

高周波電流注入を利用した位置センサレス  
突極形PMモータの広範囲速度制御法

山田 和範\* 野口 季彦 近藤 正示  
(長岡技術科学大学)

Speed Control Method of Position Sensorless Salient - Pole PM Motor for Wide Speed Range  
Using High Frequency Current Injection

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

1. はじめに

筆者らはさきに、高周波電流を突極形PMモータに注入することにより、広範囲位置センサレス速度制御が可能であることを実験によって示した<sup>(1)</sup>。本稿では、本制御法を用いた突極形PMモータの負荷特性を確認したので報告する。

2. 磁極位置推定法

図1にここで用いる座標系と磁極位置の関係を示す。ここでは $\alpha$ - $\beta$ 座標を固定子座標と定義する。 $d$ - $q$ 座標は回転子の磁極位置と一致した座標であり、 $\alpha$ - $\beta$ 座標から位置 $\theta_m$ 、角速度 $\omega_m$ を有すると定義する。センサレス制御の場合、コントローラからは実際の $d$ - $q$ 座標の位置は検出できないため、推定した $d$ - $q$ 座標を $\hat{d}$ - $\hat{q}$ 座標とする。この座標は位置 $\hat{\theta}_m$ 、速度 $\hat{\omega}_m$ を有すると定義する。更に $\hat{d}$ - $\hat{q}$ 座標からみて右回りの方向に位置 $\theta_h$ 、速度 $\omega_h$ を有する座標系を $\gamma$ - $\delta$ 座標と定義する。 $\hat{d}$ - $\hat{q}$ 座標において突極形PMモータに一定周波数を有する次式の電流を注入する。

$$\begin{bmatrix} i_{d_h} \\ i_{q_h} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \sin \theta_h \\ -\cos \theta_h \end{bmatrix} \dots \dots \dots (1)$$

ただし次のように定義する。

$i_{d_h}$  :  $\hat{d}$  軸注入高周波電流  $i_{q_h}$  :  $\hat{q}$  軸注入高周波電流  
 $I_h$  : 高周波電流の振幅  $\theta_h = \omega_h t$  : 高周波電流の位相  
その結果、 $\hat{d}$ - $\hat{q}$ 座標で次式の高周波電圧が発生する。

$$\begin{bmatrix} v_{d_h} \\ v_{q_h} \end{bmatrix} = R_s I_h \begin{bmatrix} \sin(\theta_h) \\ -\cos(\theta_h) \end{bmatrix} + L_s I_h (\omega_h + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(\theta_h) \\ \sin(\theta_h) \end{bmatrix} \\ + L_l I_h (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(-\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \\ \sin(-\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \\ + \omega_m \psi \begin{bmatrix} -\sin(\theta_m - \hat{\theta}_m) \\ \cos(\theta_m - \hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2)$$

上式右辺第1~3項は $(\theta_m - \hat{\theta}_m)$ の変化が遅ければ、ほぼ $\omega_h$ の周波数成分であり、第4項はほぼ直流成分である。従って、(2)式の信号を中心角周波数が $\omega_h$ のBPF(バンドパスフィルタ)に通すことにより、(2)式右辺第4項を除去し、第1~3項のみを抽出できる。そしてBPFを通して速度起電力が除去された電圧を $\gamma$ - $\delta$ 座標に変換すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma_h} \\ v_{\delta_h} \end{bmatrix} = R_s I_h \begin{bmatrix} \sin(2\theta_h) \\ -\cos(2\theta_h) \end{bmatrix} + L_s I_h (\omega_h + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(2\theta_h) \\ \sin(2\theta_h) \end{bmatrix} \\ + L_l I_h (\omega_h + \hat{\omega}_m - 2\omega_m) \begin{bmatrix} \cos(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \\ \sin(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3)$$

上式右辺第1, 2項は高周波の2倍周波数を有する成分であり、第3項は位置推定誤差に関係した項である。注入高周波に比べて位置推定誤差の変化は遅いため、第3項は低周波成分となって現われる。また位置推定誤差が微小であれば、 $v_{\delta_h}$ の右辺第3項は位置推定誤差に比例し、 $\sin(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \approx 2(\theta_m - \hat{\theta}_m)$ となる。従って、(3)式の $v_{\delta_h}$ をLPF(ローパスフィルタ)に通せば、位置推定誤差に比例する(3)式第3項のみを抽出できる。この信号を零にするよう

