

高周波電流注入方式による
突極形PMモータの位置センサレス制御法

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 High Frequency Test Current Injected for Salient Pole PM Motor

Yuta Furukawa ,Student Member, Seiji Kondo ,Member, Toshihiko Noguchi ,Member
(Nagaoka University of Technology)

Abstract

This paper proposes two kinds of sensorless rotor position estimations using high frequency test current injection for a salient pole PM motor. These methods are based upon the paper[5][6][7]. In actual speed control, gain of current loop is finite. Then high frequency test current injected has a phase lag . So two methods to correct this phase lag are shown in this paper, and compare with two kinds of sensorless rotor position estimations using different injection current tests. Since the phase lag depend on motor parameter and operation conditions, such as DC link voltage, it is rather difficult to get perfect correction of phase lag. We show the evaluation of control characteristics when the corrections of phase lag is not perfect.

キーワード 突極形PMモータ, 高周波電流注入, センサレス制御
(salient pole PM motor, high frequency test current injection ,sensorless control)

1. はじめに

F A(Factory Automation), A V(Audio Visual)機器にサーボモータとして数多く用いられてきた永久磁石形同期電動機である突極形PM(Permanent Magnet)モータは, 高効率, 高力率であることから, 最近では電気自動車の駆動モータとしての応用も多数報告されている。通常PMモータでは, 磁極位置に従いモータ駆動電流が与えられることから, 磁極位置を検出するロータリーエンコーダやレゾルバ等が必要である。しかしながら, これらの検出系は塵埃や振動に弱く, 制御上の信頼性を低下させるため, PMモータの適用範囲を制限する恐れがある。そこで, このようなPMモータ制御における検出系のデメリットを克服するために, 現在では, 磁極位置推定を用いた種々のセンサレス制御法が報告されている。これまでに報告された磁極位置推定法にはモデル電流誤差を利用して推定する手法[1], モデル電圧誤差を利用する手法[2][3], またインダクタンスの磁極位置に依存した変化を利用した手法[4]等がある。しかしながら, これらの手法の多くは, 低速時において逆起電力が微小となったり, モータパラメータミスマッチのために高精度の位置推定は困難であると考えられる。そこで, モータに推定するための信号を入力し, 特に低速時において推定精度を向上した手法が報告された。これに伴いモータに高周波電流を注入し, 速度推定を行う手法[5]も発表された。しかし, この高周波電流注入方式では, PI(Proportional Integral)補償要素を用いるため注入高周波電流に位相遅れを生じ, 位置推定に大きな影響を及ぼす。そ

こで本稿ではこの位相遅れに対する補償法を示し, また, これらの実験評価を行う。

2. 座標系と磁極位置の関係

図1にここで用いる座標系と磁極位置の関係を示す。 $\alpha - \beta$ 座標を固定子座標系と定義し, $d - q$ 座標は磁極位置と同期して回転する回転座標系とし $\alpha - \beta$ 座標から位置 θ_m ・角速度 ω_m を有すると定義する。センサレス制御においてはコントローラからは実際の磁極位置 θ_m は検出不可能なため, 推定した $d - q$ 座標を $\hat{d} - \hat{q}$ 座標とし, 位置 $\hat{\theta}_m$ ・角速度 $\hat{\omega}_m$ を有すると定義する。更に $\hat{d} - \hat{q}$ 座標に対し右回り方向に位置 θ_h ・角速度 ω_h を有する $\gamma - \delta$ 座標を定義する。そして, 以下の議論では次の突極形PMモータのモデルを用いる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_o \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\theta_m) & L_1 \sin(2\theta_m) \\ L_1 \sin(2\theta_m) & L_0 - L_1 \cos(2\theta_m) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ + 2\omega_m L_1 \begin{bmatrix} -\sin(2\theta_m) & \cos(2\theta_m) \\ \cos(2\theta_m) & \sin(2\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ + \omega_m \psi \begin{bmatrix} -\sin(\theta_m) \\ \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (1)$$

但し, R_o : 電機子抵抗 ψ : 界磁主磁束
 L_d : d 軸インダクタンス L_q : q 軸インダクタンス

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

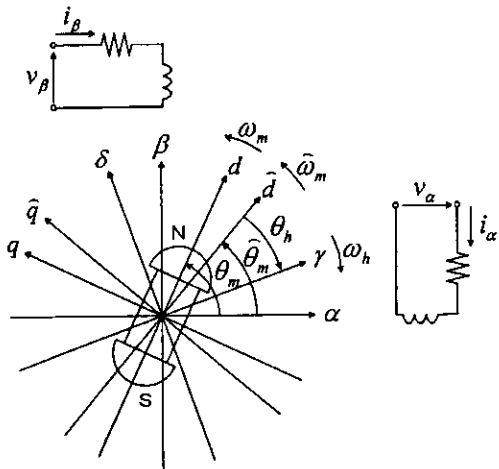


図1 座標系と磁極位置の関係

Fig.1. Relation between rotor position and coordinates.

