

推定座標上の PWM キャリアと高調波電流に基づく IPM モータの磁極センサレス制御法

河野 智* 野口 季彦 (長岡技術科学大学)

Mechanical-Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Motor Using PWM Carriers and Harmonic Currents on Estimated Frame

Satoshi Kohno, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Abstract This paper describes a novel control strategy of a permanent-magnet motor drive without a rotor position sensor. The strategy is based on use of relative phase information of a harmonic current vector caused by a frequency-modulated three-phase PWM carrier. In this system, the PWM carrier source is located on a reference frame rotating synchronously with an estimated rotor position, and rotational coordinate transformation is applied to generate the frequency-modulated three-phase PWM carrier on the stator reference frame. By using this transformed carrier for pulse-width modulation, a locus of the harmonic current vector on the synchronous reference frame is observed to be a stationary ellipse because of the rotor saliency. Since the long diameter of the harmonic current ellipse indicates the true d -axis direction, coinciding the estimated d -axis with the long-diameter direction makes sensorless operation possible. The paper describes a theoretical aspect and presents several experimental results to show feasibility of the proposed technique.

キーワード：IPM モータ，可変周波数三相キャリア，PWM 高調波電流，位置・速度センサ
(Interior permanent-magnet motor, variable-frequency three-phase carriers, PWM harmonic currents, rotor position and speed sensor)

1. はじめに

内部永久磁石(IPM)モータの磁極位置センサレス制御法として、現在まで種々の手法が提案されている。それらを実現する手法として、高速運転時でモータの逆起電力に着目し磁極位置を推定する方法や、零速度を含む低速運転時に対応できるように高調波等を注入し、その電圧・電流に着目して磁極位置を推定する方法が報告されている。近年ではこれら両者を組み合わせた手法も発表されており、停止時を含めた初期位置推定から全ての速度制御範囲でセンサレス運転を可能としている。

筆者らは、元来パルス幅変調 (PWM) インバータがモータに対して高調波発生源であることに着目し、その PWM 高調波を利用して IPM モータの磁極位置・速度センサレス制御を実現する手法について検討してきた^{[1]-[4]}。この手法は、特定の高調波を作為的にモータに注入することなく、可変周波数三相キャリアとその PWM 高調波電流の位相情報から磁極位置及び速度を推定するものである。モータの推定角速度に応じた可変周波数キャリアを利用し、推定座標上で一定周波数の PWM 高調波電流を検出できる。この PWM 高調波電流の位相情報には磁極位置に関する推定誤差情報が含まれており、二軸の高調波電流が常に直交関係を維持するよう推定位置を動的に修正し、センサレス運転を実現する。

ここでは、磁極位置・速度推定の原理を理論的に導出した後、計算機シミュレーションにより位置推定アルゴリズムの検証とパラメータ感度について検討する。さらに、実験システムを構築し、種々のセンサレス運転特性と電機子巻線抵抗の変動を考慮した初期位置推定特性についても実験的に検証したので報告する。

2. 高調波電流位相に着目した磁極位置推定法

2.1> IPM モータの数学モデル

図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。ここに示されたように、 $a-b$ 座標は静止座標系、 $d-q$ 座標は角速度 w_m (真値)、回転角 q_m (真値)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 q_m の情報を磁極位置検出器から得てコントローラで用いることができないため、角速度推定値 \hat{w}_m で回転し回転角推定値 \hat{q}_m をもつ新たな $\hat{d}-\hat{q}$ 推定座標系を定義する。ここで、 $\Delta q_m = q_m - \hat{q}_m$ を磁極位置推定誤差、 $\Delta w_m = w_m - \hat{w}_m$ を速度推定誤差とする。コントローラでは \hat{q}_m と \hat{w}_m を用いて $\hat{d}-\hat{q}$ 座標上でベクトル制御(座標変換)、非干渉電流制御、速度制御が行われる。

周知のように、IPMモータの電圧・電流方程式(数学モデル)は $d-q$ 座標上で(1)のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -w_m L_q \\ w_m L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_m \psi \end{bmatrix} \quad (1)$$

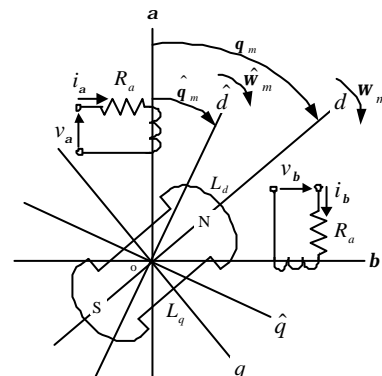


図1 IPM モータモデルと座標系の定義

Fig. 1. Definition of coordinates and IPM motor model.

