

PWM リプルを利用した 内部永久磁石モータの位置・速度センサレス制御法

河野 智* 野口季彦
(長岡技術科学大学)

Position-and-Speed-Sensorless Control of IPM Motor Using PWM Ripple

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

Abstract This paper proposes a new position-and-speed-sensorless control of an internal permanent magnet synchronous motor using PWM ripple. The method can estimate the rotor position, i.e. d -axis, by reluctance information of the rotor, which can be detected by harmonic currents caused by the PWM ripple. Using the PWM ripple makes it possible to reduce harmonic losses and torque pulsation because intentional harmonics injection to the motor is not necessary. One of the keys is a three-phase sinusoidal carrier modulation technique with rotating coordinate transformation, and the other is a rotor position estimation technique using phase shift information of the PWM ripple currents on the estimated coordinates. Consequently, excellent operating characteristics have been obtained through various computer simulations, i.e. speed step responses, a disturbance response, and parameter sensitivity tests.

キーワード：IPM モータ，センサレス制御，PWM リプル

1. はじめに

永久磁石モータの位置・速度センサレス制御法として、これまで速度起電力に着目する手法と高調波注入により得られるリラクタンス情報を利用した手法が提案されてきた^{[1][4]}。近年では、零速度あるいは極低速で運転するために後者を応用した種々の制御アルゴリズムが検討されている。しかし、モータに高調波信号を注入するため、本来、生じない高調波損失やトルクリプルを生じ、モータの運転特性を悪化させる。

そこで、モータを駆動するインバータがPWMリプルという形で高調波を注入していることに着目し、そこから得られるリラクタンス情報を利用した位置・速度センサレス制御法が検討されるようになった。特に、三相三角波比較形PWM方式に基づく手法では、静止座標上の電流からモータの磁極位置を検出し、低速領域の位置・速度センサレス運転を実現している^[1]。また、特殊なPWMパターンを発生させることにより生じたりプル電流を利用して位置・速度センサレス運転を実現するシステムも報告されている^[2]。

本稿では、作為的に特定の高調波をモータに注入することなく、インバータのPWMリプルのみを利用して磁極位置・速度を推定する手法を新たに提案する。この手法は従

来法と異なり、零速度を含めた極低速から定格速度に至る広い速度制御範囲で位置・速度センサレス運転が可能であり、特殊なPWMパターンも必要としない。ここでは、運転速度や負荷にかかわらず、PWMリプルに磁極位置（リラクタンス）情報を含ませるPWM法と抽出したPWMリプルから磁極位置と速度を推定するアルゴリズムを理論的に展開する。計算機シミュレーションにより速度ステップ応答、負荷トルク応答、パラメータ感度について検証し、その結果、良好なセンサレス運転特性が確認されたので報告する。

2. PWM リプルを利用した磁極位置・速度推定法

〈2.1〉 内部永久磁石モータの数学モデル

Fig. 1 に制御対象である内部永久磁石モータ（以下 IPM モータ）の数学モデルを示す。ここで、静止座標を α - β 座標、磁極位置の真値 θ_m と同期して $\omega_m = p\theta_m$ で回転する座標を d - q 座標、推定磁極位置 $\hat{\theta}_m$ と同期して $\hat{\omega}_m = p\hat{\theta}_m$ で回転する座標を \hat{d} - \hat{q} 座標と定義する。また、 d - q 座標と \hat{d} - \hat{q} 座標の磁極位置推定誤差を $\Delta\theta_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$ 、速度推定誤差を $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ とおく。

周知のように、IPM モータの電圧・電流方程式は次式で表すことができる。

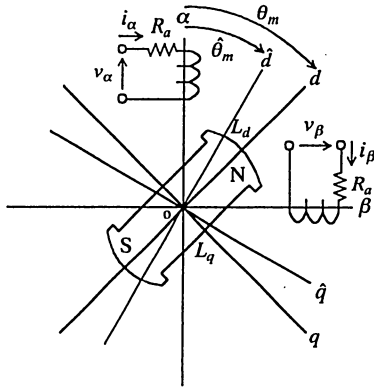


図1 IPM モータのモデルと座標系の定義

Fig. 1. Model of IPM motor and definition of coordinates.

