

# 高周波電流注入方式による突極形PMモータの 低速領域位置センサレス制御法

山田 和範\*      野口 季彦      近藤 正示      藪谷 哲之  
(長岡技術科学大学)

## 1. はじめに

近年、突極形PMモータの低速領域における磁極位置推定法が数多く報告されている<sup>(1)~(3)</sup>。本稿では、モータに高周波電流を注入することにより、従来より高精度な磁極位置推定が可能であることを示す。本文ではその理論展開を行うとともに、実験によりセンサレス制御特性の検証を行う。

## 2. 高周波電流注入方式による位置・速度推定法

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する。さらに $d$ - $q$ 座標から見て負方向に速度 $\omega_h$ で回転する座標を $\gamma$ - $\delta$ 座標と定義する。まず $d$ - $q$ 座標上で突極形PMモータに(1)式で示す高周波電流を入力する。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_h \sin \omega_h t \\ -I_h \cos \omega_h t \end{bmatrix} \quad (1)$$

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、モータのトルクに影響がないように $I_h$ は充分小さく、 $\omega_h$ は充分大きく設定する。その結果(2)式の高周波電圧が発生する。

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \sin(\omega_h t + \varphi_d) \\ V_q \sin(\omega_h t + \varphi_q) + \omega_m \psi \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで電圧振幅、位相差、モータパラメータ等は次のように定義する。

$$V_d = I_h \sqrt{R_a^2 + (\omega_h L_d + \omega_m L_q)^2} \quad (3)$$

$$V_q = I_h \sqrt{R_a^2 + (\omega_h L_q + \omega_m L_d)^2} \quad (4)$$

$$\varphi_d = \tan^{-1} \frac{\omega_h L_d + \omega_m L_q}{R_a} \quad (5)$$

$$\varphi_q = \tan^{-1} \frac{-R_a}{\omega_h L_q + \omega_m L_d} \quad (6)$$

- $i_{dh}, i_{qh}$ :  $d, q$  軸高周波電流
- $v_{dh}, v_{qh}$ :  $d, q$  軸高周波電圧
- $L_d, L_q$ :  $d, q$  軸インダクタンス
- $R_a$ : 電機子抵抗
- $\psi$ : 界磁主磁束
- $\omega_m$ : 回転子角速度

ここで、表1に示す供試機の機器定数と $\omega_h \gg \omega_m$ から $\varphi_d \approx \pi/2$ 、 $\varphi_q \approx 0$ と近似する。また、(2)式第2行右辺第2項は低周波であるため、中心角周波数 $\omega_h$ を有するBPF(バンドパスフィルタ)により除去可能であるとす。その結果、(2)式は(7)式のように近似することができる。さらにそれを $\gamma$ - $\delta$ 座標へ座標変換して(8)式の電圧を得る。

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} V_d \cos(\omega_h t) \\ V_q \sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma h} \\ v_{\delta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_d + V_q) \cos(2\omega_h t) + \frac{1}{2}(V_d - V_q) \\ \frac{1}{2}(V_d + V_q) \sin(2\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

このようにモータの $d$ - $q$ 軸に高周波電流を注

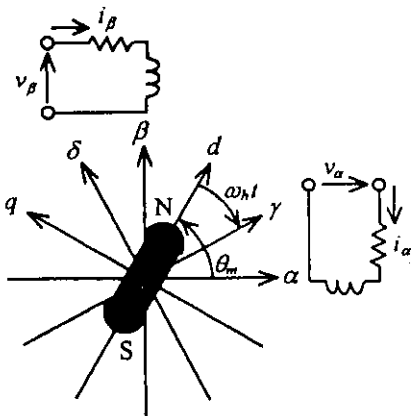


図1 座標系と磁極位置の関係

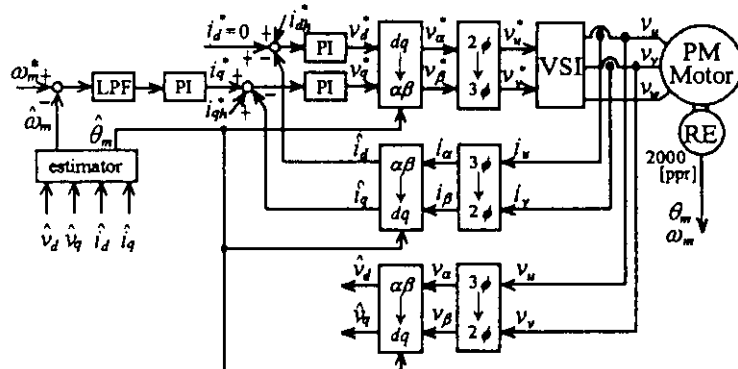


図2 センサレス制御系の構成

入すれば、 $v_{\delta h}$ は高周波の2倍周波数と直流成分を有する。また $v_{\delta h}$ は高周波の2倍周波数成分のみを有し、直流成分は零となる。