ただし, R_a は電機子巻線抵抗, L_d と L_q は d 軸ならびに q 軸インダクタンス, y は界磁束鎖交数, $p = d/dt$ は微分演算子である。

<2.2> 推定座標上の三相 PWM キャリア

インバータの PWM 法として単相三角波と三相電圧指令を比較する方式が一般的である。しかし, この方式ではインバータの各相電圧に含まれる PWM 高調波は同相となるため, 線間で相殺されて観測できない^[5]。したがって, この方式では PWM 高調波を利用してモータのリラクタンس情報を検出することができず, 零速度も含む広い可変速範囲で磁極位置・速度の推定を実現することは困難である。一方, 三相電圧指令と三相キャリアを各相毎に比較する PWM 法も知られている^[5]。この場合, インバータの線間電圧は正相の PWM 高調波を含有し, キャリアと同一周波数の成分が観測される。このため, 変調率が零の場合でも PWM 高調波電流によりリラクタンス情報を得ることができる。この PWM 高調波電流はキャリアの角周波数 w_c から運転角周波数 w_m だけずれた周波数をもつので, バンドパスフィルタ (BPF) を用いて抽出するには中心周波数を可変としたり, 通過帯域を広げたりする必要がある。しかし, S/N 比を向上させるため BPF の先鋭度を高くする必要もあり, これら相矛盾した要求を同時に満たす方法を考えねばならない。

そこで, 図 2 に示す可変周波数三相キャリアによる高調波注入・抽出法を検討する。これにより, 運転周波数に影響されることなく, モータ電流から一定周波数で PWM 高調波を検出することができる。この構成ではキャリアを従来のように $a-b$ 座標で生成するのではなく, $\hat{d}-\hat{q}$ 座標上で角周波数 w_c 一定の二相正弦波として生成し, 推定位置 \hat{q}_m を用いて(2)に基づいて座標変換する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_w \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \hat{q}_m & -\sin \hat{q}_m \\ \sin \hat{q}_m & \cos \hat{q}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \cos w_c t \\ V_c \sin w_c t \end{bmatrix} \\ &= V_c \begin{bmatrix} \cos(w_c t + \hat{q}_m) \\ \cos(w_c t + \hat{q}_m - 2p/3) \\ \cos(w_c t + \hat{q}_m + 2p/3) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

したがって, 実際に三相電圧指令と比較するキャリアは三相正弦波であり, その角周波数は w_c から \hat{w}_m だけずれる。このキャリアに起因する PWM 高調波電流は $a-b$ 座標では $w_c + \hat{w}_m$ で観測されるが, $\hat{d}-\hat{q}$ 座標では \hat{w}_m に関わらず常に一定の周波数 w_c をもつ高調波成分として観測できる。

<2.3> PWM 高調波電流と磁極位置推定誤差

インバータの出力電圧には三相キャリアと同一周波数の PWM 高調波電圧が含まれる。(2)に示した三相キャリアを用いると次のような周波数 $w_c + \hat{w}_m$ をもった三相 PWM 高調波電圧がモータに印加される。

$$\begin{bmatrix} v_{uh} \\ v_{vh} \\ v_{wh} \end{bmatrix} = V_h \begin{bmatrix} \sin(w_c t + \hat{q}_m) \\ \sin(w_c t + \hat{q}_m - 2p/3) \\ \sin(w_c t + \hat{q}_m + 2p/3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

この三相 PWM 高調波電圧は磁極位置真値に対応する $d-q$

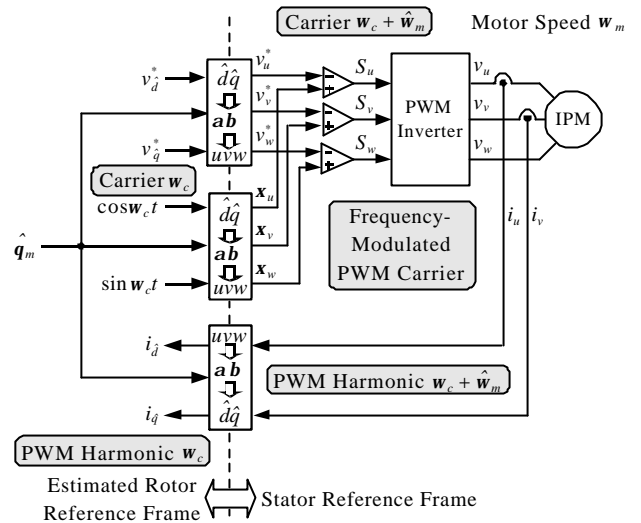


図 2 PWM 高調波注入及び抽出のブロック図
Fig. 2. Block diagram of PWM harmonics injection and extraction block.