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

ただし、 R_a は電機子巻線抵抗、 L_d および L_q はそれぞれ d 軸および q 軸インダクタンス、 ψ は磁束鎖交数である。

〈2.2〉 可変周波数三相正弦波キャリアによる PWM 法

本稿では、特に断りのない限り、キャリア信号に起因する最低次の高調波成分を PWM リプルと称する。従来、インバータの PWM 法として単相三角波と三相電圧指令値を比較する方式が専ら賞用されてきた。しかし、この手法では、インバータ出力相電圧に含まれる PWM リプルは同相となるため、線間で見ると相殺されて発生しない。また、変調率や基本波周波数が零の場合も、PWM リプルは発生しない^[5]。したがって、従来の方式では PWM リプルを利用してモータのリラクタンス情報を検出することができないため、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。

本稿で提案する三相正弦波比較 PWM 方式は、三相電圧指令値に対して三相正弦波キャリアを生成し、各相毎に比較を行う。この方式により、インバータ出力相電圧は正相の高調波成分を含有するので、キャリアと同一角周波数の PWM リプル成分を観測できる。また、変調率や基本波周波数が零の場合においても PWM リプル成分によりリラクタンス情報を検出することができる。

一方、PWM インバータの出力電圧はモータに直接印加されるので、PWM リプル成分を含んだ電流が流れる。リプル電流はキャリアと同一の角周波数を持ち、基本波に比べて十分周波数が高いためバンドパスフィルタ (BPF) を用いて容易に抽出することができる。この PWM リプルに対応したリプル電流ベクトル軌跡は α - β 座標において角速度 ω_m で回転する楕円として観測され、 $\hat{\omega}_m$ で回転する \hat{d} - \hat{q} 座標上では静止した楕円として観測される。したがって、 \hat{d} - \hat{q} 座標上で BPF を用い PWM リプル電流を抽出した方がモータのリラクタンス情報を容易に得ることができる。しかし、従来のように一定角周波数のキャリアを α - β 座標で生成しただけでは、 \hat{d} - \hat{q} 座標上で一定角周波数の PWM リプル

電流を観測できない。そこで、三相正弦波キャリアは α - β 座標ではなく、 \hat{d} - \hat{q} 座標の二相正弦波 (キャリア角周波数 ω_c 一定) を用いて(2)のように生成する。

$$\begin{bmatrix} \xi_u \\ \xi_v \\ \xi_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_m & -\sin \hat{\theta}_m \\ \sin \hat{\theta}_m & \cos \hat{\theta}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \cos \omega_c t \\ V_c \sin \omega_c t \end{bmatrix} \dots\dots (2)$$

$$= \begin{bmatrix} V_c \cos(\hat{\theta}_m + \omega_c t) \\ V_c \cos(\hat{\theta}_m + \omega_c t - 2\pi/3) \\ V_c \cos(\hat{\theta}_m + \omega_c t - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

したがって、提案法では実際に三相電圧指令値と比較するキャリア角周波数は ω_c から $\hat{\omega}_m$ だけずれるが、 \hat{d} - \hat{q} 座標上では常に ω_c の PWM リプル電流を観測することができる。

〈2.3〉 PWM リプル電流軌跡と磁極位置推定誤差

基本波に対して十分高い角周波数をもつ PWM リプルに着目すると、(1)は次式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。

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & 0 \\ 0 & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

前述のように、 \hat{d} - \hat{q} 座標でキャリアに相当する二相正弦波を生成するので、この二相正弦波は磁極位置真値を表す d - q 座標では次式のように表される。

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = V_h \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - \Delta\theta_m) \\ \sin(\omega_c t - \Delta\theta_m) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

この高調波電圧を(3)に代入することにより、 d - q 座標でモータに流れる PWM リプル電流 i_{dh} , i_{qh} を次のように求めることができる。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \cos(\omega_c t - \Delta\theta_m + \varphi_d) / \sqrt{R_a^2 + (\omega_c L_d)^2} \\ V_h \sin(\omega_c t - \Delta\theta_m + \varphi_q) / \sqrt{R_a^2 + (\omega_c L_q)^2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 $\varphi_d = \tan^{-1} \frac{\omega_c L_d}{R_a}$, $\varphi_q = \tan^{-1} \frac{\omega_c L_q}{R_a}$ である。上式は d - q 座標で観測されるリプル電流を表しているが、位置・速度センサレス制御システムでは磁極位置真値を把握することができない。代わりに \hat{d} - \hat{q} 座標上で観測できる PWM リプル電流を $i_{\hat{d}h}$, $i_{\hat{q}h}$ とすれば、以下のように導かれる。

