

高調波注入方式による IPM モータセンサレスシステムの高性能化

元野和紀* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Performance Improvement of Mechanical-Sensorless IPM Motor System Using Harmonic Current Injection

Kazunori Motono, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Abstract

This paper describes an instantaneous harmonic-reactive-power based motor control system without a rotor position sensor and three techniques to improve the control performances. The first one is a harmonic-current injection control technique using resonant regulators in a current control loop, which prevents the injected harmonic currents from being distorted, which is mainly caused by spatial harmonics of the motor. The second is a method to compensate for coordinate transformation errors of the currents and the voltage commands by using a position estimation error. This method is effective to suppress current oscillation as well as speed ripples that depend on the position estimation error. The last technique is devoted to compensation of the disturbance torque, which utilizes an acceleration information in the position estimator. In the paper, all techniques were examined with a DSP based prototype and performance improvement was confirmed through the tests.

キーワード：高調波電流注入制御，磁極位置推定誤差補償，外乱補償，磁極位置センサレス PM モータ

(harmonic-current injection control, position estimation error compensation, disturbance compensation, position-sensorless PM motor)

1. はじめに

筆者らはこれまでに高調波電流注入方式による高調波瞬時無効電力の位相情報を利用した内部永久磁石モータ (IPM モータ) の磁極位置センサレス制御法を提案し、実機により零速度を含む広い速度制御範囲において加減速運転ならびに四象限運転を実現できることを確認した^[1]。しかし、本手法において運転特性を悪化させる要因がいくつか残存する。まず、本制御システムでは電流制御系に PI レギュレータを使用しているため、注入する高調波電流に対してループゲインが低く、モータの空間高調波等の影響を受けて高調波電流に歪みが生じる。次に、磁極位置推定値を動的に修正するため積分アルゴリズムを使用しているが、回転速度が加速度をもって変化した場合、位置推定誤差に起因した軸ずれが発生する。最後に、速度制御器のパラメータを目標値応答について最適となるように設定した場合、高い外乱抑制力を望むことはできない。

そこで、運転特性をさらに改善するため、高調波電流制御法、磁極位置推定誤差に対する電流制御系の補償法、加速度推定値を利用した外乱補償法を提案する^[2]。本稿では、DSP を中心とした全デジタル制御システムで構成した実機で、提案する補償法により磁極位置推定特性や電流制御特性、速度制御特性が改善されることを確認する。その結果、いずれの制御特性改善策についても効果的に性能向上を図ることができたので報告する。

2. 高調波瞬時無効電力に基づく磁極位置推定法

〈2.1〉IPM モータの数学モデル

Fig. 1 は制御対象の IPM モータを検討するために定義した各種座標系である。ここに示したように $\alpha - \beta$ 座標は静止座標系、 $d - q$ 座標は角速度 ω_m 、回転角 θ_m で回転する回転座標系である。磁極位置センサレス制御ではコントローラで θ_m を用いることができないため、推定角速度 $\hat{\omega}_m$ で回転し推定回転角 $\hat{\theta}_m$ をもつ新たな $\hat{d} - \hat{q}$ 推定座標系を定義する。

IPM モータの電圧・電流方程式は $\alpha - \beta$ 座標上で次式のよう表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= R_a \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_m & L_1 \sin 2\theta_m \\ L_1 \sin 2\theta_m & L_0 + L_1 \cos 2\theta_m \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ 2\omega_m L_1 \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_m & \cos 2\theta_m \\ \cos 2\theta_m & \sin 2\theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_m \psi \begin{bmatrix} -\sin \theta_m \\ \cos \theta_m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(1)$$

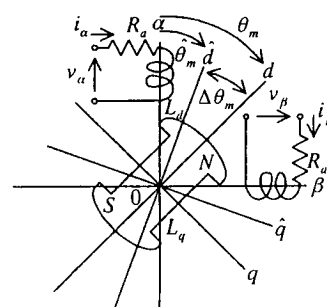


図1 座標系と磁極位置の定義

Fig. 1. Definition of reference frames and IPM motor model.

