

d軸のみへの高周波電流注入による  
突極形PMモータのセンサレス制御法

学生員 古川裕太\* 正員 近藤正示 正員 野口季彦  
(長岡技術科学大学)

Sensorless rotor position estimation  
using only one-phase high frequency test current injected to d-axis for salient PM motor

Yuta furukawa ,Student Member, Seiji kondo ,Member, Toshihiko Noguchi ,Member

Abstract

This paper proposes a new position sensorless speed control of a salient-pole permanent-magnet (PM) motor. This method is based upon the paper [1][2]. In the previous method, two phase test current are intentionally superposed on torque and flux current commands. This paper contributes a new method, that injects only one-phase test current to d-axis. As a result, at low speed range, new method is stronger than the previous method at higher torque load. Test result shows the validity of new method.

キーワード 突極形PMモータ, 高周波電流注入

1. はじめに

従来の高周波電流注入方式[1][2]では、高周波のため、注入に要する電圧が大きく、インバータDCリンクによる制約を受けていた。本稿では、注入高周波電流の工夫によって、インバータDCリンクによる制約を緩和し、推定アルゴリズムを簡単化できることを示す。

2. 座標系と磁極位置の関係

Fig.1 にここで用いる座標系と磁極位置の関係を示す。センサレス制御においてはコントローラからは実際のd-q座標は検出できないため、それをd̂-q̂座標とする。以下では次の突極形PMモータのモデルを用いる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_m \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_m \Psi \end{bmatrix} \quad (1)$$

3. 磁極位置推定法の原理

<3.1>二相注入方式(従来[1][2])

d̂-q̂座標上において突極形PMモータに(2)で示される高周波電流の注入を行う。

$$\begin{bmatrix} i_{d\hat{h}} \\ i_{q\hat{h}} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \sin \theta_h \\ -\cos \theta_h \end{bmatrix} \quad (2)$$

但し、I<sub>h</sub>:高周波電流の振幅、θ<sub>h</sub>=ω<sub>h</sub>t:高周波電流の位相である。結果、d̂-q̂座標上において(3)の高周波電圧が発生する。

$$\begin{bmatrix} v_{d\hat{h}} \\ v_{q\hat{h}} \end{bmatrix} = R_a I_h \begin{bmatrix} \sin(\theta_h) \\ -\cos(\theta_h) \end{bmatrix} + L_d I_h (\omega_h + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(\theta_h) \\ \sin(\theta_h) \end{bmatrix} \\ + L_q I_h (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(-\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \\ \sin(-\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \\ + \omega_m \Psi \begin{bmatrix} -\sin(\theta_m - \hat{\theta}_m) \\ \cos(\theta_m - \hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \quad (3)$$

(3) 右辺第4項を中心角周波数ω<sub>h</sub>のBPFを用いて除去し第1~3項のみを抽出する。そしてこの第1~3項をγ-δ座標に変換すると(4)となる。

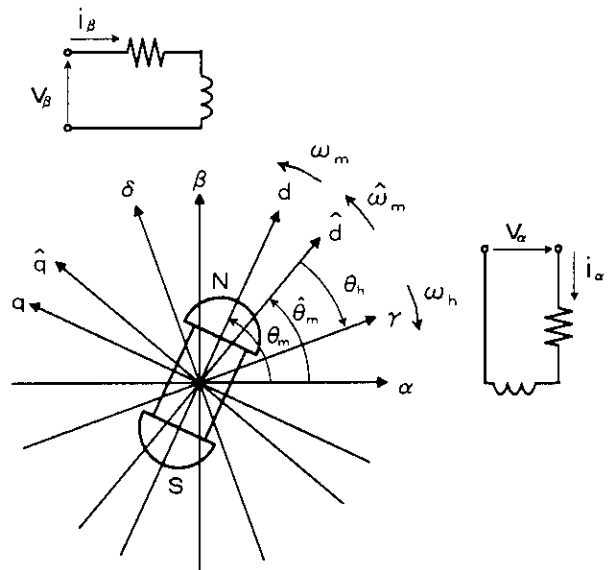


Fig.1. The relation between rotor position and coordinates

$$\begin{bmatrix} v_{sh} \\ v_{sh} \end{bmatrix} = R_s I_h \begin{bmatrix} \sin(2\theta_h) \\ -\cos(2\theta_h) \end{bmatrix} + L_s I_h (\omega_h + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(2\theta_h) \\ \sin(2\theta_h) \end{bmatrix} \\ + L_s I_h (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \\ \sin(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \dots \dots (4)$$

