

拡張誘起電圧に基づく推定軸誤差を利用した IPMSM のセンサレス制御

河本啓助* 森本茂雄 武田洋次 (大阪府立大学)

A Sensorless Control of IPMSM using an Estimated Axis Error on the basis of an Extended EMF

Keisuke Kawamoto* Shigeo Morimoto Yoji Takeda (Osaka Prefecture University)

Abstract

This paper presents a sensorless control of IPMSM using an estimated axis error on the basis of an extended emf. In the sensorless control method using a rotational axis model, the approximated model is generally used, thus some problems exist in the sensorless control at IPMSM with a large saliency ratio. In this paper the use of a rotational axis model using an extended emf can accomplish a sensorless control on the basis of an IPMSM model without any approximation. Moreover to confirm the effectiveness of the proposed method this paper shows simulation results of some kinds of drive situations and IPMSMs with various saliency ratios.

1. まえがき

地球環境に対する関心が年々高まり、我が国の各産業界も影響を受け、エネルギー効率改善目標や、消費エネルギー削減目標が具体的に設定されるようになった。このような状況下、高効率運転を実現する埋込磁石同期モータ (IPMSM) が注目され、エアコンを始め広い分野で普及しつつある。

回転子内部に永久磁石が埋め込まれた IPMSM は、永久磁石によるトルクとリラクタンストルクを併用することで高効率運転を可能としたモータである。しかし、同期モータであるために制御には位置検出が必要となり、価格、耐環境性などの点でセンサレス制御に対する期待が大きい。

永久磁石の磁束により誘起される速度起電力を基にするセンサレス制御は、モータ停止時、低速時には使用できないものの、誘起電圧情報のみによって位置検出可能なことから多くの制御方式が報告されている。

しかし、回転座標モデルの誘起電圧を利用する制御方式では、一般に一部突極性を無視する近似が行われており、そのため、突極比の大きな IPMSM では制御が不安定になることもあった^{[1][2]}。

本文では拡張誘起電圧^{[3][4]}を用いた回転座標モデルを用いることで、近似を必要としない IPMSM のモデルに基づくセンサレス制御法を提案している。また、様々な運転状況、突極比の異なる IPMSM に対する有効性について、シミュレーションを通して検討している。

2. IPMSM のモデリング

IPMSM の数学モデルとしては、通常、2 軸の静止座標系 (α - β 軸)、もしくは回転座標系 (d - q 軸) を用いている。位置センサレス制御では、このような座標系で考えたモータモデルを基に速度、位置を推定するため、制御に用いる方程式が、より正確で、かつ簡単なものであることが望まれる。

そこで、まず、従来用いられていた一般的なモデル式と、本研究で採用している拡張誘起電圧を用いたモデル式とを比較し、速度、位置推定への適合性を検討してみる。

2.1 一般モデル

三相の静止座標系 (u - v - w 軸) で考えた IPMSM の回路方程式に対し座標変換を施し、静止座標系 (α - β 軸) に変換すると次式となる。

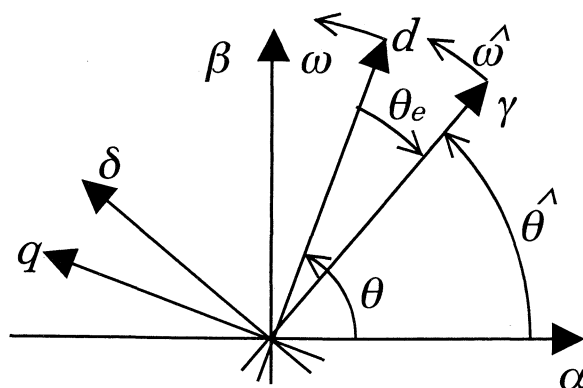


図 1 座標軸の定義

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + p(L_0 + L_1 \cos 2\theta) & pL_1 \sin 2\theta \\ pL_1 \sin 2\theta & R_a + p(L_0 - L_1 \cos 2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \psi_a \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし、

