。全ての実験は推定系の調整値を比例ゲイン 0.13, 積分時間 12 ms に設定して実施した。

実験は, まず, 定常特性実験として各パラメータを変動させたときの磁極位置推定誤差を測定した。次に, 過度特性実験として, 各パラメータを一定値変動させた状態で無負荷四象限運転特性, 100% の負荷外乱ステップ入力に対する回転速度応答特性, 回転速度指令に対するステップ応答特性を測定した。最後に巻線抵抗変動時の安定性条件 (26) 式 ((34) 式と (41) 式は同一条件) の妥当性実験として回転速度推定値の過度特性を測定した。

**〈4・1〉 パラメータ変動時の磁極位置推定誤差** 実験は, 条件 1 (回転速度 1500 r/min, トルク電流 100%), 条件 2 (回転速度 1500 r/min, トルク電流 50%), 条件 3 (回転速度 500 r/min, トルク電流 50%) の下で行った。規範モデル (15) 式および入力電圧 (17) 式で設定しているそれぞれのパラメータ (巻線抵抗  $R_m$ , 同期インダクタンス  $L_m$ , 誘起電圧定数  $\phi_m$ ) を, 徐々に + から - に変動させたときの磁極位置推定誤差の挙動を測定した。実験値と定常解から求めた理論値とを比較した結果を, Fig. 3~Fig. 5 に示す。ただし, 太い曲線は理論値である。

**〈4・1・1〉 巻線抵抗変動時** Fig. 3 は, 規範モデルの巻

線抵抗を変動させたときの磁極位置推定誤差について (28) 式から求めた理論値と実験値を図示したものである。回転速度が同一でトルク電流が 2 倍になると推定誤差は 2 倍になり, 同一トルク電流のときには回転速度が 1/3 になると推定誤差が 3 倍になっていることがわかる。このことから巻線抵抗変動に対する磁極位置推定誤差は, 電流値にほぼ比例し, 回転速度にほぼ反比例するように変動している。この結果は (28) 式からも明らかである。

**〈4・1・2〉 同期インダクタンス変動時** Fig. 4 は, 規範モデルのインダクタンスを変動させたときの磁極位置推定誤差の理論値 (36) 式と実験値を図示したものである。推定誤差は電流値にはほぼ比例し, 回転速度に無関係であることがわかる。また, Fig. 4(a) において推定誤差の実際値が理論値より大きいのは, 電流が定格付近であるため, インダクタンスが磁気飽和の影響を受けていると思われる。

**〈4・1・3〉 誘起電圧定数変動時** Fig. 5 は, 誘起電圧定数を変動させたときの磁極位置推定誤差の理論値 (43) 式と実験値を図示したものである。Fig. 5 から誘起電圧定数変動に対する推定誤差の挙動は, 電流値にも回転速度にも無関

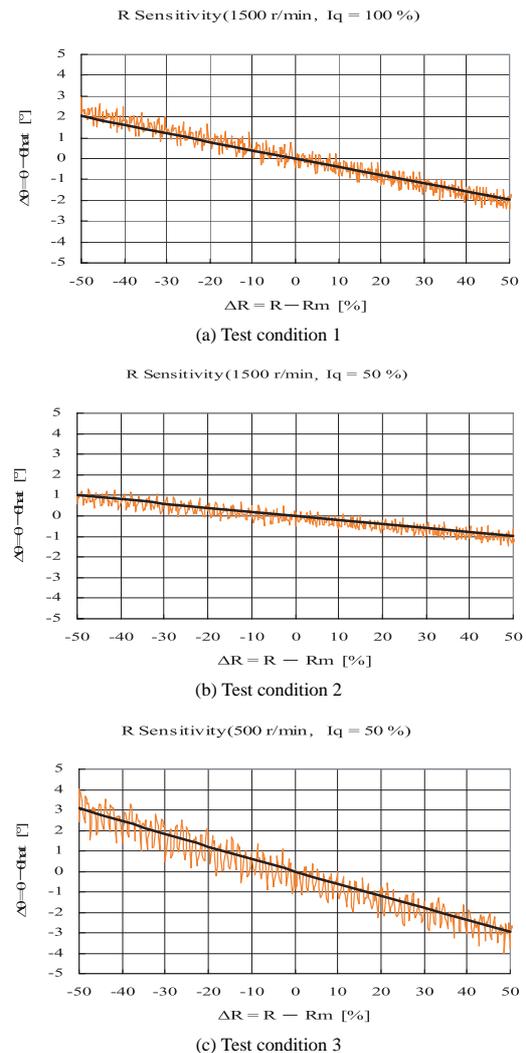


Fig. 3. Estimation error of rotor position to winding resistance variation

Table 1. Parameters of test motor.

