

高周波電流注入方式による突極形 PM モータの  
低速領域におけるセンサレス位置・速度推定法

学生員 山田 和 範 \* 正 員 野 口 季 彦 正 員 近 藤 正 示 正 員 高 橋 勲  
(長岡技術科学大学)

Sensorless Rotor Position and Speed Estimation Method for Salient PM Motor at Low Speed using High Frequency Current Injection

Kazunori Yamada, Student Member, Toshihiko Noguchi, Member, Seiji Kondo, Member, Isao Takahashi, Member  
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a new method of rotor position and speed estimation scheme for a sensorless control of a PM (permanent magnet) motor at low speed. At the area, it is difficult to estimate the rotor position precisely, because the back emf is too small. In the proposed method, high frequency current is applied to the motor by a PWM inverter. The saliency of the motor makes the voltage vector locus an ellipse. The rotor position is estimated as the angle of minor diameter direction of the ellipse using a least square method. Digital simulation results show that it is possible to estimate accurately the rotor position of a 100W tested motor.

キーワード：突極形 PM モータ，センサレス制御，高周波電流注入，最小二乗近似楕円フィッティング

1. はじめに

近年，突極形 PM モータの磁極位置推定法が数多く報告されている<sup>(1)(2)</sup>。しかし，モータの回転速度が定格回転数の数%以下という低速領域では速度起電力が微小であるため，高精度な磁極位置と回転速度の推定が困難である。そこでモータに方形波電圧を印加し，その電流応答からインダクタンスの値を推測することにより磁極位置推定を行う手法が提案された<sup>(3)</sup>。これにより零速を含む低速領域で良好な速度制御が可能となったが，依然，速度変動が大きく，実用化に向けて一層の改善が望まれる。

そこで本論文では，低速領域においてより精度の高い突極形 PM モータの磁極位置推定法を提案する。PM モータに平均トルクが零であるような高周波電流を入力すると，発生する電圧ベクトルの軌跡は楕円となる。本手法では，この楕円の短径方向が磁極位置とほぼ一致することを利用して，最小二乗近似による楕円フィッティングを用いて磁極位置の推定を行う。従来法では電流のピーク値を検出して位置推定を行うため，推定特性がノイズの混入や測定誤差の影響を受けやすいと考えられる<sup>(3)</sup>。しかし提案法では，注入高周波の基本波成分から楕円フィッティングを利用して位置推定を行うため，ノイズ等の影響を受けにくく，高精度な推定が可能である。本稿では以上の理論に基づき，デジタルシミュレーションによって磁極位置推定特性の検証を行う。

2. 高周波電流注入方式による磁極位置・回転速度の推定法

<2.1> 磁極位置の推定法 以下の議論で用いる座標系と磁極位置の関係を図 1 に示す。すなわち， $\alpha-\beta$  座標を固定子座標とし， $d-q$  座標を回転子の磁極位置と一致した座標と定義する。まず，突極形 PM モータに高周波電流を入力した場合に，発生する電圧ベクトル軌跡が楕円になることを示す。 $\alpha-\beta$  座標上で PM モータに(1)式の高周波電流を入力する。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_h \cos \omega_h t \\ I_h \sin \omega_h t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ここで  $I_h$  と  $\omega_h$  は高周波電流の振幅と角周波数であり，モータトルクに影響を与えないよう  $I_h$  は十分小さく， $\omega_h$  は大きな値であるとする。その結果(2)式の電圧が発生する。

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = R_o \begin{bmatrix} I_h \cos \omega_h t \\ I_h \sin \omega_h t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(L_0 + L_1 \cos 2\theta_m) \omega_h I_h \sin \omega_h t + L_1 \sin 2\theta_m \omega_h I_h \cos \omega_h t \\ -L_1 \sin 2\theta_m \omega_h I_h \sin \omega_h t + (L_0 - L_1 \cos 2\theta_m) \omega_h I_h \cos \omega_h t \end{bmatrix} + 2\omega_m L_1 I_h \begin{bmatrix} -\cos \omega_h t \sin 2\theta_m + \sin \omega_h t \cos 2\theta_m \\ \cos \omega_h t \cos 2\theta_m + \sin \omega_h t \sin 2\theta_m \end{bmatrix} + \omega_m \psi \begin{bmatrix} -\sin \theta_m \\ \cos \theta_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

ここで  $L_0$  と  $L_1$  は次式で定義する。

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}, \quad L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \dots\dots\dots (3)$$