座標において(4)で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = V_h \begin{bmatrix} \sin(w_c t - \Delta q_m) \\ -\cos(w_c t - \Delta q_m) \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで運転周波数に対して十分高い PWM 高調波のみに着目すると, (1)は次のような高調波電圧・電流方程式に近似することができる。

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & 0 \\ 0 & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (5)$$

(4)で示した PWM 高調波電圧をこの式に代入することにより, $d-q$ 座標でモータに流れる PWM 高調波電流 i_{dh} , i_{qh} が求められる。しかし, 磁極位置・速度センサレス制御システムでは磁極位置真値 q_m を把握することができないので, 磁極位置推定誤差 Δq_m を考慮して, $\hat{d}-\hat{q}$ 座標上で観測できる PWM 高調波電流 i_{dh} , i_{qh} を求めると以下のように導かれる。

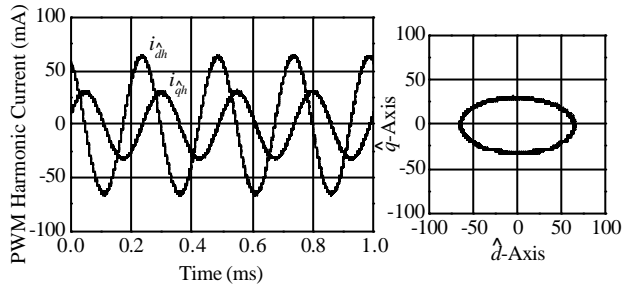
$$\begin{aligned} i_{dh} &= \left(\frac{a+b}{2} \right) \sin(w_c t - j_d) + \left(\frac{a-b}{2} \right) \sin(w_c t - 2\Delta q_m - j_d) \\ i_{qh} &= -\left(\frac{a+b}{2} \right) \cos(w_c t - j_q) + \left(\frac{a-b}{2} \right) \cos(w_c t - 2\Delta q_m - j_q) \end{aligned} \quad (6)$$

ただし, $a = V_h / \sqrt{R_a^2 + (wL_d)^2}$, $b = V_h / \sqrt{R_a^2 + (wL_q)^2}$ である。また, キャリア周波数 w_c が十分に高ければ $j_d \approx j_q = p/2$ と近似することができる。

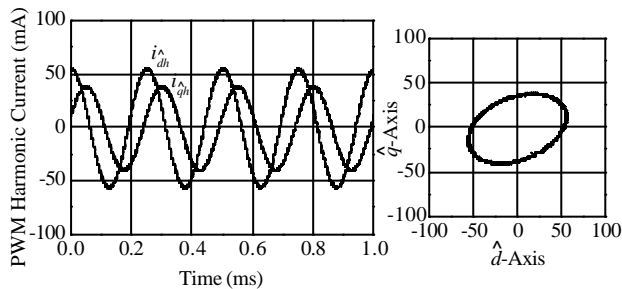
これらの位相情報に着目すると, リラクタンス情報を含む第 2 項には位置推定誤差 Δq_m が存在することがわかる。ここで, 位置推定誤差が $\Delta q_m \approx 0$ であるなら, 2 軸の PWM 高調波電流は次のような近似式となる。

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

Nominal Parameters and Ratings 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 (kg/m^2)	Rated current	0.7 (A)
d -axis inductance	248 (mH)	Rated speed	1500 (rpm)
q -axis inductance	485 (mH)	Number of poles	4



(a) $\Delta q_m = 0$ (ele. deg).



(b) $\Delta q_m = 26.6$ (ele. deg).

図3 PWM高調波電流と位置推定誤差の関係

Fig. 3. PWM harmonic currents and position estimation error.

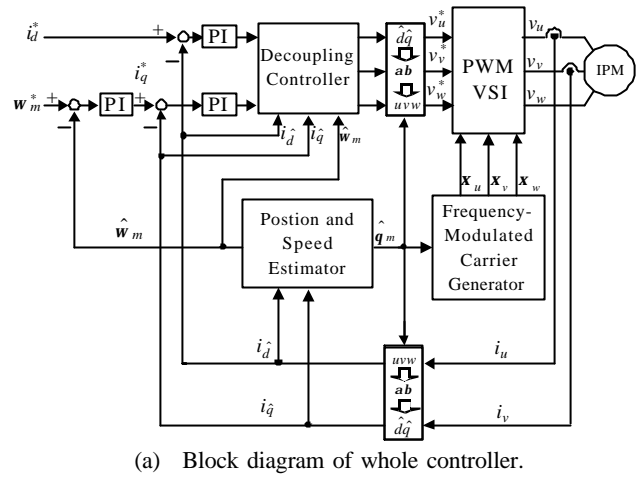
$$\begin{aligned} i_{dh} &= I_d \sin \left[\omega_c t + \tan^{-1} \frac{a}{(a-b)\Delta q_m} \right] \\ i_{qh} &= I_q \cos \left[\omega_c t - \tan^{-1} \frac{b}{(a-b)\Delta q_m} \right] \end{aligned} \quad (7)$$