3. 磁極位置推定法の原理

ここでは高調波電流注入方式による磁極位置推定法の考え方を示す。なお、従来の二相注入方式に加えて、新しい一相注入方式についても示す。

<3. 1>二相注入方式(従来方式)

$\hat{d} - \hat{q}$ 座標上において突極形PMモータに次式で示される高周波電流を \hat{d} 軸と \hat{q} 軸の両方に注入する。

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}h} \\ i_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \sin \theta_h \\ -\cos \theta_h \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

但し次のように定義する。

$i_{\hat{d}h}$: \hat{d} 軸注入高周波電流 $i_{\hat{q}h}$: \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

この結果、 $\hat{d} - \hat{q}$ 座標上において次式の高周波電圧が発生する。

$$\begin{bmatrix} v_{\hat{d}h} \\ v_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = R_a I_h \begin{bmatrix} \sin \theta_h \\ -\cos \theta_h \end{bmatrix} + L_0 I_h (\omega_h + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos \theta_h \\ \sin \theta_h \end{bmatrix} \\ + L_1 I_h (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(-\theta_h - 2\Delta\hat{\theta}_m) \\ \sin(-\theta_h - 2\Delta\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \\ + \omega_m \psi \begin{bmatrix} \sin(\Delta\hat{\theta}_m) \\ \cos(\Delta\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

但し、位置推定誤差 $\Delta\hat{\theta}_m$ を次式で定義する。

$$\Delta\hat{\theta}_m = \hat{\theta}_m - \theta_m \dots\dots\dots (5)$$

上式右辺第4項を中心角周波数 ω_h のバンドパスフィルタ(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 $\gamma - \delta$ 座標に変換すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma h} \\ v_{\delta h} \end{bmatrix} = R_a I_h \begin{bmatrix} \sin(2\theta_h) \\ -\cos(2\theta_h) \end{bmatrix} + L_0 I_h (\omega_h + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(2\theta_h) \\ \sin(2\theta_h) \end{bmatrix} \\ + L_1 I_h (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(2\Delta\hat{\theta}_m) \\ -\sin(2\Delta\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

上式右辺第1項及び第2項をローパスフィルタ(LPF)を用いて除去し第3項のみを抽出する。この残った第3項の $v_{\delta h}$ 成分は位置推定誤差が微小であれば、 $\sin(2\Delta\hat{\theta}_m) \approx 2\Delta\hat{\theta}_m$ 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 $\hat{\theta}_m$ を制御すれば $\theta_m = \hat{\theta}_m$ となり磁極位置の推定が可能となる。

<3. 2>一相注入方式(提案方式)

$\hat{d} - \hat{q}$ 座標上において突極形PMモータに次式で示される高周波電流を \hat{d} 軸のみに注入する。

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}h} \\ i_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \sin \theta_h \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

この結果、 $\hat{d} - \hat{q}$ 座標上において次式の高周波電圧が発生する。

$$\begin{bmatrix} v_{\hat{d}h} \\ v_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = R_a I_h \begin{bmatrix} \sin \theta_h \\ 0 \end{bmatrix} \\ + \frac{L_0 I_h}{2} \left[(\omega_h + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos \theta_h \\ \sin \theta_h \end{bmatrix} + (\omega_h - \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos \theta_h \\ -\sin \theta_h \end{bmatrix} \right] \\ + \frac{L_1 I_h}{2} \left[(\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(-\theta_h - 2\Delta\hat{\theta}_m) \\ \sin(-\theta_h - 2\Delta\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \right. \\ \left. + (\omega_h + 2\omega_m - \hat{\omega}_m) \begin{bmatrix} \cos(\theta_h - 2\Delta\hat{\theta}_m) \\ \sin(\theta_h - 2\Delta\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \right] \\ + \omega_m \psi \begin{bmatrix} \sin(\Delta\hat{\theta}_m) \\ \cos(\Delta\hat{\theta}_m) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

上式右辺第6項を中心角周波数 ω_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 $v_{\hat{q}h}$ 成分に $\cos \theta_h$ を乗じると次式となる。

$$v_{\text{cos}} = \frac{L_0 \hat{\omega}_m I_h}{2} \sin(2\theta_h) \\ - \frac{L_1 (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) I_h}{4} \left\{ \frac{\sin(2\Delta\hat{\theta}_m)}{\sin(2\theta_h + 2\Delta\hat{\theta}_m)} \right\} \\ + \frac{L_1 (\omega_h + 2\omega_m - \hat{\omega}_m) I_h}{4} \left\{ \frac{\sin(2\theta_h - 2\Delta\hat{\theta}_m)}{-\sin(2\Delta\hat{\theta}_m)} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

上式右辺第1項、第3項、第4項をLPFを用いて除去し、第2項、第5項のみを抽出する。

そして、残った第2項、第5項は<3. 1>と同様に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 $\hat{\theta}_m$ を制御すれば $\theta_m = \hat{\theta}_m$ となり磁極位置の推定が可能となる。

4. 実機における問題と対策

図2では $\hat{d} - \hat{q}$ 座標上で電流制御を行っているため、トルク電流指令 i_q^* に対して直流PI制御となり位相遅れは生じないが、高周波電流注入 i_{dh}^* 、 i_{qh}^* に対しては交流PI制御となるため位相遅れを生じる。また、電流検出用LPF、DSPによる演算でも位相遅れは生ずる。図3に実測した各部の時間遅れを示す。これらの遅れは、位置推定誤差または、制御の安定性に大きく影響を及ぼす。これは $\hat{d} - \hat{q}$ 座標から $\gamma - \delta$ 座標への変換、または $\cos\theta_h$ 乗算時に用いる位相 θ_h がPI要素やLPF等の位相遅れを考慮してないためである。よって新たに位相補正量 φ を導入して、この座標変換または、乗算時に用いられる位相 θ_h を位相遅れ φ_{dh} 、 φ_{qh} を考慮した値 $\theta_h - \varphi$ として位相補正を行わなければならない。