Number of poles	8
Rated power	200 W
Rated current	1.5 A
Rated speed	3000 r/min
winding resistance	2.0 $\Omega$
winding inductance	1.3 mH
Back E.M.F constant	30 mV/r/min

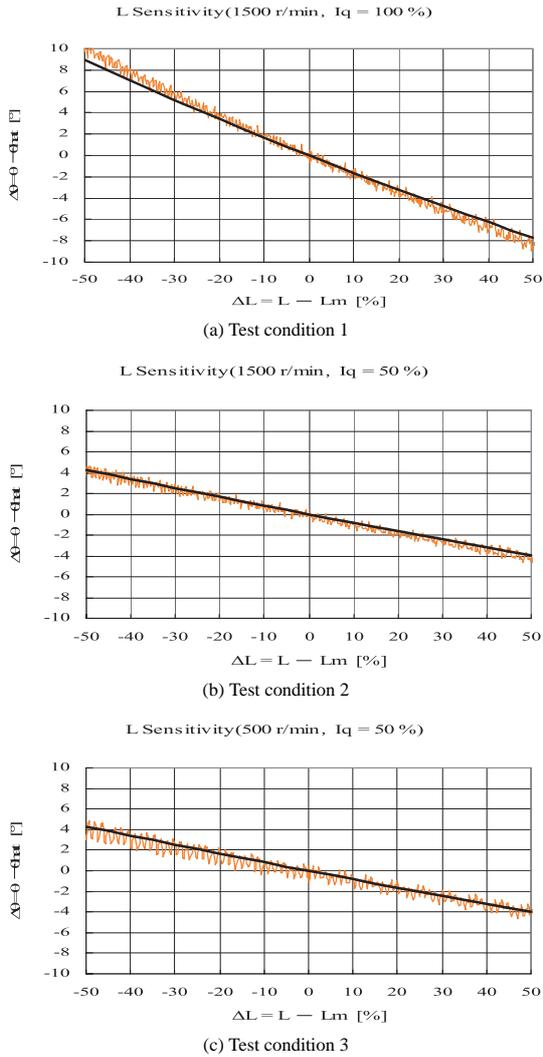


Fig. 4. Estimation error of rotor position to inductance variation

係であることがわかる。また, Fig. 5(a)において推定誤差が大きいつきに, 実際値が理論値とずれている。これも電流が定格付近であるため, 磁気飽和の影響を受けているものと思われる。

以上の実験結果から, 各パラメータ変動に対する磁極位置推定誤差の変動の傾向をまとめると Table 2 となる。また, いずれの実験値 (振動波形) も理論値 (曲線) にほぼ一致しており, 解析の正しさを示している。

〈4・2〉パラメータ変動時の過度特性 各過度状態での磁極位置推定誤差の特性は, 磁極位置推定系の応答遅れに起因した推定誤差に, 電流値と回転速度に関する各パラメータ変動の定常特性による推定誤差とが重畳されたものと考えられる。また, すべての過度特性においてパラメータ変動なしの場合の推定誤差の挙動が, 磁極位置推定系の過度応答特性とみなしてもよい。以上のことを検証するため, パラメータ変動なしの特性と各パラメータが実際に変動した場合と同一の特性を測定できる試験条件を, 次の条件 1~4 に設定した。条件 1 (パラメータ変動なし), 条件 2 (巻線抵抗は温度上昇で増加のためモデル値を -10% 変化,