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}, \quad L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

R_a : 電機子抵抗 ψ_a : 電機子鎖交磁束

L_d : d 軸インダクタンス L_q : q 軸インダクタンス

p : 微分演算子

また、図 1 のように、 α 軸に対する d 軸(永久磁石の磁極位置)の進み角を θ とした場合、(1)式に進み角 θ の座標変換を施した回転座標系(d - q 軸)のモデルは(2)式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} \quad (2)$$

しかし、位置センサレス制御においてはロータの回転位置 θ を検出できないため、(2)式のような d - q 軸座標を用いてシステムモデルを構成することは不可能である。そこで、 d - q 軸から回転方向に偏差- θ_e を持ち、電気角速度 $\hat{\omega}$ で回転する推定軸 γ - δ 軸を定義する。(2)式に座標変換を施すと、

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega \psi_a \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \theta_e + L_q \sin^2 \theta_e & (L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e \\ (L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e & L_d \sin^2 \theta_e + L_q \cos^2 \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_\gamma \\ p i_\delta \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -(L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e & -(L_d \sin^2 \theta_e + L_q \cos^2 \theta_e) \\ L_d \cos^2 \theta_e + L_q \sin^2 \theta_e & (L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega) \begin{bmatrix} (L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e & -(L_d \cos^2 \theta_e + L_q \sin^2 \theta_e) \\ L_d \sin^2 \theta_e + L_q \cos^2 \theta_e & -(L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \quad (3)$$

となる。

(3)式のままだは大変複雑であるため、見通しをよくするため(4)式のように変形する。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_\gamma \\ p i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_\gamma \\ \varepsilon_\delta \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\gamma \\ \varepsilon_\delta \end{bmatrix} = \omega \psi_a \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(L_d - L_q) \sin^2 \theta_e & (L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e \\ (L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e & (L_d - L_q) \sin^2 \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p i_\gamma \\ p i_\delta \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -(L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e & -(L_d - L_q) \sin^2 \theta_e \\ -(L_d - L_q) \sin^2 \theta_e & (L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega) \begin{bmatrix} (L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e & -(L_d \cos^2 \theta_e + L_q \sin^2 \theta_e) \\ L_d \sin^2 \theta_e + L_q \cos^2 \theta_e & -(L_d - L_q) \sin \theta_e \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \quad (5)$$

(5)式の第 2 項以降は $\theta_e = 0, \hat{\omega} = \omega$ と仮定すると 0 となる。このように仮定したモデルを基にして、実電流と推定電流との誤差電流より速度と位置を

推定する方法^[1]や、オブザーバで推定した γ - δ 軸上の誘起電圧より速度、位置を推定する方法^[2]が提案されている。

しかし、このような近似では $\theta_e \neq 0$ の場合に(5)式の第 2 項以降が推定誤差という形で内包されることになり、速度指令変化時、もしくは突極比の大きなモータに対するセンサレス制御時に推定が不安定になる恐れがある。

2.2 拡張誘起電圧モデル

(1)式に含まれる 2 倍調波の項を消去するように式変形を行うと、(6)式のように表現することができる^{[3][4]}。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & \omega(L_d - L_q) \\ -\omega(L_d - L_q) & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

ただし

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$E_{ex} = [\omega \{(L_d - L_q)i_d + \psi_a\} - (L_d - L_q)(p i_q)] \quad (8)$$

ここで、 e_α, e_β は拡張誘起電圧と呼ばれている^[4]。(6)式の第 1 項の係数行列は対角が同じ値となっていることが分かる。 e_α, e_β をオブザーバで推定し、その位相から $\hat{\theta}$ を推定する方法が提案されている^[4]。

(6)式は回転座標系(d - q 軸)では、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix} \quad (9)$$

で表され、推定回転座標系(γ - δ 軸)では、

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \quad (10)$$

ただし、拡張誘起電圧は

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega) L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad (11)$$