したがって、位置推定誤差が $\Delta q_m = 0$ の場合、両者の関係は(8)となる。

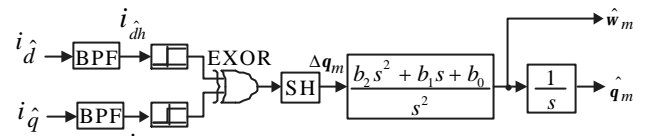
$$\begin{aligned} i_{dh} &= I_d \sin \left(\omega_c t + \frac{p}{2} \right) = I_d \cos \omega_c t \\ i_{qh} &= I_q \cos \left(\omega_c t - \frac{p}{2} \right) = I_q \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (8)$$

これより位置推定誤差が $\Delta q_m = 0$ のとき、2軸のPWM高調波電流の位相差は常に $p/2$ になることがわかる。

表1に示した供試モータを用い、実験的に得られた $\hat{d}-\hat{q}$ 座標のPWM高調波電流を図3に示す。図3(a)はコントローラと実機の磁極位置推定誤差が $\Delta q_m = 0$ (ele. deg)である場合を示しており、PWM高調波電流軌跡はIPMモータの空間的なりラクタンス分布を反映して \hat{d} 軸方向に長径をもつ楕円となる。また図3(b)は作為的に $\Delta q_m = 26.6$ (ele. deg)とした場合であり、推定誤差により長径は \hat{d} 軸方向から傾



(a) Block diagram of whole controller.



(b) Block diagram of rotor position and speed estimator.

図4 磁極位置・速度センサレス制御システムの構成
Fig. 4. Configuration of proposed control system.

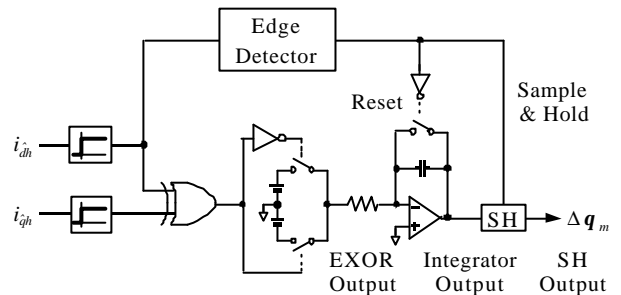


図5 磁極位置推定誤差検出回路

Fig. 5. Schematic diagram of position estimation error circuit.

くことがわかる。これを時間的に観測すると、楕円軌跡の傾きは二相PWM高調波電流の位相差となって現れる。この二相PWM高調波電流の位相差と Δq_m の関係は非線形であるが単調性を有している。位相差が $p/2$ のとき $\Delta q_m = 0$ (ele. deg)であるため、二相PWM高調波電流の位相情報を利用して Δq_m を推定し \hat{q}_m を動的に修正することができる。

3. 磁極位置・速度推定法

本手法による磁極位置・速度センサレス制御システムを図4に示す。同図(a)に示されるように、一般的なIPMモータのベクトル制御系に対して、磁極位置・速度推定部と三相正弦波キャリア生成部が新たに付加されている。一方、同図(b)は磁極位置・速度推定部の詳細であり、 $\hat{d}-\hat{q}$ 座標上の電流からBPFを用いて二相PWM高調波電流を濾波するとともに、両者の位相差を検出する。この位相差から90(ele. deg)を減じて90(ele. deg)に対する位相ずれ角を求める。以上の動作を行う位置推定誤差検出回路を図5に、そのタ

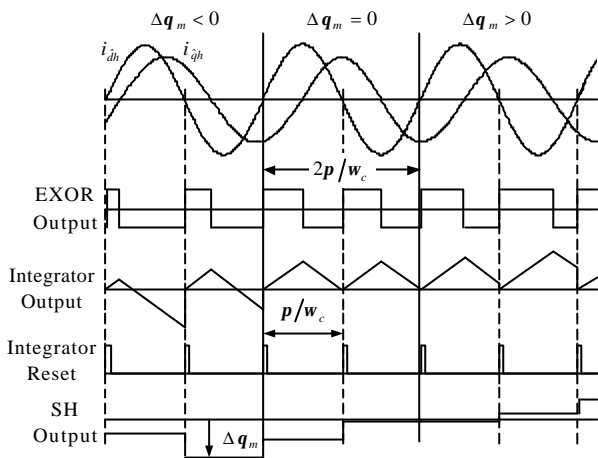


図6 磁極位置推定誤差検出回路のタイムチャート
Fig. 6. Time chart of position estimation error circuit.