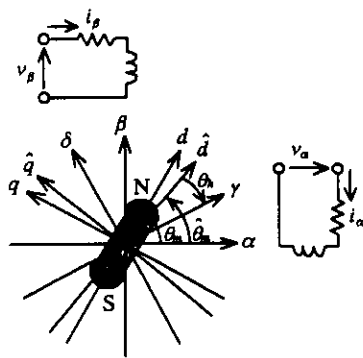


図1 座標系と磁極位置の関係  
Fig.1. Relation between rotor position and coordinates.

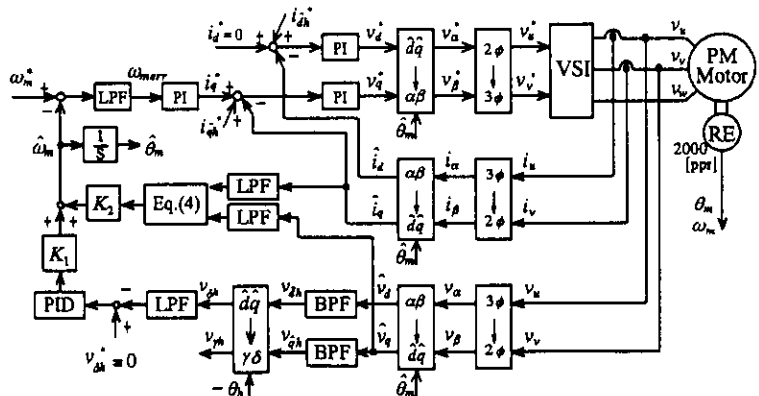


図2 位置センサレス速度制御系の構成  
Fig.2. Configuration of position sensorless speed control.

に  $\hat{\theta}_m$  を修正すれば、 $\theta_m = \hat{\theta}_m$  となり位置の推定が可能となる。

位置センサレス速度制御系と推定器の構成を図2に示す。推定器は、まず検出した  $\hat{d}$ - $\hat{q}$  座標上の電圧をBPFに入力し高周波成分のみを抽出する。そしてその電圧を  $\gamma$ - $\delta$  座標に座標変換して  $v_{\gamma}$  と  $v_{\delta}$  を求める。位置推定誤差を零とするため、 $v_{\delta}$  の低周波成分の指令値  $v_{\delta}^*$  を零とする。  $v_{\delta}$  をLPFに入力して高周波成分を除去し、指令値との偏差をPID制御して速度推定値を求める。また位置推定値は速度推定値を積分して求める。速度推定の応答を向上させるため、次式により求める速度推定ループを付加している。

$$\hat{\omega}_m = \frac{\hat{v}_q - \left( R_a + \frac{d}{dt} L_q \right) \hat{i}_q}{L_d \hat{i}_d + \psi} \dots \dots \dots (4)$$

速度制御PI, 電流制御PI, 位置推定PID補償器のゲインと各フィルタの定数を表1と図3に示す。

3. 実験結果

以上の理論に基づき実験において、本制御法を用いた突極形PMモータの負荷特性を確認する。図2に示したように、

表1 補償器のゲインとフィルタの設定

Table1. Compensator gains and filter setting.

速度制御PI	$K_p$	0.045	$K_i$	0.025
電流制御PI	$K_p$	3000	$K_i$	1500
位置推定PID	$K_d$	0.2	$K_p$	32.0
			$K_i$	8.0

IIIR形2次デジタルBPF  
中心角周波数  $\omega_0 = 3142[\text{rad/s}]$ , 先鋭度  $Q = 80$

IIIR形2次デジタルLPF  
遮断角周波数  $\omega_c = 125.7[\text{rad/s}]$  (速度制御)  
遮断角周波数  $\omega_c = 942.5[\text{rad/s}]$  ( $v_{\delta}$  の高周波除去)  
遮断角周波数  $\omega_c = 502.7[\text{rad/s}]$  (電圧電流方程式)

表2 供試機の定格値と機器定数

Table2. Rated values and motor parameters.