ただし、 $L_0 = (L_d + L_q)/2$ 、 $L_1 = (L_d - L_q)/2$ 、 R_s は電機子巻線抵抗、 L_d 、 L_q は d 軸ならびに q 軸インダクタンス、 ψ は界磁束鎖交数、 p は微分演算子である。

2.2) 高調波瞬时无効電力と位置推定誤差

本手法では微小振幅の高調波電流を電流制御系の指令値に重畳して注入し、それに対応する高調波瞬时无効電力 Q_h を検出して磁極位置推定を行う。まず、次式の振幅 I_h と角周波数 ω_m を有する高調波電流が $\hat{d}-\hat{q}$ 座標上で観測されたとする。

$$\begin{bmatrix} I_{\hat{d}h} \\ I_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} \quad (2)$$

この高調波電流は次式で表される $\alpha-\beta$ 座標上の電流に座標変換されて IPM モータに入力される。

$$\begin{bmatrix} I_{\hat{\alpha}h} \\ I_{\hat{\beta}h} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_m + \omega_h t) \\ \sin(\hat{\theta}_m + \omega_h t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

したがって、 $\alpha-\beta$ 座標における高調波電圧は (3) を (1) に代入することにより次式のように求められる。

$$\begin{bmatrix} v_{\hat{\alpha}h} \\ v_{\hat{\beta}h} \end{bmatrix} = R_s I_h \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_m + \omega_h t) \\ \sin(\hat{\theta}_m + \omega_h t) \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_m + \omega_h) L_0 I_h \begin{bmatrix} -\sin(\hat{\theta}_m + \omega_h t) \\ \cos(\hat{\theta}_m + \omega_h t) \end{bmatrix} + (\omega_m + \Delta\omega_m - \omega_h) L_1 I_h \begin{bmatrix} \sin(\omega_h t - \theta_m - \Delta\theta_m) \\ \cos(\omega_h t - \theta_m - \Delta\theta_m) \end{bmatrix} + \omega_m \psi \begin{bmatrix} -\sin \theta_m \\ \cos \theta_m \end{bmatrix} \quad (4)$$

一方、この高調波電圧を $\hat{d}-\hat{q}$ 座標から観測すると次式のようなになる。ここで、 $\Delta\theta_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$ 、 $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ である。

$$\begin{bmatrix} v_{\hat{d}h} \\ v_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = R_s I_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_m + \omega_h) L_0 I_h \begin{bmatrix} -\sin \omega_h t \\ \cos \omega_h t \end{bmatrix} + (\omega_m + \Delta\omega_m - \omega_h) L_1 I_h \begin{bmatrix} \sin(\omega_h t - 2\Delta\theta_m) \\ \cos(\omega_h t - 2\Delta\theta_m) \end{bmatrix} + \omega_m \psi \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_m \\ \cos \Delta\theta_m \end{bmatrix} \quad (5)$$

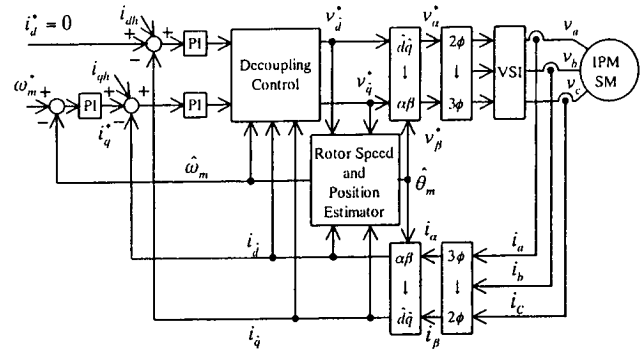
(2) および (5) に示されたように、 $\hat{d}-\hat{q}$ 座標から観測すれば基本波成分 θ_m または $\hat{\theta}_m$ が完全に除去されるため、バンドパスフィルタによる高調波成分の抽出が容易となる。なお、(5) の第 4 項は $\Delta\theta_m$ が十分小さければ直流成分となるため、バンドパスフィルタによって完全に除去することができる。(5) より抽出した角周波数 ω_h の交流成分のみを次式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_{\hat{d}h}' \\ v_{\hat{q}h}' \end{bmatrix} = R_s I_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_m + \omega_h) L_0 I_h \begin{bmatrix} -\sin \omega_h t \\ \cos \omega_h t \end{bmatrix} + (\omega_m + \Delta\omega_m - \omega_h) L_1 I_h \begin{bmatrix} \sin(\omega_h t - 2\Delta\theta_m) \\ \cos(\omega_h t - 2\Delta\theta_m) \end{bmatrix} \quad (6)$$

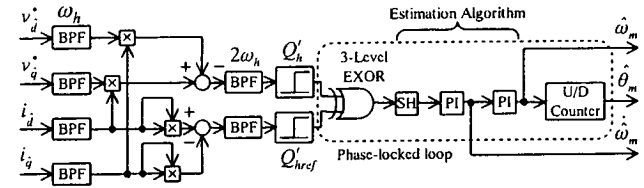
以上のように抽出された高調波電圧および高調波電流の外積から、高調波瞬时无効電力 Q_h は (7) のように求められる。

$$Q_h = v_{\hat{q}h}' i_{\hat{d}h}' - v_{\hat{d}h}' i_{\hat{q}h}' = (\hat{\omega}_m + \omega_h) L_0 I_h^2 + (\omega_m + \Delta\omega_m - \omega_h) L_1 I_h^2 \cos(2\omega_h t - 2\Delta\theta_m) \quad (7)$$

(7) より Q_h の第 2 項は位相情報として $2\Delta\theta_m$ の位置推定誤差を含んでいる。また、 $\omega_m \ll \omega_h$ である限り、第 2 項の振幅は零になることはない。したがって、 Q_h の第 2 項における位



(a) Block diagram of position-sensorless PM motor drive.