$$i_{\hat{d}h} = \left(\frac{a+b}{2} \right) \cos(\omega_c t + 2\Delta\theta_m + \varphi_d) - \left(\frac{a-b}{2} \right) \cos(\omega_c t - 2\Delta\theta_m + \varphi_d) \dots\dots\dots (6)$$

$$i_{\hat{q}h} = \left(\frac{a+b}{2} \right) \sin(\omega_c t + 2\Delta\theta_h + \varphi_q) + \left(\frac{a-b}{2} \right) \sin(\omega_c t - 2\Delta\theta_m + \varphi_q) \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 $a = V_h / \sqrt{R_a^2 + (\omega_c L_d)^2}$, $b = V_h / \sqrt{R_a^2 + (\omega_c L_q)^2}$ である。また、キャリアの角周波数 ω_c が十分に高ければ $\varphi_d \approx \varphi_q = \varphi$ と近似できる。(6)および(7)の第一項は正相、第二項は逆相の高調波を表しており、 \hat{d} - \hat{q} 座標上で観測される PWM リプル電流軌跡は回転方向が逆の 2 成分から構成されていることがわかる。

PWM リプル電流を空間的に表した軌跡を Fig. 2, 時間的に表した波形を Fig. 3 に示す。Fig. 2(a)はコントローラと実

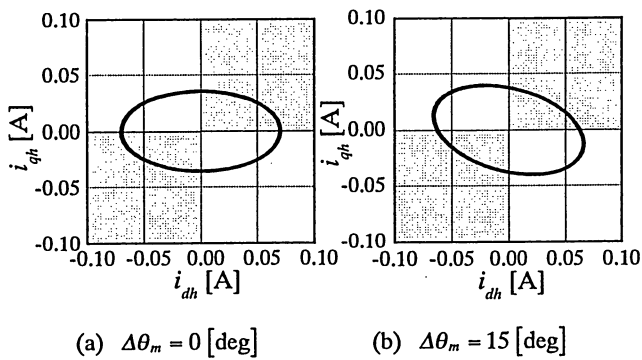


図2 推定座標におけるPWMリップル電流軌跡
Fig. 2. PWM ripple current loci on estimated coordinates.

機の磁極位置推定誤差が $\Delta\theta_m = 0$ [deg] である場合を示しており、PWMリップル電流軌跡はIPMモータの空間的なリラクタンス分布を反映して、 d 軸方向に長径をもつ楕円となる。これをFig. 3(a)のように時間的に見ると、振幅が異なりお互いに90 [deg]の位相差をもつ二相電流として観測される。一方、 $\Delta\theta_m$ が15 [deg]存在する場合、Fig. 2(b)のように楕円軌跡の長径が磁極位置推定誤差に相当する角度だけ傾く。これはFig. 3(b)のように、リップル電流の位相関係が90 [deg]から $\Delta\phi$ だけ位相シフトしたためである。時間的に見たPWMリップル電流の位相シフト量 $\Delta\phi$ と磁極位置推定誤差 $\Delta\theta_m$ の関係をFig. 4に示す。この図より両者の関係には単調性があり、磁極位置推定誤差が-10 [deg]~+10 [deg]の範囲内なら線形近似できることがわかる。この性質を用いて、リップル電流の位相シフト量から磁極位置推定誤差を推定することができる。

〈2.4〉 磁極位置・速度推定法

本手法による位置・速度センサレス制御システムをFig. 5に示す。同図(a)に示されたように、磁極位置・速度推定部と三相正弦波キャリア生成部以外は一般的なIPMモータのベクトル制御系と何ら変わりはない。一方、同図(b)のように、磁極位置・速度推定部では $\hat{d}-\hat{q}$ 座標上の電流からBPFを用いてPWMリップル電流を抽出し、2軸電流間の位相差を検出する。この位相差から90 [deg]を減じて位相シフト量を求め、Fig. 4の関係に基づいて磁極位置推定誤差を得る。磁極位置推定誤差は推定アルゴリズムに相当する二次ローパスフィルタ(LPF)と積分要素に入力され、推定誤差が零に収束するように磁極位置推定値を動的に修正する。なお、速度推定値は積分要素の手前から得られる。

3. 計算機シミュレーションによる検証

提案法の妥当性を確認するために、計算機シミュレーションにより速度応答、外乱応答、パラメータ感度について検証した。シミュレーションではPWMインバータの直流バス電圧を280 [V]一定とし、電流制御系には非干渉制御器、デッドタイム (2 [μs]) 補償器、電流リミッタも組み込んでいる。 $\hat{d}-\hat{q}$ 座標で生成された1000 [Hz]の二相正弦波キャリアを静止座標に変換し、インバータでは $1000 + \hat{\omega}_m / 2\pi$ [Hz]の三相正弦波キャリアと三相電圧指令値との比較を行って