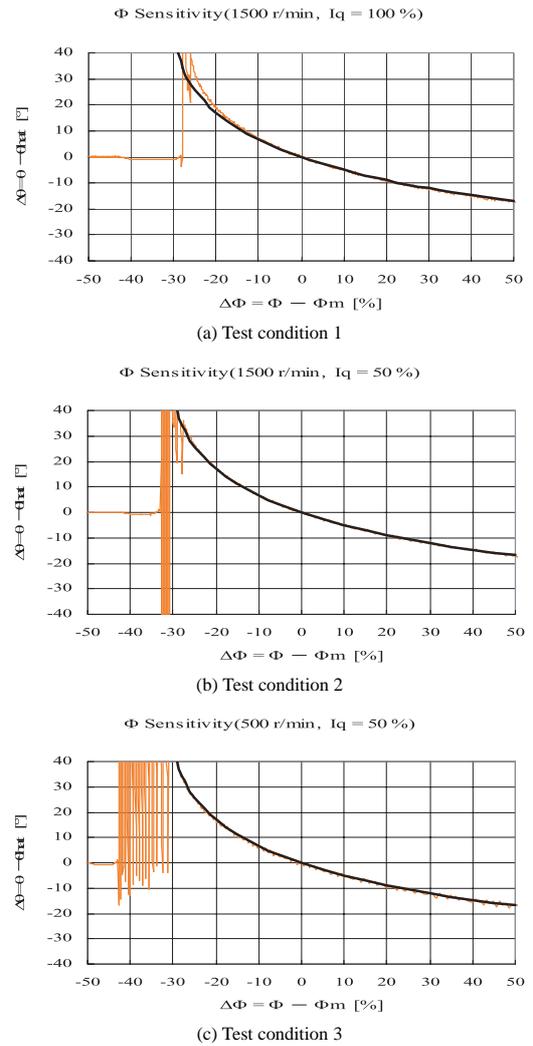


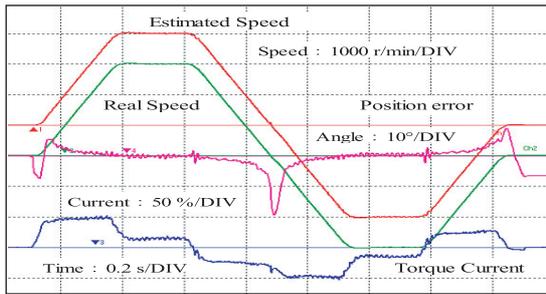
Fig. 5. Estimation error of rotor position to back e.m.f. constant variation

Table 2. Estimation error of rotor position to parameter variation.

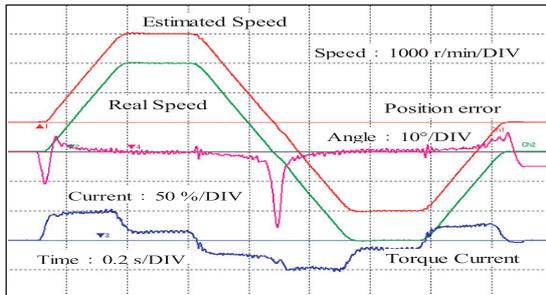
Parameter variation	Current	Rotation Speed
Winding Resistance	Almost proportion	Almost inverse proportion
Inductance	Almost proportion	Non-relation
Back e.m.f. constant	Non-relation	Non-relation

Fig. 3 の  $\Delta R (= R - R_m)$  では +10%), 条件 3 (同期インダクタンスは飽和で減少のためモデル値を +10% 変化, Fig. 4 の  $\Delta L (= L - L_m)$  では -10%), 条件 4 (誘起電圧定数は温度上昇で減少のためモデル値を +10% 変化, Fig. 5 の  $\Delta \phi (= \phi - \phi_m)$  では -10%) である。実験の目的が動特性の確認のため, 負荷外乱ステップ入力時の特性実験以外は, 磁極位置推定値と実際値を同一にした状態で開始し, 停止時は速度 0 r/min を検出すると推定動作を停止した。実験結果を Fig. 6~Fig. 8 に示す。

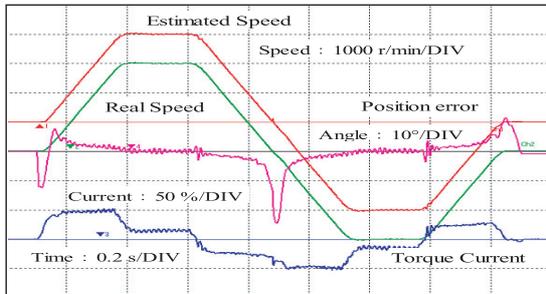
〈4・2・1〉無負荷四象限運転特性 Fig. 6 は無負荷状態で回転速度指令を 3000 r/min/0.25 s の加減速度で 0 r/min か