タイムチャートを図6に示す。BPFで濾波されたPWM高調波電流を方形波パルスに変換することにより、PWM高調波電流の振幅変動に対する感度を抑制することができる。ここで、排他的論理和（EXOR）の出力は位相ずれ角に依存したデューティをもつ方形波パルスとなる。これを積分器に入力して、積分出力をリセットする直前でサンプルホールドすれば磁極位置推定誤差に相当するレベル信号に変換できる。この場合、サンプルホールドの出力信号は $\Delta q_m < 0$ のとき負レベル、 $\Delta q_m = 0$ のとき0、 $\Delta q_m > 0$ のとき正レベルをもつ。この磁極位置推定誤差レベル信号は二次ローパスフィルタ（LPF）と純積分器に入力され、推定誤差が零に収束するように磁極位置推定値 \hat{q}_m を動的に修正する。

4. 計算機シミュレーションによる基本特性の検証

<4.1> 磁極位置・速度センサレス運転特性

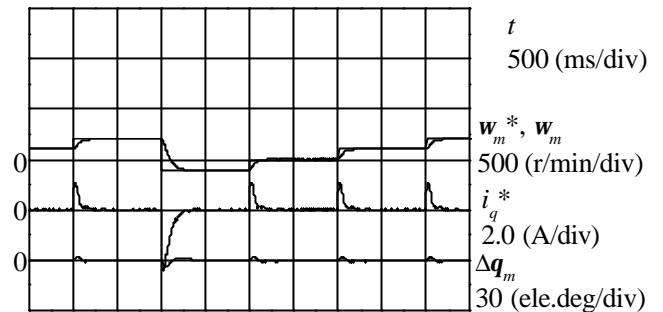
シミュレーションプログラムは図4に示した構成例に基づいて作成されており、電流制御系には電流リミッタや非干渉電流制御、上下アーム短絡防止時間およびその補償、PWMインバータのキャリア変調も考慮されている。

まず、図7(a)に低速運転時、図7(b)に高速運転時における速度ステップ応答を示す。それぞれの速度指令値に対して零速度も含めた広い可変速範囲で良好に速度制御が行われていることが確認できる。図8は定格トルク100(%)に相当する外乱トルクをステップ的に印加したときの外乱応答を示したものである。外乱トルクが印加された瞬間は速度誤差が大きくなるが、速度ループの補償効果により速やかに回復する。また、このような外乱印加時にも脱調することはない。

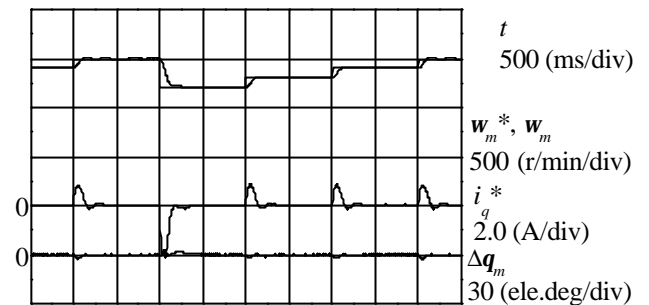
以上のシミュレーション結果から提案する手法は、過渡状態ならびに負荷状態にあっても、良好に磁極位置と速度を推定できることが確認された。

<4.2> パラメータ変動に対する感度の検討

ここでは、種々の条件で実機パラメータを変動させ、提案法のパラメータ感度について検証する。シミュレーションでは電機子巻線抵抗 R_a 、 d 軸ならびに q 軸インダクタン



(a) Step response in low-speed range.



(b) Step response in high-speed range.

図7 速度ステップ応答（シミュレーション結果）

Fig. 7. Speed step responses (simulation results).

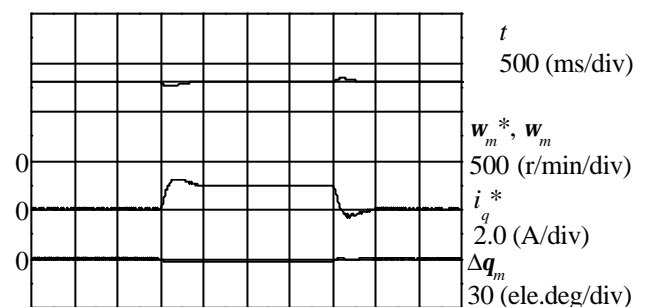


図8 負荷外乱応答（シミュレーション結果）

Fig. 8. Disturbance step response (simulation result).