ただし，各変数や電動機パラメータは以下のとおりである。

$v_\alpha, v_\beta$ :  $\alpha, \beta$  軸電圧  
 $i_\alpha, i_\beta$ :  $\alpha, \beta$  軸電流  
 $L_d, L_q$ :  $d, q$  軸インダクタンス  
 $R_a$ : 電機子抵抗  
 $\psi$ : 界磁主磁束  
 $\theta_m$ : 回転子磁極位置  
 $\omega_m$ : 回転子角速度

モータの磁極位置が  $\theta_m = 0$  であると仮定して(2)式を展開する。

$$v_\alpha = -I_h \sqrt{R_a^2 + (-\omega_h L_d + 2\omega_m L_l)^2} \sin(\omega_h t + \varphi_\alpha) \dots (4)$$

$$v_\beta = I_h \sqrt{R_a^2 + (\omega_h L_q + 2\omega_m L_l)^2} \sin(\omega_h t + \varphi_\beta) + \omega_m \psi \dots (5)$$

位相差  $\varphi_\alpha$  と  $\varphi_\beta$  は次式で定義する。

$$\varphi_\alpha = \tan^{-1} \frac{R_a}{-\omega_h L_d + 2\omega_m L_l} \dots (6)$$

$$\varphi_\beta = \tan^{-1} \frac{\omega_h L_q + 2\omega_m L_l}{R_a} \dots (7)$$

ここで、表 1 に示す供試機の機器定数から(8)式に示す条件を仮定して(4)(5)式に適用すると、それらは(9)(10)式のように近似することができる。

$$\omega_h \gg \omega_m$$

$$\omega_h L_d \gg R_a \dots (8)$$

$$\omega_h L_q \gg R_a$$

$$v_\alpha \approx -V_h \sin \omega_h t \dots (9)$$

$$v_\beta \approx k_l V_h \cos \omega_h t + \omega_m \psi \dots (10)$$

ただし、

$$V_h = \omega_h L_d I_h \dots (11)$$

$$k_l = L_q / L_d$$

と定義する。高周波 1 周期の時間内ではモータの速度変化は非常に微小であるため、 $\omega_m$  一定と仮定する。その結果(9)(10)式から、高周波電流により発生する電圧ベクトル軌跡は楕円を描き、モータの回転速度に応じて回転することがわかる。更なる短径方向が常に  $d$  軸方向と一致する。そこで本手法では最小二乗近似による楕円フィッティングを利用して、磁極位置推定値  $\hat{\theta}_m$  を求める。

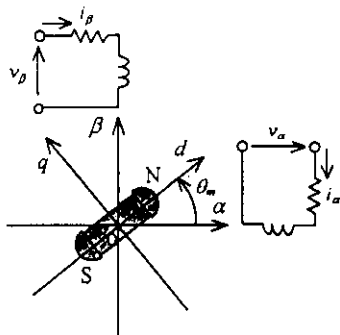


図 1 座標系と磁極位置の関係  
 Fig. 1. Relation between coordinates and rotor position.

<2.2> 回転速度の推定法 PMモータを速度制御する場合には、磁極位置だけでなく回転速度の情報が必要である。得られた磁極位置推定値と前回値との差分を演算すれば回転速度が求められる。しかし位置推定誤差が存在する場合には、速度推定値に大きなリップルが生じるなどして、高精度な推定が不可能となる。そこで次式のように、 $d-q$  座標上での  $q$  軸電圧電流方程式を回転速度について解き、速度推定値を求める。

$$\hat{\omega}_m = \frac{\hat{v}_q - \left(R_a + \frac{d}{dt} L_q\right) \hat{i}_q}{L_d \hat{i}_d + \psi} \dots (12)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_m & \sin \hat{\theta}_m \\ -\sin \hat{\theta}_m & \cos \hat{\theta}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \dots (13)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_m & \sin \hat{\theta}_m \\ -\sin \hat{\theta}_m & \cos \hat{\theta}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \dots (14)$$