(b) Position-and-speed estimator.

図 2 IPM モータの磁極位置・速度センサレス制御系

Fig. 2. Position-sensorless IPM motor control system.

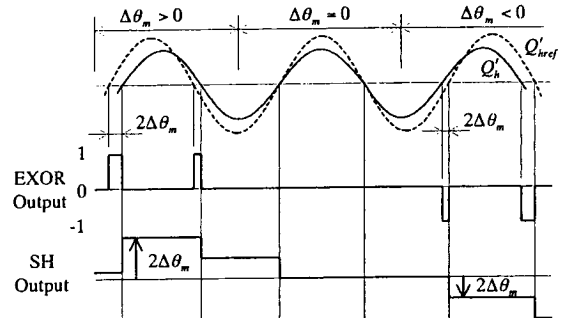


図 3 高調波瞬时无効電力の位相比較法

Fig. 3. Operation of rotor position and speed estimator.

相情報に着目すれば、零速度を含めた全ての速度制御範囲において位置推定誤差を検出することができる。

2.3) 磁極位置推定アルゴリズム

(7) の第 2 項を Q'_h とする。

$$Q'_h = (\omega_m + \Delta\omega_m - \omega_h) L_1 I_h^2 \cos(2\omega_h t - 2\Delta\theta_m) \quad (8)$$

Q'_h は基準位相信号となる $\cos 2\omega_h t$ に対して位置推定誤差 $2\Delta\theta_m$ に相当する位相差をもつ。したがって、 Q'_h が $\cos 2\omega_h t$ と同相となるように $\hat{\theta}_m$ を動的に修正すれば、磁極位置センサレス制御を実現することができる。

Fig. 2 は以上の推定アルゴリズムに基づいて構成した IPM モータの磁極位置センサレス制御システムである。この構成では、(6) の高調波電圧と (2) の高調波電流を中心角周波数 ω_h のバンドパスフィルタを用いて $\hat{d}-\hat{q}$ 座標上の電圧指令値と電流フィードバック値から抽出している。その後、(7) に基づき高調波瞬时无効電力 Q_h を計算する。計算された Q_h を中心周波数 $2\omega_h$ のバンドパスフィルタに入力して(8)の Q'_h

のみを分離抽出する。一方、(8)と比較する基準位相信号はフィードバック電流の高調波成分を用いて次式のように生成される。

$$Q'_{hrcf} = i_{dh}^2 - i_{qh}^2 = I_h^2 \cos 2\omega_h t \quad (9)$$

この基準位相信号 Q'_{hrcf} も Q'_h と同様に、中心周波数 $2\omega_h$ のバンドパスフィルタに入力しオフセットのない完全な交流信号とする。位相比較の方法を Fig. 3 に示す。まず、 Q'_h と Q'_{hrcf} を 3 レベル出力をもつ排他的論理和に入力する。ここで用いる排他的論理和は $\Delta\theta_m > 0$ のとき正の論理レベル、 $\Delta\theta_m = 0$ のとき 0 レベル、 $\Delta\theta_m < 0$ のとき負の論理レベルを出力し、出力される信号は $2\Delta\theta_m$ のパルス幅をもつ正または負レベルの位相誤差パルス信号となる。この位相誤差パルス信号は Fig. 3 に示したように Q'_h の 1 周期中に 2 回出力され、サンプルホールドにより位相誤差レベル信号に変換される。サンプルホールドの出力信号は位置推定誤差 $\Delta\theta_m$ に相当するレベルをもつため、積分器を有する推定アルゴリズムに入力することにより、回転角推定値 $\hat{\theta}_m$ を求めることができる。ここで推定アルゴリズムの次数は加速度が生じている間でも $\hat{\theta}_m$ が真値の θ_m に追従するように 3 次の伝達関数とする。実際には Fig. 2 (b) に示した 2 段の比例積分レギュレータと積分要素で構成される伝達関数を通じて回転角推定値 $\hat{\theta}_m$ を求める。以上より求められた位置推定値はベクトル制御 (回転座標変換)、速度推定値は非干渉電流制御および速度制御に用いる。