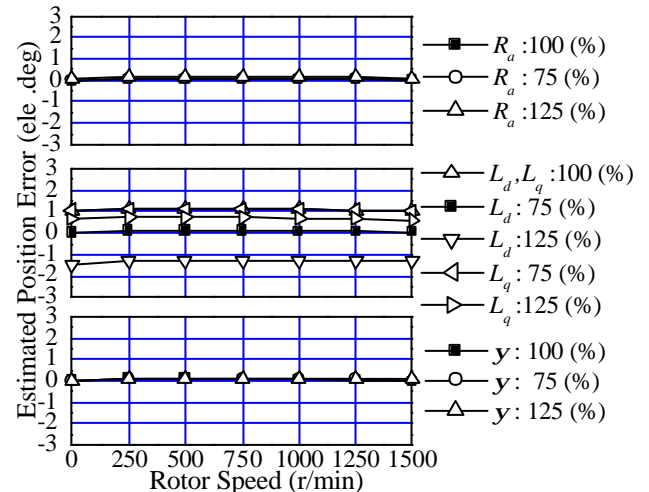


図9 パラメータ変動特性

Fig. 9. Characteristics of parameter sensitivity.

ス L_d, L_q , 界磁磁束鎖交数 γ をそれぞれノミナル値から ± 25 (%) 変動させ位置推定誤差を評価した。

図9の結果より、インダクタンスのパラメータミスマッチに関しては位置推定誤差が若干残留するものの、全速度制御範囲でいずれのモータパラメータが変動しても位置推定誤差は ± 1.5 (ele .deg) 以内に抑制されており、提案する手法がモータパラメータの変動に対し極めて低感度であることが確認できる。

5. 実機システムによる制御特性の検証

<5.1> 実験システムの構成

図4に基づきベクトル制御系や推定アルゴリズムを全てアナログ・デジタル混成回路で構成した。基本的なコントローラの構成は位置・速度推定器を除き、一般的なIPMモータの制御系と何ら変わらない。また、電流制御系にはトルクリミッタや非干渉制御も導入し、インバータの上下アーム短絡防止時間およびその補償器も加えている。

図10に本実験システムの全体構成を示す。 $\hat{d}-\hat{q}$ 座標で生成された4000(Hz)の二相正弦波キャリアを $a-b$ 座標上に回転座標変換し、 $4000 + \hat{\omega}_m/2p$ (Hz)の三相正弦波キャリアと三相電圧指令の比較を行う。なお、制御対象とした供試モータのパラメータは表1の通りである。DSP(TMS320C54)ではIPMモータのベクトル制御をソフトウェアで実行し、可変周波数三相キャリアの生成と磁極位置推定は全てハードウェアで実現した。このハードウェアから出力される磁極位置推定値 \hat{q}_m は、制御周期125(ms)毎にDSP内に取り込まれベクトル制御に用いられる。

<5.2> 初期位置推定特性

図11はロータ位置を10(mech. deg)毎に固定させ、静止時の磁極位置推定を行ったものである。ここでは電機子巻線抵抗 R_a がノミナル値の場合と、外部抵抗の挿入により125(%)に変動した場合について検証した。図11(b)はモニタ用位置センサである2000(ppr)のインクリメンタルエンコーダから検出した磁極位置真値 q_m と推定値 \hat{q}_m の差 Δq_m を示したものである。結果より推定誤差が $+2.0 \sim -5.0$ (mech. deg)の範囲内で良好に推定され、また電機子巻線抵抗の変動に関わらず、推定結果はほぼ一致していることから、提案法が電機子巻線抵抗の変動に低感度であることがわかる。 Δq_m のオフセット誤差は推定回路におけるBPF特性の不一致やリセット信号、サンプルホールド信号のタイミングによる推定誤差の影響と考えられる。また、 Δq_m は周期的に変動していることから、4極のロータ着磁状態に起因する空間高調波の影響と思われる。これはモータの構造的な原因であるため、推定誤差を根本的に解決することはできない。そこで、図11(b)の推定誤差をあらかじめテーブル化し、推定値に加えるフィードフォワード補償を行った^[6]。その結果を図11(c)に示す。推定誤差が ± 2.0 (mech. deg)以内に改善されており、空間高調波による磁極位置推定誤差の補償効果を確認することができる。