となる。(4),(10)式は比較するとよく似た式であるが、誘起電圧成分である(5),(11)式は全く異なっている。拡張誘起電圧は両軸の係数が同じであり、また非常にシンプルなのでプラントモデルに近似を必要としないことが分かる。

(10),(11)式をみると、推定軸が d - q 軸と一致する場合、 e_γ は 0 となる。また、 $\hat{\omega} \cong \omega$ と仮定すると、推定軸誤差 θ_e は $\theta_e = \tan^{-1} \left(-\frac{e_\gamma}{e_\delta} \right)$ で得られること

から、(10)式を基に拡張誘起電圧を推定することで、速度、位置を推定することが可能であり、また、より幅広いモータパラメータに対して有効な

制御が可能であると考えられる。

本研究では、(10)(11)式に示す拡張誘起電圧を用いた回転座標系モデルを採用したセンサレス制御法を提案している。

3. 拡張誘起電圧を用いた位置、速度推定法

3.1 拡張誘起電圧(e_γ, e_δ)の推定

推定回転座標系での拡張誘起電圧モデルから、拡張誘起電圧成分 e_γ, e_δ を推定する最小次元オブザーバを構成する。

(10)式より

$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_a & \omega L_q \\ -\omega L_q & -R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix}$ (12) をモータのプラントモデルとし、 e_γ, e_δ を外乱として推定する外乱オブザーバを構成する。

本研究では、プラントモデルの次元を下げ、オブザーバの構造を簡単にするために、

$$\begin{cases} v_{\gamma 1} = v_\gamma + \omega L_q i_\delta \\ v_{\delta 1} = v_\delta - \omega L_q i_\gamma \end{cases} \quad (13)$$

とする新たなプラントモデルを考え干渉項を取り除くことにする。

$\dot{e}_\gamma = 0, \dot{e}_\delta = 0$ と仮定すると、拡張プラントモデルの状態方程式は

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_\gamma \\ \dot{e}_\gamma \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_a & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ e_\gamma \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{\gamma 1} \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_\delta \\ \dot{e}_\delta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_a & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\delta \\ e_\delta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{\delta 1} \end{cases} \quad (14)$$

で表されることになる。 γ 軸における最小次元オブザーバの等価回路図を図 2 に示す。ただし g_γ はオブザーバゲインである。 δ 軸においても同様に構成できる。

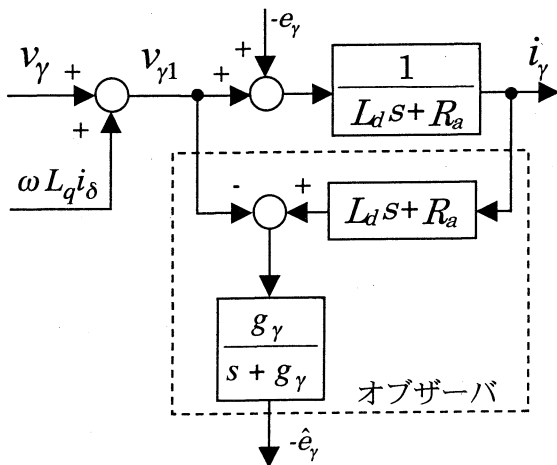


図 2 e_γ の最小次元オブザーバ

3.2 位置、速度の推定

3.1 の方法で推定した拡張誘起電圧成分から位置、速度を推定する方法として 2 つ考えられる。

(a)(11)式から分かるように推定軸(γ - δ 軸)と d - q 軸が一致する場合、

$$-\hat{e}_\gamma \equiv E_{ex} \sin \theta_e = 0 \quad (15)$$

となることを利用し、 \hat{e}_γ が 0 になるように推定速度 $\hat{\omega}$ 、推定位置 $\hat{\theta}$ を PI 補償器等で修正する。

(b)(11)式から、

$$\hat{\theta}_e \equiv \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_\gamma}{\hat{e}_\delta} \right) \quad (16)$$