3. 高調波電流注入制御

<3.1>共振レギュレータを用いた高調波電流注入法

本制御システムでは、電流制御系に PI レギュレータを使用しているため、注入する高調波電流に対してはループゲインが低く、空間高調波などにより高調波電流が歪むので、結果的に磁極位置推定特性に悪影響を及ぼす。

そこで、モータに注入すべき高調波電流に対して選択的にループゲインを高めるように補償した電流制御系を Fig. 4 のように構成する。この構成では、通常の PI レギュレータは i_d および i_q の直流成分に関する制御を行う。そして、PI レギュレータと並列に設置した共振レギュレータによって注入する高調波電流成分 i_{dh} および i_{qh} の制御を行う。この共振レギュレータの伝達関数は、注入する高調波電流の角周波数 ω_h でゲインが無限大となるように設計している^[1]。したがって、高調波電流指令値に対してフィードバック電流に含まれる高調波成分は原理的に定常偏差なく追従し、ロータの着磁状態や固定子スロットに起因する空間高調波の影響を受けにくくなる。PI レギュレータと共振レギュレータを含めた一巡

$$G_{closed,q}(s) = \frac{K_p \tau_i s^3 + (K_p + \tau_i) s^2 + \omega_h^2 K_p \tau_i s + \omega_h^2 K_p}{L_{d,q} \tau_i s^4 + (K_p + R_u) \tau_i s^3 + (\omega_h^2 L_{d,q} \tau_i + K_p + \tau_i) s^2 + (R_u + K_p \tau_i) \omega_h^2 s + \omega_h^2 K_p} \quad (11)$$

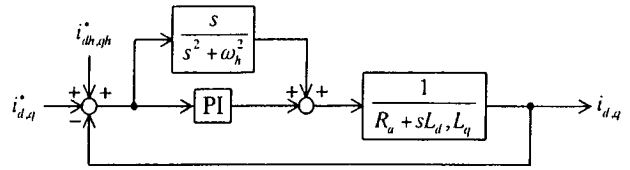


図4 共振レギュレータをもつ電流制御ループ
Fig. 4. Current control loop with resonant regulator

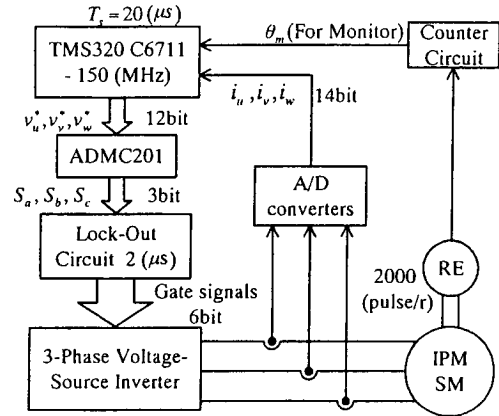


図5 実験システムの構成
Fig. 5. Implementation of experimental setup.

表1 モータパラメータと定格
TABLE 1 MOTOR PARAMETERS AND RATINGS

Nominal Parameters of Test Motor			
Field flux linkage	0.306 (Wb)	Rated power	100 (W)
Armature resistance	14.8 (Ω)	Rated voltage	200 (V)
Moment of inertia	0.00414 (kgm^2)	Rated current	0.7 (A)
d -axis inductance	0.248 (H)	Rated speed	1500 (r/min)
q -axis inductance	0.485 (H)	Number of poles	4

伝達関数は (10) のように表される。

$$G_{opend,q}(s) = \left(K_p \frac{s\tau_i + 1}{s\tau_i} + \frac{s}{s^2 + \omega_h^2} \right) \frac{1}{sL_{d,q} + R_u} \quad (10)$$

これより、電流制御系の閉ループ伝達関数は (11) のように求められる。この伝達関数の周波数特性は注入周波数でゲインが 0 (dB)、位相遅れは 0 (deg) となる。したがって、モータの空間高調波が高調波電流制御ループに外乱として作用したとしても、注入された高調波電流はその指令値に偏差なく追従し歪むことはない。

<3.2>実機による高調波電流注入制御特性の検証

Fig. 5 に示すように実機システムは DSP (TMS320C6711) を用いて、磁極位置・速度センサレス制御ならびに高調波電流注入制御の全てをソフトウェアで実現した。磁極位置推定アルゴリズムは前節で述べた通りである。なお、供試機とし