(4) 右辺第1, 2項をLPFを用いて除去し第3項のみを抽出する。そしてこの残った第3項の \$v\_{sh}\$ 成分は位置推定誤差が微小であれば \$\sin(2\theta\_m - 2\hat{\theta}\_m) = 2(\theta\_m - \hat{\theta}\_m)\$ となり位置推定誤差に比例する値となる。したがって、この信号を零にするように制御をかければ \$\theta\_m = \hat{\theta}\_m\$ となり位置の推定が可能となる。

### <3. 2>一相注入方式

\$d-q\$ 座標上において突極形PMモータに(5)で示される高周波電流の注入を行う。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \sin\theta_h \\ 0 \end{bmatrix} \dots \dots (5)$$

結果、\$d-q\$ 座標上において(6)の高周波電圧が発生する。(6)右辺第6項を中心角周波数 \$\omega\_h\$ のBPFを用いて除去し第1~5項のみを抽出する。そしてこの第1~5項の \$v\_{sh}\$ 成分に \$\cos(\theta\_h)\$ を乗じると(7)となる。

(7)右辺第1, 3, 4項をLPFを用いて除去し第2, 5項のみを抽出する。

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = R_s I_h \begin{bmatrix} \sin(\theta_h) \\ 0 \end{bmatrix} \\ + \frac{L_s I_h}{2} \left[ (\omega_h + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(\theta_h) \\ \sin(\theta_h) \end{bmatrix} + (\omega_h - \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(\theta_h) \\ -\sin(\theta_h) \end{bmatrix} \right] \\ + \frac{L_s I_h}{2} \left[ (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(-\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \\ \sin(-\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \right] \\ + (\omega_h + 2\omega_m - \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \\ \sin(\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \\ + \omega_m \psi \begin{bmatrix} -\sin(\theta_m - \hat{\theta}_m) \\ \cos(\theta_m - \hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \dots \dots (6)$$

$$v_{\cos} = \frac{L_s \hat{\omega}_m I_h}{2} \sin(2\theta_h) \\ + \frac{L_s (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) I_h}{4} \left\{ \begin{array}{l} \sin(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \\ + \sin(-2\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \end{array} \right\} \\ + \frac{L_s (\omega_h + 2\omega_m - \hat{\omega}_m) I_h}{4} \left\{ \begin{array}{l} \sin(2\theta_h + 2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \\ + \sin(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m) \end{array} \right\} \dots \dots (7)$$

そして残った第2, 5項は<3. 1>と同様に位置推定誤差に比例する値となる。従って、この信号を零にするように制御をかければ \$\theta\_m = \hat{\theta}\_m\$ となり位置の推定が可能となる。