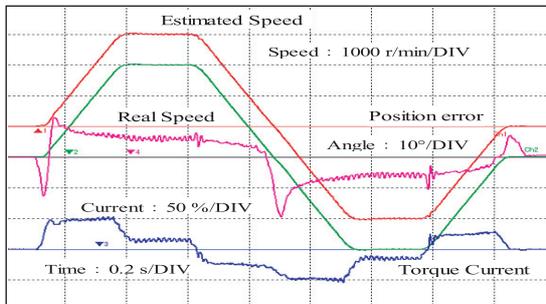
(a) No parameter variation



(b) Winding resistance variation by -10%



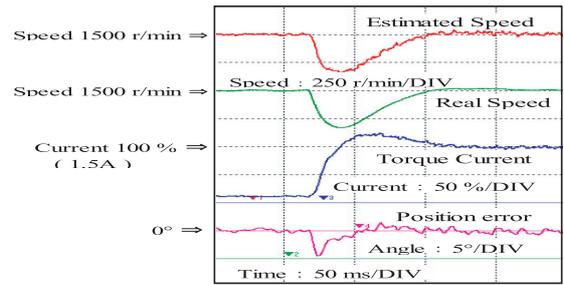
(c) Inductance variation by +10%



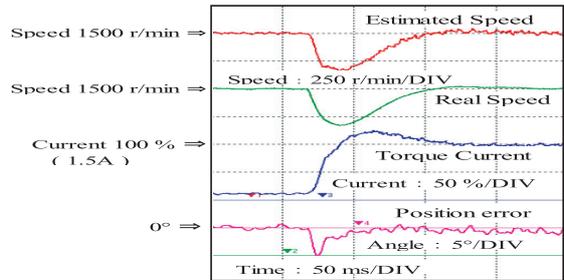
(d) Back e.m.f. constant variation by +10%

Fig. 6. Four-quadrant operation under parameter variation

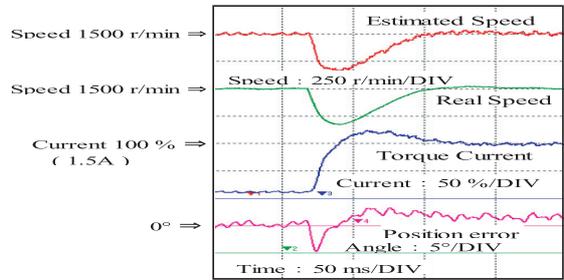
ら  $\pm 3000$  r/min までランプ的に変化させて四象限運転を行った場合の結果である。まず各パラメータ変動に対する磁極位置推定誤差は, (23), (31), (39) 式からパラメータ変動なしでの推定誤差の理想値は  $0^\circ$  であり, パラメータ変動が少しでも存在すると低速で徐々に大きくなり, 速度  $0$  r/min 付近で不安定になることがわかる。Fig. 6(a) のパラメータ変動なし実験結果でも, 実際値とモデル値との間に微小なずれがあるため, 速度  $0$  r/min 付近で推定誤差が急に大きくなっている。次に過度状態での磁極位置推定誤差の特性を検証する。条件 1 の実験結果である Fig. 6(a) が磁極位置推定系



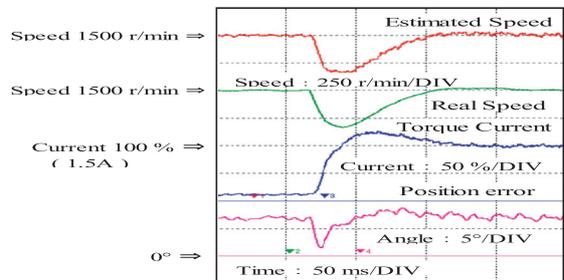
(a) No Parameter variation



(b) Winding resistance variation by -10%



(c) Inductance variation by +10%



(d) Back e.m.f. constant variation by +10%

Fig. 7. Step response for disturbance load under parameter variation

の過度応答特性とみなせる。条件 2 での推定誤差の定常偏差は, 運転中の最大電流が  $\pm 50\%$  程度であるため, 定常特性の解析結果の Fig. 3(c) を参考に約  $-0.4^\circ$  程度と考えられる。このため, 条件 2 に対する磁極位置推定誤差の変動は, パラメータ変動なしとほぼ同一の特性になると予想される。これは実験結果の Fig. 6(a) と Fig. 6(b) を比較すると明らかである。条件 3 の同期インダクタンス変動に対する磁極位置推定誤差の定常偏差は, 巻線抵抗変動と同様に Fig. 4(c) から約  $+1^\circ$  程度である。この場合もパラメータ変動とほぼ同一の特性が予想され, 実験結果の Fig. 6(a) と Fig. 6(c) から明らかである。最後に条件 4 での誘起電圧定数変動に対