が 0 になるように推定速度 $\hat{\omega}$ 、推定位置 $\hat{\theta}$ を PI 補償器等で修正する。

どちらの場合も $\hat{\theta}_e$ を 0 にするように制御することになるが、(a)の方法をとる場合、速度、位置推定には \hat{e}_γ しか必要としないので、オブザーバが非常にシンプルとなる。しかし、 \hat{e}_γ は E_{ex} を含むため速度によって推定値の収束状態が変化するため可変ゲインにする必要がある^[5]。(b)の方法では、 $\hat{\theta}_e$ を直接検出できるため、速度、位置推定部の設計が容易である。

本研究では、(b)の方法を採用する^{[6][7]}。図 3 に推定部のシステム構成を示す。図中の速度推定に使用する制御器 $G(s)$ を、ここでは PI 補償器

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (17)$$

とする。

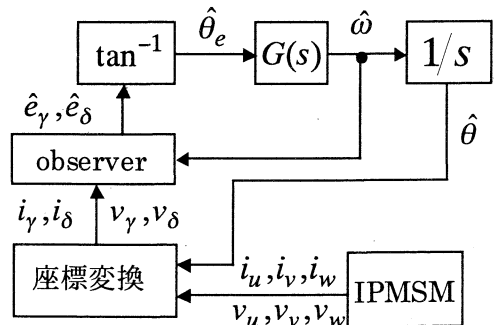


図 3 推定部システム構成

ここで、 $\hat{\theta}_e = \theta_e$ が成り立つ状態であれば、速度、位置推定部は等価的に図 4 のようなフィードバックシステムとして表すことができる。

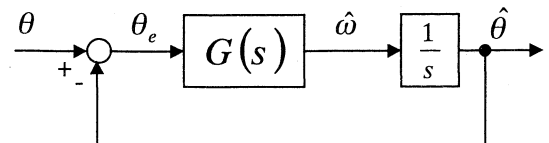


図 4 速度、位置推定部

θ と $\hat{\theta}$ の関係に整理すると、

$$\hat{\theta} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \theta \quad (18)$$

が成立し、分母多項式から

$$s^2 + K_p s + K_i = s^2 + 2\zeta\omega_p s + \omega_p^2 \quad (19)$$

となるようゲインを設定することで、所望の応答を得ることが可能である。

また、本研究では速度変化時のオフセットを抑制するため、制御器として

$$G(s) = K_1 + \frac{K_2}{s} + \frac{K_3}{s^2} \quad (20)$$

を用いた場合^[6](以下 PII^2 制御と呼称)についても検討している。この場合、 θ と $\hat{\theta}$ の関係は

$$\hat{\theta} = \frac{K_1 s^2 + K_2 s + K_3}{s^3 + K_1 s^2 + K_2 s + K_3} \theta \quad (21)$$

となり、各ゲインは分母多項式から

$$\begin{aligned} s^3 + K_1 s^2 + K_2 s + K_3 \\ = s^3 + (1 + 2\zeta)\omega_p s^2 + (1 + 2\zeta)\omega_p^2 s + \omega_p^3 \end{aligned} \quad (22)$$

4. シミュレーション結果

提案したセンサレス制御法の有効性を検討するためにシミュレーションを行った。シミュレーションに用いたシステム構成を図 5 に、モータパラメータを表 1 に示す。また、推定部に使用している各ゲインを表 2 に示す

表 1 モータパラメータ

定格	4 極, 5.0[A], 1000[rpm]
電機子抵抗 (R_a)	0.57 [Ω]
電機子鎖交磁束 (ψ_a)	0.108 [Wb]
d 軸インダクタンス (L_d)	8.72 [mH]
q 軸インダクタンス (L_q)	20.8 [mH]
慣性モーメント (J)	0.0062 [kgm ²]
粘性摩擦係数 (D)	0.0028 [kgm ² /s]

