

# 直流バス電流から得られる PWM 高調波情報を利用した IPM モータの磁極位置センサレス制御法

学生員 村田和紀\* 正員 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Mechanical Sensorless Control of IPM Motor Using PWM Harmonics Information Acquired from DC-Bus Current  
Kazunori Murata\*, Student Member, and Toshihiko Noguchi, Member (Nagaoka University of Technology)

**Abstract** – This paper describes mechanical sensorless control of an interior permanent-magnet motor, which requires neither a rotor position nor a current transducer. The control is based on a motor current reproduction technique and a PWM carrier based rotor position estimation technique. Three-phase motor currents are reproduced with a DC-bus current sampled synchronously with inverter switching modes. The inverter operates with a three-phase carrier modulation and injects PWM harmonic voltages to the motor. Since the motor has saliency caused by the interior permanent-magnet in the rotor, the corresponding PWM harmonic currents includes the rotor position information. Several computer simulations are conducted to examine the basic performance of the sensorless operation. Excellent characteristics are confirmed in speed-step responses, disturbance torque response and parameter sensitivities, which prove feasibility of the proposed technique.

キーワード：IPM モータ，周波数変調形三相キャリア，直流バス電流，スイッチングパターン，PWM 高調波  
Keywords：IPM motor, frequency-modulated three-phase carrier, DC-bus current, switching pattern, PWM harmonics

## 1. はじめに

内部永久磁石形同期モータ (IPM モータ) の磁極位置センサレス制御を実現するために、種々の磁極位置推定法が提案されている。一般的に、モータ回転時に発生する速度起電力に着目したものや、ロータの突極性に基づくインダクタンスの空間分布に着目した磁極位置推定法がよく知られている。後者の場合、ゼロ速度を含む極低速時においても磁極位置推定が可能であるため、センサレス制御システムの運転特性を改善しその適用範囲を広げると期待される<sup>[1]</sup>。

筆者らはこれまで周波数変調形三相 PWM キャリアにより発生する PWM 高調波電流を用いた磁極位置推定法を提案し、実験的にその有効性を確認してきた<sup>[2]</sup>。このシステムにおいて残されたセンサはモータ相電流検出用のホール CT のみであり、それらを除去することができれば究極的なセンサレス制御システムが実現する。

本稿では、これらの電流センサを排除し、インバータの PWM 高調波電流に着目した IPM モータの磁極位置センサレス制御システムについて検討する。このために、過電流保護用に実装された直流バスシャント抵抗から得られる電流情報を活用し、PWM 高調波成分を抽出する。PWM 高調波電流の位相は磁極位置推定誤差情報をもっているため、これを用いて磁極位置センサレス制御を実現することができる。ここでは、計算機シミュレーションにより交流出力側電流センサを使用せずともゼロ速度を含む全速度制御範囲において、良好な運転特性が確認されたので報告する。

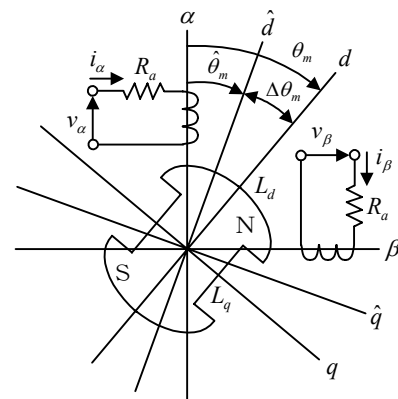


図1 IPM モータのモデルと座標系の定義  
Fig. 1. Model of IPM motor and definition of coordinates.

## 2. 磁極位置推定法とセンサレス制御システム

### 〈2.1〉 内部永久磁石モータの座標系

Fig. 1 に制御対象である IPM モータの各種座標系を定義する。ここで、 $\alpha-\beta$  座標は静止座標系、 $d-q$  座標は磁極位置の真値  $\theta_m$  と同期した角速度  $\omega_m$  で回転する回転座標系である。また、磁極位置推定値  $\hat{\theta}_m$  と同期した角速度  $\hat{\omega}_m$  で回転する回転座標系を新たに  $\hat{d}-\hat{q}$  座標として定義する。ここで、 $d-q$  座標と  $\hat{d}-\hat{q}$  座標の間で磁極位置推定誤差を  $\Delta\theta_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$ 、速度推定誤差を  $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$  とする。