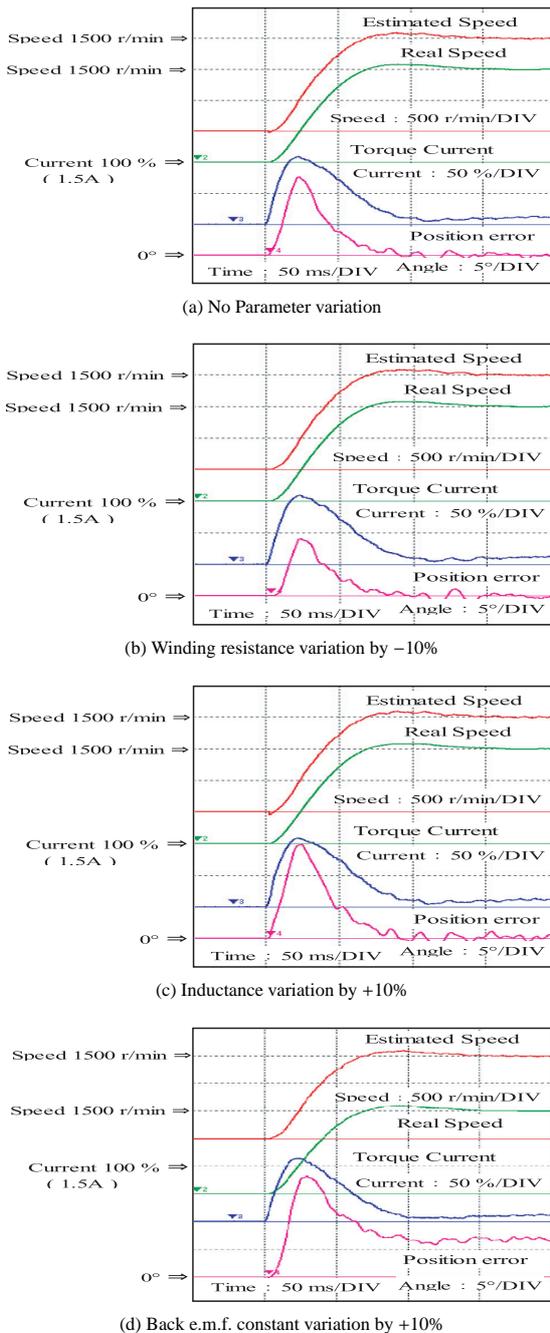


Fig. 8. Step response for speed reference under parameter variation

する磁極位置推定誤差の変動は、定常特性の解析結果 (44) 式と Fig. 5 から回転速度が正転のときの変動は約 $+7^\circ$ 程度で逆転のときは約 $-7^\circ$ であるため、パラメータ変動なしの波形に対して回転速度が正転のときは $+7^\circ$ が、逆転のときは $-7^\circ$ が加算された特性が予想される。これも実験結果の Fig. 6(a) と Fig. 6(d) を比較すると明らかである。これらの結果から、磁極位置推定誤差の変動については誘起電圧定数変動の影響が大きく、それ以外のパラメータ変動の影響は少ない。また、推定誤差が大きい場合でも実験条件下では、極低速以外の全回転速度範囲で安定に動作しており、加減速特性に大きな違いはみられない。

#### 〈4・2・2〉 負荷外乱ステップ入力時の回転速度応答特性

Fig. 7 に回転速度指令を 1500 r/min 一定にした状態で、100%負荷外乱をステップ的に入力したときの様子を示す。負荷外乱を入力すると電流は急激に変化し 100%で安定になる。巻線抵抗変動と同期インダクタンス変動に対する磁極位置推定誤差の挙動は、Table 2 に示したように電流値にほぼ比例し、巻線抵抗変動のみ回転速度にほぼ反比例するので、磁極位置推定系の応答遅れに起因した推定誤差に相当するパラメータ変動なしの Fig. 7(a) に、電流変化と回転速度に応じたそれぞれの定常時の磁極位置推定誤差を加算した波形になることが予想される。すなわち、これらの推定誤差の挙動は、負荷外乱の入力前はほぼ $0^\circ$ で、負荷外乱入力前後ではそのときの電流値の応じた推定誤差がパラメータ変動なしの Fig. 7(a) に加算され、負荷外乱が入力され元の回転速度に復帰したときは定常特性実験の条件 1 (回転速度 1500 r/min, トルク電流 100%) である Fig. 3(a), Fig. 4(a) からそれぞれ約 $-0.4^\circ$ , 約 $+1.8^\circ$ となる。また、誘起電圧定数変動での磁極位置推定誤差の挙動は、Table 2 から電流と回転速度の変化に無関係なので Fig. 7(a) に、定常特性で求めた一定の推定誤差、すなわち、定常特性実験の Fig. 5(a) から求まる約 $+7^\circ$ を加算した波形となる。Fig. 7 の実験結果の実際値はこれらとほぼ一致しており、予想が正しいことを示している。以上の結果から、パラメータ変動時に大きな負荷外乱 (100%) の変動が生じた場合、磁極位置推定誤差の過度変動は実験での条件で最大 5 度以内であり、定常偏差は各パラメータの定常特性にしたがってそれぞれ発生する。しかし、回転速度推定値はほぼ回転速度真値に一致して 80 ms 程度で元の速度に復帰しており、安定に動作している。