表 2 推定部ゲイン

オブザーバゲイン (g_v, g_δ)	600
推定部固有振動角周波数 (ω_p)	60 [rad/s]
推定部減衰係数 (ζ)	0.7

まず、速度指令値 ω^* を 1000→1100→1000[rpm] とステップ状に変化させた時の応答を図 6、図 7 に示す。 ω^* の変化時に位置、速度に誤差が生じ、図 7 に示されるように、オブザーバにより推定さ

れた $\hat{e}_\gamma, \hat{e}_\delta$ も同時に大きく変化している。補償器 $G(s)$ の働きにより θ_e が素早く 0 に収束することから正しく補正が行われていることが確認できる。

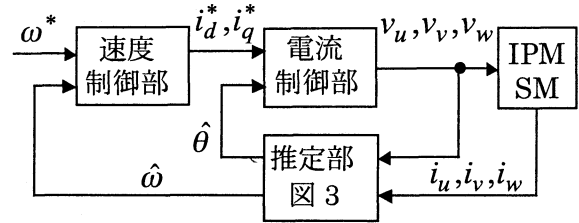


図 5 シミュレーションシステム図

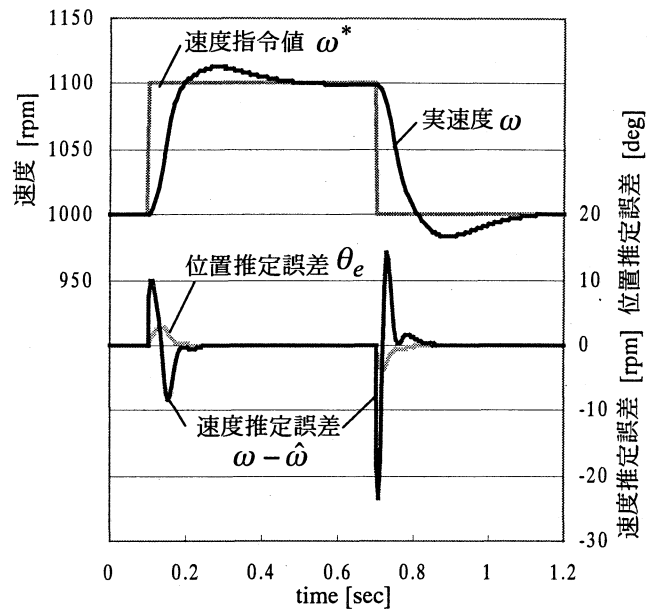


図 6 ステップ応答特性

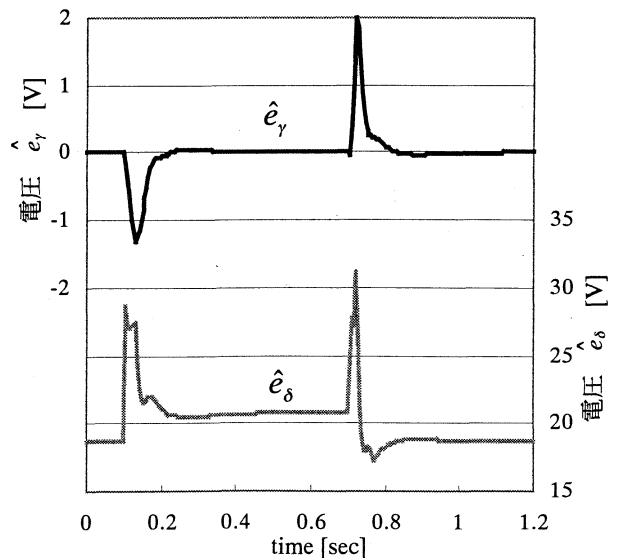


図 7 オブザーバ推定特性

$\hat{\theta}_e$ を求める際、(16)式は(11)式より係数 $\omega - \hat{\omega}$ を含む項を省略して得ているが、 θ_e に大きな過渡現象が確認できないことから、図6に見られる速度推定誤差はセンサレス制御に支障を来しておらず、近似しても差し支えないと考えられる。しかし、 $\hat{\theta}_e$ や $\hat{\omega}$ が何らかの原因で振動性を帯び、推定値の品質が下がるような場合、近似項はより大きく、高周波振動となり、省略できない値になる可能性もある。このような事態を防ぐため、以後のシミュレーションでは、速度制御部及びオブザーバにおいて推定速度 $\hat{\omega}$ をローパスフィルタに通した速度を使用する。