〈2.2〉 周波数変調形三相キャリア

PWM インバータの変調法として、キャリアに単相三角波を用いる方法や三相三角波を用いる方法などが知られている<sup>[3]</sup>。これらキャリアと三相電圧指令値を比較することにより得られるインバータ出力電圧には、キャリア周波数と同一の PWM 高調波成分が含まれる。しかし、ここで挙げたキャリアの相数の違いにより、インバータ出力電圧に含まれる PWM 高調波の現われ方は異なる。単相キャリアによる変調法では各相のインバータ出力電圧に含まれる PWM 高調波が同相となるため、線間ではそれらが相殺されて観測することができない。したがって、PWM 高調波からモータのリラクタンス情報を得ることが不可能となり、磁極位置を推定することはできない。

次に、三相キャリアによる変調法では各相の電圧指令値がそれぞれに対応したキャリアによって比較されるため、インバータ出力電圧は正相の高調波成分を含む。この正相高調波成分は変調率や基本波周波数が零の場合においても観測することができるため、モータのリラクタンス情報から常に磁極位置を推定することができる。

Fig. 2 は筆者らがすでに提案した周波数変調形三相キャリアの原理図である。ここで、キャリアの源信号は推定座標上で生成された角周波数 $\omega_c$ の二相交流である。この二相交流を三相キャリアに変換するため、(1)のような回転座標変換を施す。

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

静止座標上ではキャリア角周波数 $\omega_c$ から同期角周波数 $\omega_m$ だけ周波数シフトされたキャリアとなり三相電圧指令値との比較が行なわれるが、PWM 高調波電流を推定座標上で観測すると角周波数が一定の成分となる。したがって、尖鋭度の高い固定中心角周波数の帯域通過フィルタ (BPF) を用いてこの PWM 高調波成分を抽出することができる。

〈2.3〉 モータ電流の検出法

Fig. 2 に示す三相キャリア変調では、PWM インバータの出力は非ゼロ電圧ベクトルのみとなり、ゼロ電圧ベクトルは出力されない。Fig. 3 に示したように非ゼロ電圧ベクトルは常に一定方向に遷移しながら出力され、この回転方向は三相キャリアの相順に対応している。上記条件から、PWM インバータのスイッチングモード $S_u, S_v, S_w$ とそのときの直流バス電流 $I_{dc}$ の関係を利用することで、スイッチング毎の離散的なモータ相電流の振幅情報が得られる<sup>[4]</sup>。Fig. 4 は直流バス電流とインバータのスイッチングの関係を示したものであり、直流バス電流は(2)のように表わされる。

$$I_{dc} = S_u i_u + S_v i_v + S_w i_w \quad (2)$$

三相キャリア変調の場合、ゼロ電圧ベクトルは出力されないため直流バス電流から三相分のモータ電流を検出できないスイッチングモードは存在しないが、非ゼロ電圧ベクトル出力時に一つのスイッチングモードで三相電流情報を取得

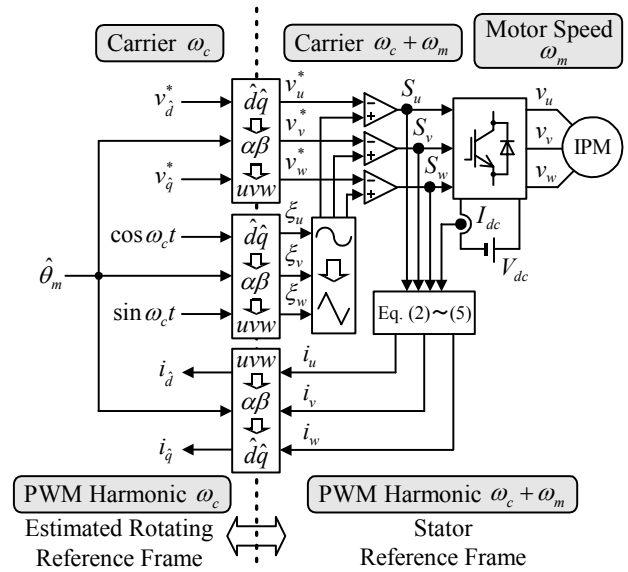


図 2 周波数変調形三相キャリアの原理図  
Fig. 2. Schematic diagram of frequency-modulated three-phase carrier.

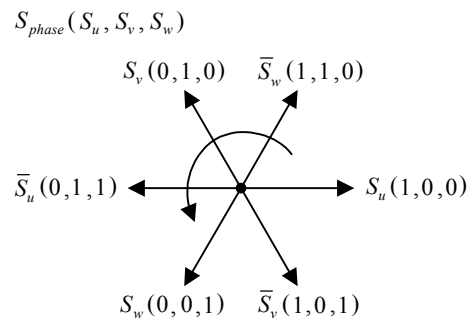


図 3 三相キャリアによるインバータ出力電圧ベクトル  
Fig. 3. Three-phase carriers based inverter output voltage vectors.