である。すなわち速度推定値は、磁極位置推定値を用いて座標変換された  $d-q$  座標上の電圧、電流値から演算する。

### 3. シミュレーション結果

<3.1> センサレス制御系の構成 以上の理論に基づきデジタルシミュレーションを実施し、位置推定特性を確認する。表 1 に供試機の定格値と機器定数を示す。図 2 に示すのがセンサレス制御系の構成である。VSI は電圧型インバータであり、キャリア周波数 16[kHz] の三角波比較 PWM 方式を採用する。電流制御器と速度制御器は PI 制御器で構成し、それらの制御周期を 50[μs] と設定する。入力する高周波電流の振幅は  $I_h = 0.02$ [A] であり、その角周波数は  $\omega_h = 3142$ [rad/s] と設定する。電流制御系を  $d-q$  座標上で構成しているため、(1)式の高周波電流を次式のように前回の磁極位置推定値で座標変換し、 $d-q$  座標上での電流指令値として入力する。

$$\begin{bmatrix} i_{dh}^* \\ i_{qh}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_m & \sin \hat{\theta}_m \\ -\sin \hat{\theta}_m & \cos \hat{\theta}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} \dots (15)$$

磁極位置と回転速度の推定は図 3 に示すように行う。すなわち位置推定においては固定子電圧を検出し、以下に示

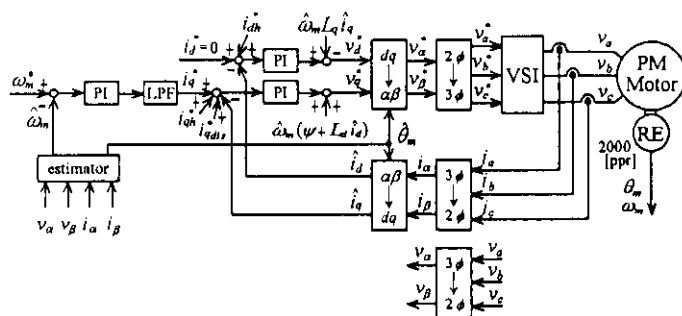


図 2 センサレス制御系の構成  
 Fig. 2. Configuration of Sensorless Control.

す特性の IIR 形二次デジタル BPF (バンドパスフィルタ) を用いて電圧の高周波成分を抽出する。

ゲイン:  $H=1.0$

先鋭度:  $Q=80$

中心角周波数:  $\omega_0=3142[\text{rad/s}]$

サンプリング周期:  $T_s=50[\mu\text{s}]$

前述のように、抽出された高周波成分のベクトル軌跡は楕円を描くので、最小二乗近似により楕円の短径方向を推定し、それを磁極位置推定値  $\hat{\theta}_m$  とする。なお、(10)式右辺第二項の速度起電力の影響により高周波電圧は  $q$  軸方向に若干のオフセットを生じるが、BPF を用いることで低周波の速度起電力成分は除去され、常に座標原点を中心とした楕円が得られる。

速度推定は(12)式と図3のように、磁極位置推定値で座標変換した電圧、電流から演算する。

本手法は、以上のようにベクトル制御で速度制御を行うつつ、高周波電流を入力する。しかし図2からわかるように、速度制御器のゲインを大きくすると速度誤差が抑制されるため、結果的に高周波電流が抑制されてしまう。そのた

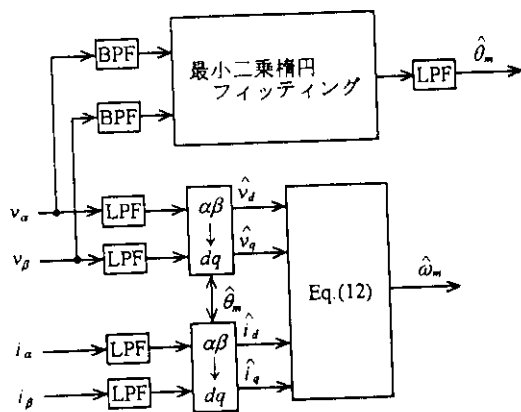


図3 磁極位置・回転速度推定器  
Fig. 3. Estimators of Position and Speed.

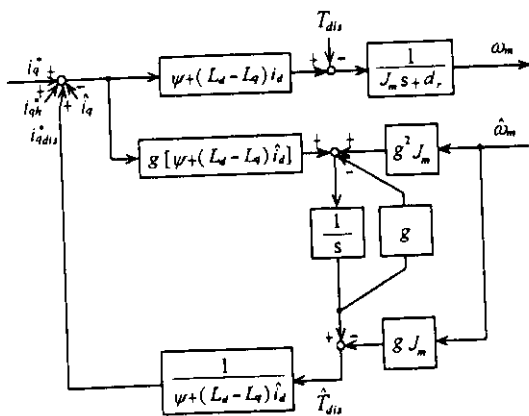


図4 等価外乱オブザーバの構成  
Fig. 4. Configuration of Equivalent disturbance Observer.