<4. 1>二相注入方式での位相補正法

電流制御PIによって生じる位相遅れは i_{dh} 、 i_{qh} に対し次のように影響を及ぼす。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \sin(\theta_h - \varphi_{dh}) \\ -\cos(\theta_h - \varphi_{qh}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

但し、

φ_{dh} : d軸高周波に対する位相遅れ

φ_{qh} : q軸高周波に対する位相遅れ

従って、図4のように $\gamma - \delta$ 座標に変換する際、位相 θ_h

を位相遅れ φ_{dh} 、 φ_{qh} を考慮した値 $\theta_h - \varphi$ として<3. 1>と同様の処理を行うと結果として位置及び速度推定に用いる v_{sh2lpf} は次式となる。

$$\begin{aligned} v_{sh2lpf} = & \frac{R_d I_h}{2} \{ \cos(\varphi_{dh} - \varphi) - \cos(\varphi_{qh} - \varphi) \} \\ & + \frac{L_q I_h (\omega_h - \hat{\omega}_m)}{2} \{ \sin(\varphi_{dh} - \varphi) - \sin(\varphi_{qh} - \varphi) \} \\ & + \frac{L_l I_h (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m)}{2} \left\{ \begin{aligned} & \sin(-2\Delta\hat{\theta}_m + \varphi_{dh} - \varphi) \\ & + \sin(-2\Delta\hat{\theta}_m + \varphi_{qh} - \varphi) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \dots\dots\dots (11)$$

ここで、正しい位相補正を行うには、 $v_{sh2lpf} = 0$ 時に $\Delta\hat{\theta}_m = 0$ となる φ を与えることである。この条件と $\omega_h \gg \omega_m$ のため(11)の係数に ω_h を含むものを取り出した次式を満たす φ が正しい補正值である。

$$L_d \sin(\varphi_{dh} - \varphi) = L_q \sin(\varphi_{qh} - \varphi) \dots\dots\dots (12)$$

ここで、(11)は(13)のようにも示すことができる。

$$\begin{aligned} v_{sh2lpf} = & \frac{R_d I_h}{2} D \sin(\varphi + \varphi_D) \\ & + \frac{L_q I_h \omega_h}{2} Z \sin(\varphi + \varphi_Z) + \frac{-L_q I_h \hat{\omega}_m}{2} Z \sin(\varphi + \varphi_Z) \\ & + \frac{L_l I_h (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m)}{2} A \sin(-2\Delta\hat{\theta}_m + \varphi_A) \end{aligned} \dots\dots\dots (13)$$

但し、ここで用いた未定義の変数については付録で詳細を示す。従って二相注入方式で生じる位置推定誤差は(13)で

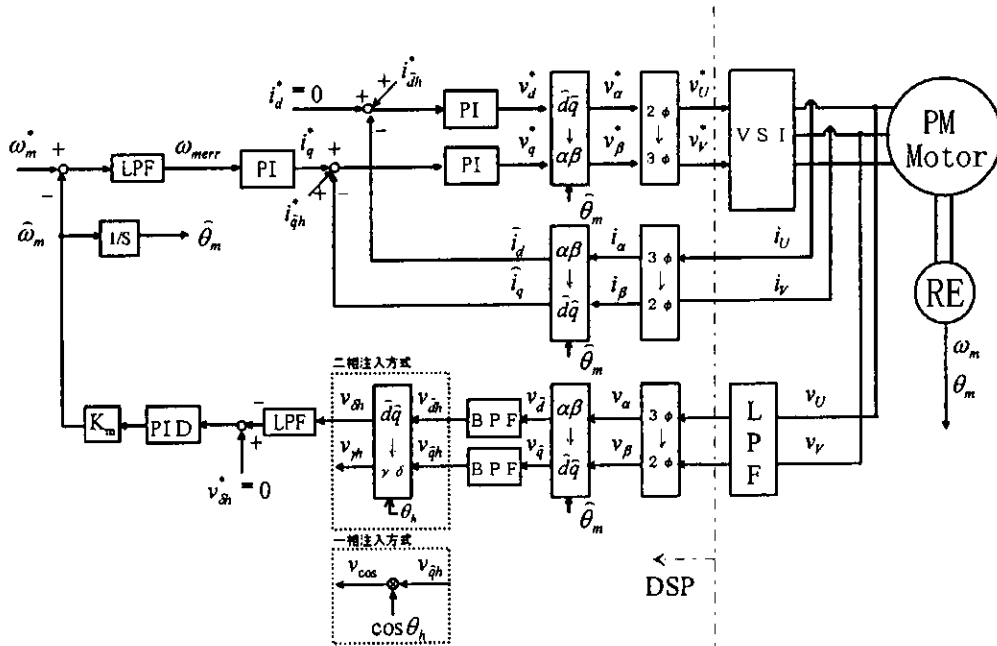


図2 位置センサレス速度制御系の構成
Fig.2. Configuration of position sensorless speed control.