<5.3> 磁極位置・速度センサレス制御特性

図12(a)に低速運転時、同図(b)に高速運転時における速度ステップ応答を示す。低速時には正転から逆転、および

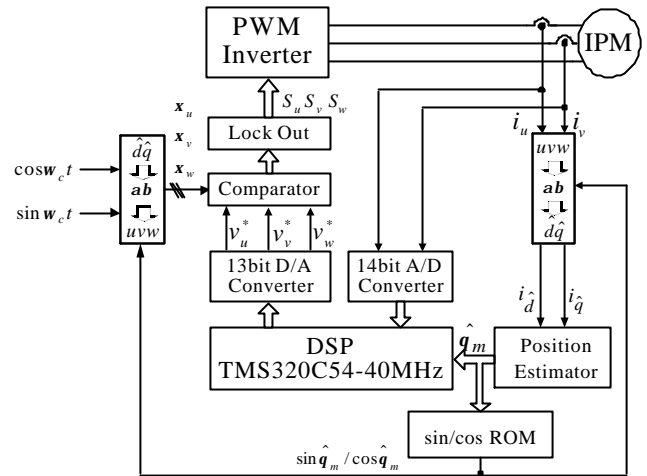


図10 実験システムの構成

Fig. 10. Configuration of experimental setup.

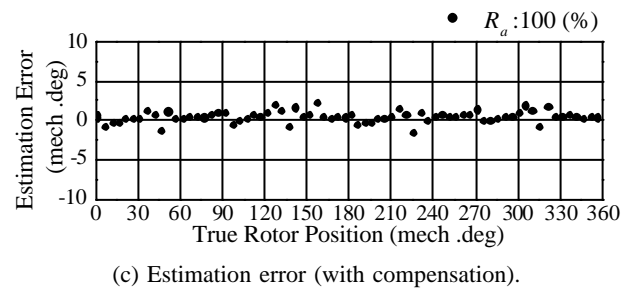
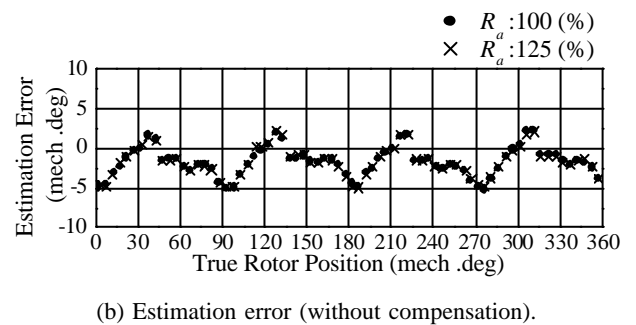
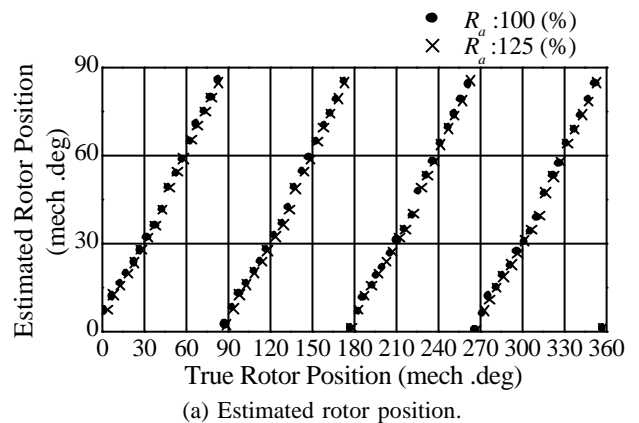


図11 初期位置推定結果(実験結果)

Fig. 11. Results of estimated initial rotor position (experimental result).

零速度，高速時には定格速度を含む広い可変速範囲で良好な速度制御を行うことができた。また，各速度領域で 100 (rpm) の速度ステップ指令に対し，130 (ms) の高速な速度応答を確認できた。

図 13 は定格トルク 100 (%) に相当する外乱トルクをステップ的に印加したときの外乱応答を示したものである。シミュレーションと同様に外乱トルクが印加されても脱調することなく，約 400 (ms) で速度指令に復帰していることがわかる。

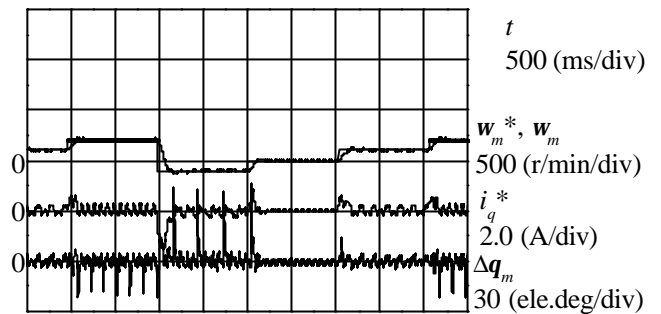
図 14 はトルク-速度特性である。正転，力行時は定格回転速度，100 (%) トルクまで運転可能である。しかし，回生時に負荷率 92 (%) 以上では変調率が 1 を超えてしまい，運転不能となった。