次に、速度域を広げた場合の有効性について検討する。先と同じパラメータを用い、速度指令に500→600→500[rpm], 1000→1100→1000[rpm], 1500→1600→1500[rpm]と3つのパターンのステップ波形を与えた。図8は3つのパターンに対する位置推定誤差 θ_e の波形、図9は速度推定誤差 $\omega - \hat{\omega}$ の波形である。ピーク値に多少違いはあるが、どの速度においてもほぼ同一時間で真値に収束しており、速度域を広げてこの制御が有効であると考えられる。

本研究があらゆる特性のモータに対して有効であることを確認するために、突極比 $\rho (=L_q/L_d)$ を変えてシミュレーションを行った。 L_d は表1の値を用い、 L_q の値を L_d の1倍、3倍、6倍とし、速度指令値 ω^* を1000→1100→1000[rpm]とステップ状に変化させた。図10に位置推定誤差 θ_e 、

図11に速度推定誤差 $\omega - \hat{\omega}$ の波形を示す。両図から、 $\rho=1$ 、すなわち非突極機であるSPMSMに対してもこの制御法が有効であることが分かる。次に突極比が大きい $\rho=6$ について見ると加速指令時は他と同様に小さな誤差でより早い収束を見せている。これに対し減速指令時には、収束はしているものの他の場合に比べ非常に大きな誤差が生じている。

これは、突極比がIPMSMの発生トルクに大きく影響を与えるからである。突極比が大きいほど発生トルクは増加し、ステップ状の速度指令の変化に対して実際の速度が急激に変化する。これに対して、推定誘起電圧は実際の変化に追従することができず、推定誘起電圧を用いて(16)式から求めている推定位置誤差 $\hat{\theta}_e$ が実際とは異なり、逆符号となる場合が生じる。このように大きく発生してしまった推定位置誤差 $\hat{\theta}_e$ のために正しい推定が行えず、結果、振動的な収束となっている。

この過渡現象は、オブザーバ、速度推定部、速

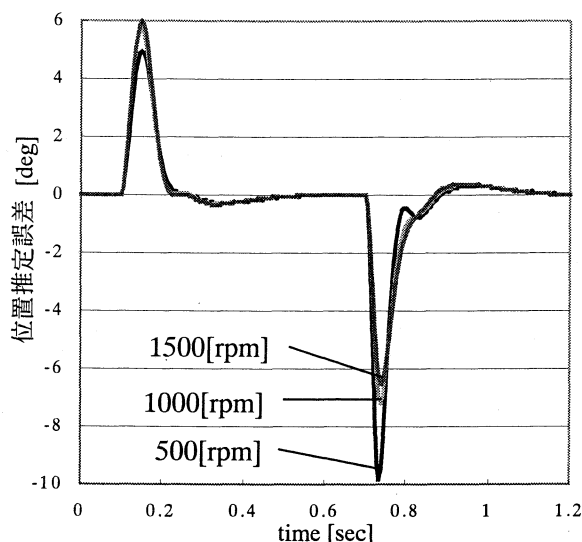


図8 位置推定誤差(速度の影響)