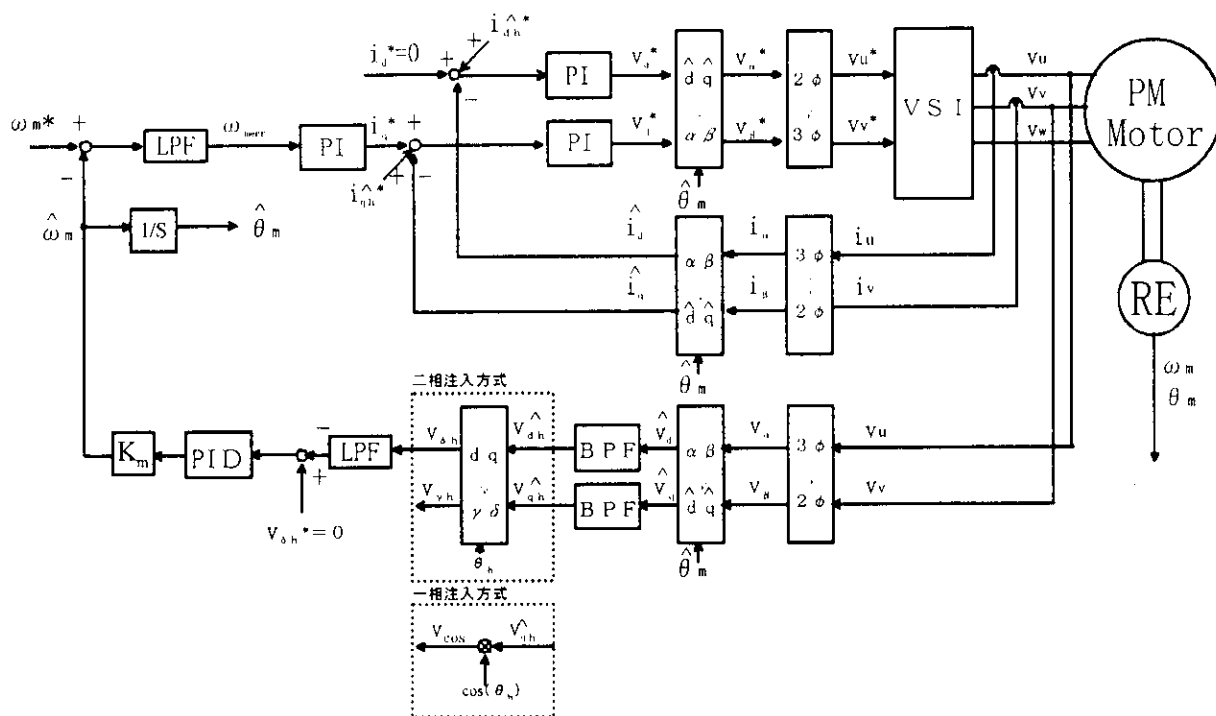


Fig.2. Configuration of position sensorless speed control

< 3. 3 > 新注入方式による利点

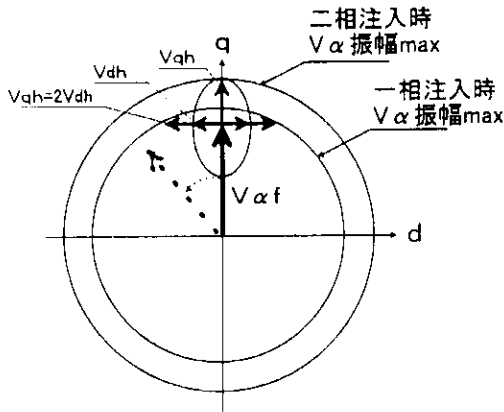


Fig. 3. Advantage of new method

一相注入方式と二相注入方式時の電圧ベクトル軌跡は Fig. 3 のようになる。楕円が二相注入時の注入高周波電圧ベクトル軌跡を示し、 $V_{qh} = 2V_{dh}$  が一相注入時の注入高周波電圧ベクトル軌跡を示している。Fig. 3 を見ると、一相注入の方が低速時、すなわちモータ駆動電圧  $V_{af}$  が q 軸に対し平行に近い領域においては、最大電圧は二相注入よりも小さくてすむことが分かる。すなわち有限のインバータ出力において、低速時では一相注入方式は二相注入方式よりもより大きな負荷トルクに耐えうることを意味している。(Fig. 4. 実験結果を参照)

Table 1. Rated values and motor parameters

定格出力 100[W]	Ld 245[mH]
定格回転 1500[rpm]	Lq 485[mH]
定格電流 0.7[A]	$\phi$ 0.306[Wb]
極数 4[poles]	Jm 0.00414[kgm <sup>2</sup> ]
Ra 14.8[ $\Omega$ ]	Dr 0.000100[Nms/rad]