図2にセンサレス速度制御系の構成を、また図3に位置・速度推定器の構成を示す。まずPMモータに高周波電流を注入する。そして図3のように、検出した電圧をIIR形2次デジタルBPFに入力して高周波成分のみを抽出し座標変換する。そして、速度推定値から $v_{\delta h}$ に定数を乗じたものを差し引いて積分し、位置推定値を求める。ただし速度推定値は、モータの $q$ 軸電圧電流方程式を回転速度について解いた(9)式を利用して求める。

$$\hat{\omega}_m = \frac{\hat{v}_q - \left( R_a + \frac{d}{dt} L_q \right) \hat{i}_q}{L_d \hat{i}_d + \psi} \quad (9)$$

こうして、常に $v_{\delta h}$ の平均値が零となるように、位置・速度推定値を変更する。しかし速度が大きくなった場合、速度推定値に比べて $v_{\delta h}$ の大きさが相対的に小さくなり、その平均値を零に制御するのに時間が必要となる。

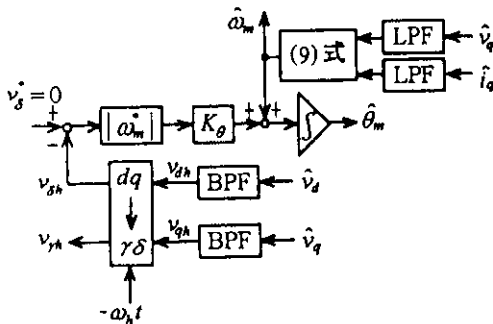
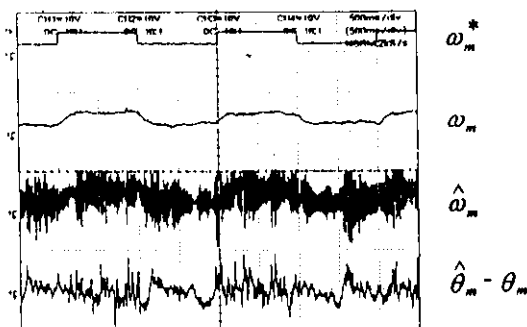


図3 位置・速度推定器



$\omega_m^*, \omega_m, \hat{\omega}_m$ : 100[rpm/div]

$\hat{\theta}_m - \theta_m$ : 30[elec.deg/div]

t: 0.5[s/div]

図4 速度ステップ応答(20[rpm]⇒50[rpm])

これを補償するために $|\omega_m^*|$ を乗じて、双方の大きさを合わせ、速やかに推定が行われるようにする。また $K_g=2$ である。

### 3. 実験結果

以上の理論に基づき実験において、センサレス速度制御特性を確認する。図2において、VSIは電圧形インバータであり、キャリア周波数16[kHz]の三角波比較PWM方式を採用する。それ以外の電流制御器、速度制御器、デジタルフィルタ、位置・速度推定器等はDSP(TMS320C31)を用いて制御周期50[μs]で実行する。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。用いるデジタルフィルタの特性は以下のとおりである。

IIR形2次デジタルBPF

中心角周波数 $\omega_0=3142$ [rad/s]

先鋭度 $Q=80$

IIR形2次デジタルLPF

遮断角周波数 $\omega_c=125.7$ [rad/s](速度制御)

遮断角周波数 $\omega_c=502.7$ [rad/s](速度推定)

図4に示すのが、無負荷状態で速度指令値をステップ状に20[rpm]⇒50[rpm]に変化させた場合のセンサレス制御特性である。位置推定誤差が若干大きく現われるが、良好な速度制御が行われている。なお、速度指令値10[rpm]一定制御において、速度変動幅は±5[rpm]程度と小さいことが確認された。

### 4. まとめ

本手法により低速領域において速度変動の少ない速度制御が可能であることが実験により確認された。

### 文献

- (1) 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
- (2) 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
- (3) 山田和範, 野口季彦, 近藤正示, 高橋勲:「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」平8電学産全大, No.103, 1996

表1 供試機の定格値と機器定数

定格出力	100 [W]	$L_d$	245 [mH]
定格回転数	1500 [rpm]	$L_q$	485 [mH]
定格電流	0.7 [A]	$\psi$	0.306 [Wb]
極数	4 [極]	$J_m$	0.00414 [kgm <sup>2</sup> ]
	14.8 [Ω]	$D$	0.000100 [Nms/rad]