$v_{\cos 2lpf} = 0$ と条件をつけることにより次式で表せる。

$$\Delta \hat{\theta}_m = \frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} \sin^{-1} \left(\frac{R_s D \sin(\varphi + \varphi_D) + L_0(\omega_h - \hat{\omega}_m) Z \sin(\varphi + \varphi_Z)}{L_1(\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) A} \right) \\ + \varphi_A \end{array} \right\} \dots \dots \dots (14)$$

< 4. 2 > 一相注入方式での位相補正法

電流制御PI, フィルタ等によって生じる位相遅れは i_{dh}, i_{qh} に対し次のように影響を及ぼす。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \sin(\theta_h - \varphi_{dh}) \\ 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (15)$$

従って, $\cos \theta_h$ を乗算する際, 図4のように位相 θ_h を位相遅れ φ_{dh} を考慮した値 $\theta_h - \varphi$ として < 3. 2 > と同様の処理を行うと位置及び速度推定に用いる値は次式となる。

$$v_{\cos lpf} = \frac{\omega_m L_0 I_h}{2} \sin(\varphi - \varphi_{dh}) + \frac{L_1 I_h}{4} \left[\begin{array}{l} (\omega_h - 2\omega_m + \hat{\omega}_m) \sin(-2\Delta \hat{\theta}_m + \varphi_{dh} - \varphi) \\ + (\omega_h + 2\omega_m - \hat{\omega}_m) \sin(-2\Delta \hat{\theta}_m - \varphi_{dh} + \varphi) \end{array} \right] \dots \dots \dots (16)$$

従って, 正しい位相補正を行うには, $v_{\cos lpf} = 0$ 時 $\Delta \hat{\theta}_m = 0$ となる φ を (16) より求めれば $\varphi = \varphi_{dh}$ となる。一相注入方式で用いる (16) は (17) のようにも示すことができる。

$$v_{\cos lpf} = -\frac{\hat{\omega}_m L_0 I_h}{2} \sin(\varphi_{dh} - \varphi) + B \sin(2\Delta \hat{\theta}_m - \varphi_B) \dots \dots \dots (17)$$

但し, ここで用いた未定義変数についても付録で示す。従って, 一相注入方式では (17) で $v_{\cos lpf} = 0$ と条件をつけることで位置推定誤差は次式で示される。

$$\Delta \hat{\theta}_m = -\frac{1}{2} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{\hat{\omega}_m L_0 I_h \sin(\varphi - \varphi_{dh})}{2B} \right) - \varphi_B \right\} \dots \dots \dots (18)$$

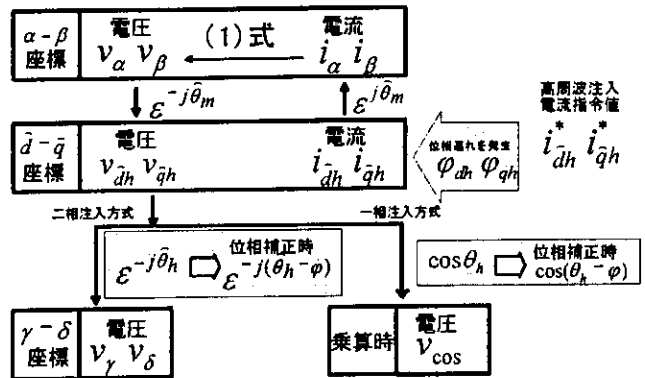


図4 高周波注入電流に生じる位相遅れとその補正法
Fig.4. Relation between phase lag and the correction.

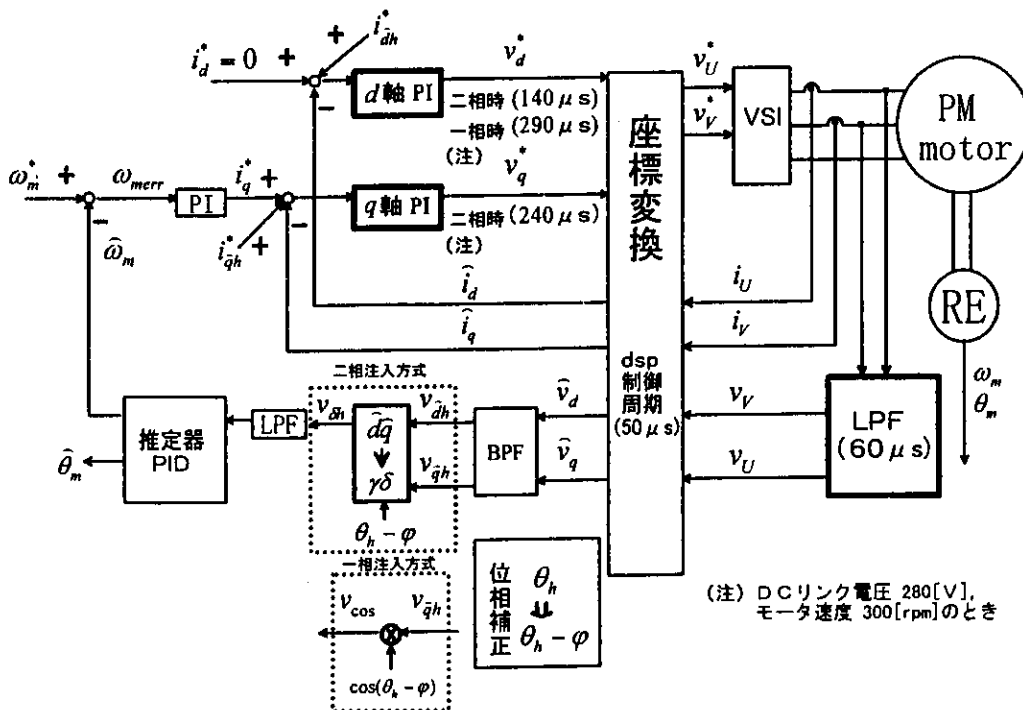


図3 位置センサレス速度制御系で生じる位相遅れ
Fig.3. Phase lag on position sensorless speed control.