#### 〈4・2・3〉 回転速度指令のステップ特性

Fig. 8 は回転速度指令を 0 r/min から 1500 r/min までステップ的に変化させた場合の動作を示す。各パラメータ変動にたいする磁極位置推定誤差の挙動は、負荷外乱ステップ入力と同様に予測できる。すなわち、巻線抵抗変動での磁極位置推定誤差は、電流値にほぼ比例し回転速度に反比例して負に変化するため、加速中で電流が増加しているときはパラメータ変動なしに比べて減少し、電流が零に近い一定回転速度ではほぼ $0^\circ$ になる。同期インダクタンス変動での磁極位置誤差は、電流値にほぼ比例して正に変化するため、電流が増加しているときはパラメータ変動なしに比べて増加し、電流が零に近い一定回転速度ではほぼ $0^\circ$ になる。誘起電圧定数変動での磁極位置推定誤差は、電流値に無関係であるので、定常偏差の約 $+7^\circ$ にパラメータ変動なしの波形を加算した波形となる。Fig. 8 の実験結果から、磁極位置推定誤差の実際値は、これらの予想値にほぼ一致して加速初期には $10\sim 20^\circ$ 変動し、条件 4 では 7 度程度の定常偏差が残留する。しかし、いずれの実験条件でも速度指令値の変化後、回転速度推定値は約 70 ms で 1500 r/min に到達しており、脱調もせず安定に動作している。

以上の過度特性の実験結果から、提案方式では低速を除

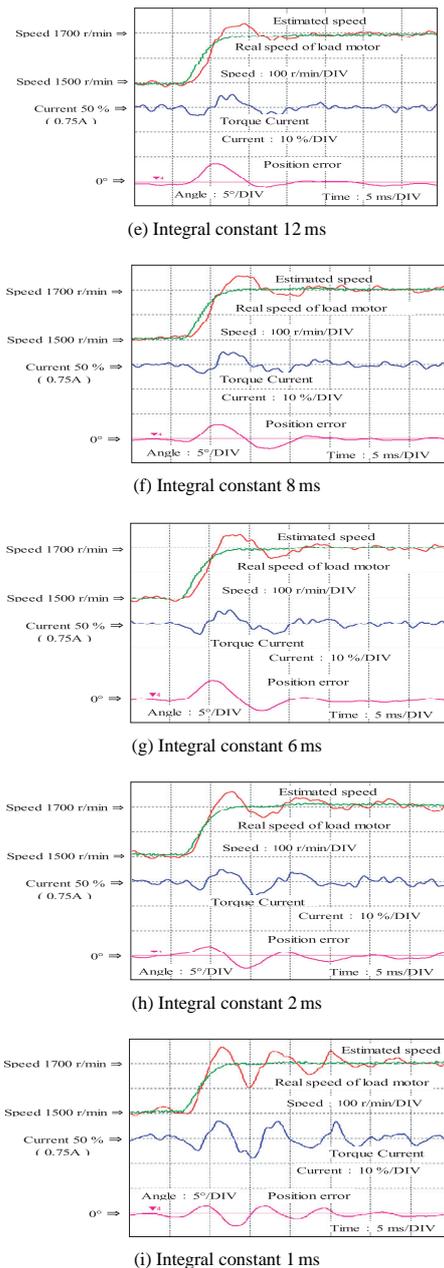


Fig. 9. Stability of adaptive system under winding resistance variation

いた速度範囲では安定に動作し、低速では磁極位置推定誤差が大幅に増加する。また、各過度状態での磁極位置推定誤差の挙動は、磁極位置推定系の応答遅れによる推定誤差と各パラメータ変動の定常特性の推定誤差とが加算された波形とほぼ等しく、誘起電圧定数変動のときに大きな定常偏差を持つことが確認できた。さらに、過度応答に応じて磁極位置推定誤差が過度的に大きく変化しても、回転速度の推定が正しくかつ安定に行われていることが明確となった。