4. 速度制御特性の実験評価

以上の理論に基づき、Fig. 2 で示すシステム構成と、Table 1. 2 に示す実験条件でセンサレス速度制御実験を行った。

Table 2. Controller setting

速度制御 PI	$K_p$ 0.035	$K_i$ 0.025	
電流制御 PI	$K_p$ 3000	$K_i$ 1500	
位置推定 P I	$K_d$ 0.2	$K_p$ 32.0	$K_i$ 8.0
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 $\omega_c = 942.5$ [rad/s] (高周波除去)			
インバータDCリンク	280[V]		
二相注入方式	$I_h = 0.02$ [A], $\omega_h = 3142$ [rad/s]		
一相注入方式	$I_h = 0.04$ [A], $\omega_h = 3142$ [rad/s]		
インバータDCリンク 280[V] サンプリング周期 50[ $\mu$ s] 三角波比較形PWMキャリア周波数 16[kHz]			

< 4. 1 > 最大負荷に対する実験評価

Fig. 4 (a) に二相注入方式、(b) に一相注入方式、速度 500[rpm]、定常負荷トルク 30%での実験結果を示す。但し、ここではDCリンク電圧の制約が現われやすくするため、DCリンクを100[V]で行った。図中の  $V_{ov}$  は電圧リミットの動作を示し、零以外はリミットが働いたことを示す。(b) では電圧リミットが動作せず位置推定誤差がないのに対して、(a) では電圧リミットが動作し位置推定誤差が生じていることが分かる。

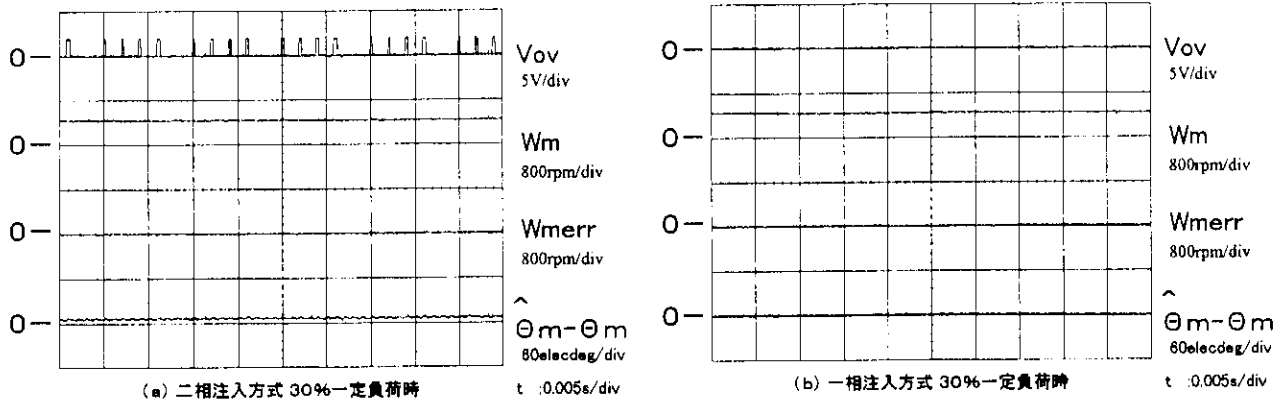


Fig. 4. Test result of voltage limit

<4. 2> 速度ステップに対する実験評価

Fig.5 (a) に二相注入方式, (b) に一相注入方式, 速度ステップ実験結果を示す。一相注入方式の方が二相注入方式に対し位置誤差が小さいことが分かる。これは高周波電流の位相遅れが速度によって多少変動する際、一相注入方式の方がこの変動に対して強い為である。この詳細についての理論はページ制約のため省略する。

<4. 3> 負荷ステップに対する実験評価

Fig.6 (a) に二相注入方式, (b) に一相注入方式の負荷ステップ実験結果を示す。結果からみて両推定方式ともほぼ同等の制御が行えるといえる。但し、この負荷ステップ試験では両推定方式とも速度PIゲインを  $K_p=0.06$ ,  $K_i=0.06$  と増加させ実験を行った。これは低速時の負荷ステップの場合、回転子が止まることがあり、この際、静止摩擦が大きいため過渡応答が悪くなってしまう。これを補うために速度PIゲインを増加させる必要があったからである。