5. 実験による制御特性の評価

以上の理論に基づき位置、速度推定器を構成し図2及び図3に示すシステム構成でセンサレス速度制御実験を行う。本実験で用いた供試機（埋め込み磁石形PMモータ）の定格と機器定数を表1に示し、図2のシステムで用いた速度制御PI、電流制御PI、位置推定PID補償器のゲイン、各フィルタの定数を表2に示す。VSIはDCリンク電圧280[V]の三角波比較形PWMインバータで、スイッチング素子はIGBT、キャリア周波数は16[kHz]である。モータの電流と電圧は12bitのA/DコンバータによりDSP(TMS320C31)に入力され、検出された電圧から推定器により、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を用いソフトウェアで構成し、サンプリング周期50[μs]で制御する。注入する高周波電流の周波数は $2\pi \times 500$ [rad/s]

とし、二相注入方式では $I_h = 0.02$ [A]、一相注入方式では $I_h = 0.04$ [A]とした。これは、(6)の v_{α} に比べ(9)の v_{\cos} は振幅が1/2となるため、位置推定信号の振幅を等しくするために一相注入方式では I_h を2倍にした。

表1 供試機の定格と機器定数

| Table 1. Rated values and motor parameters | | | |
|--------------------------------------------|-----------|--------|----------------------------|
| 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] | ψ | 0.306[Wb] |
| 極数 | 4[poles] | J_m | 0.00414[kgm ²] |
| R_s | 14.8[Ω] | D_r | 0.000100[Nms/rad] |