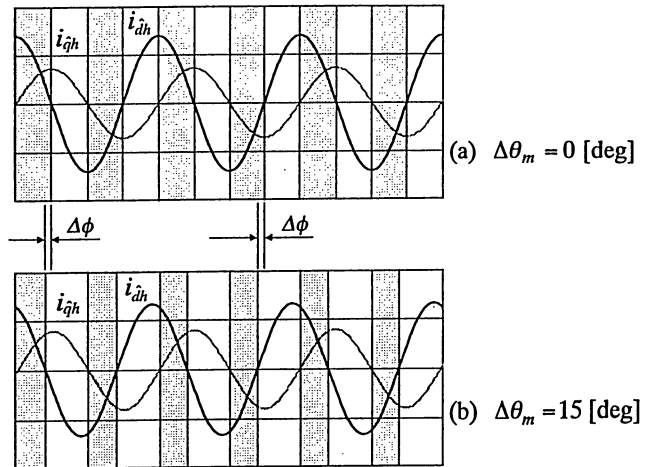


図3 PWMリップル電流波形
Fig. 3. PWM ripple current waveforms.

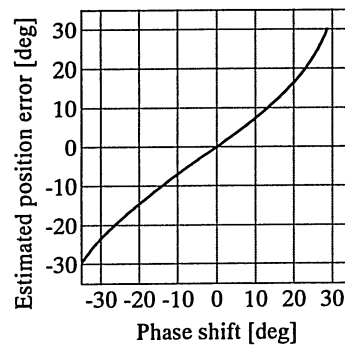
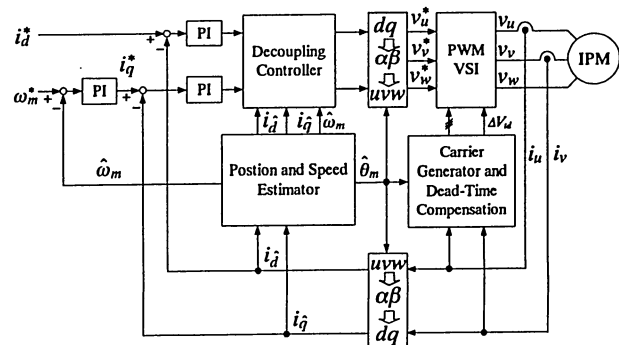
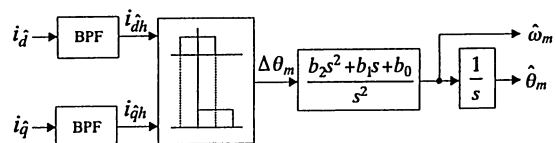


図4 PWMリップル電流の位相シフト量と位置推定誤差
Fig. 4. Phase shift of PWM ripple current and position estimation error.



(a) Block diagram of whole controller.



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

図5 位置・速度センサレス制御システムの構成
Fig. 5 Configuration of position-and-speed-sensorless control system.

いる。なお、制御対象とした供試モータのパラメータをTABLE Iに示す。

Fig. 6に零速度を含めた低速ならびに高速領域における速度制御特性のシミュレーション結果を示す。速度指令値に ± 20 [rad/s]のステップ変化を与え、正転および逆転を含めた加減速運転を行った。両速度領域において500 [ms]の速度ステップ応答が得られている。ステップ印加時の磁極位置推定誤差は ± 5 [mech. deg]未満に抑制され、速度推定誤差も ± 3 [rad/s]以内と良好な結果が得られた。

また、一定速度(60 [rad/s])で運転中に100%負荷ステップを加えたときの外乱応答をFig. 7に示す。ステップ変化の瞬間は ± 5 [mech. deg]の磁極位置推定誤差が発生するが、速やかに零に収束することがわかる。

次に、モータパラメータの各値がノミナル値に対して $\pm 25\%$ 変動した場合の磁極位置推定誤差を確認した。Fig. 8は定格速度までセンサレス運転を行った推定誤差結果である。同図からわかるように、電機子巻線抵抗と磁束鎖交数の変動に対してほとんど影響を受けることはなく、2軸インダクタンスの変動に対しては最大1.5 [deg]程度の推定誤差が生じるに過ぎない。以上の結果より、本手法が極めて低いパラメータ感度を有していることが確認できる。