6. まとめ

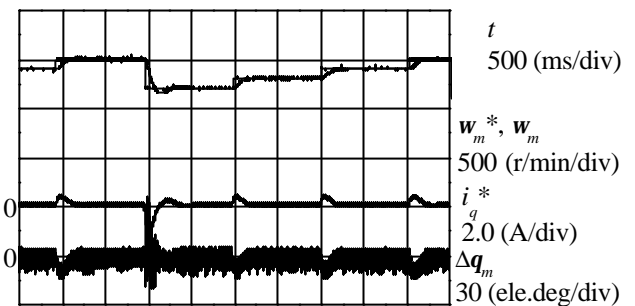
本稿では PWM インバータの出力電圧に含まれる PWM 高調波に着目し，それに対応した高調波電流の位相情報を利用する IPM モータの磁極位置・速度センサレス制御法を提案した。可変周波数三相キャリアを用いた PWM 法と，PWM 高調波電流の位相情報から磁極位置ならびに速度を推定するアルゴリズムを理論的に展開した。そして，本推定アルゴリズムを適用した計算機シミュレーションにより速度ステップ応答ならびに負荷外乱応答，パラメータ変動の影響について検討を行い，推定誤差が少なく，モータパラメータに低感度な磁極位置推定法であることを確認した。また，実験システムを構築し，静止時ならびに幅広い速度範囲で磁極位置・速度センサレス制御特性を評価した。初期位置推定特性では空間高調波の補償により ± 2.0 (mech. deg) 以内の推定精度を確保し，電機子巻線抵抗に対して低感度な推定法であることを実証した。また，定格速度，零速度，正転から逆転を含む速度指令に良好に追従し，100 (%) トルクに相当する負荷外乱ステップ応答に対しても脱調せず速やかに速度復帰することを確認した。トルク-速度特性では，幅広い範囲で負荷運転特性を確認することができた。

参考文献

- [1] 小山，樋口，阿部，小川，Mamo : 「PWM インバータのキャリア周波数成分を用いた IPM モータのセンサレス制御」 電学論 D, **122**, 5, 509-515 (平 14)
- [2] 黒川，小笠原，赤木 : 「IPM モータの突極性に基づく位置センサレス駆動システム」 電学半電変研究会 ,SPC-01-4 ,19-24(平 12)
- [3] N. Kobayashi, K. Chioeisai, and S. Kondo, "Walsh Function Based Position Sensorless Drive of Salient Pole PM Motor," PCC-Osaka, 270-275, 2002.
- [4] 河野，野口 : 「周波数変調形キャリアと PWM 高調波電流位相に基づく IPM モータの磁極位置・速度センサレス制御法」 電学産応全大, 657-660 (平 14)
- [5] 「半導体電力変換回路」電学半電変方式調専委編 (1987)
- [6] 丸山，河野，野口 : 「磁極位置センサレス IPM モータの推定誤差補償法」 電学北陸支部大, A-32, 38 (平 14)



(a) Step response in low-speed range.



(b) Step response in high-speed range.

図 12 速度ステップ応答 (実験結果)

Fig. 12. Speed step responses (experimental results).

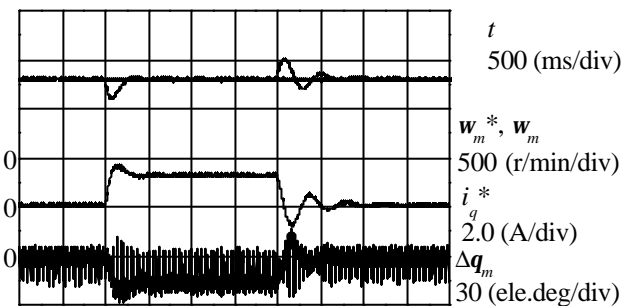


図 13 負荷外乱応答 (実験結果)

Fig. 13. Disturbance step response (experimental result).

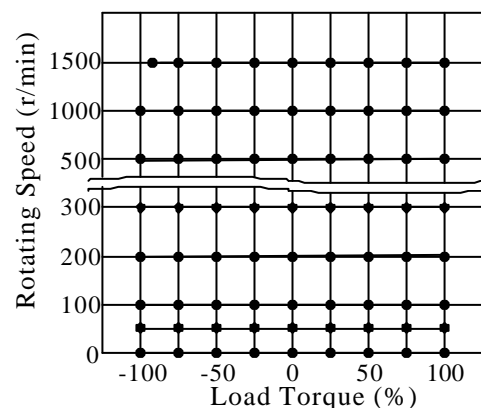


図 14 負荷トルク-速度特性 (実験結果)

Fig. 14. Torque-speed characteristic (experimental result).