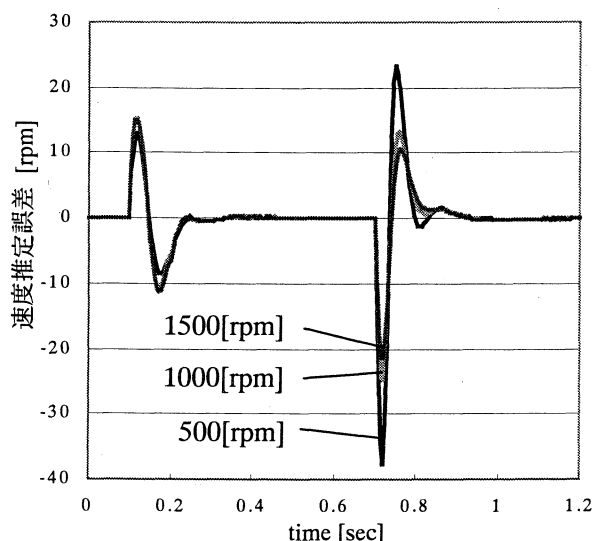


図9 速度推定誤差(速度の影響)

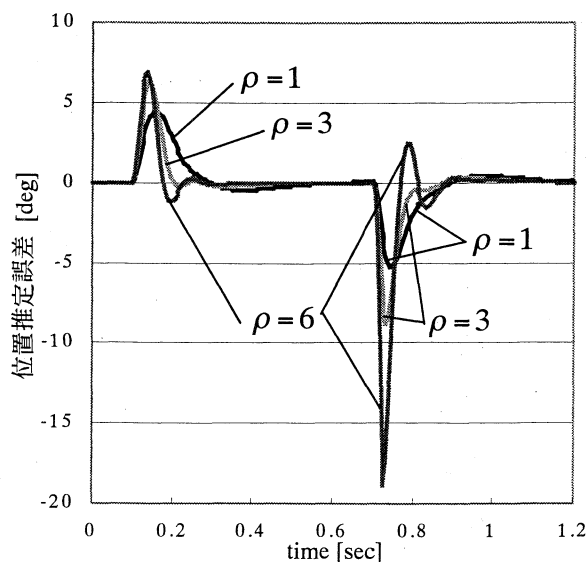


図10 位置推定誤差(突極比の影響)

度制御部などのゲインを下げる、あるいは速度指令値をランプ状に変化させることである程度抑制が可能である。

最後に速度変化時(定加速時)の推定誤差に対応した PII^2 制御のシミュレーションを行う。表 1 のパラメータのモータに 1000→1800[rpm]まで、1000[rpm/s]の速度指令を与えた。図 12 に推定速度と PI 及び PII^2 制御における位置推定誤差を示す。推定速度はどちらの制御であっても違いが無いものの、PI 制御では加速中ほぼ一定の位置誤差が生じているのに対して、 PII^2 制御は加速開始時から誤差が補正されている。運転状態によらず誤差を抑制することは外乱に対応するためにも必要であり、 PII^2 制御が本研究の速度推定に有効な手法であると考えられる。

5. まとめ

以上のような位置推定誤差、速度推定誤差、収束の早さをステップ状の速度指令という状況下で得られることから、本文の制御法が有効な手法であると考えられる。

今後、マイナスの速度指令変化にもより安定な制御方法を確立し、突極比の大きさにも左右されない手段を明確にする必要がある。更に実験を行い、このセンサレス制御の実用性を高めたい。

参考文献

- [1]竹下、市川、李、松井：「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」電気学会論文誌 D, vol117, No.1, p.98(1997)
- [2]平野、原、辻、小黑：「IPM モータのセンサレス速度制御」平成 11 年電気学会産業応用部門大会, p.51
- [3]上里、友利、島袋、千住：「リラクタンスモータの回転子位置センサレスベクトル制御法」、平成 6 年電気学会産業応用部門大会, p.59
- [4]陳、富田、道木、大熊：「突極形ブラシレス DC モータのセンサレス制御のための拡張誘起電圧オブザーバ」平成 11 年電学全大, No.1026, p.4-480
- [5]河本、森本、武田：「突極比の大きな埋込磁石同期モータにも有効な位置センサレスドライブ」平成 12 年電気関係学会関西支部連合大会, G4-7
- [6]古賀、北野、中島、森島、丸山：「磁気浮上式鉄道における速度起電力位相同期方式を用いた自動制御」電気学会論文誌 D, 119-6, p.816(1999)
- [7]坂本、岩路、遠藤：「軸誤差の直接推定演算による永久磁石同期モータの位置センサレス制御」平成 12 年電気学会産業応用部門大会, p.963