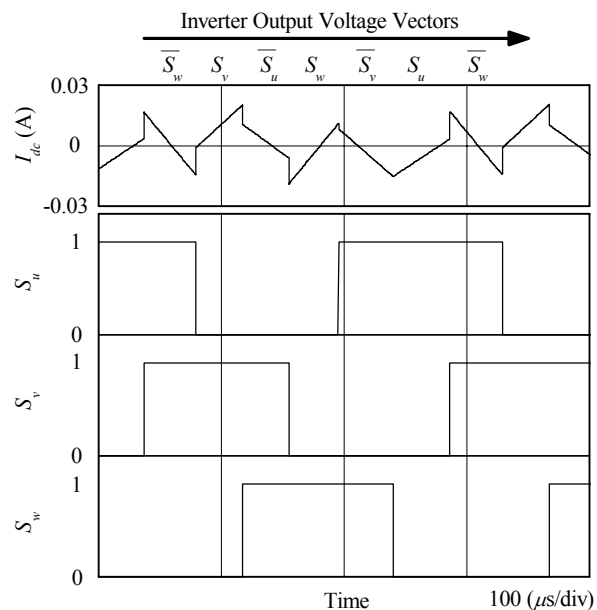


図 4 直流バス電流とインバータのスイッチングの関係  
Fig. 4. Relationship between DC-bus current and switching modes.

できるのは一相分だけである。そこで、三相電流の和が零である条件を利用して三相-二相変換の式を(3)~(5)のように変形する。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -\sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_w \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} \quad (5)$$

ただし、(3)はu相電流情報がない $S_w$ ,  $\bar{S}_v$ または $\bar{S}_w$ ,  $S_v$ の期間、(4)はv相電流情報がない $S_u$ ,  $\bar{S}_w$ または $\bar{S}_u$ ,  $S_w$ の期間、(5)はw相電流情報がない $S_v$ ,  $\bar{S}_u$ または $\bar{S}_v$ ,  $S_u$ の期間に用いる。例えば、現在のスイッチングモードが $\bar{S}_w$ であり、w相の電流値が直流バス電流からわかっているものとする。次のスイッチングモード $S_v$ に移る際、w相の電流値は保持しておき、新たなv相の電流値を直流バス電流から得る。1回前のスイッチングモードにおける電流情報を使用するが、(3)から二相電流の再現が可能となる。以後、同様にして直流バス電流からモータ電流を再現する。

〈2.4〉 PWM 高調波電流位相と磁極位置推定誤差

ここでは BPF を通じて推定座標上の電流  $i_d$ ,  $i_q$  から得られる PWM 高調波電流の位相情報に着目する。PWM 高調波電流は IPM モータのリラクタンスを反映しているため、磁極 (真の d 軸) の方向には高調波電流が多く流れ、それと直交した (真の q 軸) 方向は高調波電流が小さくなる。したがって、モータの磁極位置推定値が真値と等しいときは、推定座標上の PWM 高調波電流  $i_{dh}$ ,  $i_{qh}$  の位相差は 90 (deg) を保つ。この様子を Fig. 5(a) に示す。逆に同図(b)は磁極位置推定誤差がある場合を示しており、 $i_{dh}$  と  $i_{qh}$  の位相差は時間的に見ると  $90 \pm \Delta\phi$  (deg) となり、それらの軌跡は  $\Delta\phi$  だけ傾いた楕円となる。ここで、 $\Delta\phi$  を PWM 高調波電流の位相シフト量とよぶこととし、磁極位置推定誤差  $\Delta\theta_m$  との関係は Fig. 6 に示したようになる。これより両者の関係は単調性があり、 $-15 \sim +15$  (deg) の間で一次近似できる。したがって、積分器を含む推定アルゴリズムに PWM 高調波電流の位相シフト量を入力することにより、磁極位置推定値を修正することができる。

〈2.5〉 磁極位置センサレス制御システムの構成

Fig. 7 (a) は今回提案する交流出力側電流センサをもたない磁極位置センサレス制御システムの構成であり、周波数変調形三相キャリア発生器、磁極位置推定機構およびモータ電流再現器を除けば一般的なベクトル制御系と変わらない。同