**〈4・3〉 巻線抵抗変動時の安定性** Fig. 9 に規範モデルの巻線抵抗を  $-10\%$  変動させて、負荷機の回転速度を  $1500\text{ r/min}$  から  $+200\text{ r/min}$  の速度ステップ動作させた時の回転速度推定値の挙動を示す。積分時間が  $12\text{ ms}$  の時は安定であるが、 $8\text{ ms}$  付近から振動が始まり  $2\text{ ms}$  や  $1\text{ ms}$  では

大きく減衰振動し  $0.5\text{ ms}$  は不安定になる。(26) 式から求めた安定限界の理論値は電流回路時定数の  $6.5\text{ ms}$  であるが、実験データでの  $6\text{ ms}$  ではオーバーシュートが大きく振動もあるが安定である。このずれは速度偏差の収束に対して十分条件である角度偏差の収束を適用した(19) 式に原因があるとおもわれる。また、比例ゲインを  $0.13$  から  $0.2$  あるいは  $0.07$  に変更して  $6\text{ ms}$  付近で比較実験すると振動が増加し、 $0.13$  付近が最適値であることは確認している。以上から、実際の制御でパラメータが変動した時に安定状態として使用できるのは  $8\text{ ms}$  以上であるため、安定条件の解析結果(26) 式は安全サイドにあり実用上有効であることがわかる。

## 5. まとめ

本論文では、既に提案している MRAS を用いた磁極位置センサレス制御法において<sup>(13)(14)</sup>、電流制御ループ内で規範モデルに電圧と電流の関係が一次遅れとなる理想モデルを採用して並列形 MRAS を構成すると、結果として電流制御系が非干渉化されたセンサレス制御になることを示した。さらに、このセンサレス制御系において、各種パラメータ変動時の安定性解析、定常状態での各パラメータ変動に対する磁極位置推定誤差の理論式を導出し、その妥当性を実験により確認した。また、各種過度特性の実験結果から、以下の事が明確になった。すなわち、パラメータに大幅な変動がない場合、高速で安定な制御性能を得ることができる。磁極位置推定誤差については、巻線抵抗変動では電流値にほぼ比例し回転速度値には反比例する、インダクタンス変動では電流値に比例し回転速度値には無関係である、誘起電圧定数変動では電流値と回転速度値に無関係である。さらに、巻線抵抗変動時の適応系の安定性の解析結果は、実験結果から実用上有効であることが確認できた。

今後は、パラメータの同定による磁極位置推定誤差の低減や内部永久磁石同期モータ (IPMSM) への適用について検討する。

## 文 献

- (1) M. Naidu and B.K. Bose: "Rotor Position Estimation Scheme of a Permanent Magnet Synchronous Machine for High Performance Variable Speed Drive", in *Coanf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp.48-53 (1992)
- (2) N. Matsui and M. Shigyo: "Brushless dc Motor Control without Position and Speed Sensors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.28, No.1, pp.120-127 (1992-1/2)
- (3) T. Takeshita, A. Usui, and N. Matsui: "Sensorless Salient-Pole PM Synchronous Motor Drives in All Speed Ranges", *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol.120, No.2, pp.240-247 (2000-2) (in Japanese)
- (4) 竹下隆晴・白井 明・松井信行:「全速度領域におけるセンサレス突極形 PM 同期電動機制御」, 電学論 D, Vol.120, No.2, pp.240-247 (2000-2)
- (5) G. Yang, R. Tomioka, M. Nakano, and T. Chin: "Position and Speed Sensorless Control of Brush-Less DC Motor Based on an Adaptive Observer", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.113, No.5, pp.579-586 (1993-5) (in Japanese)
- (6) 陽 耕・富岡理知子・中野 求・金 東海:「適応オブザーバによるブラシレス DC モータの位置センサレス制御」, 電学論 D, Vol.113, No.5, pp.579-586 (1993-5)
- (7) Z. Chen, M. Tomita, T. Senjyu, S. Doki, and S. Okuma: "Position and Ve-