め速度制御器のゲインは低くせざるをえないが、このとき急激な速度変動や負荷変動に追従できなくなる恐れがある。そこで図4に示す等価外乱オブザーバを用いて負荷変動やパラメータ変動を含んだ等価外乱トルクを推定し、補償電流指令値  $i_{qdu}^*$  を加算して等価外乱トルクの影響を除去する。

<3.2> 速度ステップ応答 図5に示すのが、無負荷状態で速度指令値をステップ状に  $\pm 0.5[\text{rpm}]$  変化させた場合のセンサレス制御特性である。磁極位置推定誤差が  $\pm 10[\text{deg}]$  程度生じるが、大きな速度変動もなく良好な速度制御が可能である。このときの電圧、電流ベクトル軌跡を示したのが図6である。センサレス制御時には、電圧、電流ベクトルが若干変形するようであるが、最小二乗近似により楕円の短径方向の推定が可能である。

図7に、速度指令値をステップで  $\pm 100[\text{rpm}]$  変化させた場合の速度制御特性を示す。速度が大きくなるにつれて磁極位置推定誤差が大きくなるが、速度制御は良好に行われている。図8がこの場合の電圧、電流ベクトル軌跡である。速度が大きくなると電圧ベクトル軌跡が若干、楕円から円に近づくことがわかる。このため楕円の長径と短径の判別が困難になり、図7において磁極位置推定誤差が大きく現われたものと考えられる。

無負荷、 $\omega_m^* = 0.5[\text{rpm}]$  一定制御での平均速度は  $0.42[\text{rpm}]$ 、速度変動幅は  $0.54[\text{rpm}] \sim 0.31[\text{rpm}]$  であり、速度誤差の少ない良好な制御が可能であった。しかし速度を上げると位置推定誤差が大きくなるため、本手法により制御可能な速度範囲は  $\pm 200[\text{rpm}]$  程度までの低速領域であった。

<3.3> 負荷トルク-速度特性 図9が負荷トルク-速度特性である。回転速度が大きくなると速度誤差が  $1 \sim 2[\text{rpm}]$  程度生じる。これは前述の楕円が円に近づき、磁極位置推定誤差が大きくなったことに起因すると考えられる。

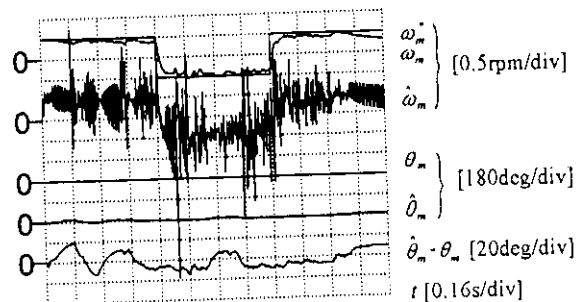


図5 速度ステップ応答 ( $\omega_m = \pm 0.5[\text{rpm}]$ )  
Fig. 5. Speed Step Response.

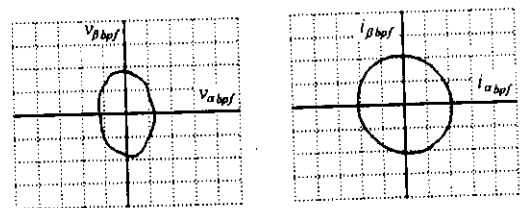


図6 電圧、電流ベクトル軌跡 ( $\omega_m = 0.5[\text{rpm}]$ )  
Fig. 6. Vector Locus of Voltage and Current.

しかし低速領域では非常に良好な負荷トルク-速度特性が得られている。

4. 実験結果

現在, DSP (TMS320C31) を用いて図2に示すセンサレス制御系を構成し, 実機による検証を進めている。図10と図11は, 磁極位置センサを用いて速度制御を行い, シミュレーションと同様の条件で高周波電流を重畳し, 高周波電圧をBPFにより抽出した結果である。実機においても低速では電圧ベクトルは楕円軌跡を描くが, 速度が上がるにつれて楕円が円に近づく。そのため, 位置推定可

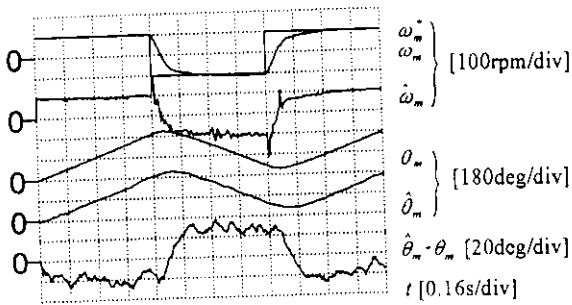


図7 速度ステップ応答 ( $\omega_m = \pm 100$ [rpm])  
Fig. 7. Speed Step Response.