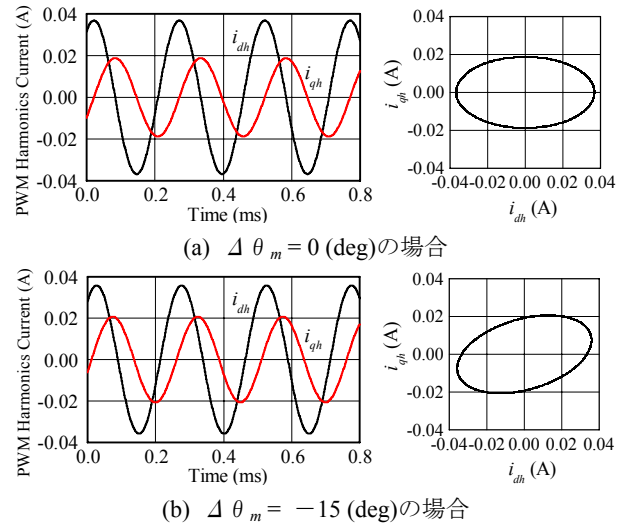


図5 磁極位置推定誤差と実際の高調波電流軌跡  
Fig. 5. Relationship between position estimation error and harmonic current trajectory.

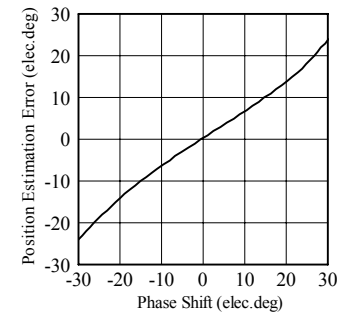
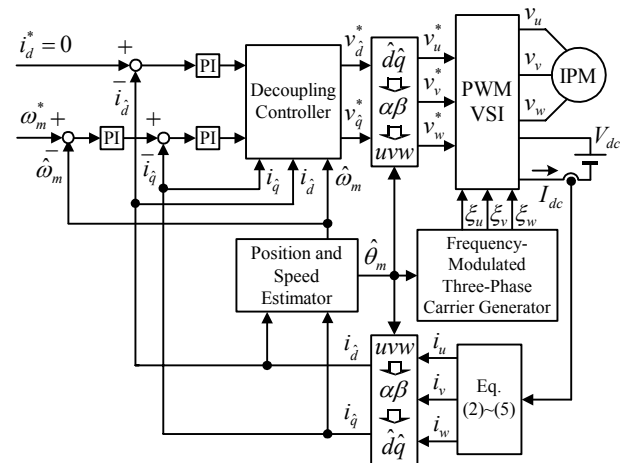
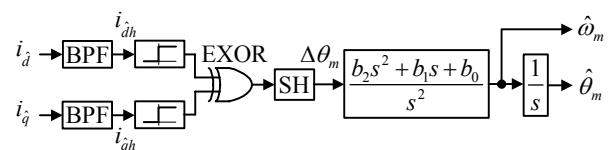


図6 磁極位置推定誤差と高調波電流位相シフト量の関係  
Fig. 6. Relationship between position estimation error and harmonic current phase shift.



(a) Block diagram of whole controller.



(b) Block diagram of rotor position estimator.

図7 磁極位置センサレス制御システム  
Fig. 7. Mechanical sensorless control system.

図(b)に IPM モータの磁極位置推定アルゴリズムを示す。この推定機構では、交流信号である  $d$  軸高調波電流を基準信号として  $q$  軸高調波電流との位相差から 90 (deg) を減じて位相シフト量を得ている。これを二次付達関数からなる推定アルゴリズムと積分要素を通して、推定誤差がゼロになるように磁極位置推定値を動的に修正する。また、速度推定値は積分要素の入力から得られる。

3. 計算機シミュレーションによる制御特性の検証

本手法の有効性を確認すべく速度ステップ応答、外乱負荷ステップ応答、パラメータ変動に対する各種特性を計算機シミュレーションにより検証した。制御対象である供試モータのパラメータを Table 1 に示す。また、シミュレーションはインバータ直流バス電圧を 280 (V)、キャリア周波数を 4 (kHz) として実施された。なお、電流制御系には非干渉制御、デッドタイム補償、電流リミッタ等が組み込まれている。

Fig. 8 はゼロ速を含む低速領域と高速領域における速度ステップ応答を示している。低速領域では、正転、逆転、ゼロ速運転のいずれにおいてもステップ入力後、500 (ms) 以内に速度指令値に追従し、磁極位置推定誤差も速やかにゼロに収束している。

Fig. 9 は外乱負荷応答の結果である。速度指令値は 50 (rad/s) 一定とし、100 (%) 負荷ステップを与えた。外乱が印加されている間はある一定の磁極位置推定誤差が発生するが、外乱がなくなると直ちにゼロに収束する。