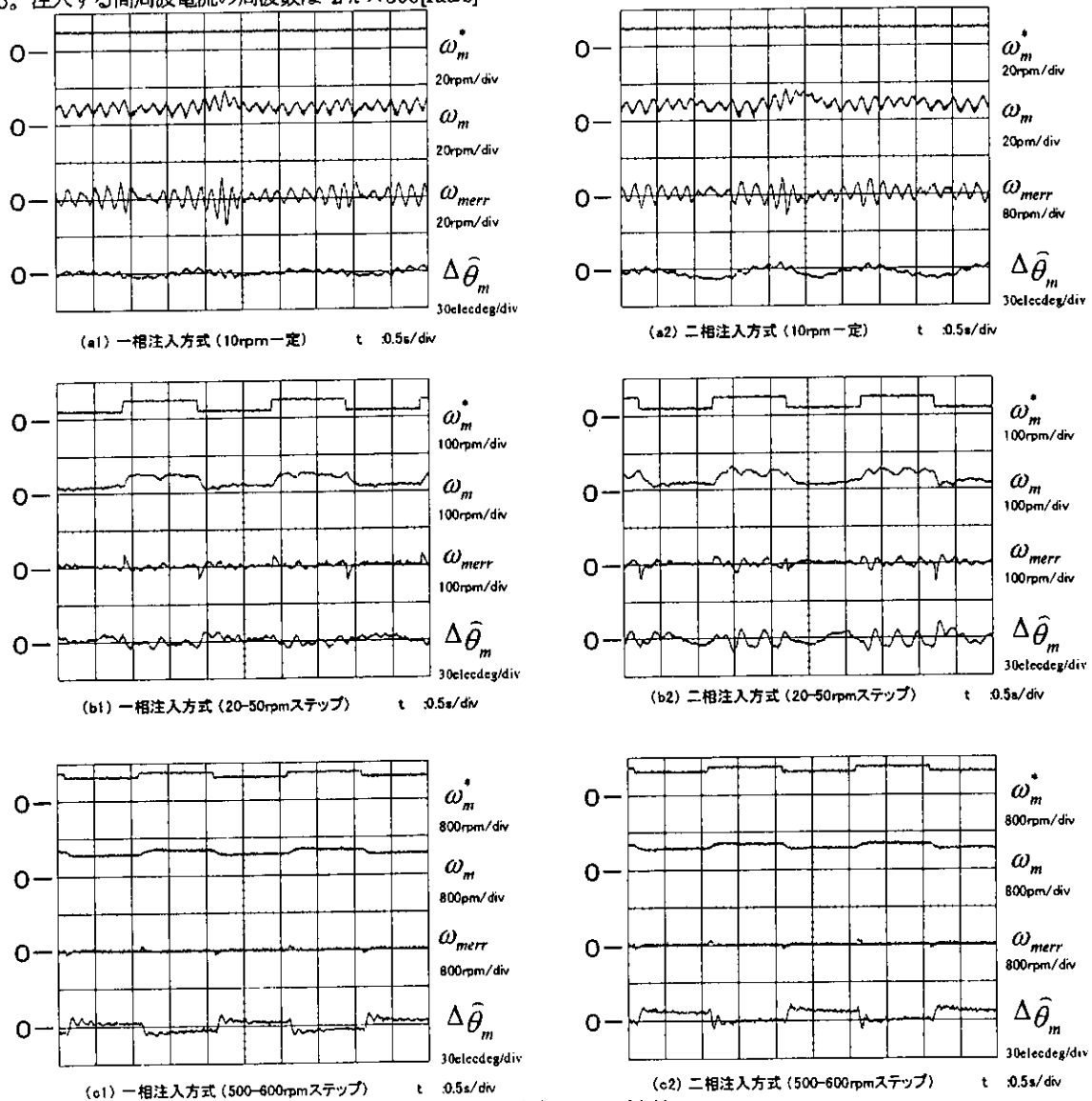


図5 速度ステップ応答

Fig.5. Speed step responses.

表2 補償器のゲインとフィルタの設定

Table2. Controller setting

| | | | | | | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|------|-------|------|-------|-----|
| 速度制御PI | K_p | 0.06 | K_I | 0.18 | | |
| 電流制御PI | K_p | 3000 | K_I | 1500 | | |
| 位置推定PID | K_p | 32.0 | K_I | 8.0 | K_d | 0.2 |
| IIR形2次デジタルBPF 中心角周波数 $\omega_0=3142[\text{rad/s}]$, 先鋭度 $Q=80$ | | | | | | |
| IIR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 $\omega_c=942.5[\text{rad/s}]$ (高周波除去) | | | | | | |

<5. 1> 速度ステップに対する実験評価

図5に速度制御特性の実験結果を示す。これより一相・二相注入方式ともほぼ同等の制御が可能であることがわかる。但し低速時については一相注入方式の方が二相注入方式に比べ $\Delta\hat{\theta}_m$ が振動的でなく安定であることがわかる。

<5. 2> 負荷ステップに対する実験評価

図6に負荷特性を示す。これより一相・二相注入方式ともほぼ同等の特性が得られることがわかる。但し低速時については一相注入方式の方が二相注入方式に比べ $\Delta\hat{\theta}_m$ が正確かつ安定であることがわかる。

<5. 3> 位相補正の有無に対する検討

実験では位相補正無しの際、二相注入方式では位置推定誤差が大きくなり、一相注入方式では位置推定誤差はほぼ零であるが過渡的な制御特性が不安定となる傾向が見られた。こ

の理由を明らかにするため、位相補正有り、無しでの特性検討を行う。図7は位置推定誤差 $\Delta\hat{\theta}_m$ を、DCリンク電圧280[V], $\omega_m = \hat{\omega}_m = 62.8[\text{rad/s}]$ (機械的速度300[rpm]に相当)の条件で各位相補正值 ϕ に従い(14)(18)から計算しプロットしたものである。結果からみて分かることは、位相補正值 ϕ が本来の適切な補正值よりもずれた場合、二相注入方式の方が一相注入方式よりも位置推定誤差が大きくなることである。すなわち、位相補正を行わない場合、一相注入方式の方が位置推定誤差に影響が少ないといえる。図8は位相補正を行う場合、行わない場合の位置及び速度推定に用いる信号の値をDCリンク電圧280[V], $\omega_m = \hat{\omega}_m = 62.8[\text{rad/s}]$ の条件で各位相補正值 ϕ に従い(13)(17)から計算しプロットしたものである。結果を見て分かることは二相注入方式では $v_{\cos 2\text{lpf}} = 0$ 付近の傾きは位相補正の有無に依らずほぼ同等であるのに対し、一相注入方式では位相補正をしない場合 $v_{\cos 2\text{lpf}} = 0$ 付近の傾きは位相補正有りの時より小さくなることである。これは位置推定誤差が生じた際、二相注入方式では位相補正の有無に依らず $v_{\cos 2\text{lpf}} = 0$ への収束性はほぼ同等、一相注入方式では位相補正無しの場合 $v_{\cos 2\text{lpf}} = 0$ への収束性は位相補正有りよりも鈍くなることを示す。すなわち一相注入方式は位相補正をしない場合、安定に制御しにくいといえる。