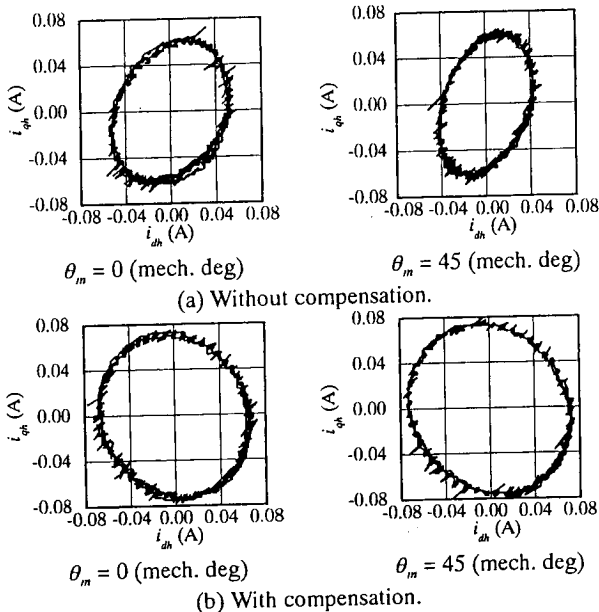


図6 高調波電流軌跡
Fig. 6. Injected harmonic current loci.

て TABEL1 に示す IPM モータを使用した。

〈3.2.1〉高調波電流軌跡

Fig. 6 (a) に補償なしの場合、(b) に高調波電流注入制御を行った場合の高調波電流軌跡を示す。いずれの軌跡も、高調波電流指令値として周波数 500 (Hz)、振幅 62.5 (mA) を与えたときの波形である。(a)では注入周波数における PI レギュレータのゲインが低いため、振幅が高調波電流指令値に追従せず電流軌跡は大きく歪む。また、磁極位置によっても空間高調波の影響で d 、 q 軸高調波電流の位相にずれが生じ、電流軌跡の傾きが変化する。

これに対して、(b) のように高調波電流注入制御を行った場合は、振幅・位相ともほぼ指令値に偏差なく追従している。特に磁極位置の影響を受けず常に一定の高調波電流が注入されていることがわかる。

〈3.2.2〉初期位置推定特性

Fig. 2 (a) の電流制御系における d 、 q 軸電流指令値を零として、モータが回転しない状態で初期位置推定を行った。磁極位置真値はモニタ用としてモータに取り付けられた 2000 (pulse/r) のロータリーエンコーダより得られ、7 セグメント LED にてデジタル表示させる。また、磁極位置推定値についても同様に LED で表示させ、真値と比較を行うことによって初期位置推定特性の評価を行った。

Fig. 7 に機械角で磁極位置が 0 から 360 (mech. deg) に対する初期位置推定結果と推定誤差を示す。図中、円でプロットされたものは高調波電流注入制御を行った場合の初期位置推定結果であり、クロスのプロットは高調波電流注入制御を行わない場合の結果である。これらの実験結果より、補償なしの場合では -10 ~ +5 (mech. deg) の位置推定誤差が生じる

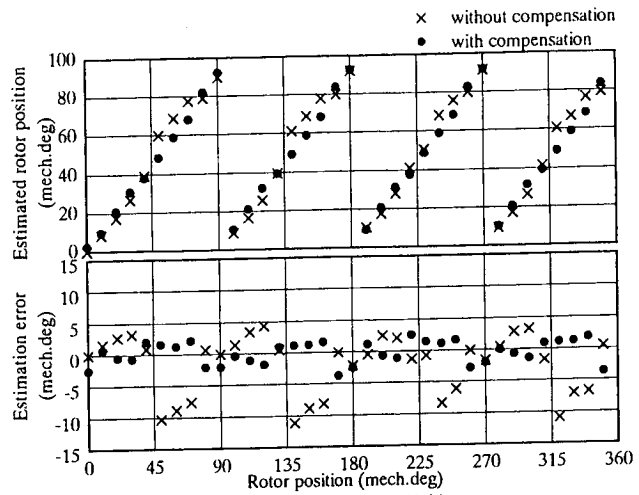


図7 初期位置推定特性
Fig. 7. Estimated initial rotor position and estimation error.