定格出力	100 [W]	$R_a$	14.8 [ $\Omega$ ]
定格回転数	1500 [rpm]	$L_d$	245 [mH]
定格電流	0.7 [A]	$L_q$	485 [mH]
定格トルク	0.524 [Nm]	$\psi$	0.306 [Wb]
極数	4 [poles]	$D_r$	0.000100 [Nms/rad]

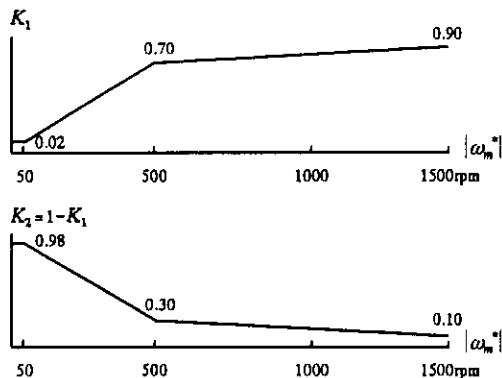


図3 ゲイン  $K_1, K_2$   
Fig.3. Gain  $K_1, K_2$ .

高周波電流は指令値として電流制御系に注入される。VSIは直流リンク電圧 280[V]の三角波比較形PWMインバータであり、スイッチング素子はIGBT, キャリア周波数は16kHzである。モータに印加される電圧と流れる電流は、12bitのA/DコンバータによりDSP (TMS320C31)に入力される。検出された電圧と電流から推定器により、磁極位置と速度が推定される。VSIと三角波比較以外はすべてDSPを用いてソフトウェアで構成し、サンプリング周期 50 $\mu$ sで制御する。注入する高周波電流の振幅は  $I_h = 0.02[\text{A}]$ , 角周波数は  $\omega_h = 3142[\text{rad/s}]$ と設定する。実験に用いる埋め込み磁石形PMモータの定格値と機器定数を表2に示す。

以上の設定において、本制御法を用いた場合の負荷特性を確認した。その結果が図4である。回転速度は0~1500[rpm]まで、負荷トルクは定格負荷の-100~+100[%]までそれぞれ試験を行った。図において平均速度を記号で示し、速度変動幅を実線で表した。重負荷になるに従い速度変動幅は若干大きくなる。しかし200[rpm]~1000[rpm]においては、速度変動幅は速度指令値の1[%]未満であり非常に小さい。また定格回転数の1500[rpm]においては速度変動幅が-28~+12[rpm]であり、2[%]未満である。一方、50[rpm]では+100[%]負荷時に速度変動幅が-20~+25[rpm]であり、低速の重負荷時に速度変動の比率が大きくなる。これは速度制御のPIゲインが小さいことが原因であると考えられる。しかしゲインを大きくしても、速度推定値が振動的であるため結果的に速度が振動的になる。

4. まとめ

本論文では、高周波電流注入に基づく、突極形PMモータの磁極位置・速度推定法を提案した。また実験により、本方式を適用した場合のモータの負荷特性を確認した。その結果低速の重負荷時には速度変動の比率が大きくなるが、それ以外の領域では負荷に依存せず速度制御が可能であった。

文献

- (1) 山田和範, 野口季彦, 近藤正示: 「低速領域を含む突極形PMモータの位置センサレス速度制御法」電気学会半導体電力変換研究会, SPC-97-13, (平9-1)

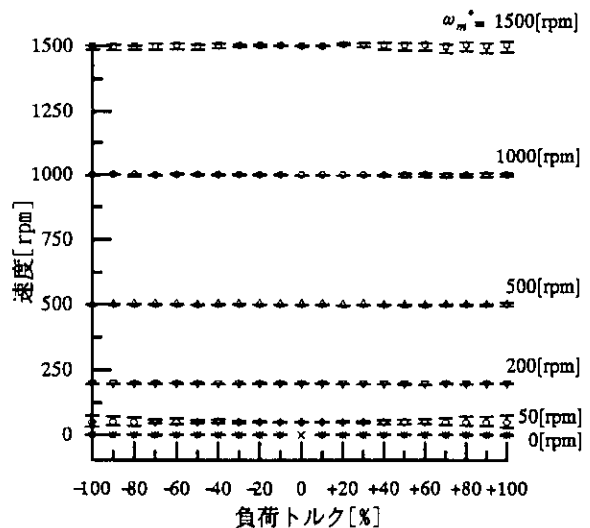


図4 負荷試験結果  
Fig.4. Load test results.