5. まとめ

注入高周波電流を二相から一相にすることにより低速時における電圧リミットを緩和し、また Fig.2 のように推定器の簡略化を実現した。今後は既に検討済みである注入高周波電流の位相遅れに対する補正法を公表し、モータノイズに対する対策を行い、より大きな速度PIゲインによる過渡応答の高精度化を図る予定である。

参考文献

- [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)
- [2]山田和範、野口季彦、近藤正示：「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」電学全大, No.1003, (平9-3)

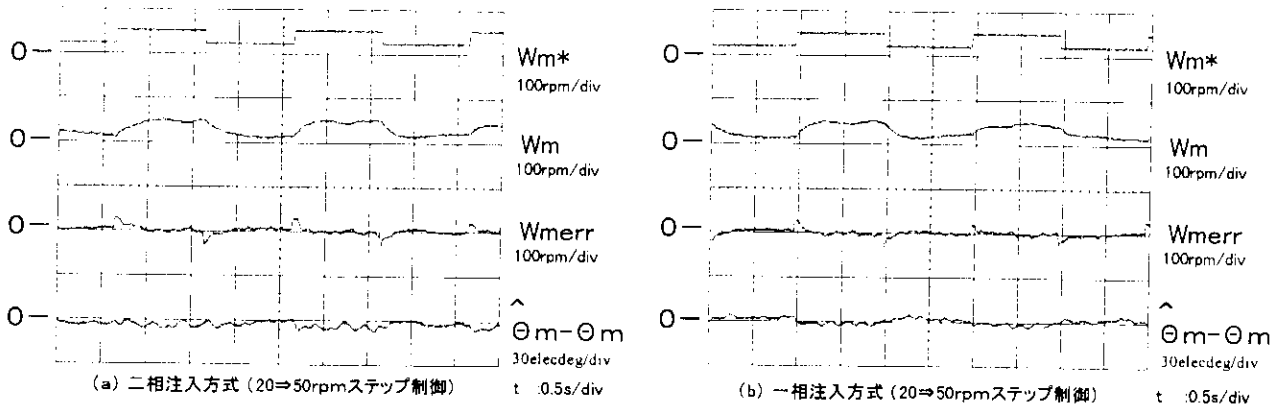


Fig.5. Speed step response

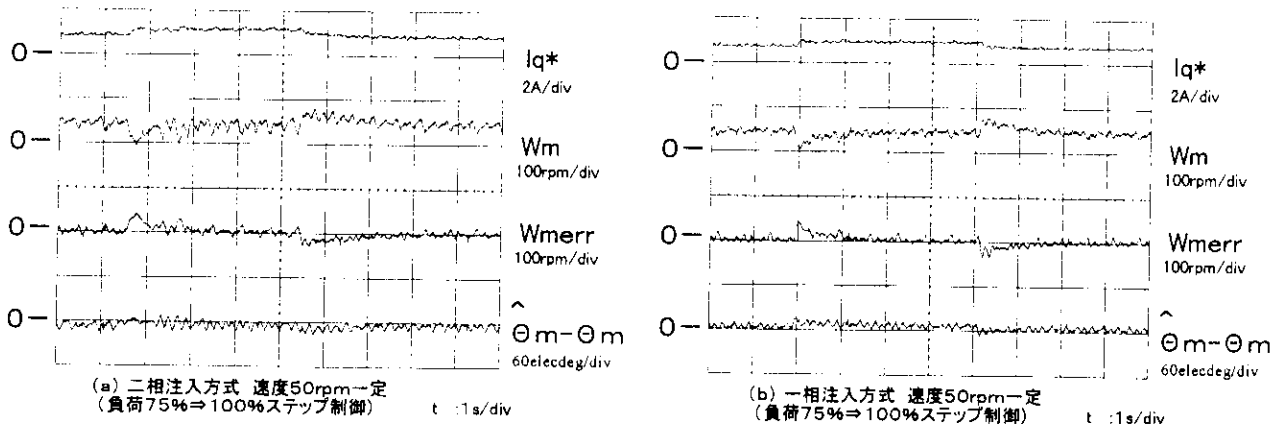


Fig.6. Load step response