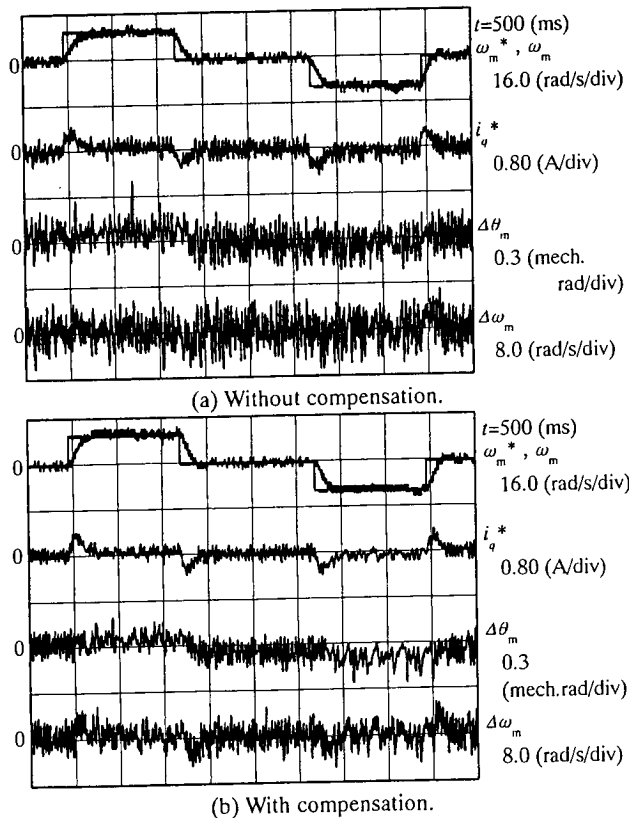


図8 低速域における速度ステップ応答
Fig. 8. Speed step responses in low-speed range.

が、高調波電流注入制御を行った場合は -4 ~ +2 (mech. deg) に改善されることを確認した。

〈3.2.3〉速度ステップ応答特性

Fig. 8 (a) に補償なしの場合、(b) に高調波電流注入制御を行った場合の実験結果を示す。両者は低速運転時の速度ステップ応答で、零速度指令値に ± 100 (r/min) の速度ステップを重畳して実験を行った。その結果、補償なしでは磁極位置

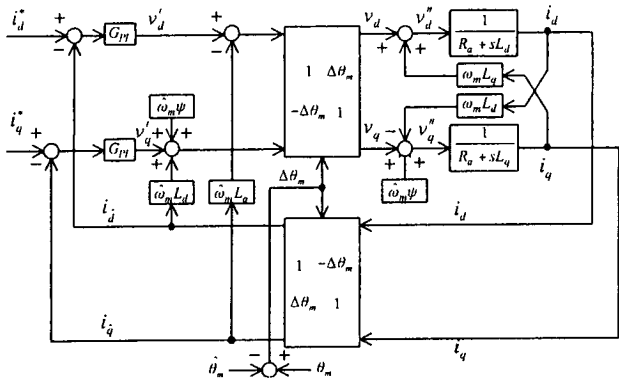


図9 磁極位置推定誤差を考慮した電流制御系
Fig. 9. Current controller taking position estimation error.

推定誤差に大きな振動が発生することがわかる。しかし高調波電流注入制御を行うと、磁極位置によるインダクタンスの変動が生じていてもフィードバック電流から抽出できる高調波電流の振幅ならびに位相が一定であるため、良好な磁極位置推定が可能で、磁極位置推定誤差の振動が大幅に改善される。

4. 磁極位置推定誤差に対する電流制御系の補償

〈4.1〉位置推定誤差を考慮した電流制御系の解析と補償法

Fig. 9 に位置推定誤差を考慮した磁極位置・速度センサレス制御システムの電流制御系を示す。ここでは、回転座標変換を磁極位置真値 θ_m と位置推定値 $\hat{\theta}_m$ の誤差 $\Delta\theta_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$ で定義された座標変換行列（ただし、 $\Delta\theta_m$ は十分小さいと仮定する）により構成し、 d 軸および q 軸間の干渉項は速度推定値を用いて非干渉化している。このような電流制御系では $\Delta\theta_m$ による新たな干渉が生じるが、電流制御系に与えるそれらの影響は以下のように解析できる。

まず PI レギュレータを含めた実際のモータ印加電圧は次式のように求められる

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d' + \Delta\theta_m v_q' - \hat{\omega}_m L_q i_q + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m (L_d - L_q) i_d + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m \psi \\ v_q' + \Delta\theta_m v_d' - \hat{\omega}_m L_d i_d + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m (L_d - L_q) i_q + \hat{\omega}_m \psi \end{bmatrix} \quad (12)$$

(12) で求められた電圧にモータ内部で発生する干渉項を考慮し、 $\hat{\omega}_m = \omega_m$ とすると $\Delta\theta_m$ に関係のない干渉項は非干渉制御により相殺されるが、それ以外は $\Delta\theta_m$ により残留する。したがって、モータ巻線へ印加される電圧は次式のように近似できる。

$$\begin{bmatrix} v_d'' \\ v_q'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d' + \Delta\theta_m v_q' + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m (L_d - L_q) i_d + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m \psi \\ v_q' + \Delta\theta_m v_d' + \Delta\theta_m \hat{\omega}_m (L_d - L_q) i_q \end{bmatrix} \quad (13)$$

一方、PI レギュレータの出力は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} v_d' \\ v_q' \end{bmatrix} = G_{PI} \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix} = G_{PI} \begin{bmatrix} i_d^* - i_d + \Delta\theta_m i_q \\ i_q^* - i_q + \Delta\theta_m i_d \end{bmatrix} \quad (14)$$