4. まとめ

本稿ではインバータ出力電圧に含まれるPWMリップルに着目し、それに対応するリップル電流の位相情報を利用するIPMモータの位置・速度センサレス制御法を提案した。計算機シミュレーションにより、広い速度制御範囲と負荷に対して推定誤差が小さく安定したセンサレス運転が可能で、パラメータ変動に対してもロバストな制御特性が得られることを確認した。

表1 モータパラメータ
TABLE I MOTOR PARAMETERS

Nominal Parameters of Test Motor			
Field flux linkage	0.306 [Wb]	d-axis inductance	0.248 [H]
Armature resistance	14.8 [Ω]	q-axis inductance	0.485 [H]
Moment of inertia	0.00414 [kg/m ²]	Rated current	0.7 [A]
Number of poles	4	Rated speed	1500 [rpm]

参考文献

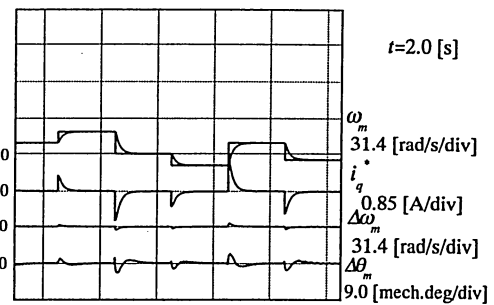
[1] M. Mengesha, J. Oyam, T. Abe, T. Higuchi, and E. Yamada, "Carrier Frequency Component Method for Position Sensorless Control of IPM Motor in Lower Speed Range," 電学論, 120-D, 2, 275-280 (平12)

[2] 黒川博之, 小笠原悟司, 赤木泰文: 「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)

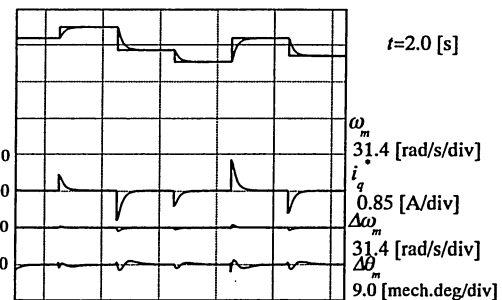
[3] 西田聡彦, 近藤正示: 「電流ベクトル軌跡を用いたPMモータの位置センサレス界磁極検出法における推定精度の評価」 電学産応全大, 195-198 (平7)

[4] 竹花公宏, 野口季彦, 近藤正示: 「内部永久磁石モータのロバストな磁極位置・速度センサレス制御法」 電学半電変研究会, SPC-00-38/IEA-00-13, 7-12, (平12)

[5] 「半導体電力変換回路」 電学半電変方式調専委編



(a) Speed step response in low-speed range.



(b) Speed step response in high-speed range.

図6 速度ステップ応答
Fig. 6. Speed step responses.

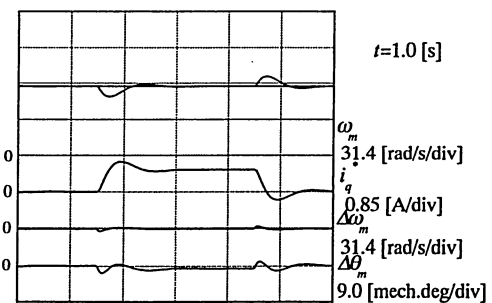


図7 外乱応答
Fig. 7. Disturbance step response.

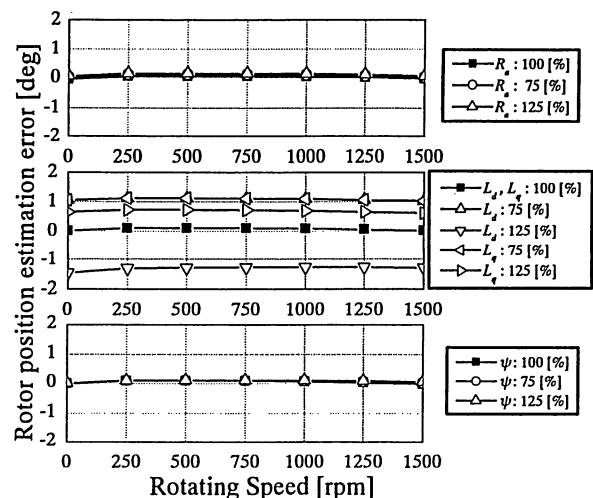


図8 パラメータ感度特性
Fig. 8. Characteristics of parameter sensitivity.