- locity Sensorless Controls of Cylindrical Brushless DC Motors Using Disturbance Observers and Adaptive Velocity Estimators”, *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol.118, No.7/8, pp.828–835 (1998-7/8) (in Japanese)  
陳 志謙・富田睦雄・千住智信・道木慎二・大熊 繁:「外乱オブザーバと速度適応同定による円筒型ブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御」, 電学論 D, Vol.118, No.7/8, pp.828–835 (1998-7/8)
- (6) K. Hirano, H. Hara, T. Tsuji, and R. Oguro: “Sensorless Speed Control of IPM Motor”, *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol.120, No.5, pp.666–671 (2000-5) (in Japanese)  
平野孝一・原 英博・辻 輝生・小黑龍一:「IPM モータのセンサレス速度制御」, 電学論 D, Vol.120, No.5, pp.666–671 (2000-5)
- (7) Y. Kinpara: “Position Sensorless Control of PM Motor Using Adaptive Observer on Rotational Coordinate”, *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol.123, No.5, pp.600–609 (2003-5) (in Japanese)  
金原義彦:「回転座標上の適応オブザーバを用いた PM 電動機の位置センサレス制御」, 電学論 D, Vol.123, No.5, pp.600–609 (2003-5)
- (8) S. Shinnaka: “New Sensorless Vector Control Methods Based on a New Minimum-Order Flux State-Observer in the “D-Module” for Permanent Magnet Synchronous Motors”, *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol.123, No.12, pp.1446–1460 (2003-12) (in Japanese)  
新中新二:「永久磁石同期モータの最小次元 D 因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案」, 電学論 D, Vol.123, No.12, pp.1446–1460 (2003-12)
- (9) S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda: “Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.38, No.4, pp.1054–1061 (2002-7/8)
- (10) Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: “An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors”, *IEEE Trans. on Industry Electronics*, Vol.50, No.2, pp.288–295 (2003-4)
- (11) S. Morimoto, A. Shimmei, M. Sanada, and Y. Takeda: “Position and Speed Sensorless Control System of Permanent Magnet Motor with Parameter Identification”, *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol.126, No.6, pp.748–755 (2006-6) (in Japanese)  
森本茂雄・神名玲季・真田雅之・武田洋次:「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」, 電学論 D, Vol.126, No.6, pp.748–755 (2006-6)
- (12) M. Hasegawa, S. Yoshioka, and K. Matsui: “Robust Position Sensorless Control of IPMSMs for Inductance Variation Using Unknown Input Observer”, *IEEJ Trans. on Industry Applications*, Vol.129, No.9, pp.890–898 (2009-9) (in Japanese)  
長谷川勝・吉岡 論・松井景樹:「未知入力オブザーバを用いたインダクタンス変動にロバストな IPMSM の位置センサレス制御」, 電学論 D, Vol.129, No.9, pp.890–898 (2009-9)
- (13) M. Ohara and T. Noguchi: “Sensorless Control of Permanent Magnet Motor Based on Model Reference Adaptive System”, *2010 Annual Meeting Record IEEJ*, No.4, pp.183–184 (2010-3) (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永久磁石モータのセンサレス制御法」, 平成 22 電学全大, No.4, pp.183–184 (2010-3)
- (14) M. Ohara and T. Noguchi: “Experimental Verification of Sensorless Control Performance of Permanent Magnet Motor Based on Model Reference Adaptive System”, *2010 Industry Application Society Conference IEEJ*, No.1, pp.401–404 (2010-8) (in Japanese)  
小原正樹・野口季彦:「MRAS による永久磁石モータのセンサレス制御性能の実験検証」, 平成 22 電学産業応用部大, No.1, pp.401–404 (2010-8)
- (15) I.D. Landau · M. Tomizuka: 適応制御システムの理論と実際, オーム社 (1981)
- (16) K.J. Astrom and B. Wittenmark: “Adaptive Control”, Second Edition, Addison Wesley (1995)

小原正樹 (正員) 1950年2月4日生。1973年3月静岡大学工学部電気工学科卒業。1973年4月富士電機製造(株)(現富士電機(株))入社。1979年10月(株)富士電機総合研究所転籍。1989年4月(株)竹中製作所入社。現在常務取締役電子機器事業部長。2010年4月静岡大学創造科学技術大学院に社会人入学。計測自動制御学会員。システム制御情報学会員。



野口季彦 (正員) 1959年10月23日生。1982年3月名古屋工業大学工学部電気工学科卒業。1986年3月長岡科学技術大学大学院工学研究科修士課程電気・電子システム工学専攻修了。1982年4月東京芝浦電気(株)(現(株)東芝)入社。1991年4月岐阜工業高等専門学校講師。1994年4月長岡科学技術大学助手。1996年4月同助教授。2007年4月同准教授。2009年4月静岡大学教授。博士(工学)。IEEE Senior member。