(13) および (14) から d 、 q 各軸の電流制御系ブロック線図は Fig. 10 のように導かれ、 $\Delta\theta_m$ による新たな干渉項が生じ

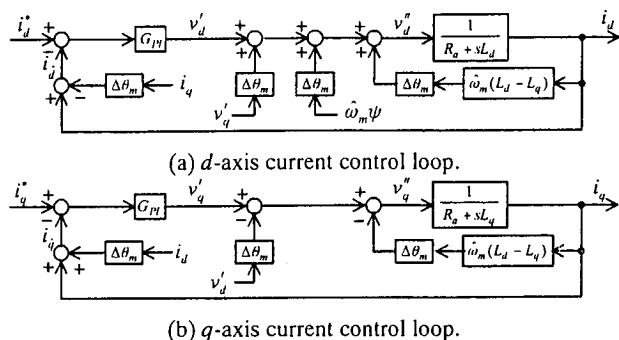


図10 磁極位置推定誤差による電流ループへの干渉
Fig. 10. Interferences of position estimation error to current loops.

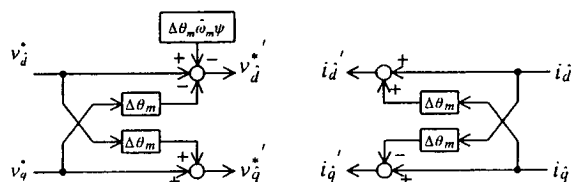
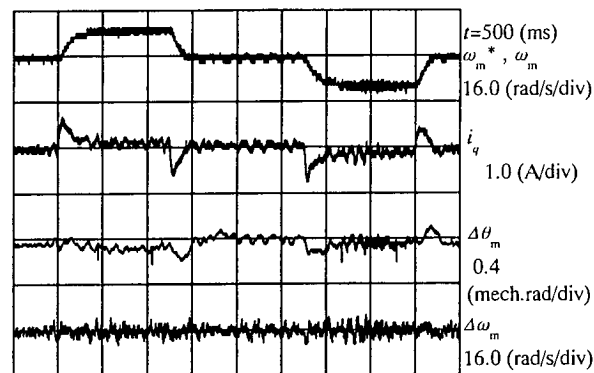
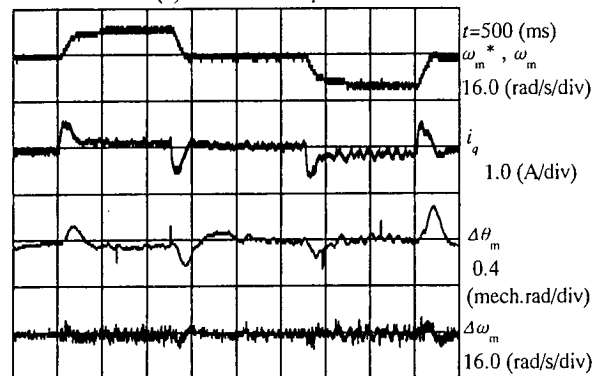


図11 電流制御系の補償ブロック

Fig. 11. Compensation blocks in current controller.



(a) Without compensation.



(b) With compensation.

図12 磁極位置推定誤差の補償結果

Fig. 12. Effects of position-estimation-error compensation on speed control.

ることがわかる。したがって、過渡状態や負荷状態では、 $\Delta\theta_m$ に起因する軸ずれにより電流制御特性が悪化する。Fig. 10に示された $\Delta\theta_m$ による干渉を除去するため、電流制御系の電圧指令値およびフィードバック電流へ Fig. 11に示す補償を施す。 $\Delta\theta_m$ が磁極位置推定器により検出可能であるので、それらに対して $\Delta\theta_m$ による干渉項をフィードフォワード的に補償することで干渉項を除去することが可能である。

〈4.2〉実機による電流制御系の補償特性

Fig. 12(a)に補償なしの場合、(b)に位置推定誤差に対する電流制御系の補償を施した場合の実験結果を示す。速度指令値として0から100(r/min)の速度ステップを与えている。補償前では速度ステップ応答時に位置推定誤差が生じて q 軸電流に振動が生じている。

一方、補償後では $\Delta\theta_m$ に関する干渉項が除去されているため位置推定誤差が生じているにもかかわらず、 q 軸電流の振動が抑制されており、その結果、速度応答や定常的な速度脈動も改善されることが確認できた。