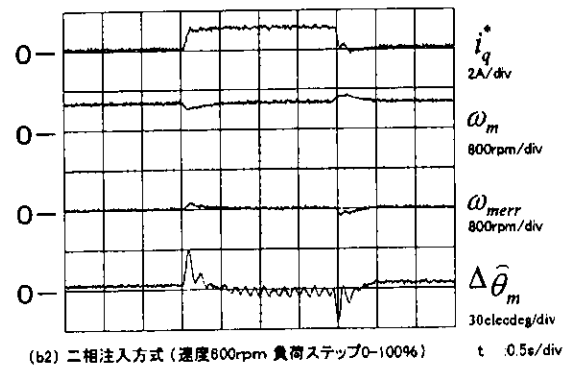
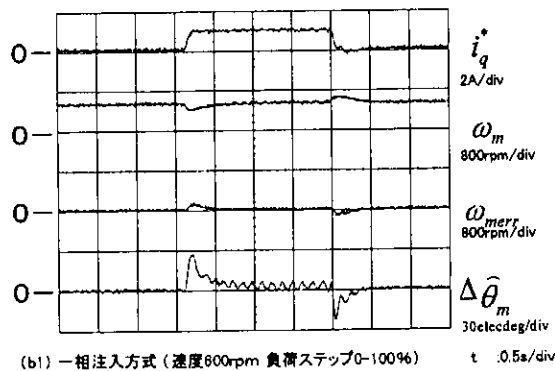
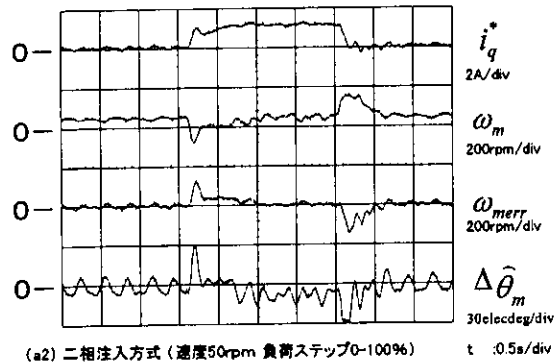
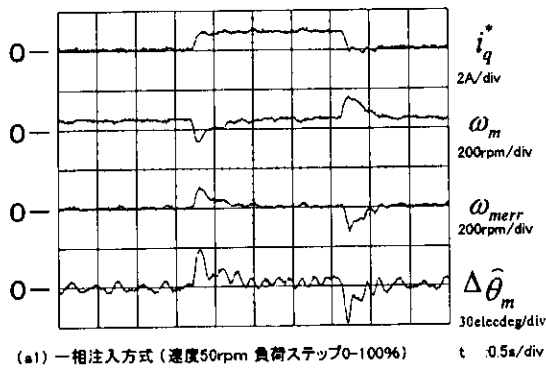
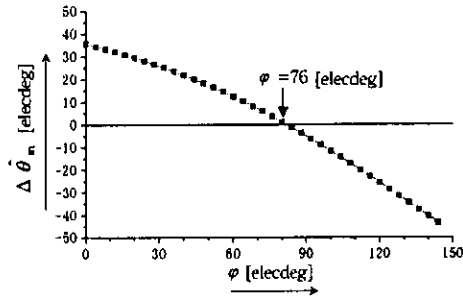
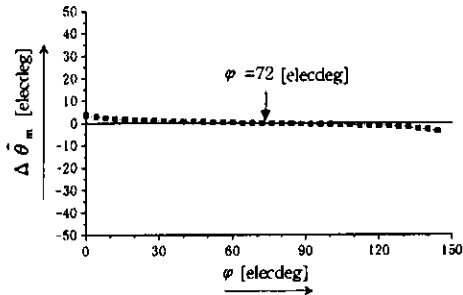


図6 負荷ステップ応答

Fig.6. Load step responses.

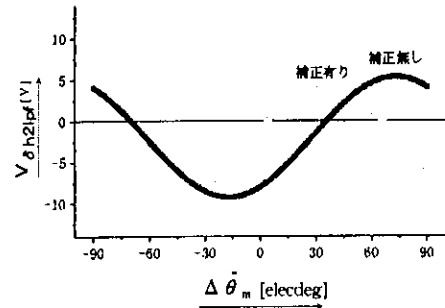


(a) 二相注入方式

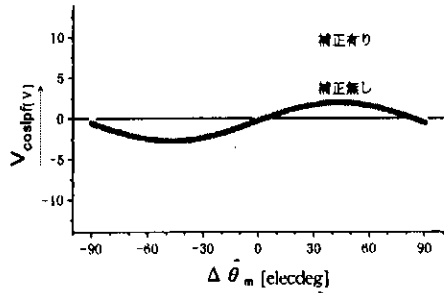


(b) 一相注入方式

図7 位置推定誤差 $\Delta\hat{\theta}_m$ と位相補正值 φ
Fig.7. Position error and phase lag correction.



(a) 二相注入方式



(b) 一相注入方式

図8 位置及び速度推定信号と位置推定誤差 $\Delta\hat{\theta}_m$
Fig.8. Estimation sign and position error.

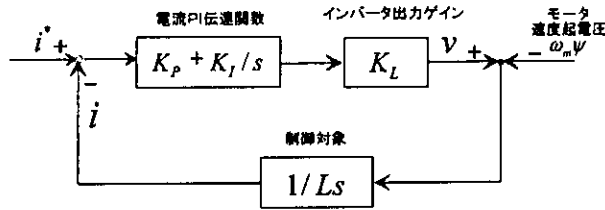


図9 電流フィードバックブロック図

Fig.9. Block diagram of current feedback.

<5. 4>DC リンク電圧変動時の位置推定誤差

ここではインバータ出力ゲインにより変動する位相遅れの制御に対する影響を確認するために DC リンク電圧の変動を故意に生じさせ実験評価を行う。図9のブロック図からDC リンク電圧が上昇するとインバータ出力ゲイン K_t は大きくなり位相遅れは減少し、逆にDCリンク電圧が下降した場合インバータ出力ゲイン K_t は小さくなり位相遅れが増えることがわかる。この位相遅れの変動の制御に対する影響を確認する。図10に各 DC リンク電圧に対する位相遅れの実験測定値を示す。図11には、各 DC リンク電圧で生じた位置推定誤差の実験測定値を示す。なお実験は DC リンク電圧変動を増、減で確認するため、DC リンク電圧200[V]時で補正を行い、 $\omega_m = \hat{\omega}_m = 62.8[\text{rad/s}]$ の条件で行った。そして図10から(14)、(18)により計算した位置推定誤差の値も同時に図11に示す。この実験結果から二相注入方式よりも一相注入方式の方が DC リンク電圧変動による位置推定誤差への影響は少ないことがわかる。