Fig. 10 はパラメータ変動に対する磁極位置推定誤差の関係を示している。磁極位置推定誤差は、モータ回転速度が高速領域に近づくにつれて大きくなりモータパラメータの変動によっても僅かに影響を受ける。

4. まとめ

本稿では、交流出力側電流センサを排除するために直流バス電流からモータ電流を再現し、さらにこのモータ電流から PWM 高調波成分を抽出して磁極位置推定を行う手法を検討した。また、計算機シミュレーションにより基本的なセンサレス制御特性を確認した。その結果、速度ステップ応答ならびに外乱負荷応答に関して良好な制御特性が得られた。また、モータパラメータの変動に対する推定誤差についても数度以内に抑制されることがわかった。

参考文献

[1] 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)

[2] T. Noguchi, and S. Kohno, "Mechanical-Sensorless Permanent-Magnet Motor Drive Using Relative Phase Information of Harmonic Currents Caused by Frequency-Modulated Three-Phase PWM Carriers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 39, 4, 1085-1090 (2003)

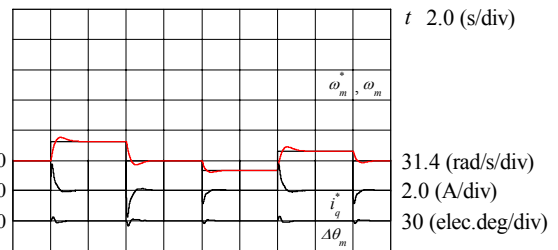
[3] 「半導体電力変換回路」電学半電変方式調専委編 (1987)

[4] Y. Murai, Y. Tanizawa, and M. Yoshida, "Three-Phase Current-Waveform-Detection on PWM Inverters from DC Link Current-Steps," *IIEE-Japan Proc. IPEC*, 1, 271-275 (1995)

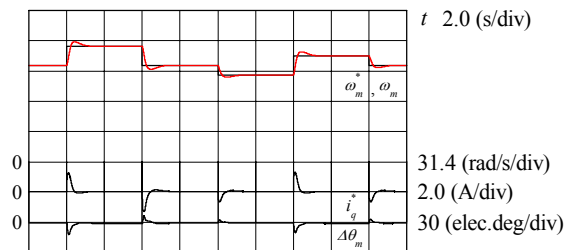
表 1 モータパラメータと定格

TABLE 1. MOTOR PARAMETERS AND RATINGS

Nominal Parameters and Ratings of Test Motor			
Field flux linkage	0.306 (Wb)	Moment of inertia	0.00414 (kg/m <sup>2</sup> )
Armature resistance	14.8 (Ω)	Damping coefficient	0.0001 (Ns/rad)
$d$ -axis inductance	0.248 (H)	Number of poles	4
$q$ -axis inductance	0.485 (H)	Rated speed	1500 (r/min)



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



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

図 8 速度ステップ応答

Fig. 8. Speed step responses.

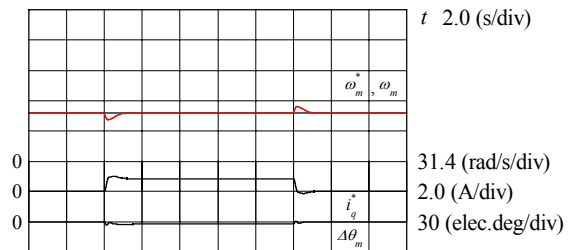


図 9 外乱負荷応答 (100%負荷)

Fig. 9. Disturbance step response (100% Load).

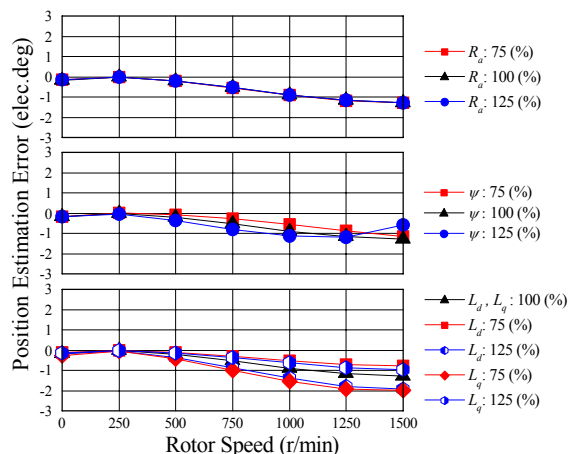


図 10 パラメータ感度特性

Fig. 10. Characteristic of parameter sensitivity.