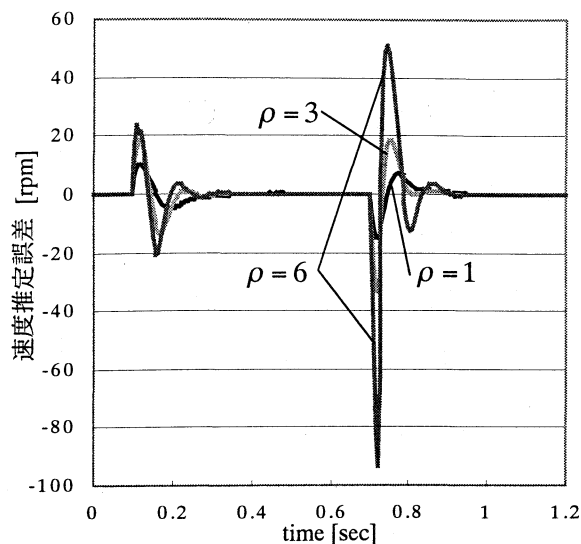


図 11 速度推定誤差(突極比の影響)

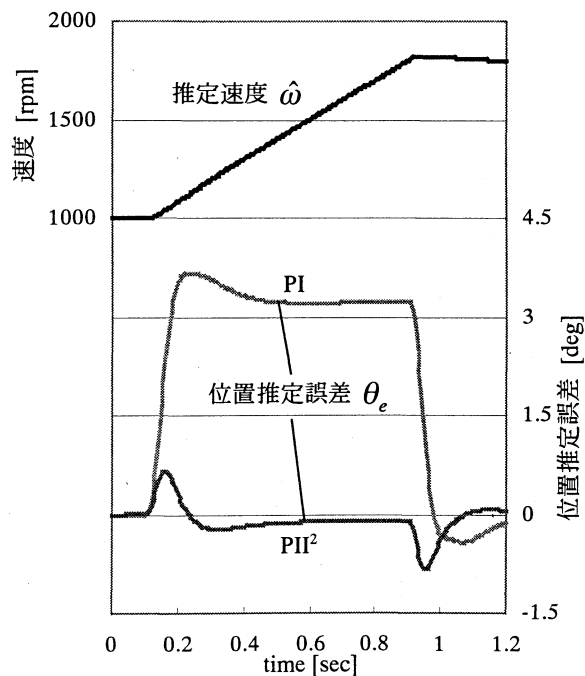


図 12 ランプ応答特性

【質疑応答】

質問者 松下電器産業（株） 松浦 貞裕 氏

「質問」

位置、速度の推定誤差（遅れ）の要因は何か。

「回答」

位置誤差が 0 になるようにを修正する推定方式であるため、過渡時（加減速時）に推定値を瞬時に追従させることができず、推定誤差が発生する。誤差特性は推定部ゲインの設計により変更可能である。

「質問」

オブザーバで R_a を使っているが、温度上昇で R_a の値が変化した場合どうなるか。

「回答」

推定位置 $\hat{\theta}$ に定常誤差を生じるが、速度の推定に定常誤差は生じない。シミュレーション結果では、 R_a が 125%変動した場合、 $\hat{\theta}$ に -0.6[deg]の誤差を生じた。

「質問」

プラントモデルの干渉項を取り除くために $\hat{\omega}$ を使用しているが、推定誤差に影響はあるか。

「回答」

過渡時に発生する位置誤差 θ_e が多少大きくなるが、運転にはあまり影響を及ぼさない。

「質問」

位置（速度）推定の制御器 $G(s)$ の ZERO 点を満たす構成にしたら推定値のオーバーシュートを減らすことができるのではないか。

「回答」

$G(s)$ は必ずしも PI 制御器である必要はない。他の制御法も十分考えられ、ZERO 点をなくすことも可能である。