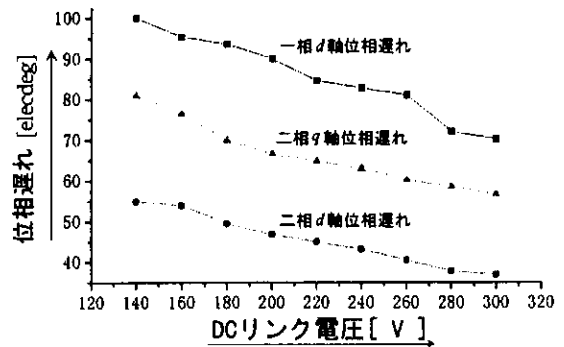


図10 各DCリンク電圧における位相遅れ実験測定値

Fig.10. phase lag on each DC link voltage.

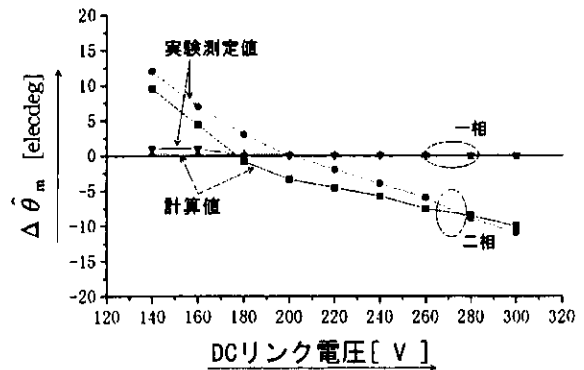


図11 各DCリンク電圧における位置推定誤差

Fig.11. Position error on each DC link voltage.

6. まとめ

本稿では、高周波電流注入方式による位置センサレス制御法において、電流の位相遅れが位置推定誤差に大きな影響を及ぼすこと、および、その補償法について示した。そして、ここでは一相注入方式、二相注入方式の比較を理論的、実験的に行い、次のことを明らかにした。

- 1) 速度ステップ応答、負荷ステップ応答の実験結果より一相・二相注入方式はほぼ同等の特性である。しかしながら、低速時には一相注入方式の方が位置推定誤差の振動が小さい。
- 2) 一相注入方式は、位相補正の有無、および、DC リンク電圧の変動に対して位置推定誤差が小さい。
- 3) 位相補正の無い場合、二相注入方式は一相注入方式のより、位置修正信号の減少が少ないため、安定な制御が可能である。但し、位置推定誤差は大きい。

参考文献

- (1) 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」 電学全大, No.896, (平 8-3)
- (2) M.Naidu, B.K.Bose: "Rotor Position Estimation Scheme of Permanent Magnet Synchronous Machine for High Performance Variable Speed Drive", *IEEE IAS Annual Meeting*, 48-53(1992)
- (3) 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」 電学全大, No.1025, (平 8-3)
- (4) A.B.Kulkarni, M.Ehsani: "A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", *IEEE Transactions on IA*, 144~150 (1992)
- (5) 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)
- (6) 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)
- (7) 古川裕太, 近藤正示, 野口季彦: 「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」 電学産全大, No. 60 (平 10-8)

付録

(1 3) で用いる関数

$$A = \sqrt{2\{1 + \cos(\varphi_{dh} - \varphi_{qh})\}} \dots\dots\dots (1 9)$$

$$D = Z = \sqrt{2\{1 - \cos(\varphi_{dh} - \varphi_{qh})\}} \dots\dots\dots (2 0)$$

$$\varphi_D = \tan^{-1} \left(\frac{\cos \varphi_{dh} - \cos \varphi_{qh}}{\sin \varphi_{dh} - \sin \varphi_{qh}} \right) \dots\dots\dots (2 1)$$

$$\varphi_Z = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \varphi_{dh} - \sin \varphi_{qh}}{\cos \varphi_{qh} - \cos \varphi_{dh}} \right) \dots\dots\dots (2 2)$$

$$\varphi_A = \tan^{-1} \left(\frac{\sin(\varphi_{dh} - \varphi) + \sin(\varphi_{qh} - \varphi)}{\cos(\varphi_{dh} - \varphi) + \cos(\varphi_{qh} - \varphi)} \right) \dots\dots\dots (2 3)$$

(1 7) で用いる関数

$$B = \sqrt{\left(\frac{\omega_s L_1 I_{dh}}{2} \cos(\varphi_{dh} - \varphi) \right)^2 + \left(\frac{(2\omega_m - \hat{\omega}_m) L_1 I_{dh}}{2} \sin(\varphi_{dh} - \varphi) \right)^2} \dots\dots\dots (2 4)$$

$$\varphi_y = \tan^{-1} \left(\frac{(2\omega_m - \hat{\omega}_m) L_1 I_{dh} \sin(\varphi_{dh} - \varphi)}{-\omega_s L_1 I_{dh} \cos(\varphi_{dh} - \varphi)} \right) \dots\dots\dots (2 5)$$

原稿受付日

平成 10 年 9 月 28 日