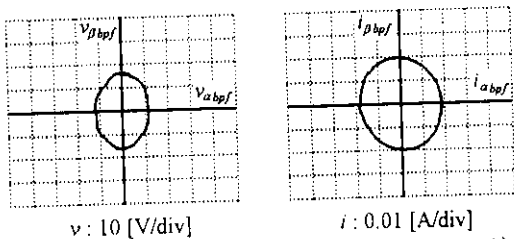


図8 電圧, 電流ベクトル軌跡 ( $\omega_m = 100$ [rpm])  
Fig. 8. Vector Locus of Voltage and Current.

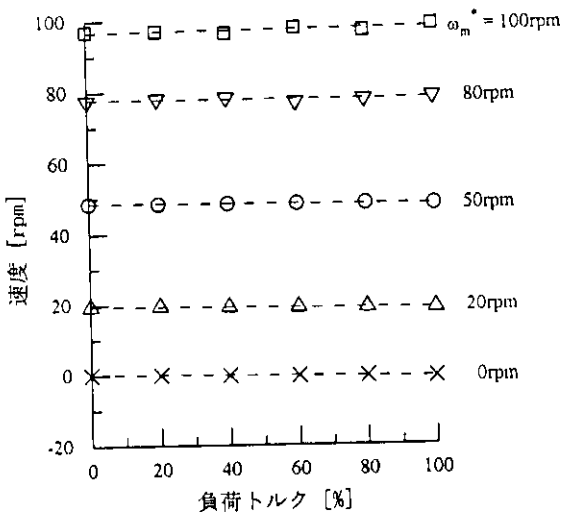


図9 負荷トルク-速度特性  
Fig. 9. Characteristics of Load Torque and Speed.

能な速度範囲はシミュレーション結果と同程度の低速領域であると考えられる。

5. まとめ

本論文では, 高周波電流注入方式による突極形PMモータの低速領域における磁極位置推定法を提案した。本手法により低速領域でも速度変動の少ない高精度な推定が可能であることが, デジタルシミュレーションにより確認された。今後は実機による検証を進める所存である。

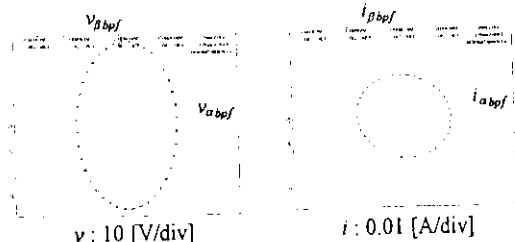


図10 電圧, 電流ベクトル軌跡 ( $\omega_m = 0.5$ [rpm])  
Fig. 10. Vector Locus of Voltage and Current.

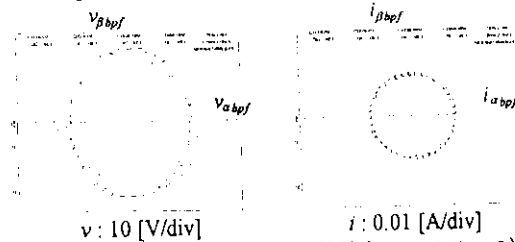


図11 電圧, 電流ベクトル軌跡 ( $\omega_m = 100$ [rpm])  
Fig. 11. Vector Locus of Voltage and Current.

表1 供試機の定格値と機器定数

Table 1. Rated values and Nominal Parameters of tested motor.

定格出力	100 [W]	$L_d$	184.4 [mH]
定格回転数	1500 [rpm]	$L_q$	276.6 [mH]
定格電流	0.7 [A]	$\psi$	0.306 [Wb]
極数	4 [極]	$J_m$	0.004143 [kgm <sup>2</sup> ]
$R_s$	14.69 [ $\Omega$ ]	$D_r$	0.0001 [Nms/rad]

文 献

- (1) M. Naidu, B. K. Bose: "Rotor Position Estimation Scheme of a Permanent Magnet Synchronous Machine for High Performance Variable Speed Drive", *IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 48-53, 1992
- (2) 多田征史, 大谷康隆, 渡辺博巳: 「突極形ブラシレスDCモータの静止時におけるセンサレス磁極位置推定の一方式」平8電学全大, No.1025, 1996
- (3) 渡辺淳一, 竹下隆晴, 松井信行: 「センサレス突極形ブラシレスDCモータの零速度を含む低速駆動」平8電学全大, No.896, 1996