5. 推定加速度を利用した外乱補償

〈5.1〉負荷外乱補償法

Fig. 2(b)に示したように、磁極位置推定アルゴリズムは3レベルEXORおよび2段の比例積分要素から構成されている。この1段目の比例積分要素から出力される信号は加速度情報を含んでいるため、それを利用すれば Fig. 13のように外乱オブザーバを構成することができる。すなわち、磁極位置推定アルゴリズムから得られる加速度推定値と出力トルク指令値の差から負荷外乱 \hat{T}_l を推定し、速度制御器の出力 T^* に重畳することにより、負荷外乱が急激に輸入された場合でも速度偏差を抑制することができる。

〈5.2〉負荷外乱補償特性

運転速度を600(r/min)一定として、制御対象とするモータの50%負荷に相当する外乱をステップ的に印加した場合の速度制御特性を評価した。このときの速度制御器におけるPIゲインは目標値(速度)応答が最適となるように調整されている。Fig. 14(a)に補償前、(b)に補償後の実験結果を示す。外乱補償後は、外乱による速度変動を補償する成分がトルク指令値に重畳される。このため、補償前に比べ q 軸電流指令値の立ち上がり急峻になっている。この実験結果より外乱補償前と比較して速度偏差が小さく速やかに速度指令値に復帰していることがわかる。

6. まとめ

本稿では、高調波瞬時無効電力に着目したIPMモータの磁極位置センサレス制御システムについて、高調波電流注入に

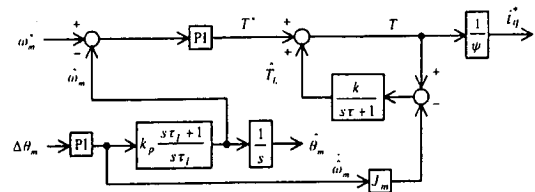
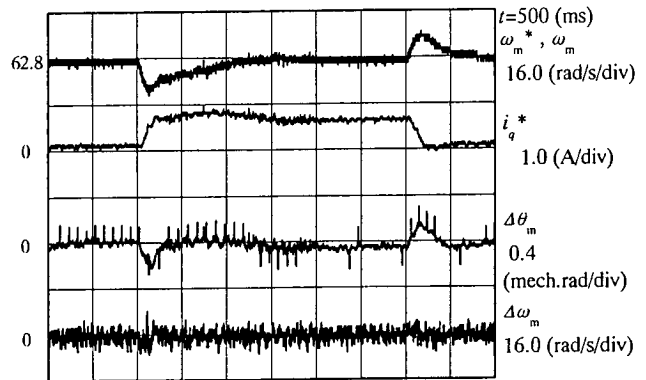
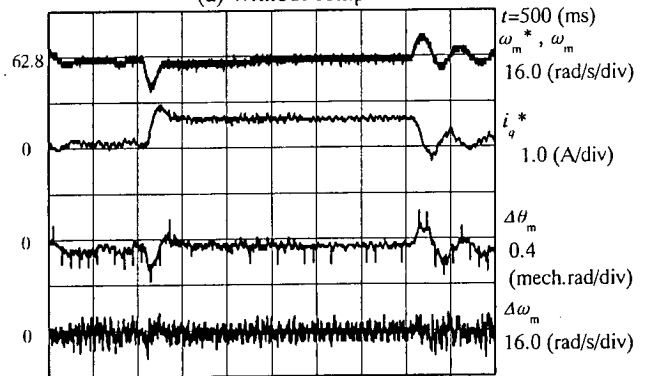


図13 外乱補償器を含んだ速度制御系

Fig. 13. Speed controller with disturbance torque compensation.



(a) Without compensation.



(b) With compensation.

図14 外乱補償効果

Fig. 14. Disturbance step responses.

関する補償、磁極位置推定誤差に対する電流制御系の補償、負荷外乱に対する補償について実験検証を行った。その結果、それぞれの補償において電流制御特性、磁極位置推定特性、速度制御ならびに外乱抑圧特性が改善することを確認した。

参考文献

- [1] T. Noguchi, K. Takehana, and S. Kondo, "Mechanical-Sensorless Robust Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Phase Information of Harmonic Reactive Power," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, 37, 6, 1786-1792, 2001.
- [2] K. Motono, T. Noguchi, and K. Takehana, "Performance Improvement of Instantaneous Harmonic-Reactive-Power Based PM Motor Control System Without Rotor Position Sensor," *Proc. 2002 IEE-Japan Ind. Appl. Soc. Conf.*, vol. 1, 661-664 元野, 野口, 竹花:「高調波瞬時無効電力に基づく磁極位置センサレスPMモータ制御系の高性能化」電学産, 1, pp 661-664, 2002
- [3] 石塚, 根津, 佐藤, 山口, 片岡:「電圧形PWM整流回路の共振原理に基づく電源電流制御方式」電学半電変研究会, SPC-96-28, 123-132, 1996

原稿受付日

平成16年1月7日